

**Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения**

XXV МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ

**Волновая электроника
и инфокоммуникационные системы**



**Санкт-Петербург, Россия
2022**

Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения



XXV Международная научная конференция

**ВОЛНОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА
И ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ
СИСТЕМЫ**

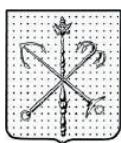


Сборник статей

Часть 2

30 мая – 3 июня 2022 г.

Санкт-Петербург



Санкт-Петербург, Россия

2022

УДК 621.38

ББК 32.85

B67

B67

Волновая электроника и инфокоммуникационные системы: XXV

Междунар. науч. конф. (СПб., 30 мая – 3 июня 2022 г.): сб. статей: в 3 ч.
Ч. 2. СПб.: ГУАП, 2022. 305 с.

ISBN 978-5-8088-1712-8

ISBN 978-5-8088-1714-2 (Ч. 2)

DOI: 10.31799/978-5-8088-1714-2-2022-2

Материалы XXV 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 978-5-8088-1712-8

ISBN 978-5-8088-1714-2 (Ч. 2)

DOI: 10.31799/978-5-8088-1714-2-2022-2

© Санкт-Петербургский государственный
университет аэрокосмического
приборостроения, 2022

МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

УДК 629.052.3

*В. А. Авдеев**

кандидат технических наук, доцент

*И. С. Баранов**

студент

*Д. Д. Гулий**

студент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ОСНОВНЫЕ АСПЕКТЫ ПЛАНИРОВАНИЯ ПОСТРОЕНИЯ ЛОКАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Рассмотрены принципы построения локальных радионавигационных систем, а также ключевые факторы, влияющие на точность местоопределения потребителя в радионавигационном поле.

Ключевые слова: локальная радионавигационная система, псевдоспутник, погрешности навигационных определений.

*V. A. Avdeev**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*I. S. Baranov**

Student

*D. D. Guliy**

Student

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

THE MAIN ASPECTS OF PLANNING THE CONSTRUCTION OF LOCAL NAVIGATION SYSTEMS

The principles of building local radio navigation systems, as well as the key factors affecting the accuracy of the location of the consumer in the radio navigation field, are considered.

Keywords: local radio navigation system, pseudo-satellite, errors of navigation definitions.

Введение

В настоящее время радионавигационные системы решают задачи определения координат местоположения, параметров движения и углов ориентации подвижного объекта. Возрастающий спрос со стороны беспилотных транспортных средств, военных потребителей, исполнителей геодезических работ требуют разработки технических решений в навигации, которые обеспечивали бы субметровую точность в любой точке земли независимо от рельефа местности и с высокой степенью надежности. В этой связи существенным дополнением, а в некоторых случаях и заменой глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) могут стать локальные навигационные системы (ЛНС), построенные на базе «псевдоспутников» (ПС), излучающих сигнал в диапазонах ГНСС, либо на базе автономных радиомаяков, излучающих сигнал в другом частотном диапазоне.

зоне. Однако построение ЛНС требует учета множества факторов, влияющих на точность позиционирования в подобных системах.

Варианты построения локальных навигационной системы

Принцип работы наземной ЛНС заключается в создании распределенного искусственного навигационного поля в заданной области пространства на базе наземных ПС или радиомаяков с точной их геодезической привязкой. По принципу действия чаще всего ЛНС относятся к фазовым когерентным радионавигационным системам с использованием нескольких радионавигационных сигналов с кодовым разделением на различных опорных частотах, одновременно излучаемых наземными ПС [1], [3], [5]. Определение координат в такой радиотехнической системе навигации осуществляется на основе псевдодальномерного метода. Измерение пространственной ориентации будет производиться интерферометрическими методами за счет приема навигационных сигналов разнесенных антennами. Преимущества такой системы: высокая точность измерения координат, высокая помехозащищенность, высокий уровень целостности системы, высокая унификация, низкая стоимость, низкие эксплуатационные расходы. Возможны два варианта построения ЛНС: автономный вариант с использованием только сигналов от ПС или радиомаяков и совместная работа с ГНСС. Погрешность измерения координат и пространственной ориентации в подобных системах можно разделить на две составляющие. Внешняя составляющая: неточность задания координат ПС, влияние атмосферы на распространение радиосигналов, влияние переотражений сигналов, влияние геометрического фактора. Внутренняя или аппаратурная составляющая погрешности: задержка в дальномерных и угломерных каналах радионавигационной аппаратуры, неидентичность фазовых характеристик приемных антенн и т. д. Учет данных составляющих является ключевым при проектировании построения ЛНС.

Погрешность привязки опорных псевдоспутников или радиомаяков

Погрешности задания координат ПС и объекта входят в системы уравнений для определения направляющих косинусов векторов-баз через погрешности направляющих косинусов векторов-направлений на источники сигнала. Составляющая погрешности, обусловленная неточностью задания координат ПС и объекта, определяется соотношением

$$\Delta k_{x,y,z} = \Delta R_{x,y,z} / R,$$

где R – расстояние между ПС и объектом; $\Delta R_{x,y,z}$ – составляющие погрешности задания координат ПС и объекта. При $\Delta R = 1$ м, $R = 5$ км значение погрешности составляет $\Delta k = 2 \cdot 10^{-4}$ и вызовет погрешность измерения углов 0,7 угловые минуты. Данная погрешность возрастает при увеличении дальности [2]. При пересчете в эквивалентную погрешность фазового сдвига при базе 2 м эта величина составляет 0,7 градуса и достаточно мала по сравнению с остальными составляющими погрешности измерения.

Влияние многолучевости

Погрешность измерения фазовых сдвигов, вызванная многолучевостью является одной из основных составляющих результирующей погрешности измерения, а в ряде случаев – доминирующей. Отраженные сигналы влияют по-разному на кодовые и фазовые измерения. При наличии переотраженных сигналов результирующий сигнал определяется суммой прямого и отраженных сигналов. Влияние переотражений заключается в искажении формы импульса и, соответственно, автокорреляционной функции (АКФ). При этом, если величина переотраженных сигналов не превышает величину прямого сигнала, то максимум АКФ сохраняется, однако сглаживается пик АКФ, что приводит к искажению дискриминационной характеристики и, как следствие, увеличению погрешности измерения псевдодальности. По данным экспериментальных исследований, при измерениях по ГНСС ГЛОНАСС и GPS погрешность измерения псевдодальности, вызванная многолучевостью, на открытой местности составляет $0,2\ldots0,5^\circ$ м [3]. Влияние переотражений на фазовые (угломерные) измерения носит другой характер. При наличии переотражений гармонический сигнал не меняет своей формы, как это происходит с огибающей, а только изменяет свою амплитуду и фазу. При малой величине амплитуды отраженного сигнала относительно амплитуды основного сигнала погрешность измерения фазового сдвига пропорциональна отношению амплитуд отраженного и полезного сигналов [4]

$$\Delta\phi \approx \frac{S_{omp}}{S_{np}} (\text{rad}).$$

Таким образом, при измерении пространственной ориентации по сигналам ПС погрешность, вызванная многолучевостью, является доминирующей погрешностью. Погрешность определения разности хода, вызванная многолучевостью, составляет от 5 до 15 мм, что эквивалентно погрешности измерения фазового сдвига $10\ldots30^\circ$.

Геометрический фактор

Среднеквадратическая погрешность измерения пространственной ориентации зависит от среднеквадратической погрешности измерения фазовых сдвигов сигналов псевдоспутников и от метода вычисления. Погрешность определения целевых параметров, в данном случае пространственной ориентации, определяется как погрешностью измерения первичных данных (фазовых сдвигов), так и видом преобразований. В радионавигации погрешность, вносимая преобразованием, называется геометрическим фактором и показывает, во сколько раз погрешность выходных параметров больше погрешности входных параметров. Система уравнений в наземной РНС на основе псевдоспутников для определения пространственной ориентации имеет вид:

$$\begin{cases} k_{xi}X + k_{zi}Z = \Phi_{li}, \\ Y = \sqrt{B^2 - X^2 - Z^2} \end{cases},$$

где k_{xi} , k_{zi} – направляющие косинусы направлений на источники сигналов; B – база интерферометра; X , Y , Z – искомые координаты вектора-базы [5].

Система уравнений имеет линейную часть, которая и определяет геометрический фактор. При линейном преобразовании погрешность определения координат описывается корреляционной или ковариационной матрицей. На практике используется квадратный корень из следа ковариационной матрицы, который показывает степень увеличения СКО погрешности определения координат по сравнению с СКО погрешности измерения дальности [4], [5]. Ковариационную матрицу можно получить из градиентной матрицы:

$$\text{cov} = G_r^T \oplus G_r,$$

где G_r – градиентная матрица.

В случае измерения пространственной ориентации линейная часть системы уравнений имеет вид: $\{k_{xi}X + k_{zi}Z = \Phi_{li}\}$.

Коэффициентами градиентной матрицы являются направляющие косинусы на маяки:

$$\mathbf{Gr} = \begin{vmatrix} k_{x1} & k_{z1} \\ k_{x2} & k_{z2} \\ \dots & \dots \\ k_{xN} & k_{zN} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{X_{m1} - X}{R_1} & \frac{Z_{m1} - Z}{R_1} \\ \frac{X_{m2} - X}{R_2} & \frac{Z_{m2} - Z}{R_1} \\ \dots & \dots \\ \frac{X_{mN} - X}{R_N} & \frac{Z_{mN} - Z}{R_1} \end{vmatrix},$$

где X_{mi} , Z_{mi} – координаты маяков в горизонтальной плоскости; X , Z – координаты объекта; R_i – расстояния до маяков.

В случае наличия систематической погрешности системы уравнений имеет вид:

$$\{k_{xi}X + k_{zi}Z + C = \Phi_{li}\},$$

где C – систематическая погрешность измерения фазового сдвига.

В этом случае градиентная матрица имеет вид:

$$\mathbf{Gr} = \begin{vmatrix} k_{x1} & k_{z1} & 1 \\ k_{x2} & k_{z2} & 1 \\ \dots & \dots & \dots \\ k_{xN} & k_{zN} & 1 \end{vmatrix}.$$

Поскольку в псевдоспутниках предпочтительней использовать дециметровый диапазон, зона обслуживания определяется прямой видимостью, которая определяется выражением

$$L = 3.6 \left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2} \right) \text{ (км)},$$

где h_1 и h_2 – высота расположения передающей и приемной антенн (м).

Для наземных объектов рабочая зона определяется высотой, на которой установлены передающие антенны псевдоспутников. Так, при высоте передающей антенны 30 м зона прямой видимости составляет ≈ 20 км, при высоте передающей антенны 50 м – 25 км. Для расширения рабочей зоны нужно увеличивать высоту передающих антенн псевдоспутников, либо увеличивать число псевдоспутников, как это делается в системах сотовой и транкинговой связи.

Заключение

В данной статье были рассмотрены основные составляющие погрешности местоопределения и ориентации объекта в локальной радионавигационной системе. Приведены их численные оценки и аналитические зависимости, которые могут быть использованы при проектировании наземных локальных навигационных систем.

Библиографический список

1. Пудловский В. Б. Возможности локальных радионавигационных систем для наземных робототехнических комплексов // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2017. № 11–3. С. 38–52.
2. Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: ТЕХНОСФЕРА, 2007. 488 с.
3. Хафизов А. В. Радиооборудование. Ч. 2. Средства радионавигации: учеб. пособие. Кировоград: КЛА НАУ, 2014. 212 с.

УДК 629.052.3

*В. А. Авдеев**

кандидат технических наук, доцент

*Г. Д. Парамонов**

студент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

О МЕТОДАХ АВТОНОМНОГО КОНТРОЛЯ ЦЕЛОСТНОСТИ НАВИГАЦИОННОГО ПОЛЯ СИСТЕМЫ ГНСС ГЛОНАСС

Проведен анализ методов контроля навигационного поля глобальных навигационных спутниковых систем. Определены основные достоинства и недостатки внутренних и внешних методов контроля.

Ключевые слова: ГЛОНАСС, контроль навигационного поля, автономные алгоритмы контроля целостности.

*V. A. Avdeev**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*G. D. Paramonov**

Student

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ON THE METHODS OF AUTONOMOUS INTEGRITY MONITORING OF THE NAVIGATION FIELD OF THE GNSS GLONASS SYSTEM

The analysis of methods of control of the navigation field of global navigation satellite systems is carried out. The main advantages and disadvantages of internal and external control methods are determined.

Keywords: GLONASS, navigation field control, autonomous integrity control algorithms.

Введение

Система ГЛОНАСС (ГЛОбальная НАвигационная Спутниковая Система) используется для решения задач высокоточного и непрерывного определения пространственного местоположения, вектора скорости движения, а также времени космических, авиационных, морских и наземных потребителей в любой точке Земли или околосземного пространства [1].

Одним из определяющих показателей качества работы системы ГЛОНАСС является целостность навигационного поля (НП) и достоверность навигационно-временных определений (НВО) в любой точке Земли. Навигационное поле – это поле, создаваемое совокупностью навигационных сигналов ГЛОНАСС в обслуживаемом пространстве. Мониторинг системы осуществляется наземный комплекс управления, контрольно-корректирующие станции при использовании дифференциального режима, а также проводится автономный мониторинг целостности с помощью технологий, разработанных для оценки целостности сигналов системы в навигационной аппаратуре потребителя (НАП).

Актуальность контроля НП для гражданских потребителей

Развитие ГЛОНАСС способствует решению комплекса транспортных проблем, связанных с загруженностью дорог, с обеспечением быстрой и своевременной реакции на последствия ДТП [3], осуществляет мониторинг стихийных бедствий и контроль устойчивости потенциально опасных инженерных сооружений.

Требования к эксплуатационным характеристикам глобальных навигационных систем (ГНСС) с каждым годом ужесточаются. Например, для автономных транспортных средств необходима дециметровая точность навигации, спасательным организациям для спасения и поиска подавших сигнал бедствия требуется сужение зоны поиска до 1 км², для гражданских навигационных приложений нужно повышение скорости измерения текущих навигационных параметров, одним из требований Международной организации гражданской авиации (ИКАО) является информирования самолетов о целостности навигационного поля не более чем за 6 секунд после обнаружения ошибки [2].

Внешние и внутренние автономные методы контроля НП

Условно в методах автономного контроля целостности можно выделить внешние и внутренние. Внешние методы используют избыточную информацию, получаемой от других навигационных устройств и систем, имеющихся в наличии у потребителя. Задача обработки навигационной информации решается комплексно – самой глобальной навигационной спутниковой системой (ГНСС) и дополнительными навигационными устройствами и системами. Внутренние методы основаны на избыточности информации собственно ГНСС в навигационной аппаратуре потребителя. На рис. 1 представлена более полная классификация методов контроля.

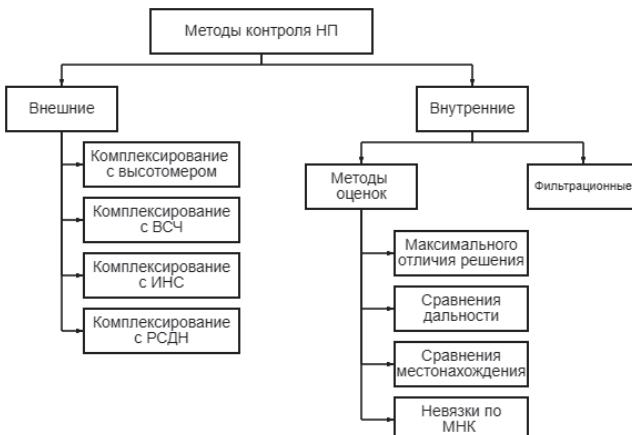


Рис. 1. Классификация методов контроля НП

Далее рассматриваются основные достоинства и недостатки указанных методов.

Инструментальная ошибка барометрического высотомера, достигающая 100 м, в плохих метеоусловиях – до 350 м, ставит под сомнение возможность комплексирования.

Одним из успешных вариантов комплексирования является использование инерциальной навигационной системы (ИНС). Ее преимущество заключается в возможности автономный и непрерывной работе при наличии начальных данных, при этом система обладает высокой помехозащищенностью. Однако с течением времени в системе происходит накопление ошибок, вызываемых дрейфом гироскопов. При отказе НС, пока наземный контрольный сегмент успеет предупредить потребителей об отказе, ошибки ИНС превысят допуски, которые являются предельными для целостности ГНСС.

Комплексирование с радиотехническими системами дальней навигации (РСДН) практически исключено из-за ограниченной зоны действия и низкой точности системы. Погрешность определения местоположения ЛА с помощью РСДН может составлять 500 м. Такие значения ошибок не могут удовлетворить всем этапам полета.

Потенциальные возможности системы при оценке целостности могут быть расширены за счет комплексирования с высокостабильным стандартом частоты (ВСЧ). Сигналы этого стандарта могут служить в качестве эквивалента части информации, получаемой от навигационных спутников (НС) ГНСС, которая может быть частично заменена или дополнена сигналами ВСЧ. Однако даже такая избыточная информация не сможет дать максимальной гарантии исключения неисправного НС из НВО.

Основой внутренних методов контроля является избыточность информации собственно ГНСС, то есть наблюдение в НАП потребителя пяти и более НС. При этом, для выполнения такого условия, желательно развертывание полной группировки ГНСС ГЛОНАСС и GPS. Современный этап развития и интеграции ГНСС позволяет их скооперированную работу. Методы автономного контроля целостности в НАП делятся на методы оценок (в иностранных источниках так называемые *snapshot* – «моментальный снимок») и фильтрационные (*averaging* – усреднения) [4].

Методы оценок предполагают сбор и соответствующую обработку всей необходимой информации в некоторый момент времени. Например, при методе максимального отличия решения (*maximum solution separation* (MSS)) приемник выполняет измерения псевдо дальности для всех выбранных N спутников. [5] Далее получается набор из N решений методом наименьших квадратов путем отбрасывания каждого из измерений псевдо дальности. Тестовой статистикой будет максимальное из возможных расстояний между полученными решениями. После этого статистика сравнивается с заданным порогом и решается вопрос об отказе спутника. Отличия остальных методов заключаются в основном в выборе информации для тестовой статистики.

Фильтрационные методы обычно используют набор фильтров Калмана, коэффициенты каждого из которых связаны с определенным линейным нарастанием погрешностей измерения псевдодальности. Эти погрешности являются отказами НС. Тестовая статистика в этих методах формируется из получаемых при работе фильтров невязок.

Заключение

Внешние методы контроля довольно просты в использовании и хорошо изучены, однако сами по себе не могут полностью удовлетворить требованиям к контролю целостности на всех этапах работы системы. Их погрешности измерений зачастую слишком велики и приводят к ошибочным результатам общего решения задачи.

Внутренние методы контроля работают с гораздо большей точностью и эффективностью. Основным достоинством этих методов является высокая оперативность оповещения потребителя о факте нарушения целостности поля, причем существует возможность регулировать требуемое время, выбирая тот или иной алгоритм в зависимости от требований к текущей системе. Однако даже при этих преимуществах в обособленном виде алгоритмы контроля не всегда отвечают заданным требованиям. Помимо преимуществ, у методов контроля целостности в НАП есть ряд существенных недостатков, проявляющихся в повышении сложности аппаратуры потребителя и серьезных требованиях к вычислительным мощностям для качественного расчета решений алгоритма. С этой проблемой позволяет справиться современное развитие технологий и элементной базы, однако в определенных случаях на решение задачи может повлиять как плохая геометрия расположения используемого созвездия НС, так и неудачный выбор порогового значения. Все это приводит к нарушению целостности поля, поэтому следует работать над совершенствованием алгоритмов контроля и применения наиболее эффективных вариантов комплексирования.

Общая картина представленных методов говорит о том, что наиболее эффективным было бы совместное, насколько это позволяет аппаратура потребителя, использование методов и алгоритмов – например, в случае, когда оборудование настроено на работу системы ИНС с одним из внутренних алгоритмов, при этом для обработки погрешностей от обоих систем установлен фильтр Калмана.

Библиографический список

1. Спутниковые навигационные системы / Московский авиационный институт. 2004. 337 с.
2. Леонидов Н. В. Автономные алгоритмы контроля целостности навигационного поля применительно к ГНСС ГЛОНАСС // Космические аппараты и технологии. 2021. №. 1 (35). С. 44–50.
3. Урличич Ю. М. Разработка и внедрение ГЛОНАСС // Телекоммуникации и транспорт. 2011. № 5. С. 10–13.

4. *Иванов А. В., Негуляева А. П., Москвитин С. П.* Автономный контроль целостности навигационных данных спутниковых радионавигационных систем методами сравнения и невязок // Вестник Тамбовского государственного технического университета. 2016. 22 (3). 358–367.

5. *Brown R., McBurney P. W.* Self-Contained GPS Integrity Check Using Maximum Solutions Separation // NAVIGATION, Journal of The Institute of Navigation. 1988. Vol. 35. N 2. P. 255–274.

УДК 004.942, 616-71

Б. К. Акопян*

аспирант

A. P. Шепета*

доктор технических наук, профессор

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

**МЕТОД КОРРЕКЦИИ ОЦЕНКИ АРТЕРИАЛЬНОГО ДАВЛЕНИЯ
ПРИ АВТОМАТИЗИРОВАННОМ ИЗМЕРЕНИИ
ЭЛЕКТРОННЫМ ТОНОМЕТРОМ**

Недостаток методик оценки артериального давления заключается в том, что ошибка измерения всегда смещена в одну сторону от истинного значения. В связи с этим предложен метод коррекции оценки артериального давления путем смещения на величину абсолютного отклонения между истинным значением и выборочным средним. Рассмотренный метод коррекции результатов измерения позволит сместить их в сторону истинного значения.

Ключевые слова: измерение артериального давления, коррекция, финитное распределение, достаточная статистика, статистическое моделирование.

B. K. Akopyan*

PhD Student

A. P. Shepet*

Dr. Sc. Tech., Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

**CORRECTION OF THE BLOOD PRESSURE ESTIMATION
DURING AUTOMATED MEASUREMENT WITH AN ELECTRONIC
MONITORING DEVICE**

The disadvantage of the blood pressure estimating methods is that the measurement error is always one-way from the true value. A method of blood pressure evaluation correction is proposed. The correction factor depends on the heart rate, air discharge rate and the measured pressure value. The corrected method will allow moving the measurement results towards the true value.

Keywords: blood pressure measurement, correction, uniform distribution, statistics, statistical modelling.

Введение

Принцип работы большинства электронных тонометров заключается в регистрации времени появления t_s и затухания t_d пульсовых волн, частота которых соответствует частоте сердечных сокращений, и соответствующих значениях давления \hat{p}_s и \hat{p}_d в манжете тонометра. В соответствии с клиническими рекомендациями мировых медицинских обществ по артериальной гипертонии [1], [2], для определения уровня артериального давления (АД) требуется выполнить не менее двух измерений. При разнице значений более 5 мм рт. ст. требуется произвести дополнительное измерение.

При измерении значения АД в интервале $[t_i; t_{i+1}]$ фактически нужно определять левую (систолическое давление) и правую (диастолическое давление) границы финитных распределений. Достаточными статистиками для оценки этих границ являются минимальное и максимальное значение соответствующих вариационных рядов, поэтому оценка границ должна производиться по выражениям:

$$\begin{cases} \hat{p}_s = \max(p_{s1}, p_{s2}, p_{s3}), \\ \hat{p}_d = \min(p_{d1}, p_{d2}, p_{d3}), \end{cases} \quad (1)$$

являющихся оценками систолического \hat{p}_s и диастолического \hat{p}_d давлений. Такие оценки будут иметь меньшую погрешность [3] по сравнению с методом оценки среднего арифметического трех измерений, который приведен в клинических рекомендациях мировых медицинских обществ по артериальной гипертонии и применяется в автоматизированных электронных тонометрах [4], [5].

Однако у обоих методов оценки измерения есть недостаток. Он заключается в том, что, поскольку результаты измерения АД будут отклоняться от его истинного значения [6], то вне зависимости от метода оценивания ошибка будет смещена в одну сторону от истинного значения: оценка систолического давления будет всегда меньше истинного значения, а оценка диастолического давления – больше. Как следствие, в обоих случаях математическое ожидание результатов измерения будет значительно отклоняться от истинного значения.

Методика коррекции артериального давления

После оценки результат измерения корректируется на величину k , определяемую в зависимости от величины частоты сердечных сокращений, скорости сгравливания воздуха из манжеты и измеренного значения давления. При этом необходимо отметить, что знак данного коэффициента будет отличаться в зависимости от типа измеряемого давления:

$$\hat{p}_{s_new} = \hat{p}_s + k_s, \hat{p}_{d_new} = \hat{p}_d - k_d, \quad (3)$$

где \hat{p}_s и \hat{p}_d – значения оценок систолического и диастолического давления; \hat{p}_{s_new} и \hat{p}_{d_new} – значения оценок АД после коррекции; k_s и k_d – значения коэффициентов. Подобный метод коррекции позволит осуществить смещение результатов измерения в сторону истинного значения.

Результаты исследования

Было проведено статистическое моделирование процесса измерения АД. Модель кривой давления в манжете представлена как экспоненциальная функция [7] вида:

$$p(t) = p_0 e^{-\alpha t}, t \geq 0, \quad (4)$$

где p_0 – первоначальное значение давления воздуха в манжете на момент начала сгравливания ($t=0$); $e^{-\alpha t}$ – параметр, представляющий скорость сгравливания

воздуха, $\alpha > 0$, t – время. Измерения осуществлялись при равномерном нормальному ритме сердечных сокращений без учета возможной вариабельности [8] сердечного ритма.

Оценка коэффициента коррекции осуществляется по формуле:

$$k = |\bar{p} - p_{real}|, \quad (6)$$

где \bar{p} – оценка значения АД; p_{real} – его истинное значение. Полученные коэффициенты применялись для коррекции новой выборки результатов измерения артериального давления.

Из гистограмм для результатов измерения артериального давления 120/80 мм рт. ст. при частоте сердечных сокращений 70 уд./мин. (рис. 1–4) видно, что коррекция результатов измерения АД приводит к тому, что математическое ожидание измерения смещается в сторону истинного значения, а отклонения оценки смещены в обе стороны от истинного.

По результатам статистического моделирования получены интервальные оценки выборочного среднего до и после коррекции при истинном значении артериального давления 120/80 мм рт. ст., значении доверительной вероятности 0,95 и количестве экспериментов 10^5 .

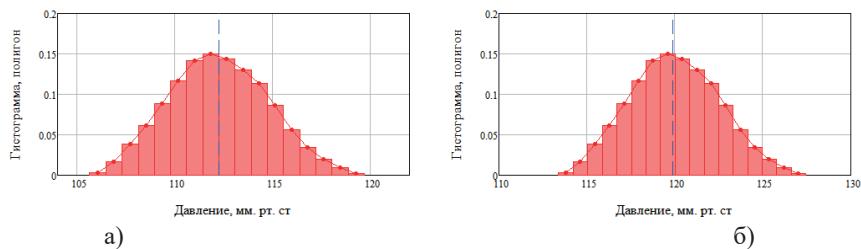


Рис. 1. Гистограмма распределения результатов измерения систолического артериального давления по среднему арифметическому до коррекции измерения (а) и после (б)

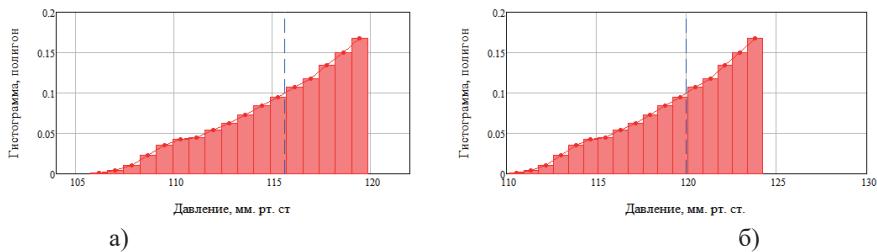


Рис. 2. Гистограмма распределения результатов измерения систолического артериального давления по крайнему значению вариационного ряда до коррекции измерения (а) и после (б)

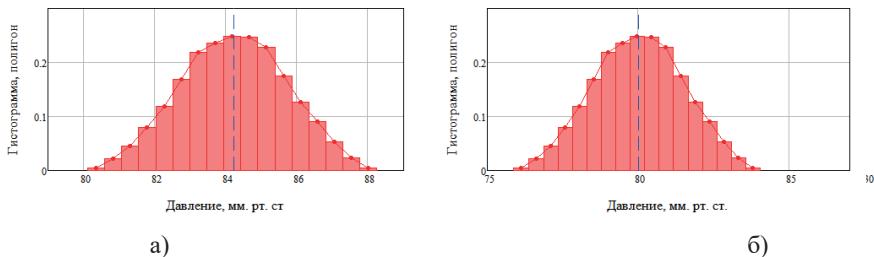


Рис. 3. Гистограмма распределения результатов измерения диастолического артериального давления по среднему арифметическому до коррекции измерения (а) и после (б)

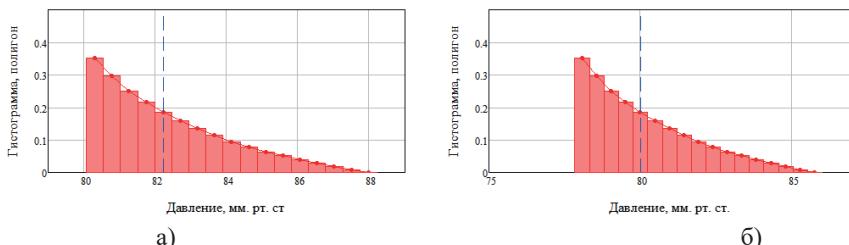


Рис. 4. Гистограмма распределения результатов измерения диастолического артериального давления по крайнему значению вариационного ряда до коррекции измерения (а) и после (б)

Из результатов, приведенных в табл. 1, видно, что оценки, полученные в соответствии с выражением (1), ближе к истинному значению, чем оценки по среднему арифметическому, а рассмотренный метод коррекции результатов измерения АД позволяет сместить выборочное среднее обоих методик в сторону истинного значения.

Таблица 1

Условия измерения	Систолическое давление, мм рт. ст.		Диастолическое давление, мм рт. ст.	
	По среднему арифметическому трех измерений	По крайнему значению вариации ряда	По среднему арифметическому трех измерений	По крайнему значению вариации ряда
Без коррекции	[112,68; 112,71]	[116,22; 116,26]	[83,980; 84,007]	[82,062; 82,081]
Коррекция	[119,98; 120,01]	[119,99; 120,02]	[79,991; 80,018]	[79,995; 80,014]

Заключение

Оценки, полученные как крайние значения вариационного ряда, ближе к истинному значению, чем оценки по среднему арифметическому. Предложен-

ный метод коррекции результата измерения систолического и диастолического давлений позволяет уменьшить методическую погрешность оценки.

Библиографический список

1. 2019 Chinese Hypertension League guidelines on home blood pressure monitoring / J. Wang, P. Bu, L. Chen et al. // Journal of Clinical Hypertension, Wiley. 2020. № 22. Р. 378–383.
2. Чазова И. Е., Жернакова Ю. В. (от имени экспертов). Клинические рекомендации. Диагностика и лечение артериальной гипертонии // Системные гипертензии. 2019. № 16 (1). С 6–31.
3. Акопян Б. К., Шепета А. П. Особенности оценки артериального давления при автоматизированном измерении электронным тонометром // Обработка, передача и защита информации в компьютерных системах'22: Вторая международ. науч. конф. СПб.: ГУАП, 2022. С. 19–22.
4. Automated device that complies with current guidelines for office blood pressure measurement: design and pilot application study of the Microlife WatchBP Office device / G. Stergiou, C. Lin, C. Lin et al. // Blood Pressure Monitoring. Wolters Kluwer Health. 2008. Vol 13. N 4. P. 231–235.
5. Wilton A., De Greef A., Shennan A. Rapid Assessment of Blood Pressure in the Obstetric Day Unit Using Microlife MAM Technology // Hypertension in Pregnancy. Taylor & Francis. 2007. N 26 (1). P. 31–37.
6. Манволов Л. С., Кадыков А. В. Артериальное давление и техника его измерения // Российский медицинский журнал. М.: Медицина. 2015. № 1. С. 49–51.
7. Шахов Э. К., Сухов А. И., Писарев А. П. Моделирование процесса измерения артериального давления // Вычислительные системы и технологии обработки информации: Межвуз. сб. науч. тр. Пенза: Инф.-изд. центр ПГУ.2003. Вып. 2 (28). С. 18–29.
8. Акопян Б. К., Жаринов О. О. Разработка компьютерной имитационной модели электрокардиосигнала // Обработка, передача и защита информации в компьютерных системах: Первая Всерос. научная конф. СПб.: ГУАП, 2020. С. 17–23.

УДК 517.977.5

*E. M. Анодина-Андреевская**

кандидат технических наук, доцент

*V. P. Иванов****

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

**Санкт-Петербургский федеральный исследовательский центр Российской академии наук

ВАРИАЦИОННАЯ ЗАДАЧА СИНТЕЗА ОПТИМАЛЬНОГО ТЕРМИНАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ

В статье рассматривается вариационная задача синтеза оптимального терминального управления. Заданы функционал, нелинейная математическая модель. Синтезирован закон управления. Основная проблема, возникающая при синтезе оптимального закона управления нелинейными динамическими системами, – решение краевой задачи. Используются доказанные ранее утверждения [1]: 1) оптимальная траектория динамической системы является огибающей параметрического семейства сингулярных кривых, называемых мгновенными решениями, 2) оптимальное управление может быть найдено на сингулярном семействе мгновенных решений. Использование мгновенных решений позволяет избежать явного решения краевой задачи. Показано, что в общем случае мгновенные решения находятся из системы уравнений, построенных в конечный момент времени при минимизации заданного функционала, что соответствует задаче Майера, но не в исходном, а в редуцированном пространстве. Параметры, найденные на мгновенных решениях, определяют оптимальное управление. Так как мгновенные решения строятся на редуцированной (усеченной модели), то имеет место информационный дуализм [1].

Ключевые слова: вариационный метод, оптимальное управление, нелинейная математическая модель, мгновенные решения, редуцированная модель, информационный дуализм.

*E. M. Anodina-Andrievskaja**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*V. P. Ivanov****

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

**St. Petersburg Federal Research Center of the Russian Academy of Sciences

VARIATIONAL PROBLEM OF SYNTHESIS OF OPTIMAL TERMINAL CONTROL

The article deals with the variational problem of synthesis of optimal terminal control. A functional, a nonlinear mathematical model are given. The control law is synthesized. The main problem that arises in the synthesis of the optimal control law for nonlinear dynamic systems is the solution of a boundary value problem. The statements proved earlier are used (see [1]): 1) the optimal trajectory of a dynamical system is the envelope of a parametric family of singular curves called instantaneous solutions, 2) the optimal control can be found on a singular family of instantaneous solutions. The use of instantaneous solutions makes it possible to avoid the explicit solution of the boundary value problem. It is shown that, in the general case, instantaneous solutions are found from a system of

equations constructed at a finite moment of time while minimizing a given functional, which corresponds to the Mayer problem, but not in the original, but in the reduced space. The parameters found on the instantaneous solutions determine the optimal control. Since instantaneous solutions are built on a reduced (truncated) model, information dualism takes place [1].

Keywords: variational method, optimal control, nonlinear mathematical model, instant solutions, reduced model, informational dualism.

Постановка задачи синтеза управления

Рассмотрим известную классическую постановку задачи синтеза управления автономной динамической системы вида [1]–[3], [6], [7]:

$$\begin{aligned} \frac{dx_j}{dt} &= f_j(x) + B_j(x)u_j, \quad j=1, \dots, m, \\ \frac{dx_i}{dt} &= f_i(x), \quad i=m+1, \dots, n, \end{aligned} \quad (1)$$

где $f=(f_1, \dots, f_n)$ и $B=(B_1, \dots, B_m)$ – заданные нелинейные вектор-функции; $B_j \neq 0$, $j=1, \dots, m$; $u=(u_1, \dots, u_m)$ – m -мерный вектор управления; $m < n$.

Задан терминальный функционал:

$$J = F \left[\|x_i(T) - x_{zad i}\|, \quad i \geq m+1; \quad i = k, \dots, n \right], \quad (2)$$

определенный на решениях системы уравнений (1). F – некоторая заданная функция; $T \in \mathfrak{I}(t)$; $x_{zad} = (x_{zad \, m+1}, \dots, x_{zad \, n})$ – заданные значения вектора состояния.

Так как система уравнений (1) автономная, то множество $\mathfrak{I}(t)$ допустимо сузить до отрезка $[t_0, T]$, где t_0 – начальное значение аргумента t , $t_0 \in \mathfrak{I}(t)$. Момент времени T не фиксирован.

Значения $x(t_0) = x_0$ полагаются известными.

Сформулируем задачу оптимального управления следующим образом [1–3]: среди всех допустимых на отрезке $[t_0, T]$ управлений $u \in U$, переводящих точку (t_0, x_0) в точку $(T, x(T))$, найти такие, для которых функционал (2), определенный на решениях системы уравнений (1), принимает наименьшее значение при выполнении условий (3).

Введем вектор-функцию множителей Лагранжа $p = (p_1, \dots, p_n)$ и составим гамильтониан задачи оптимизации H :

$$H = \sum_{i=1}^n p_i f_i + \sum_{j=1}^m p_j B_j u_j. \quad (3)$$

С использованием функции H в пространстве переменных $D^n(x, p)$, $x \in D^n(x, p)$, $p \in D^n(x, p)$, уравнения для x и p запишутся в следующей канонической форме [1]–[3]:

$$\begin{aligned}\frac{dx}{dt} &= \frac{\partial H}{\partial p}, \\ \frac{dp}{dt} &= -\frac{\partial H}{\partial x}.\end{aligned}\tag{4}$$

Отметим, что H и p на оптимальном решении непрерывны и к этому же приводит аналог условия Эрдмана – Вейерштрасса классического вариационного исчисления. Непрерывность сохраняется и в том случае, когда правые части уравнений (1) терпят разрывы.

Для оптимального управления $u(t)$ и фазовой траектории $x(t)$ в рамках принципа максимума необходимо существование такого ненулевого вектора p , что выполняются следующие условия:

1) функция H переменного $u \in U$ при каждом $t \in [t_0, T]$, то есть при фиксированных x, p , достигает при $u = u_{opt}(t)$ минимума:

$$H(x_{opt}, u_{opt}, p) = \min_{u \in U} H(x, u, p).\tag{5}$$

Таким образом, оптимальное управление на границе множества допустимого управления определяется как:

$$u_{opt} = \arg \min_{u \in U} H(x, u, p);\tag{6}$$

2) выполняются условия трансверсальности:

$$[H \delta t]_{t_0}^T - \left[\sum_{i=1}^n \left(p_i - \frac{\partial F}{\partial x_i} \delta x_i \right) \right]_{t_0}^T = 0,\tag{7}$$

где $\delta t, \delta x_i$ – произвольные вариации соответствующих переменных; $s = (s_1, \dots, s_n)$ – вектор констант.

Обобщенные условия трансверсальности в силу независимости вариаций приводят к соотношениям:

$$[H]_{t_0}^T = 0, \quad p_i = \left. \frac{\partial F}{\partial x_i} \right|_{t_0}^T, \quad i = 1, \dots, n.\tag{8}$$

Непосредственным следствием системы уравнений (4) и условия (5) является выполнение соотношения:

$$\frac{dH}{dt} = \frac{\partial H}{\partial t}.$$

С учетом (9) для автономных систем при незаданном явно аргументе имеем:

$$H = const = 0.\tag{9}$$

Из соотношения (6), ввиду особой структуры уравнений динамической системы (1) и, соответственно, гамильтониана (4), оптимальное управление определим из выражения:

$$\frac{\partial H}{\partial u_j} = 0, \quad j = 1, \dots, m. \quad (10)$$

что эквивалентно требованию $p_j = 0$ [2–4]. С формальной стороны это означает, что найти управление из условия (10) невозможно. Мы получаем случай так называемого особого управления. Для его нахождения используются другие подходы, основанные на смене системы отсчета или, например, на второй вариации функционала и др. В работе [5] доказывается, что в этом случае особое управление обязательно найдется при некотором значении p_s (p_s – порядок сингулярности) из решения системы уравнений:

$$p_j = 0, \quad \frac{dp_j}{dt} = 0, \quad \frac{d^2 p_j}{dt^2} = 0, \quad \dots, \quad \frac{d^{2p_s} p_j}{dt^{2p_s}}, \quad j = 1, \dots, m \quad (11)$$

при выполнении следующих необходимых условий оптимальности:

$$(-1)^{p_s} \frac{\partial}{\partial u_j} \left[\frac{d^{2p_s}}{dt^{2p_s}} \left(\frac{\partial H}{\partial u_j} \right) \right] \geq 0, \quad (12)$$
$$p_s = 0, 1, 2, \dots$$

Отметим, что если в начальный момент времени значения x известны (или могут быть оценены), то вектор p определен (с точностью до констант) согласно условиям трансверсальности лишь на правом конце фазовой траектории. Возникает специфическая краевая задача, после решения которой («в принципе») тем или иным способом можно найти $p(t)$, а, следовательно, и оптимальное управление $u_{opt,j}$, которое из-за отмеченных особенностей носит особый характер, то есть $u_{opt,j} = u_{osob,j}$ ($u_{osob,j}$ – особое управление) [1], [2]. Однако вычислительные трудности, стоящие на этом пути, методические ошибки численных методов и ошибки округлений делают процесс нахождения достоверных значений весьма трудным, а зачастую (например, при выполнении требования реального масштаба времени) и невозможным. Поэтому представляется желательным использовать нетрадиционные методы синтеза оптимального управления, одним из которых, в частности, является метод огибающих, в котором управление находится на семействе мгновенных решений [1].

Основной результат

Сначала рассмотрим случай, когда порядок сингулярности равен единице [1], [6], [7].

Тогда особое управление можно найти из системы уравнений [5]:

$$\frac{dp_j}{dt} = 0, \quad \frac{d^2 p_j}{dt^2} = 0, \quad j = 1, \dots, m. \quad (13)$$

Представим уравнения (5) для сопряженных переменных в следующей форме:

$$\frac{dp_\nu}{dt} = -\frac{\partial H}{\partial x_\nu} = -p_\nu \left(\frac{\partial f_\nu}{\partial x_\nu} + \frac{\partial B_\nu}{\partial x_\nu} \cdot u_\nu \right) - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq \nu}}^m p_j \left(\frac{\partial f_j}{\partial x_\nu} + \frac{\partial B_j}{\partial x_\nu} \cdot u_j \right) - \sum_{i=m+1}^n p_i \frac{\partial f_i}{\partial x_\nu}$$

$$\nu = 1, \dots, m \quad (14)$$

Преобразуем к виду [4]–[7]:

$$\frac{dp_\nu}{dt} + \Phi_\nu p_\nu = G_\nu \quad \nu = 1, \dots, m, \quad (15)$$

$$\text{где } \Phi_\nu = \left(\frac{\partial f_\nu}{\partial x_\nu} + \frac{\partial B_\nu}{\partial x_\nu} \cdot u_\nu \right), \quad G_\nu = - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq \nu}}^m p_j \left(\frac{\partial f_j}{\partial x_\nu} + \frac{\partial B_j}{\partial x_\nu} \cdot u_j \right) - \sum_{i=m+1}^n p_i \frac{\partial f_i}{\partial x_\nu}.$$

Проинтегрировав уравнение (15), получим [4]:

$$p_\nu = \exp \left(- \int \Phi_\nu dt \right) \left[\int \left(G_\nu \exp \left(\int \Phi_\nu dt \right) dt \right) + C_\nu \right], \quad \nu = 1, \dots, m, \quad (16)$$

Постоянные C_ν , $\nu = 1, \dots, n$ находятся из условий трансверсальности (9).

Отметим, что знак функций p_ν , $\nu = 1, \dots, n$ определяется знаком функций G_ν .

Из первых двух уравнений системы (13) и (15) следует, что [6], [7]

$$G_\nu = 0. \quad (17)$$

Воспользуемся подходом, изложенным в [1], согласно которому оптимальная траектория динамической системы представляется как огибающая семейства мгновенных решений, проведенных из каждой ее точки. Для построения мгновенных решений в работе [1], [6] предложен метод условного разделения переменных в уравнении Гамильтона – Якоби: в каждом из полученных соотношений только одна активная переменная (остальные играют роль параметров). Это касается и выражения вида (16). Поэтому разрешим уравнение (17) относительно переменной x_ν .

Если корень существует, то:

$$x_j = \eta_j(x_\nu, p_\nu; \nu = 1, \dots, n; \nu \neq j). \quad (18)$$

Тогда третье уравнение системы (13) после преобразований запишем как:

$$\frac{d^2 p_j}{dt^2} = \frac{dG_j}{dt} - \frac{d\Phi_j}{dt} p_j + \Phi_j \frac{dp_j}{dt} = 0,$$

а с учетом первых двух получим (см. [1]):

$$\frac{dG_j}{dt} = \frac{\partial G_j}{\partial x_j} (f_j + B_j u_{osob j}) + \frac{\partial G_j}{\partial \eta_j} \cdot \frac{d\eta_j}{dt} = 0.$$

Из последнего соотношения с учетом дифференцирования (18) можно найти особое управление [1], [6], [7]:

$$u_{osob j} = \frac{1}{B_j} \left(-f_j + \frac{d\eta_j}{dt} \right), \quad j = 1, \dots, m. \quad (19)$$

при выполнении необходимых условий оптимальности в следующей форме:

$$B_j \left. \frac{\partial G_j}{\partial x_j} \right|_{x_j = \eta_j} \leq 0, \quad j = 1, \dots, m. \quad (20)$$

Отметим, что корень уравнения $G_j = 0$ необязательно может быть единственным. Тогда каждый корень проверяется на выполнение необходимых (20) и достаточных (2) условий оптимальности.

В случае произвольных порядков сингулярности особого управления (11) отметим, что первые три уравнения этой системы представляют собой уравнения первого порядка сингулярности. Продифференцировав параметры η_j , $j = 1, \dots, m$ ($2p_s - 1$) раз, найдем особое оптимальное управление как [6], [7]

$$u_{osob j} = \phi_j \left(x, \eta_j, \frac{d\eta_j}{dt}, \dots, \frac{d^{2p_s-1}\eta_j}{dt^{2p_s-1}} \right). \quad (21)$$

при выполнении необходимых условий оптимальности (12).

В [1], [6], [7] показано, что оптимальное управление можно найти на сингулярном семействе мгновенных решений. Построим их [1], [6], [7]. Так как $u_{opt} = u_{opt}(x, p)$, то, подставив это выражение в гамильтониан (3), получим уравнение Гамильтона – Якоби:

$$H(x, p) = H \left(x, \frac{\partial W}{\partial x} \right) = 0. \quad (22)$$

Здесь $W(x)$ – непрерывная функция такая, что $W(x(T)) = J = F[x(T)]$ и $p = \frac{\partial W}{\partial x}$.

Представим функцию W в виде суммы функций

$$W = \sum_{i=1}^n \overline{W}_i(x_i, \alpha) + W_0, \quad (23)$$

в которой W_0 определяет начало отсчета функции W , $\alpha = (\alpha_1, \dots, \alpha_n)$ – вектор констант, \overline{W}_i – решение уравнения (14). С учетом (15) значения $p = \frac{\partial W}{\partial x}$ окажутся функциями только от одной компоненты x , в то время как, согласно (4), они должны быть функциями от всех x . Такое противоречие может быть устранено, если приравнять α_v , $v = 1, \dots, n$ некоторые определенные комбинации переменных x_1, \dots, x_n , «замороженных» в данный момент времени, то есть:

$$\alpha_v = \alpha_v(x_1, \dots, x_n), \quad v = 1, \dots, n. \quad (24)$$

Если W – полный интеграл уравнения (14), то по теореме Якоби имеем:

$$\beta = \frac{\partial W}{\partial \alpha}, \quad p = \frac{\partial W}{\partial x}. \quad (25)$$

Потребуем, чтобы α и β удовлетворяли преобразованию гамильтониана $H(x, p)$ в гамильтониан $H(\alpha)$, а также каноническим уравнениям, которые, ввиду (14), запишутся как

$$\frac{d\alpha}{dt} = -\frac{\partial H}{\partial \beta} = 0, \quad \frac{d\beta}{dt} = \frac{\partial H}{\partial \alpha} = 0. \quad (26)$$

Согласно теореме Якоби выражения для β определят мгновенные решения.

Запишем уравнения (14) в следующем виде:

$$\sum_{j=1}^m \frac{\partial \overline{W}_j}{\partial x_j} (f_j + B_j u_j) + \sum_{i=m+1}^n \frac{\partial \overline{W}_i}{\partial x_i} f_i = 0$$

Условно разделим переменные:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \overline{W}_n}{\partial x_n} f_n &= \alpha_n; & \frac{\partial \overline{W}_i}{\partial x_i} f_i - \alpha_{i+1} &= \alpha_i, \quad i = m+1, \dots, n; \\ \frac{\partial \overline{W}_j}{\partial x_j} (f_j + B_j u_j) - \alpha_{j+1} &= \alpha_j, \quad j = 1, \dots, m, & \alpha_{n+1} &= 0. \end{aligned}$$

Проинтегрируем уравнения, не забывая, что в каждом из них только одна соответствующая переменная, а затем сложим. Получим:

$$W = \sum_{j=1}^m \int \frac{\alpha_j + \alpha_{j+1}}{f_j + B_j u_j} dx_j + \sum_{i=m+1}^{n-1} \int \frac{\alpha_{i+1} + \alpha_i}{f_i} dx_i + \int \frac{\alpha_n}{f_n} dx_n + W_0$$

Найдем выражения для составления мгновенных решений $\left(\beta = \frac{\partial W}{\partial \alpha} \right)$:

$$\begin{aligned} \int \frac{dx_m}{f_m + B_m u_m} &= \int \frac{dx_{m+1}}{f_{m+1}}; \\ \int \frac{dx_j}{f_j + B_j u_j} &= \int \frac{dx_{j+1}}{f_{j+1} + B_{j+1} u_{j+1}}; \quad j = 1, \dots, m-1; \\ \int \frac{dx_i}{f_i} &= \int \frac{dx_{i+1}}{f_{i+1}}; \quad i = m+1, \dots, n-1. \end{aligned} \quad (27)$$

Из этих соотношений с учетом системы уравнений (1) (так как $\frac{dx_j}{f_j + B_j u_j} = dt$) получим сингулярные модели для мгновенных решений. Минимальная модель определяется числом переменных, входящих в функционал, то есть получим:

$$\frac{dx_i}{dt} = f_i(x_i, \alpha), \quad i = m+1, \dots, n. \quad (28)$$

Часть «замороженных» переменных, определяющих α , является множеством параметров η , от которых зависит управление. Оставшуюся часть обозначим как $\{\tilde{\alpha}\}$, то есть: $\{\tilde{\alpha}\} = \{\alpha\}/\{\eta\}$. В итоге получим следующую сингулярную модель, описывающую мгновенные решения:

$$\frac{dx_i}{dt} = f_i(x_i, \eta, \tilde{\alpha}), \quad i = m+1, \dots, n. \quad (29)$$

Если правые части модели (29) не содержат x_i , то есть являются условно константами, то интегрирование модели гарантировано. Если систему уравнений (29) можно проинтегрировать, то, подставив подставим полученные значения x_i на момент $t = T$ в функционал (2) и, минимизируя последний, найдем параметры η как:

$$\eta_j = \arg \min_{\eta} \left(F \left[\left\| x_i(T) - x_{zad,i} \right\|, \quad i \geq m+1; \quad i = k, \dots, n \right] \right). \quad (30)$$

А согласно (19) или (21) и оптимальное управление. Его мы находим на редуцированной сингулярной модели (29), а не на исходной (1). Таким образом, имеет место принцип информационного дуализма [1].

Рассмотрим случай, когда система уравнений (29) не интегрируется или нет желания ее интегрировать. В этом случае воспользуемся известным подходом – методом Лагранжа. Задачу нахождения оптимального управления можно рассматривать как задачу вариационного исчисления, как задачу минимизации терминального функционала (2) по параметрам η при наличии ограничений (29), то есть как задачу Майера в Гамильтоновом или Лагранжевом формализме, но не на исходном n -мерном пространстве, а на редуцированном размерностью $n - k$ ($k \geq m + 1$), что значительно проще. Рассмотрим для определенности формализм Гамильтона.

Введем новый вектор множителей Лагранжа $\mu = (\mu_k, \mu_{k+1}, \dots, \mu_n)$ и составим новый гамильтониан задачи оптимизации H_1 :

$$H_1 = \sum_{i=k}^n \mu_i f_i \quad (31)$$

Множители Лагранжа должны удовлетворять уравнениям для сопряженной системы:

$$\frac{d\mu_i}{dt} = -\frac{\partial H_1}{\partial x_i}, \quad i = k, \dots, n. \quad (32)$$

при выполнении условий трансверсальности

$$[H_1 \delta t]_{t_0}^T + \left[\sum_{i=k}^n \left(\frac{\partial F}{\partial x_i} - \mu_i \right) \delta x_i \right]_{t_0}^T = 0 \quad (33)$$

Значения параметров η , определяющие управление, находим из выполнения необходимых условий оптимальности

$$\frac{\partial H_1}{\partial \eta_j} = 0, \quad j = k, \dots, n, \quad (34)$$

если $\det \left(\frac{\partial^2 H_1}{\partial \eta_i \partial \eta_j} \right) \geq 0$, и достаточных (30) условий. Такая задача, ввиду редукции, проще исходной. Ее решение определяется конкретным видом дифференциальных уравнений (29). Если уравнения (30) носят особый характер, то параметры η определяем по вышеизложенной методике.

Выводы

В статье рассмотрена постановка задачи терминального оптимального управления динамического объекта. Особый характер управления требует специального подхода для его нахождения. Показано, что синтез управления возможно осуществлять через первый порядок сингулярности, увязав его с параметрами, найденными на сингулярных мгновенных решениях. Мгновенные ре-

шения определяются в редуцированном пространстве. Найденное управление соответствует принципу информационного дуализма. Показано, что в общем случае мгновенные решения и, соответственно, управление, можно найти из соответствующей системы уравнений, построенных в конечный момент времени, при минимизации заданного функционала, что общем случае соответствует задаче Майера классического вариационного исчисления, но не в исходном, а в редуцированном пространстве.

Библиографический список

1. *Anodina-Andrievskaja E. M., Ivanov V. P.* New Methods of Synthesis and Calculation of Optimal Terminal Control.2021 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF).2021. DOI: 10.1109/WECONF51603.2021. 9470551. URL: <http://dx.doi.org/10.1109/weconf51603.2021.9470551> (дата обращения:15.03.2022).
2. *Болтянский В. Г.* Математические методы оптимального управления. М.: Наука, 1969. 408 с.
3. *Сейдж Э. П. Уайт Ч. С.* Оптимальное управление системами. М.: Радио и связь, 1982. 389 с.
4. *Камке Э.* Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям. М.: Гл. ред. физ.-мат. лит. 1971. 576 с.
5. *Габбасов Р., Кириллова Ф. М.* Особое оптимальное управление. М.: Наука, 1973. 253 с.
6. *Иванов В. П.* Оптимизация вырожденного управления динамическими системами методом огибающих // Труды СПИИРАН. Вып. 3. Т. 2. СПб.: Наука, 2006. С. 358–365.
7. *Иванов В. П.* Оптимизация управления динамическими системами на границе допустимого множества управлений методом огибающих // Труды СПИИРАН. Вып. 4. СПб.: Наука, 2007. С. 270–276.

УДК 629.735.33

*Ю. В. Бакшиева**

кандидат технических наук, доцент

*С. С. Поддубный**

кандидат технических наук, доцент

*Е. В. Силяков**

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

АЛГОРИТМЫ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ НА ОСНОВЕ ИТЕРАЦИОННЫХ ПРОЦЕДУР

Рассмотрен алгоритм оценивания угловых координат целей в системах поиска-обнаружения на основе итерационных процедур оценивания на основе численных методов при больших объемах выборочных данных.

Ключевые слова: угловые координаты, алгоритм измерения угловых координат, итерационная процедура оценивания.

*I. V. Baksheeva**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

S. S. Poddubny

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*E. V. Silyakov**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ALGORITHMS FOR ESTIMATING ANGULAR COORDINATES BASED ON ITERATIVE PROCEDURES

An algorithm for estimating the angular coordinates of targets in search-detection systems based on iterative estimation procedures based on numerical methods for large volumes of sample data is considered.

Keywords: angular coordinates, an algorithm for measuring angular coordinates, an iterative evaluation procedure.

Введение

Разработка перспективных информационно-управляющих систем требует решения задачи, заключающейся в отыскании экстремума выбранного функционала качества, например, синтеза адаптивных алгоритмов управления на основе минимизации апостериорного риска с оценкой фазовых координат объектов управления. Однако из-за сложности синтезированных алгоритмов при разработке информационно-управляющих систем в частности измерение угловых координат, широко используются методы системного анализа и теории автоматического управления подвижными объектами, предусматривающие при создании специализированных систем управления

структуризацию (декомпозицию) систем на подсистемы, оптимизация которых проводится с использованием частных критериев. Принцип разделения позволяет отдельно оптимизировать измерители координат (или некоторых параметров, функционально связанных с фазовыми координатами, например, угловых координат целей и их производных по времени, ускорений, высоты полета и др.) и алгоритмы измерения с учетом больших объемов вычислительных данных.

В настоящее время широко используются алгоритмы измерения угловых координат целей, синтезированные в предположении, что принимаемые сигналы представляют собой нормальные случайные процессы с корреляционной матрицей – функцией, аналитически заданной с точностью до неизвестных параметров – средней мощности и угловой координаты α отраженного сигнала. Данные алгоритмы обеспечивают высокую точность измерения угловых координат целей на фоне внутриприемных шумов. В то же время они обладают низкой помехоустойчивостью. Известен ряд алгоритмов измерения угловых координат целей, синтезированных в предположении, что прием ведется N – элементной антенной системой на фоне пространственно-коррелированных шумов. Данные алгоритмы включают операции весового суммирования принятых смесей, обеспечивающие компенсацию внешних шумов.

Методы измерения

Представляет интерес рассмотреть алгоритмы оценивания угловых координат целей в предположении, что неизвестными являются угловое положение цели α и корреляционная матрица – функция принимаемых смесей $R(\alpha)$, то есть неизвестна совокупность параметров $\{\alpha, R(\alpha)\}$ [1], [2].

Система уравнений, определяющая условия максимального правдоподобия для оценок угловой координаты цели α и МКФ $R(\alpha)$, имеет вид:

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial \alpha} \left[\ln \left[L_1(R(\alpha) / Z_1 \dots Z_M) \right] \right] = 0 \\ \nabla_R \left[\left[L_1(R(\alpha) / Z_1 \dots Z_M) \right] + \left[L_2(R(\alpha) / Z_{M+1} \dots Z_{M+L}) \right] \right] = 0 \end{cases} \Big|_{\alpha = \bar{\alpha}} \quad . \quad (1)$$

Для определения угловых координат, отыскания величин оценок в работе рассмотрены численные методы отыскания корней уравнения максимального правдоподобия. Для этого вместо первого уравнения в системе (1) используем итерационный алгоритм Ньютона – Рафсона и его известную модификацию – алгоритм с фиксированной производной [3].

Вычислительная процедура, опираясь на алгоритм с фиксированной производной, представлена при известном аналитическом выражении для МКФ. При условии известного аналитического выражения для МКФ итерационный алгоритм позволяет вычислить оценку угловой координаты $\hat{\alpha}$ и имеет вид:

$$\alpha_{n+1} = \alpha_n - c \cdot \left\{ -M_{sp} \left[(D\mathbf{R}(\alpha_n)) \mathbf{R}^{-1}(\alpha_n) \right] + \right. \\ \left. + sp \left[\sum_{m=1}^M (\mathbf{Z}_m \mathbf{Z}_m^\sim) \mathbf{R}^{-1}(\alpha_n) (D\mathbf{R}(\alpha_n)) \mathbf{R}^{-1}(\alpha_n) \right] \right\} \quad (2)$$

где $D = \partial/\partial\alpha$ – оператор дифференцирования; $n = 0, 1, \dots$ – номер шага итерационной процедуры; c – коэффициент; $Sp(\)$ – след матрицы [3].

В рассматриваемой задаче неизвестна совокупность параметров $\{\alpha, \mathbf{R}(\alpha)\}$. Вместо неизвестной МКФ естественно использовать оценку максимального правдоподобия $\hat{\mathbf{R}}(\alpha)$ из системы (1), которая имеет вид:

$$\hat{\mathbf{R}}_{M+L}(\mathbf{Z}_1 \dots \mathbf{Z}_{M+L} / \alpha) = \frac{1}{(M+L)} \left[\sum_{m=1}^M \mathbf{Z}_m \mathbf{Z}_m^\sim + \sum_{L=1}^L \mathbf{Z}_L \mathbf{Z}_L^\sim \right]. \quad (3)$$

Подставив в (4) оценку $\hat{\mathbf{R}}(\alpha)$ из (5), получим

$$\alpha_{n+1} = \alpha_n - c \left\{ sp \left[\sum_{l=1}^M (\mathbf{Z}_l \mathbf{Z}_l^\sim) \hat{\mathbf{R}}_{M+L}^{-1}(\alpha_n) (D\hat{\mathbf{R}}_{M+L}(\alpha_n)) \hat{\mathbf{R}}_{M+L}^{-1}(\alpha_n) \right] - \right. \\ \left. - M_{sp} \left[(D\hat{\mathbf{R}}_{M+L}(\alpha_n)) \hat{\mathbf{R}}_{M+L}^{-1}(\alpha_n) \right] \right\}. \quad (4)$$

В процедуре (6) производную оценки МКФ удобно заменить конечной разностью.

Отметим следующее. Поскольку $\sum_{l=1}^M (\mathbf{Z}_l \mathbf{Z}_l^\sim) = M \hat{\mathbf{R}}_M(\alpha)$, то из (4) видно, что

при использовании в системе уравнений вида (1) только рабочей выборки, слагаемое в фигурных скобках (4) равно нулю на любом шаге процедуры и организовать итерационный процесс невозможно, так как совокупность параметров $\{\alpha, \mathbf{R}(\alpha)\}$ в этом случае является неидентифицируемой. Поэтому в алгоритме (4) для преодоления априорной неопределенности использована дополнительная обучающая выборка.

Наряду с (4) можно организовать адаптивную процедуру оценивания, основанную на классическом алгоритме Ньютона – Рафсона [3], [4]. В этом случае вместо первого уравнения системы (1) используем соотношение

$$\alpha_{n+1} = \alpha_n - \frac{(\partial \ln L(\mathbf{R}(\alpha_n) / \mathbf{Z}_1 \dots \mathbf{Z}_M) / \partial \alpha)}{(\partial^2 \ln L(\mathbf{R}(\alpha_n) / \mathbf{Z}_1 \dots \mathbf{Z}_M) / \partial \alpha^2)}, \quad n = 1, 2, \dots, \quad (5)$$

в котором, как и в предыдущем случае, значения МКФ и ее производных следует заменить их оценками максимального правдоподобия. Однако вычислительная процедура с использованием (5) оказывается достаточно сложной.

Проиллюстрируем скорость сходимости процедуры (4), используя метод математического моделирования. Рассмотрим двухканальный измеритель угловой координаты цели, осуществляющий прием сигналов на фоне внутриприемных шумов с неизвестной интенсивностью, использующий для формирования оценки $\hat{\alpha}$ алгоритм (4). При анализе парциальные диаграммы направленности антенной системы аппроксимировались функциями вида $\sin \alpha / \alpha$, на основе которых выполнено описание суммарной $f_{\Sigma}(\alpha)$ диаграммы направленности, применяемой на передачу и прием. Значения α нормировались к ширине суммарной диаграммы направленности. Имитация принимаемых смесей выполнена на основе широко используемого метода линейного преобразования.

На рис. 1 показано поведение производной логарифма функции правдоподобия $D \ln L(\mathbf{R}(\alpha))$, используемой в (4) (в фигурных скобках), в зависимости от значений α для отношений сигнал/внутриприемный шум $a_2 = 20$ дБ (сплошная) и $a_2 = 10$ дБ (пунктирная).

На рис. 2 показано поведение аппроксимирующих последовательностей α_{1m} и α_{2m} , сходящихся к заданному истинному значению $\alpha = 0$, в зависимости от номера шага итерационной процедуры (4). При расчетах полагалось, что $a_2 = 20$, $M = L = 100$, при построении графиков использованы два начальных значения $\alpha_{10} = 0.45$ и $\alpha_{20} = -0.4$.

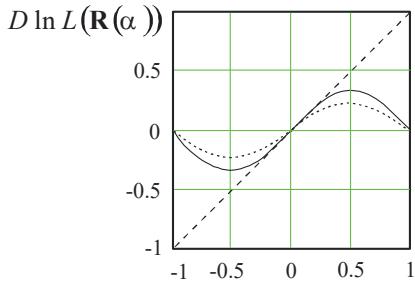


Рис. 1

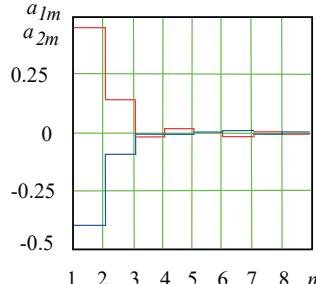


Рис. 2

Следуя [3], можно рассчитать дисперсии оценок, формируемых рассмотренной итерационной процедурой измерения угловой координаты.

Заключение

При рассмотрении итерационных процедур на основе численных методов отыскания производной численными методами. При замене в системе уравнений, определяющих условие максимального правдоподобия на алгоритм Ньютона – Рафсона, видно, что процедуры оценивания угловых координат целей, реализующие численные методы и использующие оценки МКФ, могут быть эффективными при наличии значительного объема выборочных данных.

Библиографический список

1. Репин В. Г., Тартачковский Г. П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Советское радио, 1977. 432 с.
2. Силяков В. А. Адаптивная обработка пространственно-временных сигналов в бортовых радиолокационных комплексах летательных аппаратов. М.: Оборонная техника, 1995. Вып. 9–10. С. 46–50.
3. Закс. Ш. Теория статистических выводов. М.: Мир. 1975. 776 с.
4. Силяков Е. В. Адаптивный алгоритм обнаружения сигналов на фоне пространственно-коррелированных шумов с неизвестными характеристиками / VII научная сессия аспирантов. СПб.: ГУАП, 2004. С. 118–120.

УДК 621.396.67

*A. R. Бестужин**

доктор технических наук, профессор

*M. B. Рыжиков**

кандидат технических наук, доцент

*Ю. А. Новикова**

кандидат физико-математических наук, доцент

*И. А. Киршина**

кандидат экономических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

О ВЛИЯНИИ ТЕПЛОВОГО ШУМА НА ТОЧНОСТЬ ПЕЛЕНГАЦИИ МОНОИМПУЛЬСНЫМ МЕТОДОМ

Радиолокатор, установленный на беспилотный летательный аппарат (БПЛА), может служить для завязки траекторий других ЛА в воздухе. В труднодоступных осваиваемых территориях, таких как Арктика, это позволяет корректировать траекторию полета и минимизировать риски возможного столкновения. Точность оценки углового направления является существенным как для подтверждения наличия траектории, так и для ее успешной экстраполяции. При моноимпульсном методе пеленгации на точность оценивания углового направления влияют тепловые шумы в каналах приема. Вопросу исследования требований к отношению мощности сигнала к мощности шума с точки зрения обеспечения требуемой точности и посвящено данное исследование.

Ключевые слова: тепловой шум, диаграмма направленности, точность.

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

*A. R. Bestugin**

Dr. Sc. Tech., Professor

*M. B. Ryzhikov**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*Y. A. Novikova**

PhD Sc. Phys.-Math., Associate Professor

*I. A. Kirshina**

PhD Sc. Economic, Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ON THE INFLUENCE OF THERMAL NOISE ON THE ACCURACY OF DIRECTION FINDING BY THE MONOPULSE METHOD

A radar mounted on an unmanned aerial vehicle (UAV) can serve to tie the trajectories of other aircraft in the air. In hard-to-reach, developed territories, such as the Arctic, this allows you to adjust the flight path and minimize the risks of a possible collision. The accuracy of the angular direction estimation is essential both for confirming the existence of a trajectory and for its successful extrapolation. With the monopulse direction finding method, the accuracy of the angular direction estima-

tion is affected by thermal noise in the reception channels. This study is devoted to the issue of investigating the requirements for the ratio of signal power to noise power from the point of view of ensuring the required accuracy.

Keywords: thermal noise, radiation pattern, accuracy.

Актуальность применения одиночных и групп БПЛА на осваиваемых территориях, особенно в отсутствии возможности оперативно использовать наземные или морские транспортные средства возникает, например, при проведении поисковых и спасательных операций, в том числе в сложных метеоусловиях или при сложном рельфе местности. Кроме этого, следует отметить и большую вероятность использования множества воздушных судов в районе поиска, а, следовательно, и повышение риска их столкновения. Избежать этого можно посредством заблаговременной оценки с помощью бортовой РЛС, осуществляющей обзор в передней полусфере с целью обнаружения других летательных аппаратов (ЛА), завязки и подтверждения траектории их перемещения в воздушном пространстве [1].

Учитывая то, что гипотеза о наличии определенной траектории движения стороннего ЛА формируется часто в декартовой системе, в том числе на основе оценки его вектора состояния $\mathbf{T} = (x, y, z, V_x, V_y, V_z)$, то особую важность приобретает точность оценивания координатных параметров – x, y, z , из которых можно получить и их производные по времени, то есть составляющие вектора скорости – V_x, V_y, V_z [2]. Декартовые координаты определяются через соответствующий вектор измерений параметров стороннего ЛА в системе координат, связанной с носителем РЛС $\mathbf{I} = (R, \alpha, \beta)$, где R – оценка дальности; α, β – оценка азимута и угла места пеленгуемого направления. Таким образом, от точности оценки углового направления зависит корректность оценивания и предсказания траектории полета стороннего воздушного судна.

Рассмотрим основные математические модели, использованные для получения результатов исследований.

Задание диаграмм направленности антенной системы реализовано для линейной фазированной антенной решетки (ФАР), которая позволяет изучать влияние теплового шума в каналах бортовой РЛС на оценку одной угловой координаты, например азимута. Модель приема отраженного от цели зондирующего сигнала представлена на рисунке, на которой приняты следующие обозначения: УС – усилитель, ПЧ – преобразователь частоты, Ф – фильтр, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, ФАР0(1) – половины раскрывает антенны, участвующие в формировании разностной диаграммы направленности антенны (ДНА) и пеленгационной характеристики (ПХ); a_b – направление на максимум диаграммы направленности, a_t – направление на цель, ϕ_0 и ϕ_1 – набеги фаз в каналах приема; $j = \sqrt{-1}$ – комплексная единица.

Подробное математическое описание определения диаграмм направленности каналов ФАР приведено в [3]. Принимаемые сигналы с полураскрытием ФАР S_0 и S_1 подвергаются процедурам суммирования и вычитания: образуются так называемый суммарный $S_{\Sigma} = S_0 + S_1$ и разностный $S_{\Delta} = S_0 - S_1$ сиг-

налы. Описание смеси сигналов с тепловыми шумами в каналах БРЛС, записывается в виде:

$$S_{\Sigma} = S'_{\Sigma} + n_{\Sigma}; \quad S_{\Delta} = S'_{\Delta} + n_{\Delta}; \quad S'_{\Sigma} = S'_0 + S'_1; \quad S'_{\Delta} = S'_0 - S'_1,$$

$$S'_0 = S_0 \exp(j\varphi_0); \quad S'_1 = S_1 \exp(j\varphi_1),$$

где n_{Σ} и n_{Δ} – независимые отсчеты теплового шума, распределенные по нормальному закону. Для моделирования было принято, что их математическое ожидание равно нулю, а шумовые процессы характеризуются заданными значениями среднеквадратических отклонений (СКО) $\sigma_{n\Sigma}$ и $\sigma_{n\Delta}$.

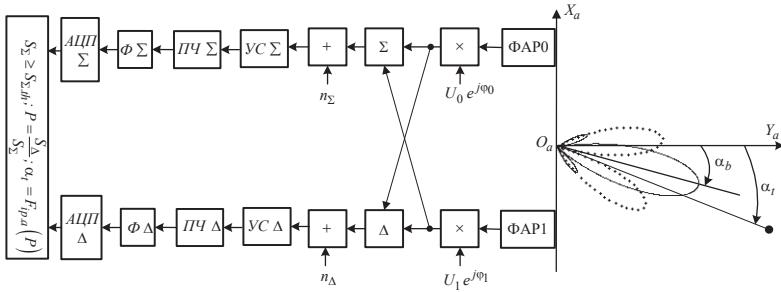


Рис. 1. Модель для приема отраженного сигнала и оценки азимута цели α_t

Вычисление обратной пеленгационной характеристики $F_{ip,a}(\hat{P})$ позволяет произвести оценку азимута $\hat{\alpha}_t$. Сигнальные отсчеты представляют собой гауссовые случайные величины с математическими ожиданиями $m_{S_{\Delta}} = S'_{\Delta}$ и $m_{S_{\Sigma}} = S'_{\Sigma}$, с СКО $\sigma_{S_{\Delta}} = \sigma_{n_{\Delta}}$ и $\sigma_{S_{\Sigma}} = \sigma_{n_{\Sigma}}$. Выражения для плотностей вероятностей S_{Δ} и S_{Σ} записываются в виде [4]:

$$f_{S_{\Delta}}(S_{\Delta}) = \frac{1}{\sigma_{S_{\Delta}} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(S_{\Delta} - m_{S_{\Delta}})^2}{2\sigma_{S_{\Delta}}^2}\right); \quad f_{S_{\Sigma}}(S_{\Sigma}) = \frac{1}{\sigma_{S_{\Sigma}} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(S_{\Sigma} - m_{S_{\Sigma}})^2}{2\sigma_{S_{\Sigma}}^2}\right).$$

Значение P – случайная величина, характеризующаяся плотностью вероятности [4]:

$$f_p(P) = \int_{-\infty}^{\infty} f_{S_{\Delta}}(PS_{\Sigma}) f_{S_{\Sigma}}(S_{\Sigma}) |S_{\Sigma}| dS_{\Sigma}.$$

Оценка углового положения цели α распределена по закону:

$$f_{\alpha}(\alpha) = f_p(F_p(\alpha)) \left| \frac{dF_p(\alpha)}{d\alpha} \right|.$$

Математическое ожидание и СКО α вычисляются в соответствии с определениями:

$$m_\alpha = \int_{-\infty}^{\infty} \alpha f_\alpha(\alpha) d\alpha;$$

$$\sigma_\alpha = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} (\alpha - m_\alpha)^2 f_\alpha(\alpha) d\alpha}.$$

Отношение сигнал-шум задается в форме:

$$r_{sn} = \frac{S_a}{\sigma_{S_\Delta}} = \frac{S_a}{\sigma_{S_\Sigma}}.$$

Результаты моделирования, представленные на рисунке, показывают, что для X-диапазона длин волн с длинной линейной ФАР в один метр, пеленгационная оценка смещена: $\Delta = |m_\alpha(r_{sn}) - \alpha| \neq 0$.

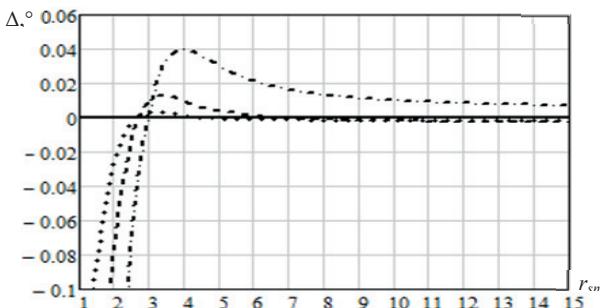


Рис. 2. График смещения оценки от отношения сигнала/шум при разных азимутах
 $\alpha = 0,3^\circ$; $\alpha = 0,6^\circ$; $\alpha = 0,9^\circ$

Смещение и разброс оценки снижаются с ростом отношения сигнала-шума. Так, при $r_{sn} \geq 15 - |m_\alpha(r_{sn}) - \alpha| \leq 0,01^\circ$.

Таким образом, при завязке радиолокационной траектории для обеспечения точности измерения вектора состояния скорости обнаруженного стороннего ЛА необходимо в целом большее соотношение сигнал/шум, чем в случае обнаружения цели. Это говорит о том, что на больших расстояниях можно рекомендовать не формировать траекторий полетов других ЛА, а делать это в средней области дальностей, когда есть время для прогнозирования маршрута полета другого воздушного судна. При малых дальностях до другого ЛА следует пользоваться сокращенным вектором информационных признаков \mathbf{T}^* , включа-

ющем значения дальности, угловых координат и скорость сближения по радиальному направлению [5].

Библиографический список

1. *Верба В. С.* Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Принципы построения, проблемы разработки и особенности функционирования. М.: Радиотехника, 2014. 528 с.
2. *Коновалов А. А.* Алгоритм завязки траектории при многопозиционном сопровождении радиолокационной цели // Материалы конференции Наукоемкие и инновационные технологии в решении проблем прогнозирования и предотвращения чрезвычайных ситуаций и их последствий. СПб., 24–25 ноября 2011. С. 83–88.
3. *Бестужин А. Р., Рыжиков М. Б., Киршина И. А.* Контроль рабочего диапазона пеленгационной характеристики бортовой фазированной антенной решетки посредством компенсационного канала // Успехи современной радиоэлектроники. 2021. Т. 75. № 10. С. 39–47.
4. *Тихонов В. И.* Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.
5. *Рыжиков М. Б.* Радиолокационное обнаружение в системах предупреждения о столкновениях воздушных судов на дуговых курсах // Успехи современной радиоэлектроники. 2013. № 2. С. 24–28.

УДК 621. 396. 969

A. R. Бестужин*

доктор технических наук, профессор

M. B. Рыжиков*

кандидат технических наук, доцент

Ю. А. Новикова*

кандидат физико-математических наук, доцент

И. А. Киршина*

кандидат экономических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ОЦЕНКА УСЛОВИЙ ДЛЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ГИПЕРЗВУКОВЫХ РАКЕТ С ПОМОЩЬЮ БОРТОВЫХ РЛС

Рост в США числа разработок по созданию гиперзвукового вооружения средней дальности с перспективой их размещения в Европе требует оперативного обнаружения запуска и полета таких воздушных объектов. Для повышения эффективности решения данной задачи целесообразно использовать все возможные средства, в том числе радиолокационного воздушного дозора. В связи с этим интерес представляет собой оценка условий обнаружения и радиолокационных параметров, позволяющих в дальнейшем рассчитывать и характеристики бортовых РЛС, способных сформировать данные о наличии гиперзвуковых целей как на максимальных дистанциях, так и во время их полета. Приводятся результаты оценки эффективной площади рассеяния модели современной гиперзвуковой ракеты средней дальности, а также временных интервалов на взлете, в течение которых можно обнаружить ее запуск.

Ключевые слова: бортовая радиолокационная станция, обнаружение, гиперзвук.

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

A. R. Bestugin*

Dr. Sc. Tech., Professor

M. B. Ryzhikov*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

Y. A. Novikova*

PhD Sc. Phys.-Math., Associate Professor

I. A. Kirshina*

PhD Sc. Economic, Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ASSESSMENT OF THE REQUIREMENTS FOR THE PARAMETERS OF THE ONBOARD RADAR FOR THE DETECTION OF HYPersonic MISSILES

The growth of the number of developments in the United States to create medium-range hypersonic weapons with the prospect of their deployment in Europe requires prompt detection of the launch and flight of such air objects. To increase the efficiency of solving this problem, it is advisable to use

all possible means, including radar air patrol. In this regard, it is of interest to evaluate the detection conditions and radar parameters that allow further calculation and characteristics of onboard radars capable of generating data on the presence of hypersonic targets both at maximum distances and during their flight. The results of the evaluation of the effective scattering area of the model of a modern hypersonic medium-range rocket, as well as the time intervals during takeoff during which its launch can be detected, are presented.

Keywords: on-board radar, detection, hypersonic.

Проведем оценку условий, необходимых для расчета параметров бортовых радиолокационных систем (РЛС) в случае их использования в качестве средств получения информации о наличии в воздушном пространстве гиперзвуковых ракет средней дальности как на участке полета головной части, так и на старте с учетом изменения геометрической конфигурации при отделении ступеней для ее разгона. Учтем, что для дальнего обнаружения в бортовых РЛС авиационного дозора следует использовать сантиметровый диапазон длин волн [1], [2], например, X -диапазон, позволяющий реализовывать антенны относительно малых габаритов, с одной стороны, а с другой – отличающийся допустимым затуханием зондирующих сигналов в атмосфере, в том числе в сложных погодных условиях. В качестве геометрического прототипа современной гиперзвуковой баллистической ракеты средней дальности выступила ракета «Pershing II». В ее основной состав входят: первая, вторая отделяемые ступени и головная часть.

Представленная на рис. 1 типичная траектория движения ракеты [3] говорит о том, что обнаружение, в том числе и современной ракеты, при помощи бортовой РЛС с высот 10–12 км и на расстояниях более 400 км, скорее всего, будет производиться до момента отделения первой ступени в максимальном диапазоне углов $\theta=0\text{--}30^\circ$.

Исходные данные для расчета ее эффективной площади рассеяния (ЭПР) были выбраны следующие: длина $l=10,6$ м (при этом первая ступень – $l_1=3,7$ м, вторая ступень – $l_2=2,5$ м, диаметр $2a=1$ м) [3].

ЭПР объекта, аппроксимирующего ракету, в зависимости от угла наблюдения описывается формулой [4]:

$$\sigma_{\Theta} = k a l^2 \sin \theta \frac{\sin(kl \cos \theta)}{kl \cos \theta},$$
$$k=2\pi/\lambda.$$

Известно, что поверхность всех ступеней гиперзвуковых ракет для снижения массы носителя покрыта специальным теплозащитным композитным покрытием, содержащим кевлар [5]. Известно также, что существует конструкционный материал, поглощающие слои которого содержат наполнитель в виде диполей из углеродсодержащих волокон и располагаются между диэлектрическими слоями на основе кевлара, пластика или вспененного полиуретана [6]. Данная структура материала обеспечивает уровень ослабления ЭМИ более чем на 20 дБ в дискретных частотных диапазонах в пределах от 5 до 26 ГГц.

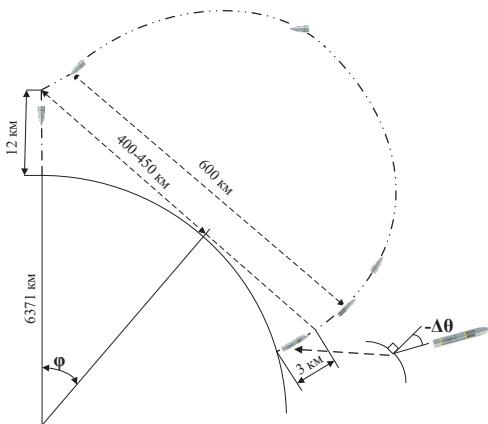


Рис. 1. Типичная траектория полета «Pershing II»

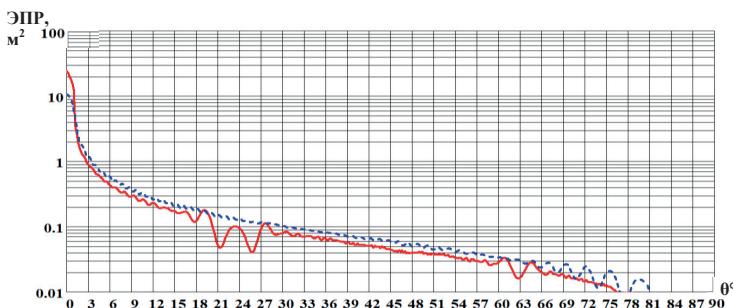


Рис. 2. Предполагаемая зависимость ЭПР гиперзвуковой ракеты (красный цвет) и ее плазменного следа (синий цвет) от θ

Примем эффективность радиопоглощающего покрытия в 20 дБ. Тогда возможный график зависимости ЭПР современной гиперзвуковой ракеты (полученной усреднением в диапазоне углов, равных ширине луча в 2° со взвешиванием ДНЯ) в логарифмическом масштабе от угла θ представлен на рис. 3 красной линией.

Как следует из рисунка, скорее всего, при углах θ выше 20° ЭПР будет практически меньше $0,1 \text{ м}^2$.

Другой составляющей ЭПР ракеты является ее спутанный след, характеризующийся выбросом пламени из основных камер сгорания [7]. Температура струи около 3000°C , и состоит она из перегретого водяного пара, который образуется при сгорании водорода в кислороде. При такой температуре струи теплофизические параметры воздуха таковы, что число электронов в кубиче-

ском сантиметре плазмы N_e может составить от $(235 \div 900) \cdot 10^9$, а ее резонансная (плазменная) частота $\omega_p \approx (2,7 \div 5,3) \cdot 10^{10}$ рад/с. Собственная частота излучаемых электромагнитных колебаний $6,28 \cdot 10^{10}$ рад/с. Частота столкновений плазмы $v_p \approx (5,8 \cdot 10^{10})$ рад/с. При указанных параметрах минимальный коэффициент отражения от плазмы составит 0,04. Это означает, что если диаметр выбрасываемой струи составляет 80 % от диаметра ракеты, то есть 0,8 м, а ее эффективная длина около 1 м, то график зависимости ее минимальной ЭПР будет выглядеть так, как представлено на рис. 3 синей линией. То есть ЭПР плазменной струи будет незначительной и на порядок меньше ЭПР ракеты, поэтому ее можно не рассматривать. Следует отметить, что крейсерский полет практически любого ЛА в атмосфере со скоростями, соответствующими числу $M = 10$ должен проходить на высотах не менее 25–30 км из-за чрезмерной тепловой нагрузки выше 2200 °C в точках полного торможения (обтекатель, кромки крыльев). Таким образом, при предполагаемом разгоне от 3 Маха до 10 Маха ракета должна преодолеть диапазон высот от 3 до 30 км. Если ракета имеет две ступени (как в «Pershing II»), которые несут практически идентичный запас топлива, то первая ступень должна отпадать на высоте 13,5 км. Вычислим ориентировочное время от старта ракеты до момента отстыковки первой ступени. Для этого вначале вычислим общее время t , требуемое для подъема на заданную высоту. Составим систему уравнений:

$$\begin{aligned} 30 \text{ км} &= 3 \text{ км} + \frac{at^2}{2}; (10 M) = (3 M) + at \Rightarrow a = \frac{(7M)}{t} \Rightarrow \\ \Rightarrow 30 \text{ км} &= 3 \text{ км} + \frac{(7M)t}{2} \Rightarrow t = \frac{54 \text{ км}}{7M} = \frac{54000 \text{ м}}{7 \cdot 340 \frac{\text{м}}{\text{с}}} = 22,7 \text{ с}, \end{aligned}$$

где a – ускорение. Учитывая, что каждая ступень работает почти одновременно, получаем, что ориентировочное время работы первой ступени равно 11,3 с (для сравнения, для ракеты «Pershing II», работа ступеней составляет 57 и 46 с соответственно). При этом максимальная скорость, приобретаемая ракетой до отделения первой ступени, составит 6,5 М. Анализ ожидаемых доплеровских частот сигнала, говорит о том, что частоту повторения импульсов следует брать большей 130 КГц. Обнаружение цели на больших расстояниях следует производить с учетом кривизны земной поверхности. Расчеты показали, что при собственной высоте в 9 км при касании лучом земной поверхности на 450 км на расстоянии в 600 км ракета наблюдается с высоты 3 км. Необходимо учитывать, что в начальный момент времени ракета стартует вертикально вверх, что с учетом кривизны поверхности на дальностях в 600 км и 450 км даст наблюдаемый угол отклонения траектории от горизонта в месте расположения РЛС (с учетом эквивалентного радиуса земли):

$$\Delta\theta = \frac{360^\circ \cdot 600 \text{ км}}{2\pi \cdot 8460 \text{ км}} = 4^\circ; \quad \Delta\theta = \frac{360^\circ \cdot 450 \text{ км}}{2\pi \cdot 8460 \text{ км}} = 3^\circ.$$

Согласно [3] ракета приобретает на траектории старта до отделения второй ступени минимальный угол наклона траектории $\theta=20^\circ$. Тогда для дальности обнаружения в 450 км общий диапазон изменения углов наклона с учетом $\Delta\theta$ составит минимум 23° . До момента отделения первой ступени половина этого диапазона составит $11,5^\circ$.

Возможность обнаружения ракеты появляется в случае существования радиальной составляющей скорости, направленной в сторону РЛС, то есть в том случае, если наклон ее траектории к горизонту до момента отделения первой ступени составляет не менее 1° .

Определим приближенно скорость изменения угла в диапазоне высот полета ракеты от 0 до 13,5 км:

$$\delta\theta h = \left. \frac{\Delta\theta}{\Delta h} \right|_{R=450} = \frac{11,5^\circ}{13,5 \text{ км}} \approx 0,85 ;$$

Исходя из этого, положительный наклон траектории в 1° ракета приобретет на высоте

$$H_{R=450 \text{ км}} = \frac{\Delta\theta_{450} + 1^\circ}{\delta\theta h} = \frac{3^\circ + 1^\circ}{0,85 \frac{^\circ}{\text{км}}} = 4,7 \text{ км.}$$

Таким образом, обнаружение и прицеливание на дальности в 450 км может производиться тогда, когда ракета преодолевает диапазон высот от 4,7 км до 13,5 км, то есть за время равное 10,2 с. Обнаружение ракеты на дальности в 600 км должно производится в диапазоне высот от 4,5 км до 13,5 км, что практически не изменяет требуемого времени в 10,2 с.

Обнаружение при этом ведется в диапазоне углов θ : $[1-8^\circ]$. При этом средняя порядка ЭПР ракеты составляет не более $1,5 \text{ м}^2$. Следует учесть, что рассмотренные цифры и показатели характеризуют ракету, выполненную с учетом требований по уменьшению радиозаметности с перспективными проточными гиперзвуковыми двигателями. В настоящее время большинство ракет ле-тает со скоростями, не превышающими 5 Маха [7]. Время отделения их первой ступени и требуемое для их обнаружения составит не менее 40 с. Доплеровские частоты в случае достижения максимального разгона в 5 Маха за время работы первой ступени практически не изменятся от расчетных, что не влияет на произведенный выше выбор частот повторения. При этом корпуса их первой и второй ступеней покрыты только композитным теплозащитным покрытием, обеспечивающим уменьшение ЭПР максимум на 6 дБ. На стадии обнаружения их минимальная ЭПР составляет порядка $30-40 \text{ м}^2$.

Полученные данные и рекомендации можно использовать для оценки требований или расчета потенциальных характеристик бортовых РЛС для случая обнаружения гиперзвуковых ракет средней дальности.

Библиографический список

1. *Верба В. С.* Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Принципы построения, проблемы разработки и особенности функционирования. М.: Радиотехника, 2014. 528 с.
2. *Красюк В. Н., Оводенко А. А., Бестужин А. Р.* Нагревостойкие антенны космических и гиперзвуковых летательных аппаратов Т. 3: Космические радиолинии / Под ред. В. Н. Красюка, А. А. Оводенко. СПб.: Политехника, 2016. 747 с.
3. *Игнатьев Р.* Американская баллистическая ракета средней дальности «Першинг-2» // Зарубежное военное обозрение. 1982. № 1. С. 38–42.
4. Антенны с малой радиозаметностью / В. Н. Красюк, А. А. Оводенко, А. Р. Бестужин, М. Б. Рыжиков; под ред. В. Н. Красюка, А. А. Оводенко. СПб.: Наука, 2001. 671 с.
5. *Гуняев Г. М., Железина Г. Ф., Кривонос В. В.* Полимерные композиционные материалы в конструкциях летательных аппаратов // Авиационные материалы и технологии. Полимерные композиционные материалы, 2002. С. 50–58.
6. Composite material structure able to absorb and dissipate incident electromagnetic radiation power. Pat. № 0742095 ЕР.
7. Нагревостойкие антенны космических и гиперзвуковых летательных аппаратов / В. Н. Красюк, А. А. Оводенко, А. Р. Бестужин, М. Б. Рыжиков. Т. 1: Теория; под ред. В. Н. Красюка, А. А. Оводенко. СПб.: Политехника, 2013. 783 с.

УДК 621.396.969

*A. R. Бестужин**

доктор технических наук, профессор

*M. B. Рыжиков**

кандидат технических наук, доцент

*Ю. А. Новикова**

кандидат физико-математических наук, доцент

*И. А. Киршина**

кандидат экономических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

РАДИОЛОКАЦИОННОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С ПОМОЩЬЮ БОРТОВЫХ РЛС

Целью исследования являлась оценка возможности радиолокационного обнаружения и сопровождения беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) с маловысотных носителей, например, других БПЛА, чтобы избежать столкновения в воздухе. Данная задача представляет собой интерес не только по причине роста числа используемых БПЛА, но и для исследования возможностей применения РЛС на осваиваемых, труднодоступных территориях, например, в Арктике, где при определенных погодных условиях они могут быть основными источниками информации при организации воздушного движения.

Ключевые слова: бортовая радиолокационная станция, беспилотный, малая высота.

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

*A. R. Bestugin**

Dr. Sc. Tech., Professor

*M. B. Ryzhikov**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*Y. A. Novikova**

PhD Sc. Phys.-Math., Associate Professor

*I. A. Kirshina**

PhD Sc. Economic, Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

RADAR DETECTION OF UNMANNED AERIAL VEHICLES USING AIRBORNE RADARS

The purpose of the study was to assess the possibility of radar detection and tracking of unmanned aerial vehicles (UAVs) from low-altitude carriers, for example, other UAVs, in order to avoid collisions in the air. This task is of interest not only because of the growing number of UAVs used, but also to explore the possibilities of using radar in developed, hard-to-reach areas, for example, in the Arctic, where under certain weather conditions they can be the main sources of information in the organization of air traffic.

Keywords: airborne radar, unmanned, low altitude.

Максимальная потенциальная дальность обнаружения как в передней полусфере цели (ППС), так и в задней полусфере цели (ЗПС, то есть на встречно-пересекающихся или догонных курсах) достигается только при нахождении отраженных сигналов от цели в области частот, свободной от мешающих отражений от земной поверхности. Данная область лежит за пределами частот мешающих отражений от земной поверхности, которые соответствуют объединению интервалов:

$$[0; 2(V+\Delta V_1)/\lambda] \text{ и } [2(V-\Delta V_2)/\lambda; 2(V+\Delta V_2)/\lambda],$$

где λ – длина волны излучения; V – модуль путевой скорости полета носителя БРЛС; ΔV_1 и ΔV_2 – запасы по скорости к границам интервалов для фильтрации движущихся наземных и/или морских целей или неподвижных объектов с вращающимися, движущимися составными частями. Значения выбираемых запасов по скорости, уточняются по данным статистики обнаружения ложных целей вблизи значения $2V/\lambda$ с учетом условий обнаружения (на фоне земли или на фоне свободного пространства) и собственных колебаний фазового центра блока антенного, приводящих к расширению доплеровского спектра переотраженных сигналов.

В области частот, свободных от переотражений от земной поверхности, для оценки предельной дальности радиолокационного обнаружения воздушных целей (ВЦ) можно использовать основное уравнение радиолокации в условиях наблюдения цели в частотной области, занимаемой тепловыми шумами приемного тракта бортовой РЛС. Это характерно для случая, когда БПЛА и носитель РЛС движутся относительно друг друга так, что скорость сближения $V_{\text{сбл}}$ лежит вне интервала, задаваемого условием [1]:

$$V_{\text{сбл}} \notin [V - \Delta V_1; V + \max(\Delta V_1; \Delta V_2)] \quad (1)$$

можно говорить об обнаружении ВЦ на фоне собственных тепловых шумов РЛС и достижении максимальной дальности. БПЛА самолетного типа могут иметь самые различные воздушные скорости. Средние самолетные БПЛА типа «Геоскан 201», «Орион», «SkyTote» двухкрылой конструкции отличаются крейсерской скоростью перемещения относительно воздуха, которая не превышает 30 м/с [2], что приводит к тому, что прогнозная область их обнаружения соответствует интервалу частот, занятому мощными мешающими отражениями (МО) от земной поверхности, для которого выполняется условие

$$V_{\text{сбл}} \in [V - \Delta V_1; V + \max(\Delta V_1; \Delta V_2)]. \quad (2)$$

Крупные двухкрылые, такие как «Heron TP», «MQ-9 Reaper», «MQ-1 Predator», «RG-4B Global Hawk», а также крупные и средние БПЛА типа «Dassault nEUROn», «Northrop Grumman Bat», построенные по схеме монокрыло, могут иметь скорость выше 30 м/с и для которых могут выполняться как условие (1), так и условие (2) [2]. В этом случае обнаружение БПЛА производится не с использованием отношения мощности сигнала к мощности шума S/N , а по соотношению $S/(N+Gr)$, где Gr – мощность сигнала, переотраженного от земли по боковым лепесткам диаграммы направленности. Известно, что ос-

новное уравнение радиолокации для обнаружения целей на фоне помех от земной поверхности можно кратко записать в виде [1]: $R'_{\max} = R_{\max} / \sqrt[4]{\alpha_{\text{мо}}}$, где R_{\max} – дальность обнаружения на фоне шумов, а коэффициент влияния мощности помех от земли:

$$\alpha_{\text{мо}} = \frac{S/N}{S/(N + Gr)} = \frac{N + Gr}{N} = 1 + \frac{Gr}{N} \quad (3)$$

может быть вычислен по методике, представленной в [3]. В [4] представлены типовые рубежи обнаружения гипотетического БПЛА на основе результатов обработки статистических данных для наземных РЛС с длиной волны $\lambda=3$ см, они приведены на рисунке. Диапазон ЭПР для БПЛА составил 0,05–0,5 м².

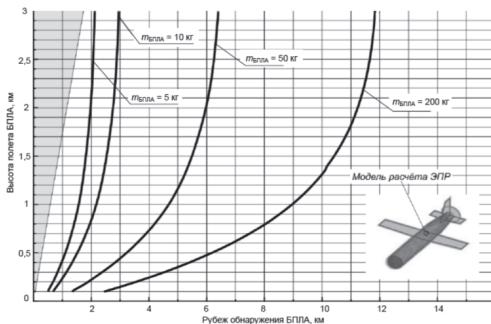


Рис. 1. Типовые рубежи обнаружения БПЛА для наземных РЛС с длиной волны $\lambda=3$ см

Представленный график говорит о том, что при полетах БПЛА на высотах менее 100 м, их дальность обнаружения составляла чаще всего менее 2 км. Это, а также результаты моделирования по оценке влияние помех от земли на обнаружение ЛА [5], говорят о том, что при нахождении БПЛА на дальностях, которые на плоскости « дальность – доплеровская частота » соответствуют зоне альтиметра – они не будут обнаружены с помощью БРЛС. Кроме того, учитывая то, что в подавляющем большинстве РЛС ЗРК не обнаруживают БПЛА с ЭПР порядка 0,01 м² и менее [6].

Был осуществлен поиск значения $\alpha_{\text{мо}}$ при условии отсутствия касания основным лучом земной поверхности, то есть при наблюдении в свободном пространстве (СП). Для скорости полета в 240 км/ч и высоты полета 300 м получены следующие результаты:

- при средней удельной ЭПР между подстилающей поверхностью типа трава и подстилающей поверхностью типа лес в минус 15,5 дБ в области альтиметра (АЛЬТ, до 2,3 км) коэффициент $\alpha_{\text{мо}}$ достигает 8000;

- при средней удельной ЭПР между подстилающей поверхностью типа трава и подстилающей поверхностью типа лес в минус 15,5 дБ медианное значение $\alpha_{\text{мо}} \approx 33$;

– при средней удельной ЭПР в 5 дБ, соответствующей населенным пунктам медианное значение $\alpha_{MO} \approx 3000$.

Рассмотрим результаты оценивания обнаружения различных типов самолетных БПЛА как тех, чьи скорости полета могут наблюдаться в интервале частот, свободных от помех от земли, так и тех, кто оказался в зоне МО.

Выберем в качестве обнаруживаемого прототипов самолетных БПЛА:

– крупный БПЛА типа RG-4B Global Hawk, стоящий на вооружении в США. Согласно [6], [7] медианное значение ЭПР данного БПЛА составляет 0,7 м², скорость перемещения может доходить до 570 км/ч, или до 160 м/с, что позволяет прогнозировать возможность его обнаружения как в области частот, свободных от мешающих отражений от земной поверхности, так и в области мешающих отражений;

– средний БПЛА с ЭПР не более 0,5 м², крейсерская воздушная скорость которого не превышает 30 м/с;

– малый БПЛА типа RQ-11 Raven с ЭПР около 0,1 м², крейсерская воздушная скорость которого не превышает 30 м/с;

– микро БПЛА с ЭПР около 0,01 м², крейсерская воздушная скорость которого не превышает 30 м/с.

В табл. приведены результаты оценок интервалов дальностей обнаружения БПЛА самолетного типа, рассчитанные для типичной малогабаритной бортовой РЛС с импульсной мощностью порядка 900 Вт, коэффициентом усиления антенны 1000, длительностью импульса 1 мкс, длиной волны излучения $\lambda=3$ см, уровень боковых лепестков – минус 20 дБ.

Таблица

Интервалы обнаружения самолетных БПЛА

Тип БПЛА	крупный БПЛА			средний БПЛА			малый БПЛА			микро БПЛА	
	0,7 м ²			0,5 м ²			0,1 м ²			0,01 м ²	
Условия обнаружения	СП	СП, АЛЬ Т	СП, МО	СП, АЛЬ Т	СП, МО	СП, АЛЬ Т	СП, МО	СП, АЛЬ Т	СП, АЛЬ Т, М О	шум	лес, трава
	шум	лес, трава	лес, трава	лес, трава	лес, трава	лес, трава	лес, трава	лес, трава	лес, трава	лес, трава	лес, трава
Диапазон дальностей обнаружения, км	1–17			1–7			1–6,5			1–4	

Примечание: серым цветом обозначены те ячейки таблицы, в которых нет обнаружения БПЛА. Дальности рассчитаны при вероятности правильного обнаружения 0,8 и ложной тревоги 10⁻⁶.

Крупные БПЛА самолетного типа обнаруживаются на фоне свободного пространства при полетах на высотах не менее 300 м вне населенных пунктов над лесными массивами или над травяным покровом и в интервале дальностей: малые БПЛА – от 1 до 4 км; средние БПЛА – от 1 до 6,5 км.

Воздушные скорости квадро-, гекса- и октокоптеров (далее – мультикоптеры) типа AirVision NT4-Contras, Hubsan Zino 2, DJI Phantom 4, SYMA X5SC-1, 3DR Hexa-to-Y6, DJI F450, DJI F550, 3DR X8 не превышают 20 м/с, что говорит о том, что их обнаружение БРЛС производится исключительно в зоне МО на плоскости «дальность – доплеровская частота».

Разделим мультикоптеры на три класса по их массогабаритным показателям [8]. Крупные, масса которых более 2 кг – 3DR X8, 3DR Hexa-to-Y6, AirVision NT4-Contras, мини с массой более 0,8 кг – DJI Phantom 4, Hubsan Zino 2, микро с массой от 0,2 кг – DJI Spark Fly More Combo, SYMA X5SC-1 и нанокоптеры с массой 0,02–0,03 кг – типа Xiaomi MiTu Minidrone, Hubsan X4 H107C, Jin Xing Da JXD-523 Tracker.

Данные по ЭПР мультикоптеров представлены в [8]–[10]. Для крупных мультикоптеров при облучении с длиной волны $\lambda=3$ см и горизонтальной поляризацией ЭПР достигает величины $0,3 \text{ м}^2$, для мини мультикоптеров ЭПР составляет величину порядка $0,1 \text{ м}^2$, а для микро мультикоптеров $0,015 \text{ м}^2$.

Результаты моделирования показывают, что могут быть обнаружены крупные и мини мультикоптеры на фоне свободного пространства при полетах на высотах не менее 300 м вне населенных пунктов над лесными массивами или над травяным покровом и в интервале дальностей: для мини мультикоптеров – от 1 до 4 км, для крупных мультикоптеров – от 1 до 5,5 км.

В пределах полученных диапазонов дальностей при уровне боковых лепестков антennы в минус 20 дБ не наблюдаются:

- БПЛА в зоне альтиметра или наблюдаемые на фоне земной поверхности;
- микро БПЛА самолетного типа, микро и нано мультикоптеры с ЭПР $0,01\text{--}0,015 \text{ м}^2$;
- БПЛА, осуществляющие полет над городами и населенными пунктами.

Это говорит о том, что в бортовых РЛС следует применять антенны с гораздо меньшим уровнем боковых лепестков или с несимметричными ДН, в которых применяются специальные меры для снижения уровня излучения в нижнюю полусферу.

Библиографический список

1. Дудник П. И., Кондратенко Г. С., Табарский Б. Г. Авиационные радиолокационные комплексы и системы. М.: ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 2006. 1112 с.
2. Ростопчин В. В. Ударные беспилотные летательные аппараты и противовоздушная оборона – проблемы и перспективы противостояния // Беспилотная авиация. 2019. URL: <https://www.researchgate.net/publication/>

31772628_Udarnye_bespilotnye_letatelnye_apparaty_i_protivovozdusnaa_oborona_-problemy_i_perspektivy_protivostoania (дата обращения: 04.04.2022).

3. Рыжиков М. Б. Радиолокационное обнаружение в системах предупреждения о столкновениях воздушных судов на дуговых курсах // Успехи современной радиоэлектроники. 2013. № 2. С. 24–28.

4. Ряполов И. Е., Василюк В. А., Сухаревский О. И. Характеристики рассеяния беспилотного летательного аппарата RQ-4B GLOBAL HAWK в сантиметровом и дециметровом диапазонах длин волн // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України, 2014. № 3 (16). С. 25–28.

5. Онищук Л. Модификации беспилотного летательного аппарата большой продолжительности полета RQ-4 GLOBAL HAWK// Зарубежное военное обозрение. 2010. № 5. С. 55–60.

6. Multispectral Detection of Commercial Unmanned Aerial Vehicles / J. Farlik, M. Kratky, J. Casar, V. Stary // Sensors 2019. Vol. 1517. P. 1–28.

7. Patel J., Fioranelli F., Anderson D. Review of Radar Classification & RCS Characterisation Techniques for Small UAVs or Drones // IET Radar, Sonar and Navigation, 12 (9). P. 911–919.

8. Pieraccini M., Miccinesi L., Rojhani N. RCS measurements and ISAR images of small UAVs // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, September 2017. P. 28–32.

9. Patel J., Fioranelli F., Anderson D. Review of Radar Classification & RCS Characterisation Techniques for Small UAVs or Drones // IET Radar, Sonar and Navigation, 12 (9). P. 911–919.

10. Pieraccini M., Miccinesi L., Rojhani N. RCS measurements and ISAR images of small UAVs // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, September 2017. P. 28–32.

УДК 351.814:621.38

*A. R. Бестужин**

доктор технических наук, профессор

*A. D. Филин**

доктор технических наук, профессор

*I. A. Киршина**

кандидат экономических наук, доцент

*E. A. Антохин**

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

КОНЦЕПЦИЯ РАЗВИТИЯ ВИРТУАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПЛЕКСОВ С КОГНИТИВНЫМИ ФУНКЦИЯМИ ДЛЯ ПОДГОТОВКИ АВИАЦИОННЫХ СПЕЦИАЛИСТОВ

Представлено перспективное направление синтеза структур учебно-тренировочных средств практической подготовки авиационных специалистов на основе концепции объединения средств имитационного моделирования воздушной обстановки, управляющих воздействий управления полетами летательных аппаратов, средств автоматизации оценки уровня подготовки на базе использования методов когнитивных и информационных технологий. Представлена общая концепция и обоснована структура перспективного моделирующего комплекса с реализацией функции автоматизированной оценки уровня практической подготовки авиационных специалистов для использования при синтезе тренажно-моделирующих комплексов и авиационных виртуальных электронных полигонов.

Ключевые слова: тренажно-моделирующий комплекс, авиационный виртуальный электронный полигон, имитационное моделирование, когнитивные функции, экспертные оценки, практическая подготовка.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-07-00437-а.

*A. R. Bestugin**

Dr. Sc. Tech., Professor

*A. D. Filin**

Dr. Sc. Tech., Professor

*I. A. Kirshina**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*E. A. Antokhin**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

THE CONCEPT OF THE DEVELOPMENT OF VIRTUAL ELECTRONIC COMPLEXES WITH COGNITIVE FUNCTIONS FOR THE TRAINING OF AVIATION SPECIALISTS

A promising direction of synthesis of structures of educational and training means of practical training of aviation specialists is presented on the basis of the concept of combining means of simulation

of the air situation, control actions of flight control of aircraft, automation tools for assessing the level of training based on the use of cognitive and information technology methods. The general concept is presented and the structure of a promising modeling complex with the implementation of the function of automated assessment of the level of practical training of aviation specialists for use in the synthesis of simulator-modeling complexes and aviation virtual electronic polygons is substantiated.

Keywords: simulator-modeling complex, aviation virtual electronic testing ground, simulation modeling, cognitive functions, expert assessments, practical training.

Введение

Комплекс организационных и технических средств по обеспечению управлению полетами летательных аппаратов в воздушном пространстве представляет сложную иерархию построения, в которой присутствуют возможные риски техногенных потерь в процессе эксплуатации. Важнейшим звеном проявления возможных рисков в этой эргодической системе является человеческий фактор. Актуальность задач повышения надежности и безопасности при эксплуатации воздушного пространства носят постоянный характер и ставят требования постоянного развития этого направления: повышения профессионального уровня специалистов управления авиацией как в зонах единой системы организации воздушного движения (ЕС ОрВД), так и зонах специальных авиационных полигонов. Решение задачи подготовки специалистов управления авиацией носит специфические характер и особенности в силу того, что непосредственно при эксплуатации воздушного пространства должны использоваться не только внутригосударственные правовые нормы, но и международные стандарты и требования к уровню подготовке. В силу постоянного повышения требований к безопасности полетов требует постоянного развития как система подготовки специалистов по управлению авиацией, которая должна базироваться на специфике профессиональных знаний [1]–[3], а также технические средства практической подготовки – виртуальные когнитивные электронные комплексы (ВКЭК), обеспечивающие адекватное моделирование управляемой воздушной обстановки задаваемой сложности и плотности воздушного движения [4], [5], [11].

Постановка проблемы

Процесс профессиональной подготовки заключается в овладении знаниями, приобретении умений и превращении всех этих элементов деятельности в навыки. Интегральная оценка авиационного специалиста зависит от приобретенных умений и навыков, от скорости и точности принятия решений, реализуемых им посредством команд и специализированной пооперационной технологии, направленных на обеспечение безопасности полетов при управлении воздушным движением. Ответственные действия в процессе управления полетами, при управлении в особых случаях, нештатных ситуациях, при оказании помощи экипажу в аварийной обстановке должны быть четко отработаны и не требовать много времени на принятие адекватных решений. Результаты исследований основных направлений совершенствования эргодических систем показывают на

последовательное внедрение элементов экспертных систем с использованием методов информационных технологий [2], [5], [8]–[10], [12]. Одним из важнейших направлений повышения эффективности ВКЭВК является внедрение в их структуру средств управляемой адаптации к сложности воздушной обстановки с возможностями автоматического оценивания уровня специальной подготовки к управлению воздушным движением на базе использования когнитивных технологий и методов цифровизации [6], [7], [11], [13], [14].

Модель виртуального электронного комплекса с когнитивными функциями

По своей архитектуре перспективные ВКЭВК должны иметь облик открытой модульной информационной системы, построенной на базе локальной вычислительной сети, с распределенной структурой обработки информации [5], [7]. Важнейшей задачей при разработке и внедрении ВКЭВК является решение проблемы оценивания уровня в реальном масштабе времени и реализация функции его адаптации к уровню текущей практической подготовки авиационного специалиста [8]. Эту проблему решает использование структуры экспериментного вычислительного комплекса (ЭВК), структура которого представлена на рис. 1. Функционально ЭВК позволяют уменьшить субъективность оценивания с пульта инструктора/руководителя обучения и автоматизировать выбор моделируемого упражнения в соответствии с индивидуальными навыками обучаемого. Проблема уменьшения субъективности оценивания с пульта инструктора/руководителя обучения обеспечивается введением в состав ЭВК (рис. 1) процессора вычисления рейтинга подготовки авиационного персонала, построенного на основе сравнений итоговых оценок результатов функционирования процессора когнитивных функций и заранее подготовленной базы рейтинговых оценок уровней подготовки. Результат вычисления рейтинга подготовки обучаемого выдается и отображается в специализированном окне пульта инструктора/руководителя обучения. Высокий уровень объективности индивидуальной оценки и ее надежности при проигрыше сложных упражнений, содержащих групповые действия авиации, как показано на рис. 1, обеспечивается введением в состав ЭВК экспертной базы рейтинговых оценок уровней подготовки, построенной по принципу «от простого к сложному» с повышением рейтинга оценок в соответствии с уровнем сложности проигрываемых упражнений, соответствующих положениям курсов специальной и боевой подготовки авиационных специалистов, при отработке задач управления, как одиночными летательными аппаратами, так и тактическими группами.

Технический результат в части повышения достоверности в оценках принятия решений о профессиональной пригодности тренирующихся обеспечивается введением в состав ВЭК интерактивной базы навигационных оценок, которая может дополняться и оперативно корректироваться в процессе эксплуатации и развития методического обеспечения ВКЭК. Интерактивная база навигационных оценок пополняется на основе результатов проведения экспертных

исследований по стандартным методикам проведения экспертных исследований.

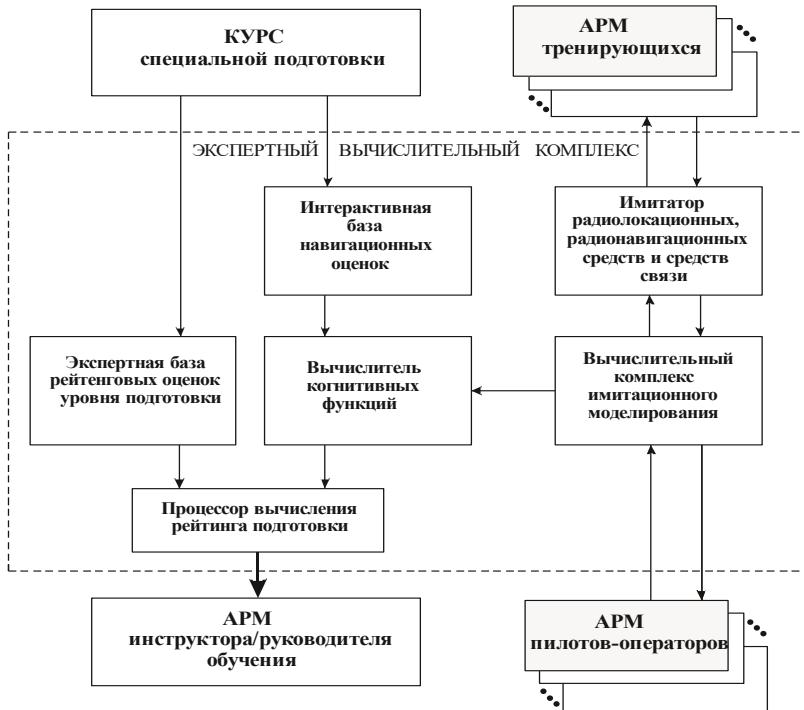


Рис. 1. Структура экспериментального вычислительного комплекса

Интерактивная база навигационных оценок имеет секционный характер по специализации секторов управления воздушным движением, в интерактивном режиме может периодически корректироваться и дополняться на соответствие курсам специальной и боевой подготовки авиационных специалистов. Технический результат в части уменьшения длительности времени оценивания уровня подготовки обеспечивается введением в состав ЭВК (рис. 1) вычислителя когнитивных функций, получающего информационную поддержку функционирования от интерактивной базы навигационных оценок, образуя, таким образом, дополнительный оценочный контур обратной связи, в отличие от тренажно-моделирующих комплексов (ТМК) предыдущих поколений. Такой подход позволяет получать оценки тренирующихся авиационных специалистов в режиме реального времени, обеспечивая инструктора/руководителя обучения объективной информацией о текущем состоянии тренирующихся.

Структура представленного ЭВК отличается новизной и позволяет решать следующие проблемы практической специальной подготовки авиационных специалистов:

- организация тренировок с обеспечением объективного оценивания действий тренирующихся в реальном масштабе времени;
- адаптацию моделирующего комплекса к текущему уровню практической подготовки;
- получение интегральной оценки профессиональной пригодности тренирующихся на данный момент времени, что позволяет оперативно принимать объективные решения о допусках к реальным полетам по результатам тренажера.

Выходы

1. Внедрение ЭВК 5 поколения в систему практической профессиональной подготовки авиационных специалистов на базе структуры (рис. 1) значительно поднимет эффективность уровня подготовки за счет повышения адекватности имитационного моделирования, достоверности оценивания профессиональной подготовки тренирующихся и расширения их дидактических возможностей.

2. Представленная структура ЭВК имеют практическое значение для использования при построении моделирующего комплекса авиационных виртуальных электронных полигонов, используемых для отработки специальных задач в авиации.

3. Внедрение разработанных методов в синтез перспективных тренажно-моделирующих комплексов позволит повышать уровень безопасности полетов за счет совершенствования профессиональной подготовки специалистов управления авиацией.

Библиографический список

1. ICAO Doc. 9868.rules of Air Navigation services. Part IV: Training and evaluation of air traffic management personnel (ATM). Ed. 2-е. ICAO, 2016. Р. IV–1–IV–3–1.
2. Scholz D., Thorbeck J. Computer Based Training in Aircraft Design Education // ICAS 2000 Congress. P. 173.
3. Abuzaid O., Emheisen M., Ammar A. Design of Fuzzy Self-adaptive PI-Smith Predictor Process Controller // International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT). 2016. Vol. 31. N 1. P. 18–21.
4. Бестужин А. Р., Киршина И. А., Филин А. Д. Имитационная модель адаптивного тренажно-моделирующего комплекса специалистов управления авиацией // Информационно-управляющие системы. Вып. 4 (89). 2017. С. 51–59.
5. Филин А. Д., Бестужин А. Р., Рачков В. П. Инновационно-когнитивная концепция развития обучающих средств в авиации // Вестник воздушно-космической обороны. Вып. 1 (13). 2017. С. 23–28.
6. Bestugin A., Eshenko A., Filin A. Fir Traffic Control Futomated Systems. Springer. 2020. 271 p.

7. *Бестужин А. Р., Филин А. Д., Киришина И. А.* Новое поколение тренажеров для практической подготовки диспетчеров управления воздушным движением // Международный научно-исследовательский журнал Успехи современной науки и образования. 2017. Т. 4. № 4. С. 78–83.
8. *Бестужин А. Р., Филин А. Д., Санников В. А.* Разработка автоматизированной системы обучения и контроля знаний для подготовки специалистов управления авиацией // Фундаментальные и прикладные исследования в современном мире. Материалы XIII Международ. научно-практ. конф. Секция Технические науки Т. I. СПб.: Стратегия будущего, 2016. С. 5–12.
9. *Филин А. Д., Бестужин А. Р., Санников В. А.* Основы организации воздушного движения. М.: Юрайт, 2018. 515 с.
10. Adaptive robust attitude control for UAVs – Design and experimental validation / A. Chriette, F. Plestan, H. Castañeda, M. Pal et al. // International Journal of Adaptive Control and Signal Processing. 2016. Vol. 30. P. 1478–1493.
11. *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.
12. ICAO Doc. 10056. Manual on Air Traffic Controller Competency-based Training and Assessment. First Edition 2016. P. 451.
13. Updegrove J., Jafer S. Optimization of air traffic control training at the Federal Aviation Administration. Aerospace. 2017. Vol. 4.
14. *Филин А. Д., Бестужин А. Р., Киришина И. А.* Экспертный тренажерно-моделирующий вычислительный комплекс специалистов управления авиацией // Патент на полезную модель № 184327, дата гос. регистрации 22.10.2018.

УДК 351.814:621.38

*A. R. Бестужин**

доктор технических наук, профессор

*A. D. Филин**

доктор технических наук, профессор

*I. A. Киршина**

кандидат экономических наук, доцент

*E. A. Антохин**

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ВНЕДРЕНИЯ АВИАЦИОННЫХ ВИРТУАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ПОЛИГОНОВ В АВИАЦИИ

Представлены результаты исследований эффективности разработки и внедрения авиационных виртуальных электронных полигонов (АВЭП). Объединяя в составе АВЭП средства измерения, моделирования, имитации, контроля, анализа, передачи данных, отображения и регистрации информации, объективной оценки реальных полетов летательных аппаратов, комплекс обеспечивает возможность создания и внедрения новой методологии организации практической подготовки авиационных специалистов в государственной авиации в соответствии с передовыми мировыми тенденциями. При этом обеспечивается: создание среды обучения, приближенной к реальным; проведение летно-тактических учений (ЛТУ) в соответствии с требованиями курсов специальной подготовки авиационных специалистов; проведение экспериментальных исследовательских работ по испытанию и освоению новой авиационной техники и методологии ее применения.

В работе впервые предлагается метод оценки АВЭП на основе сравнительной оценки профессиональной подготовки летных экипажей на перспективной инфраструктуре авиационного виртуального электронного полигона.

Ключевые слова: авиационный виртуальный электронный полигон, имитационное моделирование, когнитивные функции, экспертные оценки, практическая подготовка, эффективность внедрения.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант № 20-07-00437-а.

*A. R. Bestugin**

Dr. Sc. Tech., Professor

*A. D. Filin**

Dr. Sc. Tech., Professor

*I. A. Kirshina**

PhD Sc. Economic, Associate Professor

*E. A. Antokhin**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

EVALUATION OF THE EFFECTIVENESS OF THE INTRODUCTION OF AVIATION VIRTUAL ELECTRONIC POLYGONS IN AVIATION

The Aviation Virtual Electronic Test Site (AVEP) is a multifunctional information and control system.combining measurement, modeling, simulation, control, analysis, data transmission, display and registration of information, objective assessment of combat operations in the AEP, the complex provides an opportunity to create and implement a new methodology for organizing practical training of aviation specialists in state aviation in accordance with advanced global trends. At the same time, it is provided:

- creating a learning environment close to real;
- conducting flight tactical exercises (LTU) in accordance with the requirements of special training courses for aviation specialists;
- conducting experimental research work on testing and mastering new aircraft technology and the methodology of its application.

For the first time, the paper proposes a method for assessing AVEP based on a comparative assessment of the professional training of flight crews on the promising infrastructure of the aviation virtual electronic test site.

Keywords: aviation virtual electronic test site, simulation modeling, cognitive functions, expert assessments, practical training, implementation efficiency.

Введение

Анализ существующих методов оценки сложных систем [1]–[4], [7] показывает, что задача их систематизации с целью получения некоторого стандарта для расчета экономической целесообразности разработки не имеет практического смысла. Это объясняется тем, что многофункциональные системы, как правило, по своему назначению уникальны и в силу этого необходимость их разработки не приемлет чисто утилитарного подхода, а определяется целями более высокого порядка. Такими целями могут быть: научная перспектива, возможность решения принципиально новых практических задач, достижение повышенного уровня безопасности в системе «человек – машина» и т. п.

Подобные системы уже на этапе создания имеют качественно новое свойство перспективного перманентного саморазвития. И чем сложнее система, тем ярче проявляется это свойство. Очевидно, что этот фактор, также не способствует появлению универсальности методов тактико-технического анализа.

Разработка многофункциональных систем, имеющих специфические цели (к таким системам относится АВЭП), опирается на область специальных знаний, поэтому и каждый применяемый метод оценки определяется рамками приложения в специальной области и вне ее стандартного значения не имеет. Поэтому для анализа эффективности применения АВЭП в системе специальной подготовки авиации разработана уникальная методика, в которой соблюдается главное условие – нахождение ответа на основной вопрос – соответствуют ли затраченные средства на разработку и эксплуатацию системы извлекаемой из нее пользу. При выполнении этой работы использованы положения теории подготовки авиационных специалистов [8]–[10], в которых, на основе большого числа экспериментальных исследований в целом определено, что повышение уровня летно-тактической подготовки (ЛТП) летного состава осуществляется

по экспоненциальному закону. При этом время подготовки до заданного уровня зависит от того, насколько условия тренировки соответствуют реальным «боевым» условиям выполнения полетов. Таким образом, представляет интерес провести оценку эффективности АВЭП на основе таких показателей как уровень подготовки летного состава и оценки материальных затрат. Для оценки АЭП по критерию «стоимость-эффективность» необходимо найти ответ на вопрос: «соответствуют ли затраченные средства на разработку и эксплуатацию системы извлекаемой из нее пользу».

Постановка проблемы

Функциональный анализ частных задач, которые решаются авиационным комплексом (АК) авиационного электронного полигона (АЭП), позволяет выделить три основных направления, представляющих интерес для оценки эффективности его применения (рис. 1).



Рис. 1. Основные направления оценки эффективности АЭП

Все три отмеченные направления имеют существенное значение при оценке эффективности внедрения АВЭП.

Метод оценки эффективности АВЭП

Наиболее важным направлением оценки эффективности является фактор повышения качественных показателей подготовки [5]–[8]. Экспериментальные исследования показывают [6], [9], [10], что наиболее информативно и прагматично принять в качестве показателя качества функционирования системы АВЭП вероятность подготовки ($W_{\text{пп}}$), достигнутая летчиком за определенное количество вылетов.

$$W_{\text{пп}} = F(n_{\text{в}}), \quad (1)$$

где F – функция распределения вероятности показателя уровня подготовки по числу вылетов (нв), необходимых для достижения заданного гарантированного (W_r) уровня подготовки $W_{\text{пп}} \geq W_r$. Вместе с тем в человеко-машинных системах

интенсивность повышения уровня подготовки, как отмечено выше, подчинена экспоненциальному закону и зависит от условий (среды), в которых выполняются полеты. При этом функция распределения вероятности показателя уровня подготовки по вылетам может быть использована в виде:

$$W_{\text{уп}}(n_{\text{в}}) = 1 - \exp[-n_{\text{в}}/n_0], \quad (2)$$

где $W_{\text{уп}}$ – заданный (гарантированный) уровень подготовки; $n_{\text{в}}$ – число вылетов, необходимое для достижения заданного (гарантированного) уровня подготовки ($W_{\text{уп}}$) в данной системе ЛТП; n_0 – параметр закона распределения, физический смысл которого – среднее значение количества вылетов.

С учетом (2) количество вылетов, необходимое для подготовки летных экипажей до заданного (гарантированного) уровня (W_r) в любой системе ЛТП определяется соотношением:

$$n_{\text{в}} = -n_0 \ln(1 - W_r). \quad (3)$$

Из опыта локальных войн (конфликтов) установлено, что максимальные потери летного состава относятся на первые 10 боевых вылетов [7], [8]. Полагая, что за 10 вылетов ($n_{\text{в}}^{\text{Б}}=10$) уровень подготовки летчика достигал заданного значения ($W_{\text{уп}} \geq W_r$), параметр закона распределения (n_0) для боевой обстановки определяется из выражения (3)

$$n_0^{\text{Б}} = \frac{n_{\text{в}}^{\text{Б}}}{\ln(1 - W_r)}. \quad (4)$$

Расчеты показывают, что для $n_{\text{в}}^{\text{Б}}=10$ и $W_r=0,8$ $n_0^{\text{Б}}=6,2$ выл. Подставив значение $n_0^{\text{Б}}=6,2$ в выражение (3) получим зависимость изменения уровня натренированности ЛЭ от количества вылетов в боевой обстановке.

Существенное влияние на качество обучения оказывает среда обучения, и чем она ближе к реальной боевой обстановке, тем выше качество подготовки и меньше время, необходимое для подготовки ЛЭ до заданного уровня [10]–[12]. Качество системы ЛТП определяется степенью воспроизведения в ней условий реальной боевой обстановки, или степенью тактического подобия условий проведения учений, создаваемых системой, реальной боевой обстановке. Степень тактического подобия можно характеризовать коэффициентом подобия (Кп), сравнивая между собой количественно – качественное описание факторов, присущих реальным действиям авиации в условиях, рассматриваемых системами ЛТП.

Значение степени тактического подобия сравниваемых систем определялось экспертным методом с учетом весовых коэффициентов существенных факторов. Анализ результатов экспертных исследований показывает, что коэффициенты тактического подобия составляют: если для реальной боевой обстановки значение показателя (Кп) целесообразно принять равным 1; то для действующей существующей инфраструктуры системы ЛТП – $K_{\text{п}}=0,3$; для системы ЛТП, созданной на основе АЭП может быть принят – $K_{\text{п}}=0,7$.

Для определения величины параметра закона распределения (n_o) в сравниваемых системах ЛТП принято, что искомое значение параметра обратно пропорционально коэффициенту тактического подобия соответствующей системы. Тогда для рассматриваемых систем ЛТП (действующей и перспективной) (n_o) будет определяться выражением:

$$n_o^{\text{ЛТП}} = \frac{n_o^{\text{Б}}}{K_{\Pi}^{\text{ЛТП}}}, \quad (5)$$

где $n_o^{\text{Б}}$ – параметр закона распределения для боевых условий; K_{Π} – коэффициент тактического подобия сравниваемых систем ЛТП.

С учетом (3) и (5) выполнены расчеты зависимости необходимого количества вылетов в различных системах летно-тактической подготовки для достижения гарантированного уровня подготовки экипажей ($W_r=0,8$). Результаты расчетов представлены на (рис. 2).

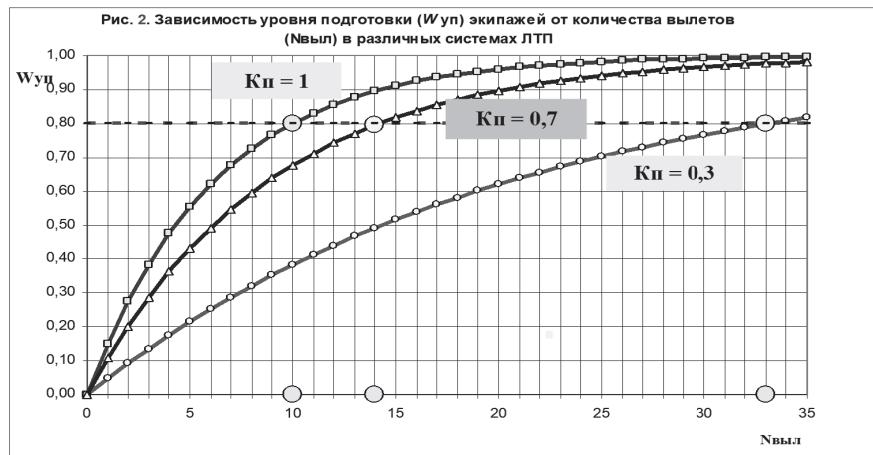


Рис. 2. Зависимость уровня подготовки от количества вылетов

Анализ графиков показывает, что для подготовки экипажа до заданного уровня в существующей системе ЛТП требуется выполнить 33 вылета, в то время как в системе АВЭП необходимо выполнить в 2,5 раза меньше (14 вылетов). Исходя из этого можно выполнить расчет экономического эффекта от внедрения АВЭП в систему подготовки авиационных специалистов до заданного уровня.

Выводы

Предложен метод оценки качества функционирования навигационной системы АЭП, как среды обеспечения необходимого уровня ЛТП ЛЭ. Отличительной особенностью, представленного метода является то, что на его основе можно проводить также расчеты экономических показателей практической подготовки в системе АЭП, используя качественные показатели из графиков рис. 2. Представленные в работе исследования показывают высокую актуальность и экономическую эффективность разработки и внедрения АВЭП в полигонную инфраструктуру ВКС РФ.

Библиографический список

1. Adaptive robust attitude control for UAVs – Design and experimental validation / A. Chriette, F. Plestan, H. Castañeda, M. Pal et al. // International Journal of Adaptive Control and Signal Processing. 2016. Vol. 30. P. 1478–1493.
2. 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. N 1. P.012111.
3. Арсеньев В. Н., Белихин Е. Н., Ядренкин А. А. Методы оценивания показателей качества функционирования сложных систем // Известия вузов. Приборостроение. 2019. Т. 62. № 7. С. 593–601.
4. Бреслер И. Б. Некоторые концептуальные подходы к построению современной АСУ авиацией // Военная мысль. 2008. № 9. С. 27–30.
5. Бестужин А. Р., Филин А. Д., Рачков В. П. Метод объективной оценки эффективности использования тренажно-моделирующих комплексов летных экипажей и специалистов управления авиацией // Вестник воздушно-космической обороны. 2018. Вып. 2. С. 84–91.
6. Рачков В. П. Общий подход к автоматизированной оценке истребительной авиации на авиационном «электронном полигоне» // Военная мысль. 2019. № 5. С. 120–130.
7. Линник С. Полигоны Невады. Ч. 2. Военное обозрение. 2017.
8. Филин А. Д., Рачков В. П., Яковлев В. Т. Виртуальные авиационные электронные полигоны – состояние и тенденции развития // Вестник воздушно-космической обороны. 2018. Вып. № 4 (20) С. 109–123.
9. Филин А. Д., Рачков В. П. Разработка методологии и алгоритмов оценки результатов при практической подготовке летных экипажей и специалистов боевого управления авиацией: сб. научных трудов X Всероссийской конференции Новые технологии разработки и производства вооружений, военной и специальной техники. 2013. 215 с.
10. Филин А. Д., Бестужин А. Р., Рачков В. П. Исследования вопросов методического обеспечения функционирования автоматизированных комплексов летно-тактической подготовки – электронных полигонов // Вестник воздушно-космической обороны. 2019. № 4 (24). С. 51–58.
11. Бестужин А. Р., Киришина И. А., Филин А. Д. Организация эксплуатации воздушного пространства. М.: Научная мысль, 2020.

12. *Филин А. Д., Бестужин А. Р., Рачков В. П.* Инновационно-когнитивная концепция развития обучающих средств в авиации //Вестник воздушно-космической обороны. 2017. Вып. 1 (13). С. 23–28.
13. *Бестужин А. Р., Киршина И. А., Филин А. Д.* Концепция построения перспективного автоматизированного полигонного измерительного комплекса авиационного виртуального электронного полигона: сб. трудов XXVII Международной научно-технической конференции Радиолокация, навигация, связь. 2021. Т. 4. С. 164–177.

УДК 543.421, 544.452

*M. A. Ваганов**

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ПРИКЛАДНОЙ ОПТИЧЕСКОЙ СПЕКТРОСКОПИИ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ПРОЦЕССОВ СЖИГАНИЯ ГАЗООБРАЗНЫХ УГЛЕВОДОРОДОВ

Для решения задачи контроля процессов сжигания газообразных углеводородов предлагается применение методов прикладной оптической спектроскопии, где в качестве прибора контроля применяется спектрометр, который исследует оптическое излучение как сигнал, несущий спектроскопическую информацию о процессе горения. Приводятся результаты экспериментального исследования спектроскопических параметров, характеризующих процесс сжигания газообразных углеводородов, полученные методами эмиссионной и лазерно-искровой эмиссионной спектрометрии. Определены наиболее интенсивные спектральные линии и участки, характеризующие этот процесс.

Ключевые слова: контроль процесса сжигания, методы оптической спектроскопии, горение газообразных углеводородов, спектроскопическая система, эмиссионная спектроскопия, лазерно-искровая спектрометрия; спектроскопические параметры.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФ): проект № 19-79-10110.

*M. A. Vaganov**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

APPLICATION OF OPTICAL SPECTROSCOPY METHODS TO CONTROL GASEOUS HYDROCARBON COMBUSTION PROCESSES

To solve the problem of monitoring the processes of combustion of gaseous hydrocarbons, it is proposed to use the methods of applied optical spectroscopy, where a spectrometer is used as a control device that studies optical radiation as a signal that carries spectroscopic information about the combustion process. The results of an experimental study of spectroscopic parameters characterizing the process of combustion of gaseous hydrocarbons obtained by emission and laser-spark emission spectrometry are presented. The most intense spectral lines and regions characterizing this process have been determined.

Keywords: combustion process control, methods of optical spectroscopy, combustion of gaseous hydrocarbons, spectroscopic system, emission spectroscopy, laser-spark spectrometry; spectroscopic parameters.

Введение

На теплоэнергетических объектах электрическая энергия вырабатывается путем сжигания органического топлива, в качестве которого в большинстве случаев используется природный газ [1]. Повышение качества контроля и оптимизации процессов сжигания природного газа повысить эффективность вы-

работки электроэнергии, снизить расход топлива и уменьшить выбросы вредных веществ в атмосферу.

В настоящее время большинство методов диагностики и контроля процесса сжигания органического топлива основывается на измерении косвенных параметров, характеризующих состояние контролируемого процесса горения по второстепенным признакам, таким как температуры, давления, разряжения, контроле состава дымовых газов и т. п. [2]. Данные методы являются несовершенными и характеризуются недостаточной чувствительностью и быстродействием, они не позволяют оперативно реагировать на случайные изменения в контролируемом процессе горения.

В данной работе для решения задачи контроля процессов сжигания газообразных углеводородов предлагается применение методов прикладной оптической спектроскопии, отличающиеся рядом преимуществ по сравнению с вышеобозначенными методами контроля. Метод спектроскопии не вызывает изменения свойств исследуемой среды и не вносят в нее возмущений, обладают высокими чувствительностью, быстродействием и информативностью.

Постановка задачи эксперимента

Среди основных методов оптической спектроскопии можно выделить следующие: метод эмиссионной спектроскопии, метод лазерно-искровая эмиссионной спектрометрия абсорбционный метод, рамановский, люминесцентный и т. п. [3]. Большая часть этих методов реализуется только в лабораторных условиях. Поэтому для решения задачи диагностики и контроля процесса сжигания газообразных углеводородов применение традиционного эмиссионного метода спектроскопии и метода лазерно-искровая эмиссионной спектрометрии видится наиболее перспективным. При эмиссионном методе регистрируется спектр оптического излучения, испускаемого пламенем, при лазерно-искровой спектрометрии (ЛИЭС) выполняется регистрация спектров вторичного излучения, испускаемого плазмой, образованной в пламени под воздействием на него лазерного излучения [4].

В качестве объекта исследования в данной работе был выбран пропан из-за его доступности для проведения лабораторных исследований, хотя в промышленных печах используется природный газ. Пропан также является газообразным углеводородом и имеет похожую спектральную характеристику. Спектроскопические параметры, характеризующие процесс горения пропана, исследовались двумя методами оптической спектроскопии: 1) методом эмиссионной оптической спектроскопии; 2) методом лазерно-искровой эмиссионной спектрометрии.

Экспериментальное исследование спектроскопических параметров

Исследование спектральных характеристик излучения пламени пропано-воздушной смеси, проводился на стенде с применением двухкомпонентной горелки, в которой предусмотрено предварительное смешивание газа и воздуха, подаваемого компрессором. Функциональная схема стенда приведена на рис. 1.

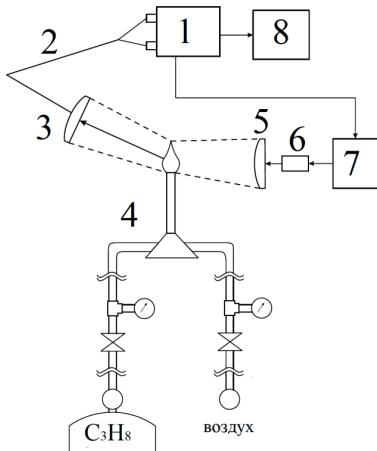


Рис. 1. Схема экспериментального стенда: 1 – спектрометр; 2 – волоконно-оптический зонд; 3 – телескоп; 4 – горелка; 5 – дублет; 6 – расширитель пучка; 7 – лазер; 8 – компьютер

Фотография стенда с ЛИЭС-установкой приведена на рис. 2.

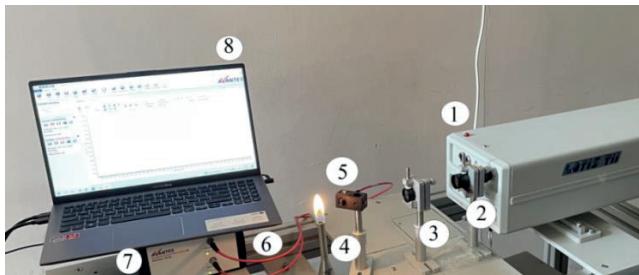


Рис. 2. Экспериментальный стенд с ЛИЭС-установкой: 1 – лазер; 2 – расширитель пучка; 3 – дублет; 4 – горелка; 5 – телескоп; 6 – волоконно-оптический зонд; 7 – спектрометр; 8 – компьютер

При проведении измерений эмиссионным методом применялся спектрометр OceanOptics USB2000+, в случае ЛИЭС – спектрометр AvaSpec-ULS4096CL-2-EVO, засинхронизированный с лазером.

Эксперимент проводился при различных соотношениях газ/воздух от 0,5 до 2.

На рис. 3 представлена спектральная характеристика, полученная при эмиссионным методе, горение пропана протекало в стехиометрическом режиме.

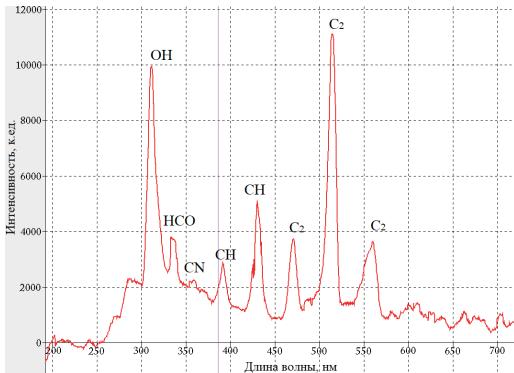


Рис. 3. Спектральная характеристика при эмиссионном методе

На рис. 4 представлена спектральная характеристика, полученная при ЛИЭС методе, горение пропана протекало в стехиометрическом режиме.

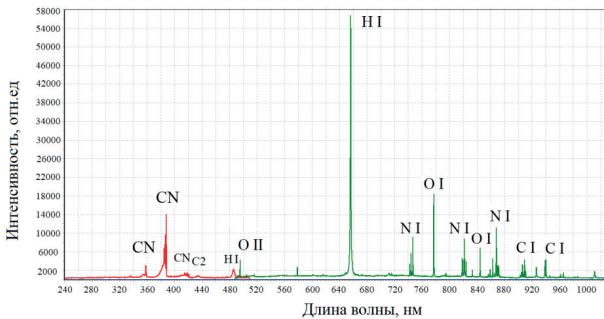


Рис. 4. Спектральная характеристика при ЛИЭС методе

Обсуждение результатов эксперимента

При применении эмиссионного метода спектроскопии в спектре излучения, возникающего в результате сжигания пропана, были обнаружены характерные интенсивные спектральные полосы: полоса радикала OH с максимумом при 308 нм, полосы углеводородного пламени HCO и CN при 337,7 нм и при 358,8 нм, соответственно, полосы CH с максимумами при 390 нм и 434 нм и полосы C₂ с максимумами в районе 470 нм, 515 нм и 563,5.

При применении ЛИЭС метода спектр излучения плазмы, сформированной в факеле пламени лазерным излучением, представляет собой полосатую структуру в форме ряда спектральных линий и полос, соответствующих продуктам горения: интенсивные спектральные линии водорода H (656,3 нм) и

кислорода O (777 нм) и менее интенсивные линии кислорода O (486,1 нм и 844,6 нм), азота N (дублет: 743,8 нм и 745,4 нм, 821,6 нм и 868,3 нм), углерода C (908,9 нм и 940,6 нм), а также молекулярные полосы излучения радикал CN (355–420 нм).

Можно выделить одну особенность, сравнивая спектральные характеристики пламени, полученные эмиссионным и ЛИЭС методами. При эмиссионной спектроскопии в спектре наблюдалась полоса радикала CH на длине волны 390 нм, а при ЛИЭС спектрометрии – полоса радикала CN на длине волны 389 нм. Это можно объяснить различной энергией возбуждения этих радикалов и тем, что при ЛИЭС-спектрометрии спектрометр был синхронизирован с лазером и регистрировал спектр в определенное время, после возбуждения плазмы. В этот момент полосы CH также присутствовали в спектре пламени, но они затмевались более интенсивными полосами CN, поскольку плазма создавалась мощным лазерным излучением.

На основе результатов проведенного эксперимента можно сформировать ряд спектроскопических параметров, характеризующих процесс горения углеводородного пламени. Для ЛИЭС метода: H (656,3 нм), O (777 нм), N (746,8 нм), C (908,9 нм) и CN (389 нм), для эмиссионного: OH (308 нм), CH (434 нм), C₂ (515 нм) и HCO (337,7 нм).

Заключение

В данной работе для решения задачи контроля процессов сжигания газообразных углеводородов предлагается применение методов прикладной оптической спектроскопии, где в качестве прибора контроля применяется спектрометр, который исследует оптическое излучение как сигнал, несущий спектральную информацию о процессе горения.

Были приведены результаты экспериментального исследования спектроскопических параметров, характеризующих процесс горения пропана, полученные методами эмиссионной и лазерно-искровой эмиссионной спектрометрии. Были определены наиболее интенсивные спектральные линии и участки. Измеряя значения интенсивности этих параметров и учитывая их взаимное соотношение возможно реализовать контроль процесса сжигания газообразных углеводородов.

Библиографический список

1. Соколов Б. А. Котельные установки и их эксплуатация: учебник для нач. проф. образования. 2-е изд., испр. М.: Академия. 2007. 432 с.
2. Новиков О. Н. Окатьев А. Н., Шкаровский А. Л. Автоматическое управление качеством сжигания топлива – ключ к энергосбережению и энерго-экологической безопасности предприятия // Инженерные системы. 2011. № 1. С. 38–43.
3. Шмидт В. Оптическая спектроскопия для химиков и биологов / Под ред. С. В. Савилова; пер. с англ. Н. П. Ивановский. М.: Техносфера, 2007. 363 с.
4. Кремерс Д., Радзиемски Л. Лазерно-искровая эмиссионная спектроскопия. М.: Техносфера, 2009. 360 с.

УДК 681.785.574

*B. A. Вагин**

доктор технических наук

*I. A. Ступин**

аспирант

*A. I. Хорохорин**

старший научный сотрудник

*Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Научно-технологический центр уникального приборостроения Российской академии наук (НТИЦ УП РАН)

МНОГОКАНАЛЬНАЯ СИСТЕМА СБОРА ДАННЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ СИГНАЛА

Одной из важных современных технических задач, стоящих перед научным приборостроением, является создание систем сбора данных (ССД), обеспечивающих регистрацию разнообразных физико-химических импульсных процессов. В частности, создание многоканальных спектральных приборов, исследующих подобные объекты.

В настоящей работе исследуется возможность эффективного использования для подобных целей модуля DRS4 V.5.1 производителя PSI (Paul Scherrer Institute, Switzerland).

Ключевые слова: система сбора данных, лазер, длительность импульса, лавинный фотодиод, осциллограмма, частота выборки, электромагнитная помеха.

*V. A. Vagine**

Dr. Sc. Tech.

*I. A. Stupin**

PhD Student

*A. I. Khorokhorin**

Senior Researcher

*Federal State Budgetary Institution of Science (FSBIS) Scientific and Technological Centre of Unique Instrumentation of the Russian Academy of Sciences (STC UI RAS)

MULTICHANNEL DATA ACQUISITION SYSTEM FOR PULSE SIGNAL SOURCES

One of the important modern technical tasks facing scientific instrumentation is to create data acquisition systems(DAQ), providing registration of various physico-chemical pulse processes, in particular, the creation of multi-channel spectral devices that study such objects. In this paper, the possibility of effective use of the DRS4 V.5.1 PSI (Paul Scherrer Institute, Switzerland) module for such purposes is investigated.

Keywords: data acquisition system, laser, pulse duration, avalanche photodiode, oscilloscope, sampling frequency, electromagnetic interference.

Введение

В качестве объекта исследования выбран твердотельный импульсный лазер (рис. 1а) на алюмогранате с неодимом (YAG: ND³⁺), разработан-

ный и изготовленный в НТЦ УП РАН и модуля DRS4. Целью исследования является проведение эксперимента в лабораторных условиях для подтверждения работоспособности и применяемости ССД на основе DRS4 для разработки спектральных приборов регистрации импульсных процессов, и применяемость выбранного лазера для таких задач; параметры модуля (табл. 1)

Таблица 1

Параметры модуля DRS4

Технические характеристики

Разрядность, бит	14
Максимальная частота преобразования, ГГц	5,12
Полоса входного сигнала (-3дБ), ГГц	0,950
Диапазон дифференциального входного сигнала, В	1,0
Максимальная потребляемая мощность, Вт	1,25
SNR (Отношение сигнал/шум), дБ	69
ENOБ (Эффективное число разрядов), бит	11,5

Описание лазера

Для активной модуляции добротности оптического резонатора в резонатор помещен электрооптический затвор, который увеличивает потери в начальный период импульсной накачки, не позволяя развиваться лавинному процессу вынужденных переходов.

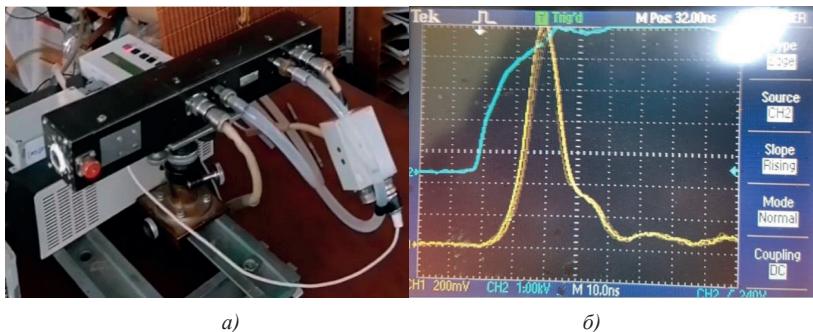


Рис. 1: а – твердотельный импульсный лазер на YAG: Nd³⁺; б – импульс лазера 10 нс (желтый) и импульс внешней синхронизации 10 мкс (зеленый), TTL. Фотодиод ЛФД-2

Накачка активной среды лазера происходит в условиях, когда добротность оптического резонатора низка и коэффициент потерь превышает коэффициент усиления. Генерация не развивается, и в активной среде достигается высокая степень инверсности на генерируемой паре уровней. Затем добротность резонатора резко увеличивается за счет уменьшения внесенных потерь. Вследствие большого превышения коэффициента усиления над коэффициентом по-

терь запасенная в активном элементе энергия излучается в течение десятка наносекунд в виде мощного светового импульса. Длительность импульса лазера составляет 10 нс при длительности фронта 1 нс. Частота повторения импульсов – от 0,2 до 10 Гц. Длительность импульса управления затвором – 300 нс. Генерация второй гармоники (532 нм) осуществляется размещением на выходе резонатора нелинейного кристалла КТР. В качестве приемника использовался лавинный фотодиод ЛФД-2. Выводы фотодиода связывались предварительно с осциллографом Tektronix MDO3102 кабелем BNC через согласующую нагрузку 50 Ом. Осциллограф и лазер синхронизировались внешним пультом. Осциллограмма лазерного импульса приведена на рис. 1б.

Система сбора данных

Описание модуля

В модуле DRS4 реализован метод «масштабно-временного» преобразования [2]. Смысл его в том, что выборка-хранение сигнала приемника идет на частоте 0,7–5,12 ГГц в устройстве выборки-хранения (УВХ), а запуск АЦП – на фиксированной частоте 33 МГц, что существенно снижает требования к темпу обработки данных и потребление. Структурная схема модуля приведена на рис. 3 [4], а его внешний вид – на рис. 4. УВХ в модуле DRS4 (одноименная микросхема DRS4) представляет собой массив переключаемых конденсаторов числом 1024 в каждом из девяти каналов (SCA-Switched Capacity Array). Конденсатор в массиве вместе с ключами для коммутации образуют ячейку выборки и хранения. FPGA выполняет функцию диспетчера, принимая данные от АЦП и пересылая их через USB-интерфейс в компьютер. FPGA также управляет калибровкой УВХ по времени и напряжению.

От производителя для Windows и дистрибутива Linux имеется подкаталог *firmware*, который содержит прошивку FPGA и микроконтроллера для оценочной платы DRS4. Прошивка FPGA написана на чистом VHDL, что позволяет легко переносить ее на другие устройства FPGA, такие как Altera или Lattice. Были созданы экземпляры только нескольких базовых компонентов Xilinx, таких как тактовые менеджеры и блоки ввода-вывода, и их необходимо адаптировать при выборе другого производителя ПЛИС, кроме Xilinx.

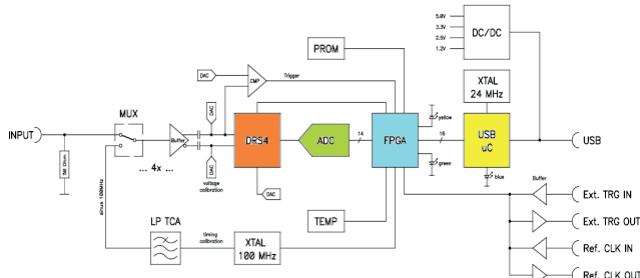


Рис. 3. Структурная схема CCД DRS4



Рис. 4. Оценочный модуль DRS4

Эксперимент

Тест и калибровка

Для достижения максимальных параметров необходима предварительная калибровка по напряжению и времени. Методика калибровки подробно описана в [3].

Оценочный модуль поставляется изготовителем уже калиброванным на частоте выборки 5,12 ГГц, результат калибровки по времени остается постоянным во времени и хранится в FPGA модуля. Перед началом измерений модуль был протестирован в условиях, максимально приближенных к условиям измерения длительности импульса лазера: внешний запуск с частотой 0,2 Гц и входной сигнал импульсной формы с длительностью полупериода 33 нс от генератора Hantek HDG2082B. Импульс запуска подавался на вход *In Trigger* модуля. Регистрируемый меандр приведен на рис. 5. Цена деления по горизонтали была задана 10 нс.

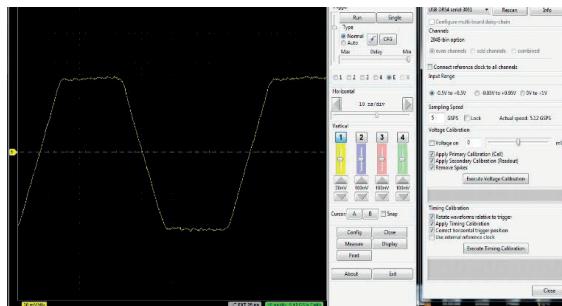


Рис. 5. Сигнал генератора HDG2082B 15МГц, режим «Pulse». Частота выборки 5,12ГГц. Запуск внешний «Normal», «E» импульсом внешней синхронизации 10 мкс поджига лазера, канал – 1-й; цена деления по верти-кали – 20 мВ, по горизонтали – 10 нс

Измерение

Для регистрации сигнала лазера вход модуля *Trigger IN* через переходник MCX – BNC был связан с выходом пульта-синхронизатора лазера (TTL). В окне

программы правее области отображения DRS4 был задан режим синхронизации: *Normal, E* (внешний). С помощью пульта управления блоком питания лазера частота повторения импульсов лазера была выбрана 0,2 Гц, а длина волны 532 нм. Фотодиод – приемник ЛФД-2 излучения лазера через согласующую нагрузку 50 Ом связывался со входом CH1 модуля. Результат измерения показан на рис. 6.

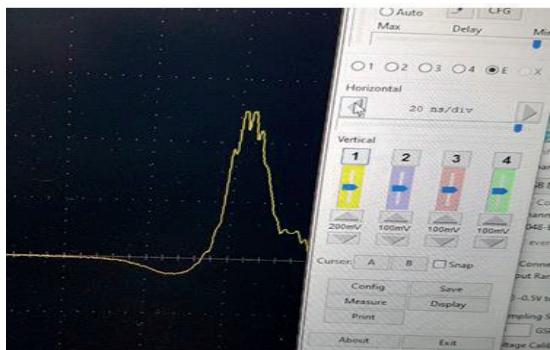


Рис. 6. Импульс лазера YAG: ND3⁺ 10 нс. Регистрация с частотой выборки 5,12 ГГц. Синхронизация внешняя, от пульта управления поджигом лампы накачки; цена деления по вертикали – 20 мВ, по горизонтали – 10 нс

Заключение

Подтверждена возможность применения данной системы для измерения наносекундных импульсов на ССД DRS4 реального источника сигналов.

Подтверждена устойчивость модуля DRS4 к высоким электромагнитным помехам и надежность программных продуктов.

Библиографический список

1. Измерение интервала времени с пикосекундным разрешением для системы «лазер – времяпозиционно-чувствительный детектор излучения» / У. Юсупалиев, Н. В. Радомский, С. А. Шутеев и др. // Прикладная физика. 2009. № 5. С. 113–119.
2. Быстродействующий регистратор на основе технологий масштабно-временного преобразования для диагностики томсоновского рассеяния на установке ГДЛ / Е. А. Пурыга, С. В. Иваненко, А. А. Лизунов и др. // Вопросы атомной науки и техники. Серия: термоядерный синтез. 2018. Т. 41. № 2. С. 77–88.
3. Stricker-Shaver D., Ritt S., Pichler B. Novel Calibration Method for Switched Capacitor Arrays Enables Time Measurements with Sub-Picosecond Resolution // Journals & Magazines. 2014. Vol. 61. Issue: 6. Part 2. P. 3607–3617.
4. Ritt S., Scherrer P. Institute // DRS4 Evaluation Board User's Manual. Board Revision 5. 1 as of January 2015.

УДК 621.396.96

*Г. М. Ваттимена**

преподаватель

*В. И. Исаков***

кандидат технических наук, доцент

*А. П. Шепета***

доктор технических наук, профессор

*Амбонский государственный политехнический университет

**Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ОПРЕДЕЛЕНИЕ БЕРЕГОВОЙ КРОМКИ ЗЕМЛИ И МОРЯ

Представлен алгоритм определения береговой кромки, отделяющей морскую поверхность от поверхности земли. Приведены результаты математического моделирования алгоритма, позволяющие оценить его работоспособность в зависимости от условий наблюдения подстилающих поверхностей земли и моря.

Ключевые слова: береговая кромка, математическое моделирование, морская поверхность, поверхность земли.

*G. M. Vattimena**

Lechturen

*V. I. Isakov***

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*A. P. Shepeta***

Dr. Sc. Tech., Professor

*Ambon State Polytechnic University

**St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

DETERMINATION OF THE COASTAL EDGE OF THE LAND AND SEA

An algorithm for determining the coastline separating the sea surface from the land surface is presented. The results of mathematical modeling of the algorithm are presented, which make it possible to evaluate its performance depending on the conditions of observation of the underlying land and sea surfaces.

Keywords: coastline, mathematical modeling, sea surface, land surface.

Введение

Определение очертания береговой зоны имеет важное значение для безопасности гражданского судоходства, а также для экологического мониторинга. Изменения климата нашей планеты в последнее время привели к участвующимся ураганам, цунами, извержениям вулканов, что в свою очередь приводит к оползням, землетрясениям и даже к возникновению новых островов. Поэтому задача своевременного отслеживания изменений береговой линии – кромки земля–море актуальна и современна.

В настоящее время при определении береговой кромки используют разницу в статистических характеристиках локационных сигналов, отраженных от водной поверхности и земли. Чаще всего в качестве основного информационного параметра выступает различие в удельных эффективных отражающих поверхностей (ЭОП) земли и моря, что приводит к различию в мощности принимаемых сигналов.

Однако этот информационный параметр не единственный, в частности, в работах [1], [2], предложен и другой информационный параметр – медиана плотности распределения вероятностей, которая не только оказалась достаточно информативной, но и обладает определенными робастными свойствами. Робастность медианы позволяет практически полностью исключить влияние на ошибки определения координат кромки таких естественных помех, как отражения от рыбакских лодок, находящихся как в море, так и припаркованных у кромки, а также таких помех, которые находятся на берегу и обладают достаточно большим значением ЭОП.

В данной работе предложен и проанализирован алгоритм определения элемента разрешения, отраженный локационный сигнал от которого содержит и сигнал от морской поверхности, и сигнал от поверхности земли. Ввиду ограниченности объема статьи рассмотрена лишь одна дорожка дальности, которая содержит только один элемент кромки.

Математические модели локационных сигналов, отраженных от дорожки дальности

Рассмотрим дорожку дальности, «засвеченную» бортовым локатором. Эта дорожка, при ограничениях, указанных выше, содержит элементы разрешения, относящиеся к морской поверхности, элемент разрешения кромки и элементы разрешения земной поверхности (рис. 1). Статистические характеристики эхо-сигналов этих элементов различаются. В соответствии с работами [3]–[5] считаем, что плотность распределения вероятностей амплитуд эхо сигналов земной поверхности подчиняется распределению Вейбулла, плотность распределения вероятностей амплитуд эхо сигналов морской поверхности подчиняется логарифмически-нормальному распределению, а эхо-сигналы кромки имеют плотность распределения амплитуд, определяемую весовой векторной суммой этих двух распределений [6], [7].

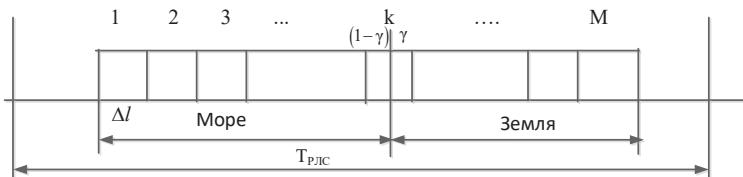


Рис. 1. Дорожка дальности, содержащая элементы разрешения, относящиеся к морской поверхности, элемент разрешения кромки и элементы разрешения земной поверхности

В качестве плотности распределения вероятностей амплитуд эхо-сигналов земной поверхности наиболее часто используется распределение Вейбулла с параметром формы равным двум. Это распределение Релея, которое запишем в виде:

$$f_R(x) = \frac{x}{\sigma_R^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_R^2}\right), x > 0. \quad (1)$$

Плотность распределения вероятностей амплитуд эхо сигналов морской поверхности, подчиняющееся логарифмически-нормальному распределению

$$f_L(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_L x} \exp\left[-\frac{(\ln x - \ln \bar{x})^2}{2\sigma_L^2}\right], x > 0. \quad (2)$$

Параметры распределений, представленных выражениями (1) и (2) определены в работах [7]. Нас будут интересовать два информационных параметра, оценки которых определяются по принятым пачкам эхо-сигналов, а именно мощность эхо-сигналов, прямо пропорциональная удельным ЭОП подстилающих поверхностей земли и моря, и медиана этих распределений.

Мощности эхо-сигналов, с учетом того, что они определяются по радиоимпульсам, равны вторым начальным моментам распределений, а медианы для распределений Релея μ_R и логарифмически-нормального распределения μ_L , соответственно, равны

$$\begin{cases} \mu_R = \sqrt{2P_R \ln 2} = \sigma_R \sqrt{2 \ln 2}, \\ \mu_L = \frac{\sqrt{2P_L}}{1 + K_L}, \end{cases} \quad (3)$$

где $K_L \approx 0.50 \div 0.54$ -коэффициент вариации логарифмически-нормального распределения, соответствующий морскому волнению.

Отражения от береговой кромки земля-море определяются выражениями (1) и (2) и долей γ – долей части морской поверхности, попавшей в элемент кромки, то есть:

$$S = S_M + S_3 = \gamma S + (1-\gamma) S, \quad (4)$$

где S – площадь элемента разрешения, $S_M = \gamma S$ и $S_3 = (1-\gamma) S$ – площади соответствующих участков морской и земной поверхностей, содержащихся в элементе разрешения, соответствующего кромке.

Алгоритмы определения элемента кромки земля-море

В работе рассмотрены четыре алгоритма определения номера элемента кромки. Эти алгоритмы отличаются оценкой информационных признаков по временной выборке размера и пространственной фильтрацией оцененных при-

знаков вдоль дорожки дальности, которая содержит M элементов разрешения (рис. 1).

Как указывалось выше, мы используем два информационных признака среднюю мощность отраженных локационных сигналов P и медиану распределения μ . По временной выборке размером N для каждого элемента разрешения вычисляем оценки \hat{P}_i и $\hat{\mu}_i$, $i=1,2,\dots,M$, то есть получаем два вектора оценок $\hat{\mathbf{P}}_M = (\hat{P}_1, \hat{P}_2, \hat{P}_3, \dots, \hat{P}_{M-1}, \hat{P}_M)$ и $\hat{\boldsymbol{\mu}}_M = (\hat{\mu}_1, \hat{\mu}_2, \hat{\mu}_3, \dots, \hat{\mu}_{M-1}, \hat{\mu}_M)$. Далее используется пространственная фильтрация этих векторов вдоль дорожки дальности – «скользящее среднее» и «скользящая медиана».

Таким образом, мы имеем четыре алгоритма обработки исходной информации:

- 1) АА($\hat{\mathbf{P}}_M$) – «скользящее среднее», усреднение средних мощностей каждого элемента разрешения во временном окне;
- 2) АМ($\hat{\mathbf{P}}_M$) – «скользящая медиана», вычисление медиан каждого элемента разрешения во временном окне;
- 3) МА($\hat{\boldsymbol{\mu}}_M$) – «скользящее среднее», усреднение медиан каждого элемента разрешения во временном окне;
- 4) ММ($\hat{\boldsymbol{\mu}}_M$) – «скользящая медиана», вычисление медиан каждого элемента разрешения во временном окне.

Далее для определения номера элемента разрешения, соответствующего кромке, результаты работы этих алгоритмов дифференцируются.

На рис. 2 приведены эпюры работы алгоритмов АА($\hat{\mathbf{P}}_M$) (График 1) и ММ($\hat{\boldsymbol{\mu}}_M$) (График 2), а также эпюры продифференцированных выходных сигналов этих алгоритмов (Графики 3 и 4 соответственно), полученные путем математического моделирования флюктуаций эхо-сигналов дорожки дальности. Элемент кромки море-земля имеет номер 9, отношение удельных ЭОП моря и земли 0,9. Из приведенных эпюр ясно видно, что алгоритм, основанный на медиане распределений и использующий медианную фильтрацию устойчиво выделяет номер элемента кромки.

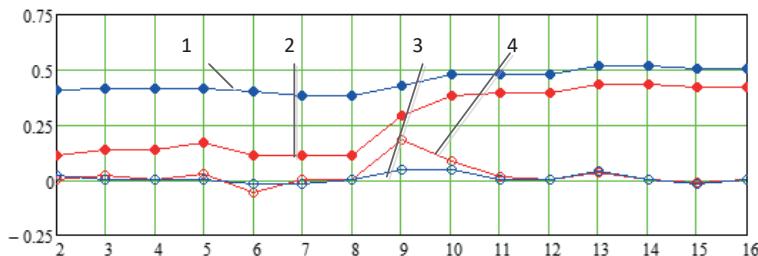


Рис. 2. Эпюры работы алгоритмов AA($\hat{\mathbf{P}}_M$) и MA($\hat{\boldsymbol{\mu}}_M$) и их производных

Заключение

Медианный алгоритм определения элемента кромки выделяет номер элемента даже при небольшом отличии в эффективных отражающих поверхностях земли и моря, алгоритм, использующий отличия в ЭОП поверхностей требует большего различия ЭОП.

Библиографический список

1. *Irvine M.* Monitoring Coastal Change in Newfoundland and Labrador: 2014 UPDATE // Current Research. 2015. Р. 263–276.
2. *Исаков В. И., Шепета Д. А.* Моделирование локационных сигналов, отраженных от кромки земля-море // Информационно-управляющие системы. 2017. № 5 (90). С. 89–94.
3. *Isakov V., Shepeta D.* Simulation of location signals when determining a coastal edge // 2021 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). 2021.
4. *Wattimena G., Shepeta D., Isakov V.* Determination of the coastal edge using on-board radar // SPIE FutureSensing Technologies. 2021.
5. *Исаков В. И., Шепета Д. А.* Плотность распределения мощности огибающей локационных сигналов, отраженных от кромки земля-море // Обработка, передача и защита информации в компьютерных системах: Международ. науч. конф. (СПб., 14–22 апреля 2021 г.): сб. докл. СПб.: ГУАП, 2021. С. 25–28.
6. *Блаунштейн Н. Ш., Сергеев М. Б., Шепета А. П.* Прикладные аспекты электродинамики. СПб.: Аграф+, 2016. 272 с.
7. *Шепета А. П.* Синтез нелинейных формирующих фильтров для моделирования входных сигналов локационных систем // Современная радиолокация. 1994. С. 81–85.

УДК 629.735.33

*А. Г. Власова**

аспирант, младший научный сотрудник

*Федеральное государственное бюджетное учреждение науки
Научно-технологический центр уникального приборостроения
Российской академии наук

МОДУЛЬ ДЛЯ ЦИФРОВОЙ ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ МИКРОСКОПИИ НА ОСНОВЕ ДВУХКОМПОНЕНТНОГО ИНТЕРФЕРОМЕТРА ОБЩЕГО ПУТИ

Рассмотрена задача создания съемного голографического модуля, устанавливаемого на работающем на просвет оптическом микроскопе, для получения пространственного распределения фазовой задержки, вносимой исследуемым образцом. В качестве интерферометра предлагается использовать двухкомпонентный интерферометр общего пути. Представлены оптическая схема и конструкция интерференционного модуля. Приведены результаты экспериментальных исследований, проведенных с его помощью.

Ключевые слова: цифровая голография, интерферометрия общего пути, количественная фазовая микроскопия.

*A. G. Vlasova**

PhD Student, Junior Researcher

*Scientific and Technological Center of Unique Instrumentation

DIGITAL HOLOGRAPHY MODULE BASED ON COMMON PATH INTERFEROMETER

The problem of creating a removable holographic module installed on an optical microscope operating in transmission to obtain the spatial distribution of the phase delay introduced by the sample under study is considered. It is proposed to use a two-component common path interferometer as an interferometer. The optical scheme and design of the interference module are presented. The results of experimental studies carried out with its help are presented.

Keywords: digital holography, common path interferometry, quantitative phase microscopy.

Введение

Методы цифровой голографии активно применяются в биологии и медицине с целью наблюдения, изучения и получения количественной информации о клетках и тканях в режиме реального времени без предварительной пробоподготовки, а также при решении задач неразрушающего контроля для оценки толщины наносимого покрытия, шероховатости, микродеформаций и др. [1]–[2]. Зарегистрированная цифровая голограмма содержит в себе информацию не только об амплитуде, но и о фазовой задержке, внесенной исследуемым объектом в световую волну:

$$\Delta\phi(x, y; \lambda) = k[n_{o\bar{o}}(x, y; \lambda) - n_{okr.cp.}(x, y; \lambda)]h(x, y),$$

где $k=2\pi/\lambda$ – волновое число, $n_{o\bar{o}}(x, y; \lambda)$ – показатель преломления образца, $n_{okr.cp.}(x, y; \lambda)$ – показатель преломления окружающей среды и $h(x, y)$ – толщина образца.

Таким образом, зная длину волны излучения λ и толщину образца h , становится возможным вычисление показателя преломления $n_{об}$, а зная показатель преломления $n_{об}$ – толщину h .

Для регистрации фазовых изображений используют либо готовые голографические микроскопы, либо съемные голографические модули. Первый вариант довольно дорогой [3], а во втором используются либо сложные подвижные системы [4], либо обязательная калибровка системы с дополнительным оборудованием до начала эксперимента [5]. Задачей данной работы являлось создание компактного голографического модуля, совместимого со стандартными микроскопами и состоящего из простых и доступных компонентов.

Практическая часть

В качестве интерферометра в голографическом модуле предлагается использовать особый двухкомпонентный интерферометр общего пути [6]. Он состоит из двух последовательно расположенных линзовых компонентов Л1 и Л2 (рис. 1). Первый компонент представляет собой линзу Л1₁, в которой выполнено отверстие. В это отверстие вставляется такая же линза меньшего диаметра Л1₂. Задняя фокальная плоскость первого компонента совпадает с передней фокальной плоскостью второго линзового компонента, представляющего собой объектив. Первый линзовый компонент разделяет падающее на него коллимированное излучение на опорный и объектный пучки. В задней фокальной плоскости первого компонента располагается пространственный фильтр Φ для создания в опорном плече сферического волнового фронта. Второй компонент располагается на оптической оси меньшей линзы первого компонента и коллимирует оба пучка. Пучки интерферируют, а результат интерференции регистрируется матричным приемником излучения ПИ. Дальнейшая постобработка идет численными методами с целью вычисления пространственного распределения фазовой задержки, вносимой исследуемым объектом.

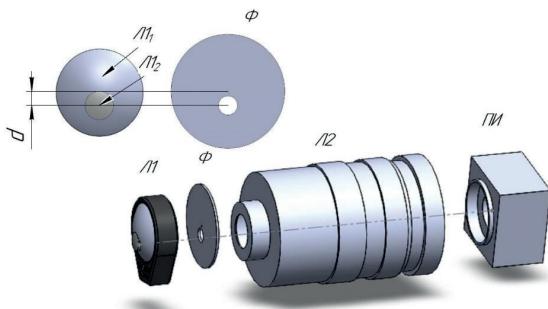


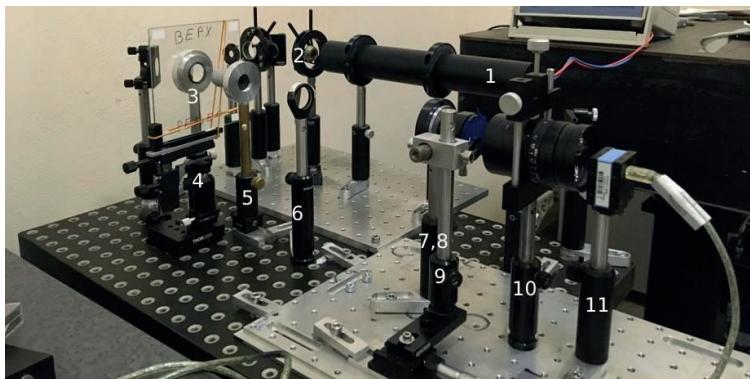
Рис. 1. Макет двухкомпонентного голографического модуля: $L1_1$ – большая линза первого компонента интерферометра $L1$, $L1_2$ – меньшая линза первого компонента $L1$ интерферометра, Φ – пространственный фильтр, $L2$ – второй компонент интерферометра, ПИ – приемник излучения

Для подтверждения работоспособности модуля была собрана схема установки на оптическом столе с лазерным источником излучения (рис. 2). Пучок излучения от Не-Не лазера 1 уширивается с помощью расширителя 2 и с помощью линзы 3 фокусируется на исследуемом объекте 4. Микрообъектив 5 и тубусная линза 6 коллимируют излучение и направляют его на вход интерферометра. После интерферометра (7–10) формируется интерференционная картина и регистрируется приемником излучений 11.

В качестве первого компонента интерферометра используются линзы ($f_1=20$ мм) диаметрами 18 и 5 мм, второй компонент – объектив с фокусным расстоянием $f_2=75$ мм. Величина децентрировки линз первого компонента $d=2$ мм. В качестве ПИ используется видеокамера The Imaging Source DMK72BUC02.



a)



б)

Рис. 2. Оптическая схема (а) и внешний вид (б) стенда для исследования микроструктуры объектов с помощью интерференционного модуля: 1 – Не-Не лазер; 2 – расширитель пучка; 3 – линза; 4 – исследуемый объект; 5 – микрообъектив; 6 – тубусная линза; 7–8 – линзы первого компонента; 9 – пространственный фильтр; 10 – второй компонент интерферометра; 11 – приемник излучения

Эксперименты проводились с тестовой мишрой с высотой штрихов 314 нм. На рис. 3 приведен пример зарегистрированной интерференционной картины и пространственного распределения фазовой задержки. Вычисленное значение

высоты штрихов миры составляет 322 нм. Погрешность измерения составила 3–5 %.

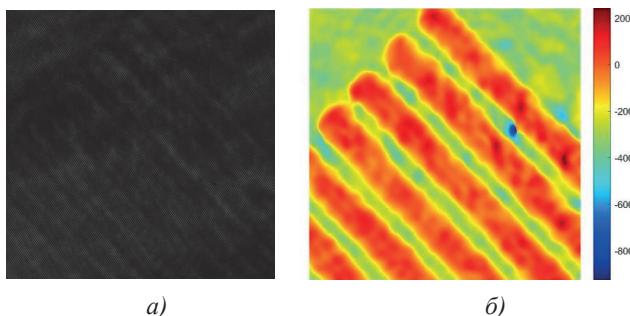


Рис. 3. Зарегистрированная интерференционная картина (а) и вычисленное пространственное распределение фазовой задержки (б)

Заключение

В данной работе представлен макет модуля для цифровой голографической микроскопии на основе двухкомпонентного интерферометра общего пути. Экспериментальные исследования показывают, что он позволяет получать пространственное распределение фазовой задержки, вносимой исследуемым объектом, с высокой точностью. Устройство может найти применение при решении задач анализа параметров оптически прозрачных объектов: контроля формы, деформаций, микроперемещений, показателя преломления и др.

Библиографический список

1. Mölder A. Non-invasive, label-free cell counting and quantitative analysis of adherent cells using digital holography // Journal of Microscopy. 2008. N 232 (2). P. 240–247.
2. Гусев М. Е. Методы цифровой голографической интерферометрии и их применение для измерения микроперемещений // Наносистемы: физика, химия, математика. 2011. Т. 2. Вып. 1. С. 23–39.
3. Официальный сайт компании Leetec. URL: <https://leetec.ph> (дата обращения: 25.02.2022).
4. Zheng C. Digital micromirror device-based common-path quantitative phase imaging // Optics Letters. 2017. № 42 (7). P. 1448–1451.
5. Pham H. Spectroscopic diffraction phase microscopy // Optics Letters. 2012. N 37(16). P. 3438.
6. Machikhin A. Lens-in-lens common-path interferometer for quantitative phase imaging // Journal of Optics. 2019. Vol. 21(12). P. 125801.

УДК 621.391.019

Ю. К. Выбодин*

кандидат технических наук, доцент

С. И. Малинин**

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский горный университет

**Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ОБОБЩЕНИЕ АНАЛИТИЧЕСКОГО РАСЧЕТА ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СПЕКТРА ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСОВ

Выполнено обобщение аналитического расчета энергетического спектра псевдослучайной последовательности прямоугольных импульсов канального кода, позволяющего ограничить спектр сигнала в области нулевой частоты, с 10-разрядного на произвольный n-разрядный.

Ключевые слова: канальное кодирование, энергетический спектр, псевдослучайная последовательность импульсов.

Y. K. Vyboldin*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

S. I. Malinin**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg Mining University

**St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

GENERALIZING THE ANALYTICAL CALCULATION OF THE ENERGY SPECTRUM OF A PSEUDORANDOM PULSE SEQUENCE

The generalization of the analytical calculation of the energy spectrum of a pseudo-random sequence of rectangular pulses of the channel code, which allows limiting the signal spectrum in the zero frequency region, from 10-bit to an arbitrary n-bit is performed.

Keywords: channel coding, energy spectrum, pseudo-random train of pulses.

Введение

В качестве канального кода часто эффективен код 8–10 [1]. Код 8–10 используется в спецификациях Gigabit Ethernet (1000BaseSX, 1000BaseLX), при реализации интерфейсов 2.0 USB, 3.0 USB, ESCON, в радиоканалах, в системах телевидения высокой четкости, в оптических линиях связи, при цифровой магнитной записи [1]–[3].

Метод кодирования заключается в том, что к каждому 8-разрядному байту информации добавляются еще два символа таким образом, чтобы постоянная составляющая сигнала на интервале полученного 10-разрядного байта была равна нулю (или близка к нулю). В этом случае в энергетическом спектре сигнала отсутствует постоянная составляющая, а основная полоса частот, занимаемая сигналом, остается примерно такой же, как и для трехчастотных

кодов [2], [3]. Преимущество такого кода заключается в том, что не требуется изменять полярность в середине тактового интервала и нарушать структуру элементарной посылки на тактовом интервале T . В [6] был выполнен аналитический расчет энергетического спектра сигналов с использованием «упрощенного» кода 5–10, позволяющего ограничить спектр сигнала в области нулевой частоты, проведено математическое моделирование энергетического спектра для стандартного кода 8–10, приведены результаты аналитического расчета и данные математического моделирования.

Основные результаты

В настоящей работе результаты, полученные для стандартного 10-разрядного кода, обобщены на случай произвольного n -разрядного кода.

Пусть для передачи данных используется импульсный процесс

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \theta_k Z(t - kT),$$

где θ_k – информационный параметр, который может принимать значения $\theta_k = \pm 1$; $Z(t)$ – функция, описывающая форму одиночного импульса; T – период следования импульсов.

Как известно [4], энергетический спектр рассматриваемого процесса определяется выражением

$$G(\omega) = \frac{1}{\pi} \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau} (S_\tau(\omega))^2,$$

где $S_\tau(\omega)$ – текущий спектр процесса на временном интервале τ . Так как процесс является нестационарным, то после усреднения его по времени при $n \rightarrow \infty$ получаем [4]:

$$MG(\omega, t) = \frac{1}{\pi T} M \left\{ (A(\omega))^2 \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \sum_{l=1}^n \theta_k \theta_l e^{-j(k-l)\omega T} \right\}, \quad (1)$$

где $A(\omega)$ – спектр одиночного импульса $Z(t)$; M – символ математического ожидания.

Пусть информация передается в виде n -разрядного двоичного кода, причем единице соответствует значение информационного параметра $\theta_k = +1$, а нулю – $\theta_k = -1$. Кодирование осуществим таким образом, чтобы каждый байт информации, состоящий из n элементов, был бы разбит на две подгруппы из $n/2$ элементов, в каждой из которых информационные параметры были бы статистически независимы между собой, но выполнялось бы условие

$$\sum_{k=1}^{n/2} \theta_k = - \sum_{k=n/2+1}^n \theta_k, \quad \sum_{k=1}^n \theta_k = 0. \quad (2)$$

Можно показать, что все байты последовательности равновероятны и статистически независимы. Выполнив произведение двух независимых байтов из (2), получаем:

$$\sum_{k=1}^n \sum_{l=1}^n \theta_k \theta_l = 0. \quad (3)$$

При $k \neq l$

$$\sum_{k=1}^n \sum_{l=1}^n \theta_k \theta_l = -n. \quad (4)$$

Разбивая выражение (3) на несколько сумм, усредняя, что внутри каждой из подгрупп информационные параметры θ_k и θ_l статистически независимы и равновероятны, получаем:

$$M(\theta_k \theta_l) = M(\theta_k) M(\theta_l) = (M(\theta))^2,$$

при этом $M(\theta) = 0$, $M(\theta^2) = 1$, и

$$\sum_{k=1}^{n/2} \sum_{l=n/2+1}^n M(\theta_k \theta_l) + \sum_{k=n/2+1}^n \sum_{l=1}^{n/2} M(\theta_k \theta_l) = -n \quad (5)$$

или

$$\sum_{k=1}^{n/2} \sum_{l=n/2+1}^n M(\theta_k \theta_l) = \sum_{k=n/2+1}^n \sum_{l=1}^{n/2} M(\theta_k \theta_l) = -n/2.$$

Отсюда

$$M(\theta_k \theta_l) = -\frac{2}{n}, \quad k \in (1, \dots, n/2), \quad l \in (n/2+1, \dots, n), \\ k \in (n/2+1, \dots, n), \quad l \in (1, \dots, n/2).$$

Учитывая, что все байты информации равновероятны и статистически независимы, бесконечный предел в выражении (1) можно заменить конечной суммой и выражение (1) переписать в виде:

$$MG(\omega, t) = \frac{1}{\pi T} |A(\omega)|^2 \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \sum_{l=1}^n M(\theta_k \theta_l) e^{-j(k-l)\omega T}. \quad (6)$$

Обозначая

$$MG(\omega t) = \frac{1}{\pi T} (A(\omega))^2 F(\omega),$$

где $F(\omega) = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \sum_{l=1}^n M(\theta_k \theta_l) e^{-j(k-l)\omega T}$,

и, учитывая (3), (4), находим при $k \neq l$

$$F(\omega) = \left(1 + \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \sum_{l=1}^n M(\theta_k \theta_l) e^{-j(k-l)\omega T} \right).$$

Производя суммирование и учитывая выражения (4) и (5), получаем:

$$F(\omega) = \left\{ 1 - \frac{8}{n^2} \cos[(n/2)\omega T] \left[\cos[(n/2-1)\omega T] + \dots + (n/2-1)\cos(\omega T) + \frac{n}{4} \right] \right\}. \quad (7)$$

Таким образом, энергетический спектр рассматриваемой упорядоченной последовательности в более компактной форме будет иметь вид:

$$\begin{aligned} MG(\omega T) &= \frac{1}{\pi T} |A(\omega)|^2 \times \\ &\times \left\{ 1 - \frac{8}{n^2} \cos[(n/2)\omega T] \left[\sum_{k=1}^{n/2-1} k \cos[(n/2-k)\omega T] + \frac{n}{4} \right] \right\}. \end{aligned} \quad (8)$$

Из выражений (7), (8) следует, что при $\omega T=0$, $F(0)=0$ и, следовательно, $MG(0,t)=0$. Таким образом, постоянная составляющая такой упорядоченной последовательности отсутствует. На рисунке приведены графики энергетических спектров рассмотренной упорядоченной последовательности импульсов прямоугольной формы для $n=2$, $n=4$ и $n=10$.

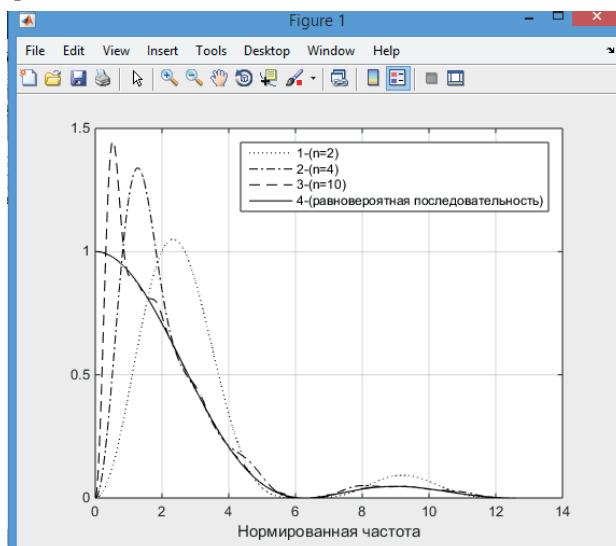


Рис. 1. Энергетические спектры последовательностей импульсов

Для сравнения на рисунке приведен график энергетического спектра равновероятной последовательности прямоугольных импульсов (кривая 4), нормированный энергетический спектр которой, определяются выражением (9)

$$MG_1(\omega, t) = \left(\frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}} \right)^2. \quad (9)$$

Из сравнения графиков следует, что отличие энергетического спектра упорядоченных последовательностей от энергетического спектра равновероятной последовательности заключается в отсутствии постоянной составляющей в спектре упорядоченной последовательности и наличии всплесков на некоторых фиксированных частотах.

Рассмотренная методика расчета энергетического спектра псевдослучайной последовательности позволяет рассчитать спектр последовательности сигналов произвольной формы и произвольной размерности кода $m-n$. Выражения для расчета спектров представляются в явном виде, при этом отпадает необходимость математического моделирования. Предлагаемый аналитический подход, в отличие от математического моделирования, позволяет получить в явном виде выражение для энергетического спектра, а, следовательно, возможность получить в явном виде выражение для корреляционной функции. Полученные результаты могут быть использованы для совершенствования в области теории и практики существующих систем передачи информации.

Библиографический список

1. ГОСТ Р-2011 Цифровое телевидение высокой четкости, Цифровые интерфейсы для сигналов цифрового потока со сжатием. Основные параметры. Москва. Стандартинформ. 2011. 30 с.
2. Ковалгин Ю. А., Вологдин Э. И. Цифровое кодирование звуковых сигналов. СПб.: Корона Принт, 2004. 240 с.
3. Цифровая звукозапись / Под ред. Дж. Мааса и М. Веркамена; пер. с англ. М.: Мир, 2004. 352 с.
4. Харкевич А. А. Спектры и анализ. М.: Либреком, 2009. 240 с.
5. Гуревич М. С. Спектры радиосигналов. М.: Связьиздат, 1963, 316 с.
6. Vyboldin Y., Malinin S. Power spectrum analysis of pseudo-random pulses sequence. 2018 International Symposium on Consumer Technologies. 2018. P. 54–56.

УДК 621.865

V. A. Голубков*

кандидат технических наук, доцент

E. Ю. Ватаева*

старший преподаватель

A. Г. Федоренко*

кандидат технических наук, доцент

T. Т. Шарафудинов*

старший преподаватель

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

АНАЛИЗ СИГНАЛОВ, ВОЗНИКАЮЩИХ ПРИ ПРОСКАЛЬЗЫВАНИИ ЗУБЧАТЫХ КОЛЕС МЕЛКОМОДУЛЬНЫХ ПЕРЕДАЧ

В работе рассматривается проблема, связанная с методами диагностирования в системах автоматики мелкомодульных передач, а именно при помощи метода спектрального анализа анализ. Приводятся результаты исследования.

Ключевые слова: мелкомодульная передача, спектральный анализ, автоматика.

V. A. Golubkov*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

E. Y. Vataeva*

Senior Lecturer

A. G. Fedorenko*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

T. T. Sharafudinov*

Senior Lecturer

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ANALYSIS OF SIGNALS ARISING FROM THE SLIPPAGE OF GEARS OF FINE-GRAINED GEARS

The paper deals with the problem associated with the methods of diagnosing in automation systems of small-scale transmissions, namely, using the method of spectral analysis analysis. The results of the study are presented.

Keywords: small-scale transmission, spectral analysis, automation.

Широкое использование мелкомодульных передач в системах автоматики требуют разработки средств и методов их диагностирования. Однако в настоящее время мало работ посвящено решению этих проблем ввиду сложности физических процессов, происходящих в мелкомодульных зубчатых передачах. Известно, что диагностика многоступенчатых передач при использовании традиционного спектрального анализа требует решения целого ряда сложных задач, определяемых особенностями редукторов.

В [1] отмечалось, что 75 % отказов происходит из-за износа взаимодействующих поверхностей зубьев в скоростных звеньях передач. Согласно ГОСТ 230002-78 интенсивность износа трущихся поверхностей описывается выражением

$$J = \frac{\Delta U}{L},$$

где ΔU – средняя толщина износа; L – путь износа.

Данное выражение применимо только к цилиндрическим поверхностям, в основании которых лежит окружность. В [1] показано, что в зубчатых передачах контактирования поверхностей происходит периодически по рабочим профилям зубьев. Длина активной линии закрепления при коэффициенте перекрытия $E=1$ равна

$$g = \pi \cdot m \cdot E \cos(\alpha_w),$$

где α_w – угол зацепления.

Кроме того, скорость скольжения зубьев по линии зацепления изменяется по величине. Эпюры скоростей скольжения представлены на рис. 1. Скорости скольжения на каждом из профилей контактирующих зубьев обозначены как v_1 и v_2 . Относительная скорость скольжения определяется выражением

$$v_{1,2} = v_1 - v_2 = \rho_1 w_1 - \rho_2 w_2,$$

где ρ – радиус кривизны эвольвенты; w_1, w_2 – угловые скорости шестерни и зубчатого колеса.

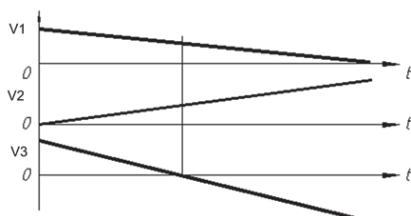


Рис. 1. Эпюры скоростей скольжения

Непосредственный контроль за процессом износа затруднен из-за сложности доступа к зубчатым колесам. В связи с этим возникает задача выявления косвенного признака в качестве диагностического параметра.

В [2] отмечается, что профили поверхностей могут классифицироваться по ориентации и по характеру неровностей. По характеру неровностей поверхности разделяются на детерминированные, случайные и квазидетерминированные. Детерминированные имеют профиль с волнистой поверхностью и характеризуются как поверхности первого рода, а случайные имеют шероховатую поверхность и определяются как поверхности второго рода. Рассмотрим случай использования в

мелкомодульных передачах шестерен с поверхностью первого рода. В [3] отмечается, что при деформации, изломах и в процессе обработки металлов резанием возникает сигнал акустической эмиссии. При изломах и в процессе резания акустическая эмиссия имеет характер случайного процесса и обладает широким спектром. При взаимодействии поверхностей с профилем первого рода происходит периодическое соприкосновение выступов профилей и их деформация. Следовательно, можно предположить, что при этом возникает сигнал акустической эмиссии, периодичность которого определяется характером поверхности профиля. На рис. 2 представлен эпюор профиля первого рода где A – амплитуда изменения профилей; g – длина активной линии зацепления; T – период изменения профиля.

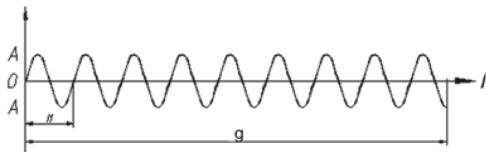


Рис. 2. Эпюор первого рода

Взаимодействие таких поверхностей в зубчатых колесах происходит при контактировании зубьев. Длительность контактирования будет зависеть от длины зацепления и окружной скорости колеса

$$T_u = \frac{\frac{g}{m\pi} - 1}{w_1 z_1}.$$

Износ поверхности профиля зуба будет приводить к изменению длины активной линии зацепления и, как следствие, к изменению длительности контактирования. Так как сигнал акустической эмиссии, возникающей при контактировании, имеет широкий диапазон, его можно использовать в качестве несущего сигнала для модулирующей (информационной) функции. Сигнал акустической эмиссии, который возникает при взаимодействии профилей зубьев с постоянной скоростью при проскальзывании, будет представлять акустический импульс, изображенный на рис. 3.

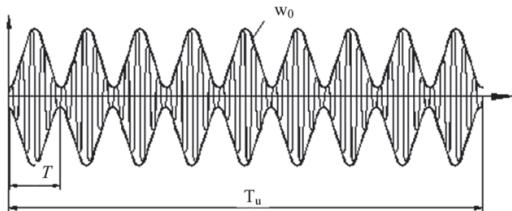


Рис. 3. Акустический импульс

При взаимодействии поверхностей зубьев с переменной скоростью скольжения акустический импульс будет иметь вид, представленный на рис. 4.

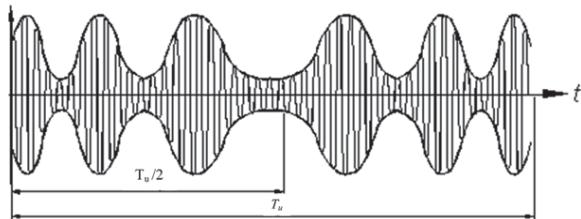


Рис. 4. Акустический импульс при взаимодействии поверхностей зубьев

Огибающая этого импульса представляет собой частотно-модулированный сигнал с линейным законом модуляции, зависящим от относительной скорости скольжения зубьев. Аналитически этот сигнал можно описать следующим образом:

$$u(t) = \begin{cases} 0, & t < 0, \\ A_0 \sin \left[w_0 t + \frac{\pi v_{12} t^2}{g} \right], & 0 < t < \tau u, \\ 0, & t > \tau u. \end{cases} \quad (1)$$

Спектр этого сигнала описывается следующим выражением

$$u(t) = A_0 \int \sin \left(w_0 t + \frac{\pi v_{12} t^2}{g} \right) \cdot e^{-j \omega t} dt,$$

где v_{12} – относительная скорость скольжения, определяющая скорость изменения частоты акустической эмиссии [1].

Спектр акустического импульса занимает широкую полосу частот. Спектральный анализ сигналов акустической эмиссии в зубчатых передачах не всегда дает желаемую точность диагностики технического состояния передач в связи с большим числом источников помех (шарикоподшипники, другие звенья передачи). Аналитическое выражение (1) акустического импульса позволяет построить копию сигнала, соответствующего конкретной паре зубьев. Из сигналов, возникающих при работе редуктора, можно выделить составляющие, соответствующие определенному звену, используя методы корреляционного анализа. По взаимной корреляционной функции между копией и исходным сигналом можно распознать типы взаимодействующих поверхностей и классифицировать их источники. Таким образом, при использовании сигнала акустической эмиссии в качестве диагностического

сигнала увеличивается количество информации, характеризующей состояние зубчатой передачи.

Библиографический список

1. Благодарный В. М. Расчет мелкомодульных зубчатых передач на износ и прочность. М.: Машиностроение, 1985. 126 с.
2. Рудзит Я. А. Методические вопросы расчетно-экспериментального определения микрофотографических параметров поверхностей трения // Трение и износ. 1983. № 1. С. 457–464.
3. Гусев С. В. Акустическая эмиссия при деформировании монокристаллов тугоплавких металлов. М.: Наука, 1982. 106 с.

УДК 004.932

*A. V. Гурылева****

кандидат технических наук, научный сотрудник

*A. С. Мачихин**

доктор технических наук, ведущий научный сотрудник

*B. И. Букова****

стажер-исследователь

*Научно-технологический центр уникального приборостроения Российской академии наук

**МГТУ им. Н. Э. Баумана

ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ АНАЛИЗА ПАРАМЕТРОВ МИКРОЦИРКУЛЯЦИИ КОЖИ

Капилляры мгновенно реагируют на физические стимулы и стрессовые факторы среды различного характера. Точное отслеживание активности сети капилляров позволяет вовремя диагностировать дерматологические, сердечно-сосудистые и иные заболевания. В настоящей работе представлено приложение для обработки изображений кожи, отслеживания отдельных капилляров, морфологии сосудов и измерения гемодинамики. Описаны основные особенности этого приложения и продемонстрирована его эффективность в визуализации и количественной оценки параметров микроциркуляции кожи.

Ключевые слова: видеокапилляроскопия, визуализация сосудов, цифровая обработка изображений, приложение.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования, грант МД-32.2021.4.

*A. V. Guryleva****

PhD Sc. Tech., Researcher Employee

*A. S. Machikhin**

Dr. Sc. Tech., Leading Researcher Employee

*V. I. Bukova****

Trainee Researcher

*Scientific and Technological Center of Unique Instrumentation, Russian Academy of Sciences

**Bauman Moscow State Technical University

APPLICATION SOFTWARE FOR VISUALIZATION AND QUANTIFICATION OF CAPILLARY NETWORKS

Capillaries immediately respond to various physical stimuli and environmental stressors. Accurate monitoring of the capillary network activity enables timely diagnosis of dermatological, cardiovascular and other diseases. In this study, we present a software application for processing skin images, tracking individual capillaries, vessel morphology and hemodynamics measurements. We describe key features of this app and demonstrate its efficiency for visualization and quantification of capillary networks.

Keywords: videocapillaroscopy, vessel imaging, digital image processing, software application.

Введение

Визуализация сети капилляров – важная задача в диагностировании сердечнососудистых заболеваний, сахарного диабета, аллергии и т. д. [1]–[4]. Для неинвазивной визуализации сосудов, морфологического и количественного анализа кожи видеокапилляроскопия становится все более популярной [5]–[8]. Практическая реализация алгоритма обработки изображений заметно влияет на скорость, автоматизацию, достоверность и повторяемость исследования [9]. В настоящей работе мы представляем наше приложение для обработки изображений кожи, отслеживания отдельных сосудов, морфологии сосудов и измерений гемодинамики.

Физический принцип

Регистрация изображений кожи и их последующий пространственно-временной анализ являются основными этапами видеокапилляроскопии. Области капиллярной сети отличаются от остальной кожи периодическим во времени изменением коэффициента отражения из-за изменений в периферийной циркуляции крови. В результате становится возможным обнаружение пикселей, относящихся к областям кожи с кровотоком, построение карты сосудов и вычисление фотоплетизмограммы (ФПГ).

Для получения изображений была использована экспериментальная установка, состоящая из осветительной и изображающей систем. Осветительная система включает в себя два зеленых светодиода с основной длиной волны 523 нм. Изображающая система состоит из проекционной оптической системы, монохроматического приемника изображений и компьютера [5]. Описанная установка позволяет получить пространственное разрешение 2 мкм и частоту кадров до 100 Гц в 12-битном 1-Мп режиме.

Алгоритм цифровой обработки изображений

Для проведения одного эксперимента осуществлялась регистрация последовательности из 2000 исходных изображений кожи и 1000 опорных изображений диффузно отражающей равномерной белой пластины с частотой кадров 50 Гц. Оба набора изображений содержали 12-битовые изображения 1000x1000 пикселей. Для обработки таких наборов мы разработали приложение в среде MATLAB. Ключевые этапы обработки показаны на рис. 1.

Предварительная обработка включает в себя коррекцию чувствительности, улучшение контраста, выравнивание освещенности и совмещение изображений. Чтобы вычислить и скомпенсировать неоднородность чувствительности сенсора, вычисляется распределение чувствительности из:

$$D = (R - R_{\text{Gauss}}) / R, \quad (1)$$

где R – усредненное изображение ряда R_{raw} , R_{Gauss} – низкочастотный компонент R , характеризующий неоднородность освещенности и полученный гауссовой фильтрацией R со стандартным отклонением 20. Набор изображений со ском-

пенсированной чувствительностью I_1 (рис. 2а) может быть вычислен согласно выражению:

$$I_1 = (1 - D) / I_{raw}. \quad (2)$$

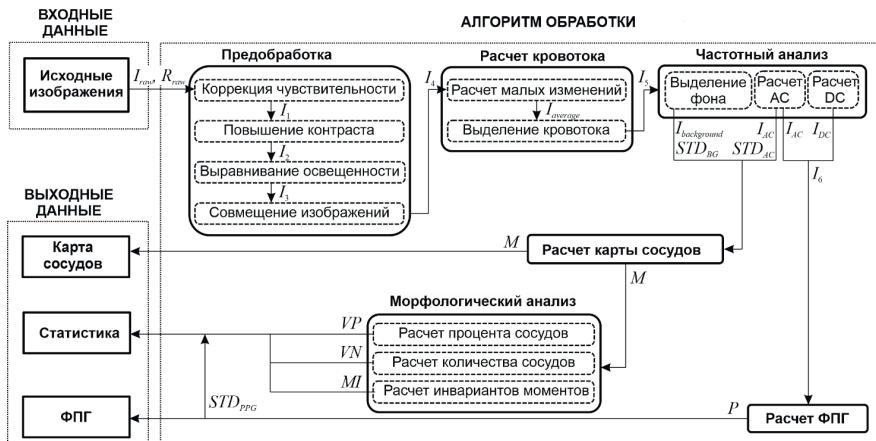


Рис. 1. Последовательность обработки изображений

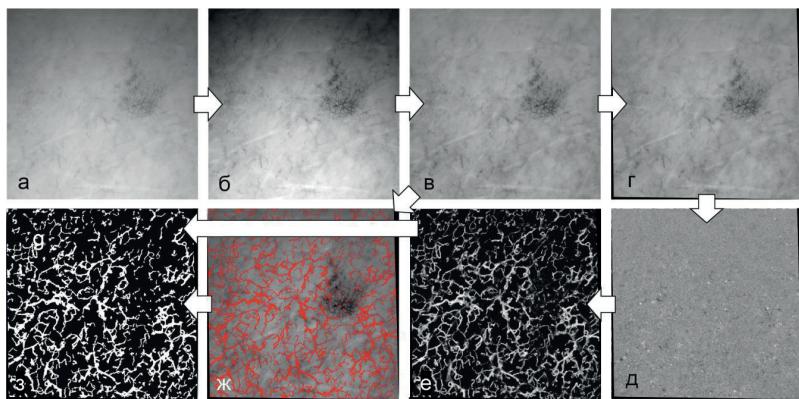


Рис. 2. Иллюстрация основных этапов обработки изображения

Для повышения контраста исключается шум и засвеченные пиксели, а значения интенсивности I_1 преобразуются в новые I_2 (рис. 2б) в диапазоне от 0 до 1. Неоднородность освещенности изображений I_2 исправляется (рис. 2в) вычитанием их низкочастотного компонента I_{Gauss} , полученного сглаживанием фильтром Гаусса со стандартным отклонением 200, следующим образом:

$$I_3 = I_2 - I_{Gauss} + 0,5. \quad (5)$$

Для исключения сдвигов изображения от кадра к кадру используется алгоритм GeFolki [10]. Он основан на формировании из каждого изображения I_3 в пирамида Гаусса и вычислении матрицы преобразования изображения на каждом уровне пирамиды. Последующее применение такой матрицы к исходному кадру позволяет получить стек локально и глобально совмещенных изображений I_4 (рис. 2 ε).

Области кожи с капиллярами и сосудами, расположенные в верхних слоях кожи, отличаются от бескровного фона наличием периодического изменения коэффициента отражения, связанного с сердцебиением. Для вычисления слабо изменяющихся со временем фоновых компонентов $I_{average}$ в изображениях I_4 мы усредняем кадры за время $t=5$ сек.

$$I_{average,i} = (1 / (N - 1)) \cdot \sum_{i-(f \cdot t/2)}^{i+(f \cdot t/2)} I_{4,i}, \quad (4)$$

где f – частота кадров, $i=1; N$ – номер изображения. Далее мы извлекаем фоновые изображения из I_4 для вычисления кровотока в стеке I_5 (рис. 2 δ):

$$I_5 = I_4 - I_{average} + 0,5. \quad (5)$$

Каждый пиксель последовательности изображений I_5 представляет собой изменяющийся во времени сигнал интенсивности. Чтобы получить ФПГ, необходимо разделить периодическую компоненту, связанную с кровотоком I_{AC} , на низкочастотную компоненту, связанную с дыханием и временной неравномерностью освещения I_{DC} . Для этого мы проводим фильтрацию Фурье-спектр I_5 в диапазоне частот 0,3–10 и 0–0,3 Гц, получая компоненты AC и DC соответственно. Также мы извлекаем фоновую компоненту $I_{background}$ на частотах ниже 0,1 Гц и выше 10 Гц для последующего исключения низко контрастного фона.

Участки кожи с кровотоком в I_{AC} характеризуются заметной амплитудой осцилляции временного сигнала в сравнении с участками, не относящимися к кровотоку, поэтому вычисленному стандартному отклонению временных сигналов I_{AC} и $I_{background}$ в каждом пикселе, STD_{AC} и STD_{BG} , соответственно, карта сосудов на однородном фоне может быть определена (рис. 2 e) следующим образом:

$$M = c \cdot (1 - t \cdot STD_{DC} / STD_{AC}), \quad (6)$$

где c – постоянный коэффициент; t – коэффициент подавления шума. Наложение M на $I_{4,i}$ показано на рис. 2 ε .

Для вычисления сигнала PPG P , не связанного с шумом, дыханием и временной неравномерностью освещенности, производится деление I_{AC} на I_{DC} и усреднение каждого кадра из I_6 . В качестве простого параметра, характеризующего кровоток, вычисляется стандартное отклонение $P STD_{PPG}$

Морфологический анализ проводится по бинарной карте сосудов B (рис. 2 β). Порог бинаризации был вычисляется из карты сосудов M с использованием метода Оцу. Кроме того, осуществляется удаление шума и выравниваем контуров сосудов, присвоением пикселию значения, совпадающего с большинством

пикселей в области 3×3 вокруг него. Для количественного анализа распределения сосудов и кровотока рассчитывается процент сосудов в обозреваемой области PV как отношение ненулевых пикселей в B к общему количеству пикселей B , количество сосудов NV , путем подсчета связанных элементов B , и инварианты моментов MI согласно [11].

Визуализация капиллярной сети в соответствии с описанным алгоритмом была реализована в приложении MATLAB (рис. 3). Оно позволяет произвести считывание исходных данных, их стабилизацию и расчет карты сосудов, сигнала ФПГ и статистических параметров в автоматическом режиме.

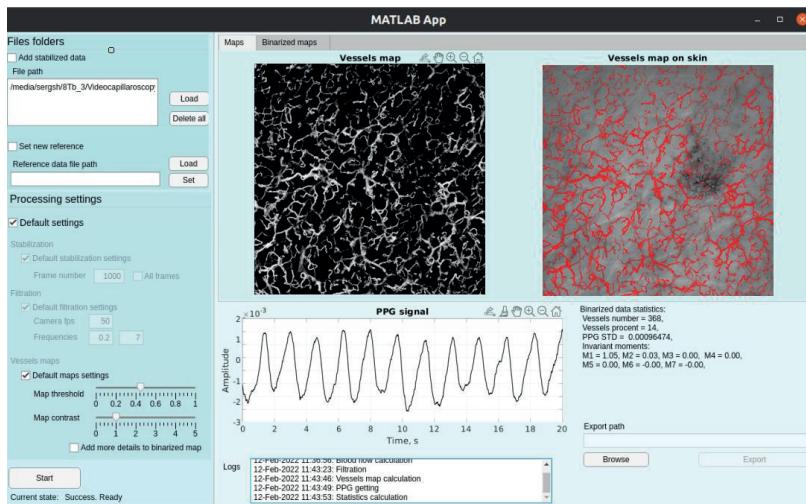


Рис. 3. Главное окно приложения

Заключение

В настоящем исследовании представлен алгоритм и приложение, разработанные для визуализации капиллярной сети и ее количественного анализа. Мы описали основные особенности приложения и показали его эффективность в изображении и количественной оценке параметров капиллярных сетей. Проведенная работа может быть полезна в формировании новых подходов к диагностике болезней кожи в клинической практике.

Библиографический список

1. Evaluation of the microcirculation in vascular disease / C. J. Abularrage et al. // Journal of Vascular Surgery. 2005. Vol. 42 (3). P. 574–581.
2. The evaluation of nailfold videocapillaroscopy findings in patients with type 2 diabetes with and without diabetic retinopathy / S. Bakirci et al. // Northern clinics of Istanbul. Vol. 6 (2), 2018. P. 146–150.

3. Study of The Cold Test Effect on Microcirculation by Video Capillaroscopy / M. Volkov et al. // Scientific Visualization. 2021. Vol. 13. P. 58–65.
4. Marghoob A., Malvehy J., Braun P. Atlas of dermoscopy, 2nd ed. Switzerland: Informa Healthcare, 2012.
5. Exoscope-based videocapillaroscopy system for in vivo skin microcirculation imaging of various body areas / A. S. Machikhin et al. // Biomedical Optics Express. 2021. Vol. 12. P. 4627–4636.
6. Peripheral microangiopathy in Eisenmenger syndrome: A nailfold video capillaroscopy study / A. Arvanitaki et al. // International Journal of Cardiology. 2021. Vol. 336. P. 54–59.
7. Clinical usefulness of videocapillaroscopy and selected endothelial cell activation markers in people with Type 1 diabetes mellitus complicated by microangiopathy / A. Kuryliszyn-Moskal et al. // Advances in Medical Sciences. 2017. Vol. 62 (2). P. 368–373.
8. Computerized Video Capillaroscopy Alteration Related to Diabetes Mellitus and Its Complications / G. Lisco et al. // Advances in Experimental Medicine and Biology. 2015. Vol. 1072. P. 363–368.
9. Blood Vessel Visualization Method in Human Skin Based on Video Recording of Blood Flow Using a Laparoscope / M. Volkov et al. // Journal of Communications Technology and Electronics.. 2021. Vol. 65P. 806–814.
10. Plyer A., Colin-Koeniguer E., Weissgerber F. A New Coregistration Algorithm for Recent Applications on Urban SAR Images // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. 2015. Vol. 12 (11). P. 2198–2202.
11. Gonzalez R., Woods R., Eddins S. Digital Image Processing Using MATLAB. Prentice-Hall, P. 200.

УДК 621.391

C. V. Дворников*

доктор технических наук, профессор

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ДЕМОДУЛЯЦИЯ АМПЛИТУДНО-МАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В РАЙСОВСКОМ КАНАЛЕ

Рассмотрен прием амплитудно-манипулированных сигналов в Райсовском канале. Обоснованы предложения по применению для демодуляции адаптивного порога принятия решения. Проведена оценка эффективности предлагаемого решения. Сформулированы предложения по практической реализации разработанного подхода.

Ключевые слова: Райсовский канал, адаптивный порог принятия решения, мощность ошибки восстановления, сигналы амплитудно-манипулированные сигналы, демодуляция сигналов ASK.

S. V. Dvornikov*

Dr. Sc. Tech., Professor

*St. Petersburg State University Aerospace Instrumentation

DEMODULATION OF AMPLITUDE-KEY SIGNALS IN THE RICE CHANNEL

The reception of amplitude-shifted signals in the Rice channel is considered. Substantiated proposals for the use of adaptive decision threshold for demodulation. The effectiveness of the proposed solution was evaluated. Proposals for the practical implementation of the developed approach are formulated.

Keywords: Rice channel, adaptive decision threshold, recovery error power, amplitude-shift keyed signals, demodulation of ASK signals.

Класс сигналов амплитудной манипуляции (ASK – amplitude shift key) достаточно хорошо изучен и широко применяются на практике в линиях декаметровой радиосвязи (ЛДРС), характеризующихся различного рода замираниями [1]. В результате указанного явления возникает дробление импульсов на длительности символов, ведущее к возникновению ошибок демодуляции. Для борьбы с этим негативным явлением применяют различные методы разнесенного приема [2]. Однако их применение предполагает дополнительное использование частотного, временного и аппаратного ресурсов, что не всегда оправдано на практике.

Альтернативным решением является совершенствование способов демодуляции сигналов ASK, в частности, процедур принятия решения о номинале принятой символьной посылки [3].

Отметим, что характер замираний на ЛДРС достаточно хорошо исследован, что позволяет использовать пробированный аналитический аппарат. В частности, для Райсовского канала в [2] рекомендовано амплитуду прямого луча A полагать случайной величиной, рассеянной по логарифмически нормальному

ному закону со средним значением m_A и дисперсией σ_A^2 . А совокупность отраженных составляющих компонент – одномерным распределением, средняя мощность σ_R^2 которых описывается Релеевским законом.

Тогда совокупная плотность распределения результирующей процесса z , состоящего из огибающих прямого луча при фиксированном значении a огибающей A и совокупности отраженных компонент, представляющих собой диффузную составляющую процесса, может быть описана законом Релея – Райса [4]:

$$w(z|a) = \frac{z}{\sigma_R^2} \exp\left[-\frac{z^2 - a^2}{2\sigma_R^2}\right] I_0\left(\frac{za}{\sigma_R^2}\right). \quad (1)$$

В формуле (1), где $I_0(*)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка. Далее, выразив отношения эффективных напряжений регулярной и диффузных составляющих через $k=a/\sigma_R$, формулу (1) перепишем в терминах плотности распределения вероятностей введенного параметра k :

$$\rho(z) = 2zk_0^2 \exp\left[-z^2k_0^2 - k^2\right] I_0(2zk_0), \quad (2)$$

где $k_0^2 = 1 + k^2$.

Заметим, что при $k \rightarrow \infty$ распределения вероятностей, описываемое формулой (2), будет асимптотически сходиться к нормальному распределению, параметры которого можно определить следующим образом: математическое ожидание $M[z] = k/k_0$; дисперсия $\sigma_z^2 = 0,5/k_0^2$. Графики зависимости плотности распределения вероятностей при $k=0$ и $k=1$ показаны на рис. 1

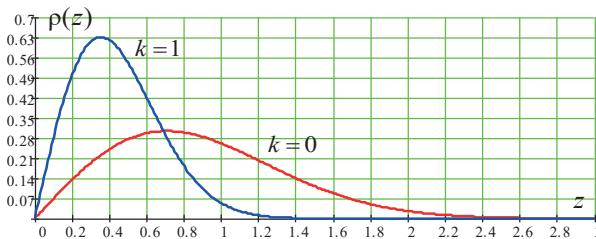


Рис. 1. Графики плотностей распределения вероятностей в Райсовском канале для различных значений параметра k

Анализ полученных результатов, представленных на рис. 1 позволяет сделать вывод о том, что диффузная составляющая оказывает существенное влияние только при условии, что величина $a < \sigma_R$.

Заметим, что такие условия характерны для горно-лесистой местности и городской застройки. В таких условиях в ЛДРС средняя задержка диффузной составляющей достигает 4–6 мкс при средней мощности рассеяния до минус 15

дБ. Указанные значения соответствуют результатам, полученным в [4], [5], что позволяет их использовать при моделировании. Так, на рис. 2 представлен фрагмент сигнала ASK в Райсовском канале с указанными выше параметрами.

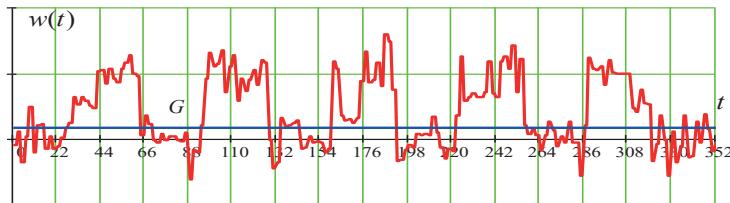


Рис. 2. Фрагмент сигнала ASK в Райсовском канале

Заметим, что качество приема такого сигнала ASK, фрагмент которого показан на рис. 2, будет зависеть от глубины замираний, определяемых именно диффузной составляющей, в результате которых происходит так называемое дробление символьных элементов в ходе демодуляции. В таких условиях наиболее рациональным видится применение в демодуляторах использование пороговых устройств, реализация которых рассмотрена в [6], [7], поскольку именно рациональный выбор порога принятия решения (ППР) во многом определяет достоверность результата демодуляции.

С одной стороны, желательно минимизировать обнаружение шумовых компонент, а с другой – максимизировать число сигнальных.

$$G \rightarrow \min \max_{\sum_i s(t) \sum_i n(t)}, \quad (3)$$

где $s(t)$ – сигнальные компоненты результирующего сигнала $z(t)$; $n(t)$ – шумовые компоненты результирующего сигнала $z(t)$.

Учитывая, что обрабатываемый сигнал ASK прошел Райсовский канал, то его символы будут существенно подавлены, а демодулированные компоненты $w(t)$ будет далеки от исходной формы модулирующей последовательности $u(t)$ (см. рис. 2).

С учетом рассмотренных обстоятельств рациональным решением видится использование в качестве ППР величину, определяемую значением средней энергии:

$$G = \frac{q}{N} \sum_{i=0}^{N-1} z_i^2, \quad (4)$$

где q – нормирующий множитель; z_i – дискретные отсчеты.

Однако дальнейшие исследования показали, что для сигналов ASK значение G при $q=1$, не дает оптимального решения. Поэтому предложено использовать показатель δ , характеризующий мощность ошибки аппроксимации восстановленной импульсной последовательности [8], определяемой алгоритмом (6).

Так, в табл. 1 представлены результаты зависимости показателя δ как функции параметра q , характеризующего уровень ППР, рассчитанной по формуле:

$$\delta(q) = \frac{q}{N} \sum_{i=0}^{N-1} (d_i - u_i)^2, \quad (5)$$

В формуле (8) значения d и u дискретны.

Таблица 1

Зависимость ошибки аппроксимации от уровня порога

	Нормирующий множитель q , 100 %							
	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5
$\Delta(q)$	12,2	8,8	7,1	4,8	6,5	8,2	12,2	15,1

Анализ результатов табл. 1 позволяет заключить, что при использовании (5), наиболее рациональным является выбор уровня порога равного $q=2,5$, поскольку при этом значении обеспечивается наименьшая ошибка аппроксимации. Следовательно, используя результаты оценки ошибки аппроксимации, можно адаптировать значение ППР при демодуляции сигналов *ASK*. Дальнейшие результаты проведенного исследования показали, что даже в Райсовском канале демодуляция сигналов *ASK* путем цифровой обработки позволяет получить достаточно приемлемые результаты при соответствующем выборе ППР. Критерием адаптации предлагается определить минимум мощности ошибки восстановления.

Дальнейшие исследования будут направлены на реализацию методов совместной частотно-временной обработки, рассмотренных в [9], [10].

Библиографический список

1. Дворников С. В., Пищеничников А. В., Русин А. А. Обобщенная функциональная модель радиолинии с управлением ее частотным ресурсом // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2016. № 3. С. 49–56.
2. Малышев И. И., Шестопалов В. И., Мордовин А. И. Разнесенный прием в каналах связи с Райсовскими замираниями сигналов // Теория и техника радиосвязи. 2021. № 1. С. 19–23.
3. Демодуляция сигналов на основе обработки их модифицированных распределений / С. В. Дворников, А. И. Осадчий, С. С. Дворников, Д. В. Родин // Контроль. Диагностика. 2010. № 10. С. 46–54.
4. Волков Л. Н., Немировский М. С., Шинаков Ю. С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: учеб. пособие. М.: Эко-Трендз, 2005. 392 с.
5. Дворников С. В., Яхеев А. Ф. Метод измерения параметров кратковременных сигналов на основе распределения Алексеева // Информация и космос. 2011. № 1. С. 66–74.

6. Защита от структурных помех радиоканалов с частотной манипуляцией / С. В. Дворников, С. С. Дворников, Р. В. Иванов и др. // Информационные технологии. 2017. Т. 23. № 3. С. 193–198.
7. Иванов В. А., Лендошкин И. Г. Адаптивный пороговый обнаружитель сигнала вибраций // Радиотехника. 2011. № 2. С. 92–95.
8. Кириллов С. Н., Шустиков О. Е. Минимизация среднеквадратической ошибки оценивания спектра мощности случайного процесса // Автометрия. 2003. Т. 39. № 6. С. 98–106.
9. Дворников С. В. Демодуляция сигналов на основе обработки их модифицированных частотно-временных распределений // Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 7–11.
10. 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.

УДК 621.396.969.13

A. K. Ермаков*

преподаватель

N. V. Поваренкин*

кандидат технических наук, доцент

T. I. Tagaev*

студент

D. A. Muzafarov*

студент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ MUSIC ДЛЯ ЗАДАЧ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ НИЗКОЛЕТЯЩИХ ЦЕЛЕЙ

Настоящая работа затрагивает актуальную и по сей день проблему – измерение угла места низколетящей радиолокационной цели. Актуальность проблемы заключается в том, что в результате несанкционированных полетов воздушных судов на малых и предельно малых высотах могут привести к летным происшествиям. Однако современные средства измерения угловых координат не способны обеспечить необходимую точность. Связано это с тем, что в результате полета воздушного судна на малой или предельно малой высоте, зондирующий сигнал, отражаясь от зондируемого объекта, рассеивается подстилающей поверхностью. В связи с малой разницей хода лучей сигналов, отраженных по прямому пути и от подстилающей поверхности, время их прихода практически совпадает, что вызывает суперпозицию сигналов с разных направлений. Таким образом, мы наблюдаем изрезанный фазовый фронт, что не позволяет однозначно определить направление на зондируемую радиолокационную цель. Эта проблема и по сей день не имеет однозначного решения, однако стремительный рост вычислительных мощностей позволил проводить полунатурные исследования разрабатываемых алгоритмов в лабораторных условиях. Это вызвало дополнительный всплеск работ, посвященных данной теме. В статье рассматривается вопрос определения пределов, в которых с помощью алгоритма MUSIC возможно однозначно разрешить зондируемую радиолокационную цель и ее антипод.

Ключевые слова: низколетящая радиолокационная цель, маловысотная радиолокация, математическое моделирование, алгоритм обнаружения низколетящих целей, имитатор низколетящей радиолокационной цели, измерение угловых координат.

A. K. Ermakov*

Lecturer

N. V. Povarenkin*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

T. I. Tagaev*

Student

D. A. Muzafarov*

Student

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

INVESTIGATION OF THE MUSIC SUPER-RESOLUTION ALGORITHM FOR THE TASKS OF MEASURING THE ANGULAR COORDINATES OF LOW-FLYING TARGETS

The present work touches upon an actual problem to this day – measuring the angle of a low-flying radar target. The urgency of the problem lies in the fact that as a result of unauthorized flights of aircraft at low and extremely low altitudes can lead to flight accidents. However, modern means of measuring angular coordinates are not able to provide the necessary accuracy. This is due to the fact that as a result of the flight of an aircraft at low or extremely low altitude, the probing signal, reflected from the probed object, is scattered by the underlying surface. Due to the small difference in the course of the beams of signals reflected along a straight path and from the underlying surface, the time of their arrival is almost the same, which causes a superposition of signals from different directions. Thus, we observe a rugged phase front, which does not allow us to unambiguously determine the direction to the probed radar target. To this day, this problem has no unambiguous solution, but the rapid growth of computing power has made it possible to conduct semi-natural studies of the algorithms being developed in the laboratory. This caused an additional surge of works devoted to this topic. The article deals with the issue of determining the limits in which, using the MUSIC algorithm, it is possible to unambiguously resolve the probed radar target and its antipode.

Keywords: low-flying radar target, low-altitude radar, mathematical modeling, low-flying target detection algorithm, low-flying radar target simulator, angular coordinates measurement.

Введение

В представленной работе затрагивается актуальная и по сей день проблема обнаружения низколетящих радиолокационных целей. Проблема известна уже давно, однако только сейчас появляются вычислительные мощности для апробации алгоритмов измерения угловых координат. В связи с этим в работе проводится исследование алгоритма MUSIC для решения задачи измерения угловых координат низколетящих целей.

Исследование алгоритма MUSIC

Для обеспечения проведения исследования и определения пределов, в которых алгоритм MUSIC однозначно определяет направление на истинную радиолокационную цель, необходимо обеспечить работоспособную и оптимальную модель сигнала, рассеянного подстилающей поверхностью. Существует два основных подхода к разработке математической модели, рассеянного подстилающей поверхностью сигнала: феноменологический и электродинамический. Первый основан на заранее известных исходных параметрах, полученных при экспериментальных радиолокационных исследованиях конкретной местности. Достоинством такого подхода является точность и достоверность получаемых при создании модели результатов. Однако существенным недостатком является невозможность изменения параметров подстилающей поверхности, таких как свойства среды, СКО высот и другие. В связи с этим, для исследования алгоритмов измерения угловых координат было принято использовать электродинамических подход. В работах [1], [2] авторами была исследована и разработана такая модель. В качестве оптимальной математической модели, рассеянного подстилающей поверхностью сигнала, был выбран метод

Кирхгофа, а в качестве математической модели подстилающей поверхности был выбран спектральный метод JONSWAP [3].

Для разработки имитационной модели для ЭВМ необходимо было обеспечить наличие сигналов для каждого элемента антенной решетки и по времененным отсчетам, для создания корреляционной матрицы и накопления статистической информации. Поскольку в качестве модели, рассеянного подстилающей поверхностью сигнала, использовалась заранее разработанная в [1], [2] и там использовалась цилиндрическая подстилающая поверхность, то в качестве антенной решетки в настоящем исследовании использовалась вертикальная линейная эквидистантная антенная решетка с количеством элементов N . То есть наличие сигнала в каждом элементе антенной решетки при расчете модели рассеяния (сигнала от антисюда) достигалось за счет изменения в расчетах модели высоты приемной антенны h , а для сигнала, пришедшего с истинного направления на зондируемую радиолокационную цель, за счет добавления соответствующей конкретному элементу антенной решетки пространственной частоты. Для обеспечения отсчетов по времени задавался период следования импульсов Tr , скорость и траектория движения радиолокационной цели. На данном этапе было принято считать, что радиолокационная цель движется по прямому пути, то есть, не изменяя своей высоты. Тогда, зная период следования импульсов и скорость цели, алгоритм вычислял расстояние, которое проходит радиолокационная цель, и при изменении момента медленного времени t , в рассчитываемой модели изменялось расстояние D . На рис. 1 представлены матрицы, использованные в качестве входных параметров алгоритма, где можно заметить, что в каждой новой строке отдельно матрицы записывались значения сигнала в зависимости от изменяемого СКО шероховатости подстилающей поверхности.

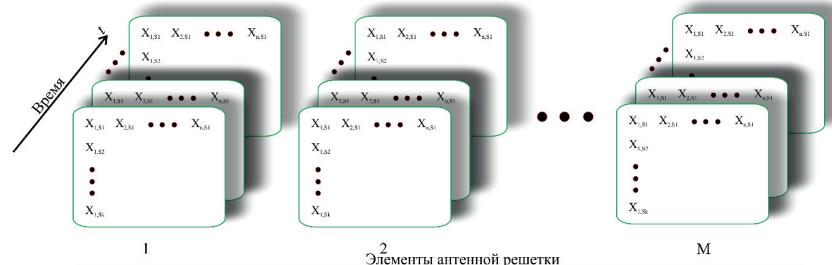


Рис. 1. Разработка математической модели сигнала, в элементах антенной решетки

Отсюда следует, что в качестве изменяемых параметров исследования выступают, параметры радиолокационной обстановки:

- начальное расстояние до радиолокационной цели D ;
- скорость движения цели v ;
- высота полета радиолокационной цели H ;
- высота фазового центра антенной решетки h ;

- СКО высот поверхности s ;
- а также параметры влияющие на точность работы алгоритма MUSIC:
- количество элементов антенной решетки M , которое определяет порядок автокорреляционной матрицы;
 - время накопления Td и период следования импульсов Tr , которые необходимы для усреднения корреляционной матрицы при обработке алгоритмом MUSIC;
 - расстояние между элементами d , определяемое несущей частотой.

Так, определение однозначных условий разрешения истинного направления на цель и ее антипод определяется всеми перечисленными выше параметрами. Для исследования предполагается определить наихудшую для алгоритма радиолокационную обстановку. Это необходимо для того, чтобы, изменения параметры алгоритма MUSIC, определить те, которые возможно достичь в реальной ситуации и которые способны осуществить разрешение истинного направление на радиолокационную цель и на ее антипод.

На рис. 2 представлены зависимости разности хода лучей, разности фаз и времени прихода от расстояния до радиолокационной цели и ее высоты, при несущей частоте $f=3$ ГГц. Понимая принципы работы алгоритма MUSIC [4] становится понятно, что оптимальными условиями алгоритма являются условия, при которых обеспечивается наибольшая разница в ходе лучей и скорость изменения разности фаз, при которой за более короткое время можно накопить больше статистической информации. Таким образом, исходя из рис. 1 выберем наименее благоприятные для MUSIC высоту радиолокационной цели и расстояние от приемной антенны до нее. Так, для дальнейших расчетов примем расстояние до цели $D=10$ км, а высоту радиолокационной цели $H=50$ м.

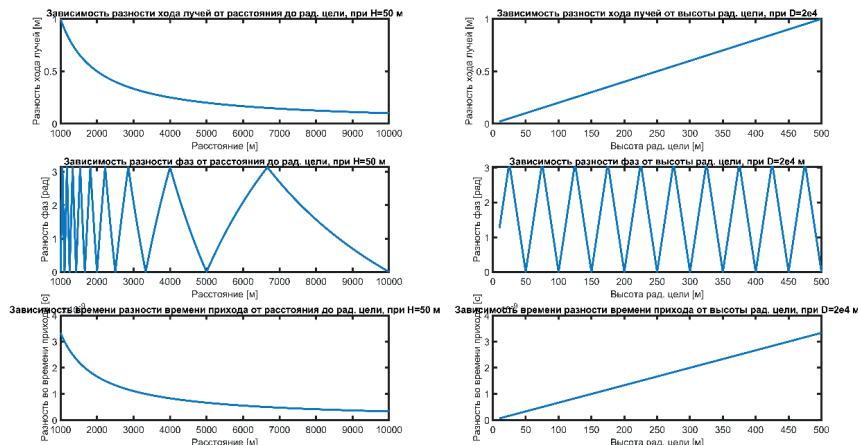


Рис. 2. Зависимости разности хода лучей, разности фаз и времени прихода от расстояния до радиолокационной цели и ее высоты, при несущей частоте $f=3$ ГГц

На рис. 3 представлен результат работы алгоритма MUSIC для 3 одинаковых поверхностей с разным СКО шероховатости, при количестве элементов антенной решетки $N=10$, время накопления $Td=0$ с, то есть решение принимается только по одному принятому импульсу, и период следования импульсов $Tr=0,1$ с. Исходя из результата на рис. 3 становится понятно, что при заданных условиях алгоритм не способен разрешать низколетящую радиолокационную цель и ее антипод.

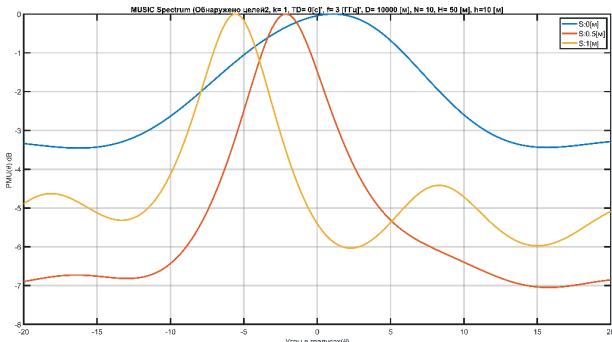


Рис. 3. Результат работы алгоритма MUSIC при $N=10$, $Td=0$ с, $Tr=0,1$ с, $D=10$ км

На рис. 4 представлен результат работы алгоритма MUSIC для 3 одинаковых поверхностей с разным СКО шероховатости, при количестве элементов антенной решетки $N=100$, время накопления $Td=0,3$ с, которое является максимально допустимым в данном случае поскольку только в это время радиолокационная цель не изменит своих угловых координат больше чем на заданную ошибку (0,1 градуса), и период следования импульсов $Tr=0,1$ с. На рис. 4 видно, что при зеркальной поверхности (СКО шероховатости=0) алгоритм MUSIC смог разрешить низколетящую радиолокационную цель и ее антипод, однако при других значениях СКО цели сливаются в один пик псевдоспектра по направлению.

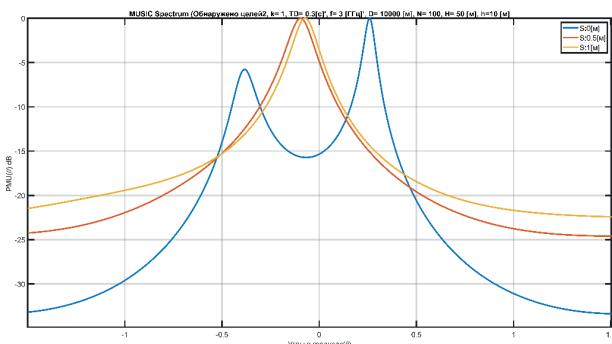


Рис. 4. Результат работы алгоритма MUSIC при $N=100$, $Td=0,3$ с, $Tr=0,1$ с, $D=10$ км

На рис. 5 представлен результат работы алгоритма MUSIC для 3 одинаковых поверхностей с разным СКО шероховатости, при тех же параметрах алгоритма что и на рис. 3. Однако была изменена радиолокационная обстановка, начальное значение расстояния до радиолокационной цели $D=2$ км. Из рис. 2, видно что при расстоянии, на котором скорость изменения разности фаз выше, цели разрешаются однозначно при любом СКО шероховатости, но с ошибкой угловых координат.

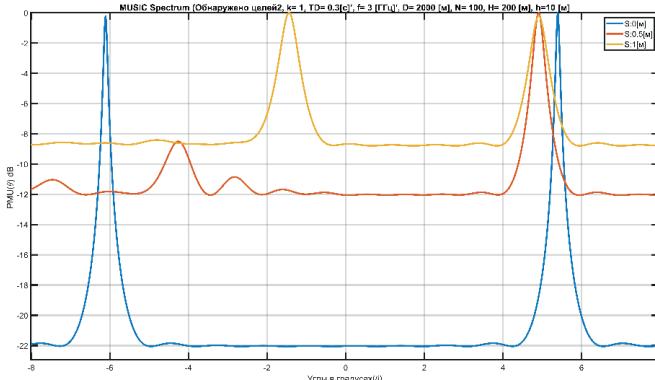


Рис. 5. Результат работы алгоритма MUSIC при $N=100$, $Td=0,3$ с, $Tr=0,1$ с, $D=2$ км

Заключение

В работе представлен результат применения имитационной модели измерения угловых координат низколетящих радиолокационных целей алгоритмом MUSIC. Стоит отметить, что в проводимых в работе исследованиях не учитывалось: отношение сигнал/шум, собственные шумы радиоприемного оборудования и другие параметры, мешающие однозначно измерить углы цели. Однако даже влияния только отражений от подстилающей поверхности при таких высотах полета показывают, что алгоритм MUSIC не способен разрешить низколетящую радиолокационную цель и ее антипод в условиях медленного изменения разности фаз и малой разницы хода лучей на высоте 50 м. При уменьшении расстояния от приемной антенны до низколетящей радиолокационной цели разрешение целей становится возможным за счет увеличения скорости изменения разности фаз, однако такое расстояние, как сказано в [5], является критическим для быстрого реагирования и принятия решения.

Библиографический список

- Поваренкин Н. В., Ермаков А. К. Формирование переотраженного от подстилающей поверхности радиолокационного сигнала посредством генератора произвольной формы: сб. научных трудов. СПб: ГУАП, 2020.

- Поваренкин Н. В., Ермаков А. К. Моделирование сигнала, переотразившегося от подстилающей поверхности, при зондировании низколетящего

воздушного объекта с использованием метода Кирхгофа. СПб: Радиотехника, 2020.

3. Ермаков А. К., Поваренкин Н. В., Артюх А. С. Математическое моделирование морской поверхности. Радиолокация, навигация, связь: сб. трудов XXVI Международ. научно-технич. конф. Воронеж, 2020. С. 124–130.

4. Реализация алгоритма сверхразрешения MUSIC, применительная к цифровой антенной решетке радиолокационной станции обнаружения низколетящих целей / Д. А. Музафаров, Т. И. Тагаев, Н. В. Поваренкин, А. К. Ермаков. СПб: ГУАП, 2022.

5. Поваренкин Н. В., Ермаков А. К., Венидиктов Н. А. Обоснование требуемых тактико-технических характеристик радиолокационных станций обзора воздушного пространства для обеспечения своевременного обнаружения воздушных судов малой авиации. Волновая электроника: сб. трудов XXIV Международ. научно-технич. конф. СПб.: ГУАП, 2021. С. 114–120.

УДК 681.883.65

A. Ю. Зилинберг*

кандидат технических наук, доцент

Ю. А. Корнеев*

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ РАЗРАБОТКИ ИМИТАТОРА ГИДРОЛОКАЦИОННЫХ СЦЕН

В статье рассматриваются общие вопросы разработки алгоритмов имитации гидролокационных (ГЛ) сцен и сигналов. Комментируются основные области применения современных ГЛ-имитаторов, обсуждаются вопросы выбора классов моделируемых объектов, приводятся результаты моделирования ГЛ-имитатора.

Ключевые слова: гидроакустика, гидролокационное изображение, имитатор, моделирование.

A. Y. Zilinberg*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

Y. A. Korneev*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

GENERAL ISSUES IN THE DEVELOPMENT OF A SONAR SCENE SIMULATOR

The article deals with general issues of developing algorithms for simulating sonar scenes and signals. The main areas of application of modern sonar simulators are commented, the issues of choosing classes of simulated objects are discussed, and the results of sonar simulator modeling are presented.

Keywords: hydroacoustics, sonar imaging, simulator, modeling.

В статье рассматриваются вопросы разработки перспективных алгоритмов имитации гидролокационных (ГЛ) сцен и сигналов. Это направление приобретает все большую актуальность, а области применения ГЛ-имитаторов постоянно расширяется. Среди областей применения алгоритмов имитации ГЛ-сигналов следует выделить:

- 1) исследование, разработка, тестирование алгоритмов обработки гидролокационной информации,
- 2) применение имитаторов гидролокационной обстановки и сигналов в составе тренажеров,
- 3) реализацию на базе имитационного моделирования «электронных полигонов» [1].

На рис. 1 показаны области применения гидролокационных имитаторов.

Современное состояние гидролокационной техники военного и гражданского применения характеризуется частой сменой образцов, их постоянной модернизацией, расширением и усложнением круга решаемых задач и условий

эксплуатации, что требует введения новых принципов имитации локационной обстановки. Многообразие областей применения технологий имитации гидролокационных сцен и большой интерес к данному научно-техническому направлению со стороны конструкторов и эксплуатационщиков гидролокационных систем говорит о важности разработки новых современных подходов к реализации имитаторов [2], [3].



Рис. 1. Области применения локационных имитаторов

Целью данного направления работ является создание технологии и алгоритмов имитации ГЛ-обстановки и сигналов, обеспечивающих хорошую степень гибкости и адекватности имитации. Под гибкостью понимается возможность быстрого изменения параметров наблюдения, в том числе параметров конкретной гидроакустической станции.

Комплекс работ по созданию алгоритмов имитации ГЛ-сцен и сигналов можно разбить на три самостоятельных этапа:

- 1) всесторонние детальные исследования особенностей и механизмов ГЛ-отражений по классам наблюдаемых объектов (реверберация),
- 2) разработка моделей отражений сигналов по классам ГЛ-объектов (рис. 2),
- 3) реализация алгоритмов и устройств имитации ГЛ-сигналов.

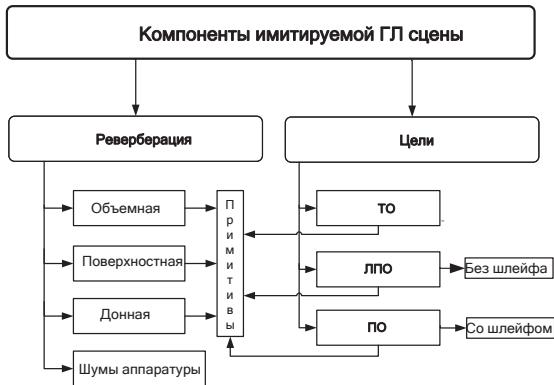


Рис. 2. Классы моделируемых объектов

Например, при разработке ГЛ-имитатора целесообразно проводить классификацию возможных с точки зрения особенностей формирования рассеянных ГЛ-сигналов объектов [4]:

- на точечные («бубуй»),
- линейно-протяженные (судно),
- протяженные объекты (подводная лодка со шлейфом),

используя при имитации характерные особенности отражения сигналов от объектов этих классов.

На рис. 2 для большинства объектов указана графическая связь, ведущая к блоку «примитивы». Разрабатываемый подход к ГЛ-имитации предполагает, что задание соответствующих объектов можно производить с использованием технологии «примитивов» – фрагментов амплитудного рельефа имитируемой ГЛ-сцены. Такая технология позволяет гибко и универсально задавать и имитировать разнообразные ГЛ-сцены. Интерактивное формирование шаблонов областей присутствия объектов значительно облегчается применением «примитивов» – характерных фрагментов поля признаков, из которых с применением преобразований (растяжение, поворот) формируется задаваемое поле признаков наличия объектов того или иного класса. Примитивы также могут применяться для формирования амплитудного рельефа отражений от протяженных целей. Примитивы могут формироваться по данным обработки ГЛ-сигналов, полученных в ходе натурных испытаний.

Создание имитатора ГЛ-сцен учитывающего различные виды реверберации и разные классы объектов (рис. 2) позволяет разработать «качественный» имитатор, обладающий широкими возможностями с точки практического использования (рис. 1). Однако в ряде локальных задач разработчика ГЛ-алгоритмов обработки требуется создание более «простого» имитатора, например, для отладки определенной группы алгоритмов обработки ГЛ-сигналов («левая ветвь» рис. 1) [5]. Подобный имитатор был разработан авторами статьи

для проверки работы группы частных алгоритмов автоматического сопровождения целей (объектов). Он позволяет задавать следующие параметры:

- 1) ГЛИ (в дискретах),
- 2) ложных тревог,
- 3) трассы носителя,
- 4) трасс целей,
- 5) ИДП целей и флюктуаций ИДП целей.

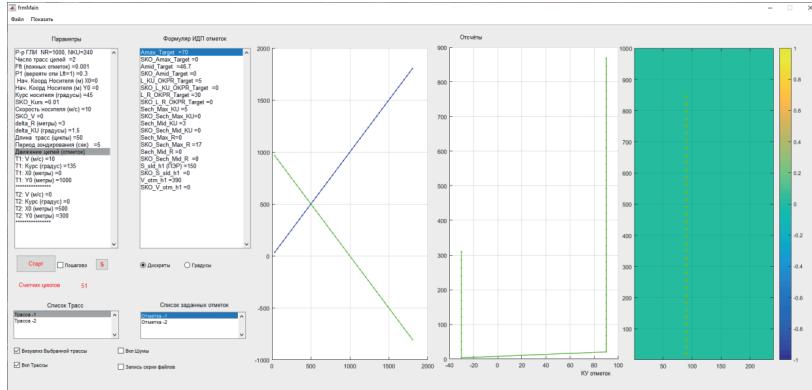


Рис. 3. Главная форма программы имитации помехоцелевой обстановки в режиме включения/выключения шумового поля

В имитаторе трассы могут быть имитированные как подвижные, так и неподвижные цели. Например, подвижные трассы имитируются следующим образом: в каждой секундной точке существует возможность менять курсовой угол (КУ) носителя, ракурс цели, таким образом обеспечивается изменение текущей обстановки. В ситуации, когда этого не требуется, то существует возможность установить трассу с фиксированным КУ, тогда отметка от цели(объекта) будет двигаться по прямой. Подобный функционал программы имитации является достаточным напримером для первичного анализа реальных проблем в ходе моделирования обработки автоматического сопровождения целей при использовании разных систем координат: абсолютной системы координат и относительной полярной системы координат.

В имитаторе при моделировании АСЦ реализуется обработка последовательности ГЛ-сцен. После того как по каждому циклу и последовательности циклов осуществлена обработка, производится отображение результатов обработки ГЛ-сцены. Отображение возможно в следующих системах:

а) в абсолютной системе координат на смежных обзорах. Для этого варианта наглядно видно, что получилось в результате обработки. Например, должна реализоваться хорошая фильтрация трасс, фильтрация параметров отметок по последовательности данных,

б) в относительной полярной системе координат носителя. В этой ситуации возможны варианты отображения: один обзор для одной трассы или один обзор для всех трасс. Типичным отображением является ситуация, когда видны смежные обзоры.

Заключение

Рассмотренные общие вопросы компьютерной имитации ГЛ-сцен и произвольно задаваемых сигнально-помеховых обстановок обладают следующими преимуществами: большой гибкостью, универсальностью описания гидролокационной сцены, возможностью использования в «компьютерных полигонах» и при тренировках операторов командных центров, а также при разработке и исследовании алгоритмов обработки ГЛ-сигналов.

Библиографический список

1. Никольцев В. Электронный полигон – универсальная технология тренинга, моделирования, проектирования // Военный парад. 2001. № 1. С. 102–103.
2. Розанов И. А., Сотников А. А. Имитационное моделирование гидроакустических сигналов на промежуточной частоте // Наука и образование. 2016. № 12 С. 279–299.
3. Шафранюк А. В., Прокопович В. В. Опыт создания имитационно-моделирующего комплекса в гидроакустике // Труды XIV Всероссийской конференции Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики // Санкт-Петербург, 2018. С. 585–589.
4. Гладков В. В., Корнеев Ю. А. Применение имитационного моделирования для отладки алгоритмов обработки гидролокационной информации // Вестник Рязанского гос. радиотехнического университета. 2009. № 3(29). С. 40–48.
5. Зилинберг А. Ю., Корнеев Ю. А., Корнеев А. Ю. Автоматическая обработка изображений локационных датчиков. Волновая электроника и инфокоммуникационные системы: Двадцать третья междунар. науч. конф.: сб. статей: в 2 ч. Ч. 2. СПб.: ГУАП, 2020. С. 57–63.

УДК 535.243.2

*В. И. Казаков**

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ВЫСОКОПОРЯДКОВАЯ ДИФРАКЦИОННАЯ РЕШЕТКА ДЛЯ ОДНОВРЕМЕННОЙ РАБОТЫ В НЕСКОЛЬКИХ ПОРЯДКАХ

В работе исследована возможность одновременного использования нескольких дифракционных порядков для спектрального анализа. Предложена топология дифракционной решетки, позволяющей анализировать спектр в 1, 3 и 5 дифракционных порядках. Выполнена оптимизация топологии, рассмотрены оптимальные параметры решетки.

Ключевые слова: дифракционная решетка, оптимизация, порядок спектра, оптика, функция пропускания, моделирование.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ): проект № 20-07-00648.

*V. I. Kazakov**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

HIGH-ORDER DIFFRACTION GRATING FOR SIMULTANEOUS OPERATION IN SEVERAL ORDERS

The possibility of simultaneous use of several diffraction orders for spectral analysis is investigated in this paper. A topology of a diffraction grating is proposed, which makes it possible to analyze the spectrum in 1, 3, and 5 diffraction orders. The topology has been optimized, and the optimal grating parameters have been considered.

Keywords: diffraction grating, optimization, spectral range, optics, transmittance function, modeling.

Введение

Оптические спектральные приборы находят применения в самых различных областях науки и техники, в частности, в задачах контроля физических, физико-химических или технологических процессов, например [1], [2]. К числу самых распространенных оптических спектральных приборов следует отнести спектрометры на базе дифракционных решеток. Номенклатура дифракционных решеток представляет собой широкую линейку решеток различных типов: амплитудные, фазовые, отражающие, голографические и т. д. [3]. Наиболее простой в изготовлении является амплитудная дифракционная решетка, которая представляет собой нанесенные на оптически прозрачном материале прозрачные и непрозрачные штрихи-полоски. Чаще всего такая решетка изготавливается на делительной машине, где непрозрачные штрихи формируются путем «нарезания» полос алмазным резцом с равным шагом. Таким образом, форми-

руется топология дифракционной решетки, представляющая собой прозрачные и непрозрачные штрихи одинаковой ширины.

Следует также отметить, что в обычной амплитудной решетке интенсивность дифрагированного света убывает с увеличением номера дифракционного порядка. Вместе с тем в более высоких порядках следует ожидать кратного улучшения разрешающей способности прибора с такой решеткой [4]. Известны несколько работ, которые посвящены оптимизации топологии амплитудной пропускающей дифракционной решетки. Например, в [5] использована гармоническая модуляция расположения штрихов дифракционной решетки. Это позволяет полностью подавить +2 дифракционный порядок и увеличить интенсивность +1 порядка. За счет этого достигается увеличение спектрального диапазона, поскольку соседние порядки не перекрываются. Однако такое изменение топологии не позволяет улучшить спектральное разрешение прибора. В [6] проведена оптимизация топологии амплитудной дифракционной решетки для работы в заданном дифракционном порядке.

Вместе с тем актуальной задачей остается одновременное использование нескольких дифракционных порядков для анализа спектра с различной разрешающей способностью. В современных спектрометрах это реализуется путем смены дифракционных решеток. Однако это требует обязательной юстировки прибора при каждой смене решетки. В работе предлагается топология дифракционной решетки, позволяющая использовать несколько порядков дифракции для одновременного анализа в этих порядках.

Постановка задачи и математическая модель

В работе [7] предложена радиооптическая модель формирования дифракционной картины от решетки. Согласно этой модели спектральный прибор с дифракционной решеткой представляется в виде следующей оптической схемы, представленной на рис. 1.

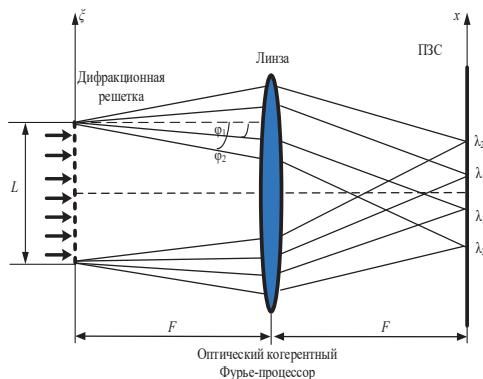


Рис. 1. Оптическая схема спектрального прибора с дифракционной решеткой

Согласно предложенной модели излучение модулируется по пространству согласно функции пропускания дифракционной решетки $T(\xi)$, которая для удобства рассмотрения может быть представлена в форме разложения в комплексный ряд Фурье

$$T(\xi) = \sum_{-\infty}^{\infty} C_n \exp\left(in \frac{2\pi}{T_g} \xi\right), \quad (1)$$

где коэффициенты разложения C_n определяют интенсивность дифрагированного света в n -й порядок; T_g – период дифракционной решетки.

Коэффициенты C_n рассчитываются по известной формуле:

$$C_n = \frac{1}{2T_g} \int_{-\frac{T_g}{2}}^{\frac{T_g}{2}} T(\xi) e^{-in \frac{2\pi}{T_g} \xi} d\xi. \quad (2)$$

В [4] предложена так называемая «высокопорядковая» дифракционная решетка с измененной топологией расположения штрихов. Изменение топологии заключается в том, что каждый третий непрозрачный штрих решетки шире других в 2 раза. Это позволяет получить дифракцию света в 3 и 4 порядки значительно больше, чем в 1 и 2. Решение задачи поиска топологии дифракционной решетки, позволяющие использовать дифракционные порядки с одинаковой интенсивностью было найдено в процессе оптимизации топологии для заданного дифракционного порядка. Эта задача подробно рассмотрена в [6].

На основе выполненного эмпирического поиска новых топологий была предложена видоизмененная выпуклопорядковая дифракционная решетка с функцией пропускания в виде:

$$T(\xi) = \begin{cases} 1, & \xi \in [0, a] \\ 0, & \xi \in [a, a+b] \\ 1, & \xi \in [a+b, a+b+c] \\ 0, & \xi \in [a+b+c, 2a+b+c] \\ 1, & \xi \in [2a+b+c, 2(a+b)+c] \\ 0, & \xi \in [2(a+b)+c, 2(a+b+c)] \end{cases}, \quad (3)$$

где a – ширина прозрачного элемента решетки; b и c – ширина непрозрачных штрихов, причем $a=b \leq c$.

На рис. 2 представлена топология такой решетки для параметров $a=b$, $c=2a$.

В системе MathCad было произведено моделирование и получены следующие результаты расчетов коэффициентов C_n в зависимости от параметра c для $n=1, 3, 5$. На рис. 3 представлен результат расчета коэффициентов разложения в зависимости от ширины штриха c .



Рис. 2. Топология видоизмененной высокопорядковой дифракционной решетки

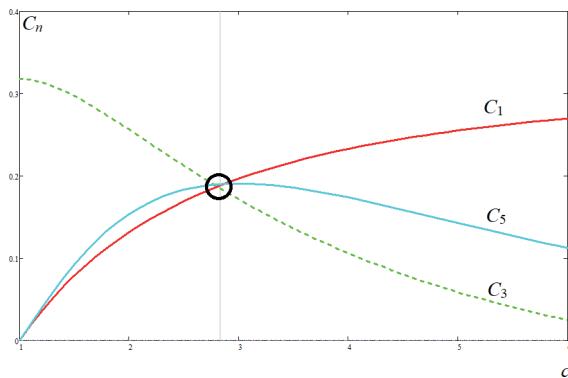


Рис. 3. Расчет коэффициентов разложения C_n в зависимости от ширины элемента c (в относительных единицах)

На данном рисунке особый интерес представляет окрестность пересечения данных графиков (отмечена черным кругом). Данное пересечение говорит о том, что при данном параметре $c=2,8$ коэффициенты разложения $C_1=C_3=C_5=0,185$. Это означает, что можно ожидать одинаковой эффективности дифракции в 1, 3 и 5 порядки соответственно. При этом коэффициенты разложения $C_2=C_4=0$, что говорит о подавлении дифракции в эти порядки и позволяет расширить спектральный диапазон в соседних порядках (1, 3 и 5).

Заключение

В работе рассмотрен вопрос о возможности увеличения интенсивности дифрагированного света в высшие порядки при дифракции на амплитудной пропускающей решетке. Показано, что путем изменения топологии дифракции

онной решетки возможно перераспределение света между дифракционными порядками.

Предложена топология и оптимизированы параметры высокопорядковой дифракционной решетки для одновременного анализа спектра в 1, 3 и 5 дифракционных порядках.

Библиографический список

1. *Vaganov M. A.* Спектрально-селективный прибор диагностики горения газообразного углеводородного топлива // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2021. № 5. С. 1–7.
2. Автоматизированная система оптического контроля процесса электронно-лучевой зонной плавки при получении монокристаллов тугоплавких металлов / В. А. Глинкин, А. И. Любимов, С. А. Парамонов и др. // Вестник Казанского технологического университета. 2015. № 18 (5). С. 137–140.
3. *Loewen E., Popov E.* Diffraction gratings and applications // CRC Press, 2018.
4. *Казаков В. И., Москалец О. Д.* Измерение оптических спектров решеточным спектральным прибором в высших дифракционных порядках // Датчики и системы. 2018. № 12. С. 22–27.
5. *Gao N., Xie C.* High-order diffraction suppression using modulated groove position gratings // Optics Letters. 2011. Vol. 36. N 21. P. 4251–4253.
6. *Kazakov V.* Optimization of the Transmission Function of the Diffraction Grating for Operation in Higher Orders // 2021 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). IEEE, 2021. P. 1–4.

УДК 621.373.826

*В. И. Казаков**

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ АНАЛИЗ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЛАЗЕРНЫХ ПУЧКОВ ПРИ ВЗАИМОДЕЙСТВИИ С ТЕПЛОВЫМ КОНВЕКТИВНЫМ ПОТОКОМ

В работе предлагается лазерная волоконно-оптическая система раннего обнаружения возгораний на основе измерения и корреляционного анализа пространственных характеристик лазерных пучков при взаимодействии с тепловым конвективным потоком. Выполнены экспериментальные исследования по измерению пространственных характеристик пучков от одномодового и многомодового волокна при взаимодействии с тепловым конвективным потоком. Предложена методика обработки на основе расчета взаимно-корреляционных функций выборок пространственных распределений лазерных пучков и представлены результаты их компьютерной обработки.

Ключевые слова: пожарный извещатель, тепловой конвективный поток, спекл-картина, оптический пучок, возгорание, взаимно-корреляционная функция.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента РФ для государственной поддержки молодых ученых (проект МК-297.2022.4).

*V. I. Kazakov**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

CORRELATION ANALYSIS OF THE SPATIAL CHARACTERISTICS OF LASER BEAMS WHEN INTERACTING WITH A THERMAL CONVECTIVE FLOW

The paper proposes a laser fiber-optic system for early fire detection based on measurement and correlation analysis of the spatial characteristics of laser beams during the interaction with a thermal convective flow. Experimental studies of measuring the spatial characteristics of beams from a single-mode and multi-mode fiber during the interaction with a thermal convective flow are carried out. A processing technique based on the calculation of cross-correlation functions of samples of spatial distributions of laser beams is proposed, and the results of their computer processing are presented.

Keywords: thermal convective flow, speckle pattern, optical beam, ignition, cross-correlation function.

Введение

Целью данной работы является повышение эффективности методов раннего обнаружения возгораний и эффективной борьбы с пожарами на самой ранней стадии. Оптические и лазерные системы продемонстрировали большой потенциал для устранения недостатков стандартных дымовых пожарных извещателей. Оптические и лазерные системы обнаружения пожара известны много лет [1]–[3]. Большинство этих лазерно-оптических датчиков по-прежнему рабо-

тают по принципу регистрации ослабления света, что может ограничивать производительность и давать ложные срабатывания.

Предлагаемые в работе исследования результата взаимодействия оптического излучения с тепловым конвективным потоком являются новыми для тематики разработки эффективных технических средств раннего обнаружения возгораний. Возгорание является экзотермической реакцией с выделением тепла, что приводит к случайным изменениям показателя преломления воздуха (тепловой конвективный поток) [4], [5]. Это вызывает изменения пространственных характеристик оптического пучка в результате взаимодействия при распространении через тепловой конвективный поток. Таким образом, результат такого взаимодействия может быть измерен как вариации интенсивности пространственного распределения пучка. Известны несколько работ [6]–[9], в которых исследуется изменение характеристик оптического излучения при взаимодействии с акустическим потоком. Однако представленные выше исследования применяются в другой области техники: сейсмических исследованиях и экологическом мониторинге, измерении скорости потока газов, исследовании источников звука оптическими методами и т. д.

В работе предлагается система на основе оптического волокна, которая способна реагировать на изменение пространственных характеристик оптического пучка, выходящего из торца волокна при распространении излучения через тепловой конвективный поток.

Структурная схема системы

В связи с тем, что в пространстве конвективного потока от тлеющего объекта наблюдается случайное изменение показателя преломления воздуха [10], следует ожидать, что лазерный пучок будет претерпевать случайные изменения пространственных характеристик.

В данной работе предлагается структурная схема системы обнаружения появления возгорания, основанная на регистрации и последующей обработке пространственных характеристик лазерного пучка, взаимодействовавшего с тепловым конвективным потоком. Эта схема представлена на рис. 1.

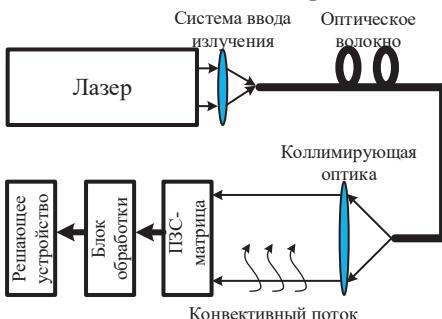


Рис. 1. Структурная схема системы обнаружения теплового конвективного потока

Система работает следующим образом. Лазер может работать как в непрерывном, так и в импульсном (для снижения энергопотребления) режиме. Система ввода излучения в оптическое волокно предназначена снижения энергетических потерь. На выходе из волокна формируется расходящийся пучок в пределах числовой апертуры волокна, поэтому назначение коллимирующей системы заключается в формировании слаборасходящегося лазерного пучка, который распространяется вдоль контролируемого пространства. Система регистрации пространственных характеристик представляет собой ПЗС-матрицу, которая позволяет анализировать пространственное распределение пучка по двум координатам. Блок обработки предназначен для обработки сигналов ПЗС-матрицы и формирования сигнала тревоги, который выводится оператору или передается в систему оповещения о возгорании в том или ином виде.

Особый интерес представлял вопрос выбора типа оптического волокна: одномодового или многомодового. Известно, что поле на торце многомодового оптического волокна представляет собой пятнистую структуру (спекл-картину) [11], которая возникает вследствие особенностей формирования направляемых мод волоке.

Пространственное распределение интенсивности пучка от многомодового волокна представляет собой случайную величину. В то же время распределение интенсивности пучка от одномодового волокна можно описать гауссовым распределением.

Пространственные характеристики лазерного пучка напрямую должны влиять на результат взаимодействия с тепловым конвективным потоком и дальнейшей компьютерной обработки.

Результаты экспериментальных исследований

Для подтверждения идеи регистрации изменения пространственных характеристик лазерных пучков при взаимодействии с тепловым конвективным потоком был проведен натурный лабораторный эксперимент.

В экспериментальной установке был использован лазер ЛГН-214, с длиной волны 632 нм. Для регистрации пространственных характеристик использовалась ПЗС-камера SP928 фирмы Ophir. ПЗС-камера передает полученные данные на ПК с установленным программным обеспечением BeamGage для анализа пространственных характеристик пучков.

Эксперименты были выполнены для одномодового и многомодового волокна. Вначале в течение 30 с регистрировались пространственные характеристики лазерного пучка в отсутствие теплового конвективного потока. Затем в пространство между системой коллимирующей оптики и ПЗС-камерой было помещено пламя свечи для создания теплового конвективного потока. В результате на экране монитора наблюдалось значительное изменение («дрожание») пространственных характеристик, вызванных случайным изменением показателя преломления воздуха из-за теплового конвективного потока.

Обработка результатов экспериментальных исследований

Для регистрации результатов наблюдений была использована программа BeamGage, которая позволяет визуализировать пространственные характеристики пучков. Далее изображения пучков с выбранным временным интервалом 1 с были транслированы в программу обработки изображений FiJiApp, которая дает возможность произвести перевод изображения в табличную форму представления распределения значения интенсивности в каждом пикселе. Дальнейшая обработка полученных числовых массивов велась с помощью программного обеспечения MatLab.

Обработка числовых массивов заключалась в расчете функции корреляции для дискретных функций распределения оптического пучка. Выражение для взаимно-корреляционной функции дискретного сигнала имеет вид:

$$R_{x,y}(l) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_n Y_{n-l} \quad (1)$$

где N – кол-во дискретных отсчетов функций; X_n , Y_n – одномерные функции пространственного распределения интенсивности оптического пучка.

Результаты компьютерного моделирования приведены на рис. 2 и 3.

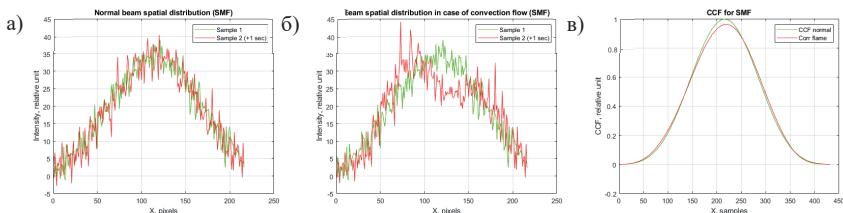


Рис. 2. Результаты моделирования и расчета ВКФ для пучка от одномодового волокна

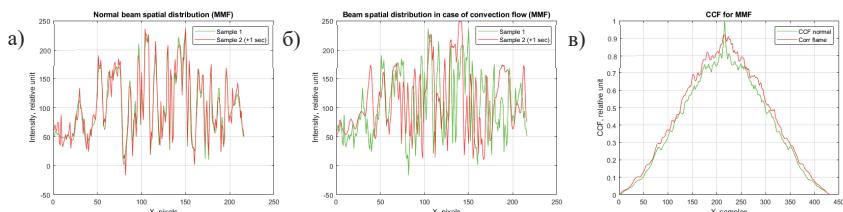


Рис. 3. Результаты моделирования и расчета ВКФ для пучка от многомодового волокна

На рис. 2а показаны пространственные распределения пучка от одномодового волокна при отсутствии горения. На рис. 2б показаны пространственные распределения пучка от одномодового волокна при появлении теплового потока. Видно, что пространственное распределение пучка начинает сильно менять-

ся. На рис. 2 ε показаны нормированные расчетные взаимно-корреляционные функции для этих двух случаев. Максимум корреляционной функции уменьшается на 5 % при появлении теплового конвективного потока, что может служить сигналом для выдачи тревожного извещения о начале возгорания.

На рис. 3 (a–e) показаны результаты аналогичных расчетов для многомодового оптического волокна. Уменьшение максимума взаимно-корреляционной функции составляет порядка 10 %.

Полученные характеристики позволяют сделать вывод о том, что появление теплового конвективного потока приводит к уменьшению значения взаимно-корреляционной функции, что может служить основанием для выдачи тревожного извещения в предложенной системе раннего обнаружения возгораний.

Заключение

В работе рассмотрен вопрос о возможности раннего обнаружения возгорания на основе регистрации теплового конвективного потока. Показано, что метод регистрации изменения пространственных характеристик оптических лазерных пучков при взаимодействии с тепловым конвективным потоком, является эффективным, что подтверждают результаты эксперимента. Показано, что при корреляционной обработке пространственных распределений оптических пучков предпочтительным является использование многомодового волокна, так как в этом случае изменение максимума взаимно-корреляционной функции составляет порядка 10 %, в отличие от использования одномодового волокна, где отклонение составляет около 5 %. Отличительным достоинством предлагаемой системы является ее абсолютная взрывобезопасность, поскольку в пределах контролируемого пространства отсутствуют открытые токоведущие элементы.

Библиографический список

1. Udd E., Spillman W. Fiber optic sensors: an introduction for engineers and scientists // John Wiley & Sons, 2011.
2. 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.
3. Fiber optic linear smoke fire detector / S. Kulakov, O. Moskaletz, L. Preslenev, A. Shabardin. Proc. SPIE. 2001.Vol. 4453. P. 157–161.
4. Atkinson G., Drysdale D. Convective heat transfer from fire gases // Fire Safety J. 19. 1992. P. 217–245.
5. Hollman J. Heat Transfer // McGraw-Hill, 1976.
6. Yatabe K., Oikawa Y. Optically visualized sound field reconstruction based on sparse selection of point sound sources // 2015 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). IEEE, 2015. P. 504–508.
7. Wu N., Haruyama S. Real-time audio detection and regeneration of moving sound source based on optical flow algorithm of laser speckle images // Optics Express. 2020. Vol. 28. N 4. P. 4475–4488.

8. *Vignola J., Berthelot Y., Jarzynski J.* Laser detection of sound // The Journal of the Acoustical Society of America. 1991. Vol. 90. N 3. P. 1275–1286.
9. *Бритвин А. В.* Акустооптическое взаимодействие на инфразвуке в задачах лазерного экологического мониторинга // Автометрия. 2020. Т. 56. №. 6. С. 91.
10. *Welty J., Rorrer G., Foster D.* Fundamentals of momentum, heat, and mass transfer // John Wiley & Sons, 2020.
11. Research of speckle-pictures caused by distribution of optical radiation in a multimode optical fiber and a group of optical fibers / E. Dashkevich, R. Hansuvarov, V. Kazakov et al. XII International conference for young researchers. Wave electronics and Its Applications in the Information and Telecommunication Systems, St. Petersburg, 2009. P. 29.

УДК 629.056

*B. V. Карпенко**

аспирант

*A. Ю. Федоринов**

аспирант

*N. Д. Шахматова**

студент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ОБЗОР СРЕДСТВ И СПОСОБОВ КОРРЕЛЯЦИОННО-ЭКСТРЕМАЛЬНЫХ МЕТОДОВ НАВИГАЦИИ

В настоящее время стремительно развивается автономная навигация. Совместно с развитием технологий больших данных также быстро развиваются корреляционно-экстремальные методы навигации, которая является фундаментальным методом изучения обзорно-сравнительных методов. В его основе лежит сравнение информации карты поля с информацией измерителя и определение экстремума корреляционной функции, максимум их совпадения, по которому и определяется местоположение ЛА [1].

Ключевые слова: корреляционно-экстремальные навигационные системы, сигналы, истинное изображение, фильтрация, поля.

*V. V. Karpenko**

PhD Student

*A. Y. Fedorinov**

PhD Student

*N. D. Shahmatova**

Student

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

REVIEW OF FACILITIES AND METHODS OF CORRELATION-EXTREME METHODS OF NAVIGATION

Nowadays autonomous navigation is rapidly developing. Along with the development of big data technologies, correlation-extreme navigation methods are also rapidly developing, which is a fundamental method for studying survey-comparative methods. It is based on comparing the field map information with the meter information and determining the extremum of the correlation function, the maximum of their coincidence, by which the location of the aircraft is determined [1].

Keywords: correlation-extreme navigation systems, signals, true image, filtering, fields.

В основе процесса навигации лежит в широком смысле использование физических полей.

Системы навигации по геофизическим полям получили название корреляционно-экстремальных навигационных систем [2].

В настоящий момент времени стремительно развивается автоматическая навигация по аномальным геофизическим полям.

Основным принципом КЭНС является сравнение текущего изображения (формирование изображения совокупности ориентиров в плоскости наблюдения) и эталонного изображения (полученного в предположении, что объект движется по заданной траектории).

Пространственная фильтрация (или корреляционная обработка) является важнейшей характеристикой системы.

Точность и эффективность метода определяются качеством текущего изображения (ТИ). Под качеством ТИ понимают качество фильтрации полезной части, которая содержит информацию выбранной совокупности ориентиров.

Основу классификации КЭНС составляют пространственные поля и сигналы, так как источником информации о положении объекта является любое поле, получаемое измерением характеристик указанных ориентиров [3].

По типу формирования сигнальные поля бывают естественными и искусственными. Классификация и примеры представлены на рис. 1.

Тип формирования сигнального поля	
Естественные	Искусственные
Аномальное магнитное	
Гравитационное	
Поле рельефа	
Оптическое	
Тепловое	
Радиотепловое	
Поля, созданные деятельностью человека	

Rис. 1. Сигнальные поля

Характеристики поля и тип датчика влияют на выбор способа и метода фильтрации сигнала. Таким образом, различают последовательный и параллельный обзоры наблюдаемого сигнала.

Методы фильтрации		
Метод	Принцип фильтрации	Устройства
Пространственный	Каждой операции выделения элемента соответствует один момент времени. Элементы изображения обрабатываются параллельно.	Датчики – матричные (мозаичные) приемные устройства (растровые системы).
Временной	Последовательные во времени способы обзора наблюдаемого изображения.	Метод реализуется за счет «сканирования» диаграммы направленности датчика.
Пространственно-временной	Часть изображения обрабатывается последовательно, часть параллельно.	Мозаичные линейные датчики. Изображение строится за счет смещения строки раstra.

Rис. 2. Методы фильтрации

Для геофизического поля предпочтительнее использования временного метода фильтрации, для радиометрического (радиотеплового) – временного и пространственно-временного метода, а для оптического поля предпочтительными могут являться все методы фильтрации: временной, пространственный и пространственно-временной.

Методы фильтрации представлены на рис. 2.

В зависимости от типа сигнала используются соответствующие устройства, отличающиеся как принципами работы, так и характеристиками. Обработка сигналов представлена на рис. 3.

Тип сигнала	Устройство	Принцип работы и особенности
Акустические сигналы	Датчик акустического поля	Трансформирование акустического колебания в электромагнитное. Метод обработки близок к методам обработки радиолокационных сигналов.
Оптические сигналы	Детектор оптического излучения или интегральный приемник	Основан на способности некоторых веществ преобразовывать сигналы лучистой энергии в электрические сигналы. Представляет собой достаточно сложную техническую задачу.
Лазерные сигналы	Приемники лазерного излучения	В отличие от обычных оптических – монохроматичны и допускают возможность когерентной обработки. Приемники обладают более высокой помехоустойчивостью.
Радиолокационные сигналы	Резонансные системы (антенны, линейные тректы приемного устройства)	Точность воспроизведения определяется длиной волны сигнала и параметрами устройства, в особенности – шириной диаграммы направленности.

Рис. 3. Обработка сигналов

Корреляционно-экстремальные навигационные системы также различают по виду рабочей информации. Типы КЭНС в схематичном варианте представлены на рис. 4.

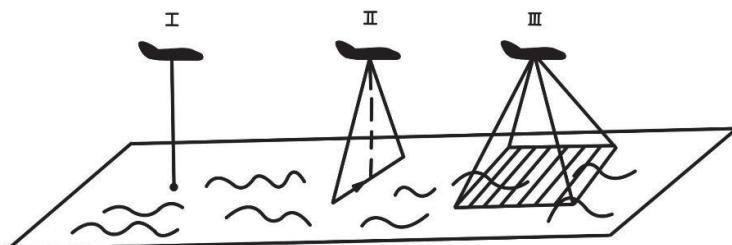


Рис. 4. Типы КЭНС: I – с точечным зондированием; II – с линейной разверткой зондирования; III – с использованием двумерного изображения

Обобщенный принцип работы КЭНС I типа

Принцип работы рассматривается на примере поля рельефа и использования аналогового вычислителя [4].

Пусть рельефная карта поля изготовлена на основе крупномасштабных топографических карт фотооптическим методом:

$$h_k(x, y). \quad (0)$$

На основе рассчитанных данных координат x , усчитыватель перемещается по карте поля, имитируя полет самолета по определенной траектории.

Считыватель обладает пятью крестообразными точками для считывания, центр которых соответствует ожидаемому положению самолета. При движении самолета над землей информация поступает с точек отсчета $h_{k_i}(t)$ поля рельефа, $i = 1, 2, 3, 4, 5$, которая хранится на карте. Полета самолета получается прямым измерением абсолютной высоты $H_a(t)$ и истинной высоты $H_u(t)$ барометрическим высотомером и радиовысотомером:

$$h_{HZM}(t) = H_a(t) - H_u(t). \quad (1)$$

Для упрощения рассуждений предполагается, что цель считывателя ориентирована по осям O_x и O_y навигационной системы координат, а самолет движется по оси O_x . Учитывая зависимость движения самолета от времени $X = W \cdot t$, все реализации поля рельефа можно представить как функцию расстояния и записать:

$$\begin{aligned} h_{HZM}(t) &= h(x); \\ h_{K5}(t) &= h(x + \Delta x); \\ h_{K2}(t) &= h(x + \Delta x + a); \\ h_{K4}(t) &= h(x + \Delta x - a), \end{aligned} \quad (2)$$

где x – реальная координата самолета; Δx – ошибка счисления пути; a – смещение точек 2 и 4 относительно центра.

В соответствии с этой информацией блок обработки, содержащий коррелятор, генерирует корректирующий сигнал U_x , который воздействует на основной вычислительный интегратор. Алгоритм коррелятора основан на упрощенном вычислении корреляционной функции путем умножения и усреднения во времени сигналов $h(x)$ и $h(x + \Delta x)$ по формуле:

$$R(\Delta) = \frac{1}{T} \int_0^t h(t) \cdot h(t + \Delta) dt. \quad (3)$$

Рассматривается скользящий интервал. Тогда управляющий сигнал:

$$u_x(t) = \frac{1}{T} \int_0^T [h_{K2}(t) - h_{K4}(t)][h_{HZM}(t) - h_{K5}(t)] dt, \quad (4)$$

что при учитывании (3) является эквивалентным вычислению корреляционной функции с линейным аргументом, то есть:

$$u_x(\Delta) = \frac{1}{S} \int_0^S [h(x + \Delta x + a) - h(x + \Delta x - a)][h(x) - h(x + \Delta x)] dt, \quad (5)$$

где $S = W \cdot T$ называют скользящим интервалом осреднения.

Раскрыв скобки подынтегрального выражения, можно получить:

$$u_x = R(\Delta x + a) - R(\Delta x - a) - R(a) + R(-a). \quad (6)$$

Учитывая симметричность корреляционной функции поля: $R(a) = R(-a)$, запишем:

$$u_x(\Delta x) = R(\Delta x + a) - R(\Delta x - a). \quad (8)$$

Схема коррекции является практически линейной: $u_x \approx K \Delta x$ в ограниченном диапазоне ошибок $\pm \Delta x$.

Боковой канал данной схемы, несмотря на использование перпендикулярного сечения пространственной корреляционной функции, имеет аналогичную работу.

Заключение

Рассмотренный принцип работы является одним из первых появившихся, получив название дифференциального. Существенным недостатком отмечена трудность ликвидации больших начальных отклонений, которого можно избежать при использовании цифровой КЭНС.

К используемым полям предъявляется целый ряд требований: стабильность во времени, возможность измерения собственных параметров с высокой точностью, хорошая изученность и обеспечение возможностью достаточно простого получения эталонных карт и обладание ярко выраженной зависимостью параметров от местоположения.

Тенденцией развития корреляционно-экстремальных методов навигации остаются тактико-технические требования: высокая точность местоопределения, всепогодность, высокое быстродействие, помехозащищенность, габаритно-массовые и стоимостные характеристики и др.

Библиографический список

1. Корреляционно-экстремальные навигационные системы. URL: <https://lektii.org/14-11193.html> (дата обращения: 26.02.2022).
2. Методы фильтрации сигналов в корреляционно-экстремальных системах навигации / В. К. Баклицкий, А. М. Бочкарев, М. П. Мусыков; под ред. В. К. Баклицкого. М.: Радио и связь, 1986. 216 с.
3. Белоглазов И. Н., Джанджсагава Г. И., Чигин Г. П. Основы навигации по геофизическим полм. М.: Наука, 1985. 328 с.
4. Матричные радиометрические корреляционно-экстремальные системы навигации летательных аппаратов / В. И. Антюфеев, В. Н. Быков, А. М. Гричанюк и др. Х.: Щедрая усадьба плюс, 2014. 372 с.

УДК 535.8

Д. Н. Кирichenко*

магистрант, инженер

Б. А. Наседкин*

научный сотрудник

*НИУ ИТМО

КВАНТОВАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ ДЕТЕКТОРА ОДИНОЧНЫХ ФОТОНОВ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ КОГЕРЕНТНЫХ И ФОКОВСКИХ СОСТОЯНИЙ

В работе проведены измерения квантовой эффективности полупроводникового детектора одиночных фотонов на кратных длинах волн с различной статистикой используемого излучения.

Ключевые слова: квантовые коммуникации, атаки на техническую реализацию, ослепление детектора, детектор одиночных фотонов.

D. N. Kirichenko*

Postgraduate Student, Engineer

B. A. Nasedkin*

Researcher Employee

*ITMO University

QUANTUM EFFICIENCY OF A SINGLE PHOTON DETECTOR IN THE MEASUREMENT OF COHERENT AND FOCK STATES

In this paper, measurements of the quantum efficiency of a semiconductor detector of single photons at multiple wavelengths with different statistics of the radiation used are carried out.

Keywords: quantum communications, attacks on technical implementation, detector blinding, single photon detector.

Введение

Квантовая криптография – это область науки и техники, занимающаяся созданием систем распределения между авторизованными пользователями ключей, защищенность которых основывается на законах физики. Но так как это способ защиты информации, актуальными становятся задачи исследования атак на такие системы, этим занимается область квантового взлома. В системах квантового распределения ключа используется множество различных оптических элементов, таких как аттенюаторы, изоляторы, модуляторы, брэгговские решетки и так далее. Их спектральные характеристики значительно меняются при выходе из рабочего диапазона длин волн. В связи с этим актуальным становится возможность реализации атак с использованием длины волны, отличающейся от основной в системе. При использовании кратных длин волн появляется возможность использования эффекта двухфотонного поглощения. Реализация такой атаки может дать толчок развитию этого прикладного направления.

Основная часть

В основе метода лежит эффект двухфотонного поглощения. Для определения квантовой эффективности был выбран полупроводниковый детектор одиночных фотонов ID120 компании ID Quantique с окном восприимчивости в видимом диапазоне. В данном диапазоне были выбраны две точки с различными квантовыми эффективностями. Для определения квантовой эффективности были использованы различные источники излучения, которые можно охарактеризовать как когерентные и фоковые. На рис. 1 приведена упрощенная схема реализованного эксперимента. Для реализации такого эксперимента было выбрано два источника лазерного излучения с длинами волн 532 и 1064 нм.

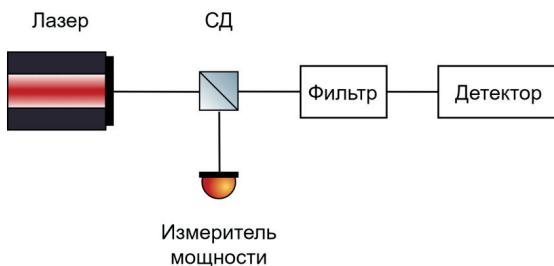


Рис. 1. Упрощенная схема эксперимента. СД – светоделитель

Использование когерентного источника привело к результатам, соответствующим заявленным значениям квантовой эффективности детектора ID120 (с учетом возможных погрешностей измерения). Полученные результаты измерения приведены в табл. 1.

Таблица 1
Результат измерения квантовой эффективности полупроводникового детектора одиночных фотонов на кратных длинах волн

Квантовая эффективность при длине волны 532 нм, %	Квантовая эффективность при длине волны 1064 нм, %
38,89	10,64

Если же направить излучение с определенным числом фотонов на изучаемый детектор одиночных фотонов, полученные отсчеты должны свидетельствовать о реализации эффекта двухфотонного поглощения, в результате которого два фотона инфракрасной части спектра воспринимаются детектором как один фотон из видимой области, энергия которого равна удвоенной энергии фотонов излучения лазера. С целью проведения будущего эксперимента, было проведено математическое моделирование углов разлета фотонов, генерируемых в процессе спонтанного параметрического рассеяния [1]. Пример полученного графика для кристалла иодата лития приведен на рис. 2.

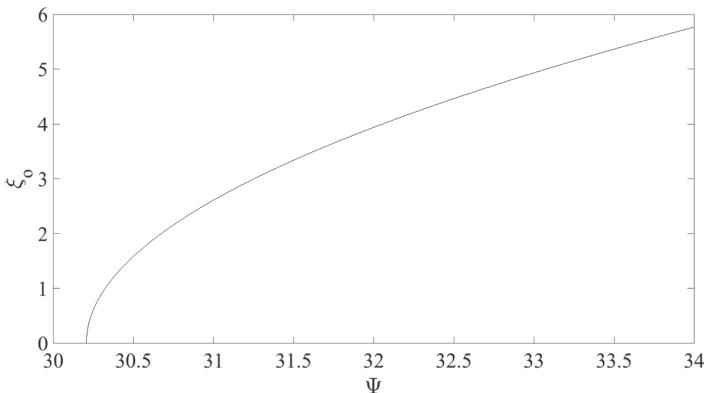


Рис. 2. Зависимость угла разлета генерируемых фотонов от угла падения накачки для кристалла иодата лития

В данном случае интерес представляет коллинеарный случай распространения пары сгенерированных фотонов, который соответствует точке пересечения графика с осью абсцисс. В результате математического моделирования, такие углы были определены для трех нелинейных кристаллов. Результат моделирования представлен в табл. 2.

Таблица 2

Расчетные значения углов для коллинеарного случая спонтанного параметрического рассеяния для трех нелинейных кристаллов

Нелинейный кристалл	Угол падения, град.
BBO	23,6
LiIO ₃	30,3
KDP	41,6

С учетом вероятности излучения пар фотонов квантовая эффективность детектора для такого процесса должна совпасть с квантовой эффективностью детектора для случая детектирования лазерного излучения с удвоенной частотой.

Заключение

Полученные результаты в дальнейшем позволят определить возможность реализации атаки с двухфотонным ослеплением детектора на экспериментальных и коммерческих устройствах квантовой рассылки ключа, исследовать дополнительные уязвимости таких систем, и помогут в разработке превентивных мер защиты реальных устройств.

Библиографический список

1. Клышико Д. Н. Фотоны и нелинейная оптика. М.: Наука, 1980.

УДК 621.396.967, 621.396.969.14, 629.7.05

*B. N. Kovregin**

кандидат технических наук, старший научный сотрудник

*G. M. Kovregina**

кандидат технических наук

*A. S. Murzaev**

аспирант

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

**МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ/ИДЕНТИФИКАЦИИ НЕСКОЛЬКИХ
МАЛОСКОРОСТНЫХ ЦЕЛЕЙ СО СЛОЖНЫМ СПЕКТРОМ
В ИМПУЛЬСНО-ДОПЛЕРОВСКИХ РАДАРАХ
ПРИ ЛЧМ-ИЗЛУЧЕНИЕМ**

Предложенный метод обеспечивает: обнаружение на фоне мешающих отражений малоскоростных целей по фюзеляжной составляющей спектрального портрета; выявление многоцелевой ситуации и идентификацию наблюдаемых параметров сигнала каждой цели; повышение оперативности и информативности сеанса обнаружения в многоцелевой ситуации.

Ключевые слова: импульсно-доплеровский радар, высокая частота повторения импульсов, линейная частотная модуляция несущей волны, сложный спектр цели.

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

*V. N. Kovregin**

PhD Sc. Tech., Senior Researcher

*G. V. Kovregina**

PhD Sc. Tech.

*A. S. Murzaev**

PhD Student

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

**METHOD FOR DETECTION/IDENTIFICATION OF SEVERAL
LOW-SPEED TARGETS WITH A COMPLEX SPECTRUM
IN PULSE-DOPPLER RADARS WITH CHIRP RADIATION**

The proposed method provides: the possibility of detecting a low-velocity target against the background of interfering reflections along the fuselage component of its complex spectral portrait; identification of all observed (in one range resolution element) components of the spectrum of this target, including in case of “false” detections and a multi-target situation.

Keywords: pulse-Doppler radar; high pulse repetition rate; linear frequency modulation of the carrier wave; complex target spectrum.

Для импульсно-доплеровских РЛС актуальна проблема обеспечения оперативного дальнего наблюдения (обнаружения и «захвата») малоскоростных воздушных целей (МВЦ) на фоне мешающих отражений от земли (МО). Спектр сиг-

нала МВЦ – «точечный» или многокомпонентный (сложный) – полностью или частично «перекрываются» спектром МО, что исключает/затрудняет обнаружение МВЦ при излучении с высокой (ВЧП) частотой повторения импульсов (ЧПИ) [1], типичном в задачах дальнего обнаружения. Известны [2], [3] методы, которые обеспечивают наблюдение МВЦ при МО на основе ВЧП с ЛЧМ несущей волны. Но они применимы только при одноцелевой ситуации в главном луче (ГЛ) диаграммы направленности РЛС и «точечном» спектре цели и критичны по количеству пачек импульсов в сеансе наблюдения. Отмечаются тенденции: рост интенсивности/плотности воздушного движения, в том числе над осваиваемыми арктическими территориями, Северным морским путем; расширение парка малоскоростных пилотируемых и беспилотных летательных аппаратов, включая объекты с характерным сложным спектром (с «фюзеляжной» и «вращательными» компонентами). В дальней зоне обзора РЛС даже в «узком» ГЛ можно считать типичной многоцелевую ситуацию, в том числе с присутствием МВЦ со сложным спектром. В этой связи актуальны исследования по развитию и разработке новых методов наблюдения МВЦ для решения вышеуказанной проблемы при более сложной постановке задач – при наблюдении в ГЛ нескольких МВЦ со сложным спектральным портретом. В рамках статьи рассматриваются две МВЦ типа «вертолет», одновременно находящиеся в зоне обзора ГЛ. При этом полагается: дальность МВЦ $R_{min(0)} \in [R_{min(0)} \approx (10...20) \text{ км}; R_{max(0)} \approx (100...150) \text{ км}]$; в РЛС на фоне шумов потенциально обеспечиваются превышения порога обнаружения по всем характерным компонентам спектра МВЦ. Объект исследования: авиационная РЛС на базе АФАР с типовыми (табл. 1) параметрами излучения/приема/обработки сигналов при ВЧП с ЛЧМ.

Таблица 1

Типовые параметры излучения/приема/обработки сигнала

Параметр, обозначение	Значение
Длина волны, λ	$\approx 0,03 \text{ м}$
Период повторения импульсов (ППИ), T_r	$10...15 \text{ мкс}$
Дискретизация ППИ, δT_r	$(1/120...1/240) \text{ мкс}$
Длительность импульса, τ_{ppd}	$(0,5...1), \text{ мкс}$
Временной дискрет дальности в ППИ, δt	$\tau_{ppd} / (1...4), \text{ мкс}$
Коэффициент заполняемости, $(1/Q)$	$\leq 0,1$
Закрытие приемника до/после излучения импульса, t_{cl1}/t_{cl2}	$\approx (0,1/0,1), \text{ мкс}$
Число импульсов в пачке, N_p	$(1024, \dots, 4096)$
Крутизна ЛЧМ, S	$\pm (0; 2, \dots, 14; 16), \text{ кГц/мс}$

Исходно при обнаружении излучается пачка с периодом повторения импульсов (ППИ) $T_{r(0)}$, причем для каждой МВЦ дальность $R_{(0)}$, скорость $V_{R(0)}$ сближения – «слепые» (см. рис. 1):

$$R_{(0)} = 0,5 \text{ с} (r_{k(0)} T_{r(0)} + \tau_{ASD(0)}), \text{ где } \tau_{ASD(0)} \in [0; (\tau_{ppd} + t_{cl1})] \vee [(T_{r(0)} - t_{cl2}); T_{r(0)}[;$$

$$F_{D(0)} \in [0; F_{csb1}] \vee [(F_{r(0)} - F_{csb2}); F_{r(0)}[,$$

где $\tau_{ASD(0)}$ – неоднозначная задержка сигнала (НЗС) в ППИ; $r_k(0) \in [0; r_{max}(0)]$ – индекс ППИ, не превышающий $r_{max}(0)=\text{int}\{2 R_{max}(0)/(c T_r(0))\}$; $\text{int}\{\cdot\}$ – операция взятия целой части (*integer, fix, truncate*); c – скорость радиоволны; $F_{D(0)}=2V_{R(0)}/\lambda$ – фюзеляжная доплеровская частота; λ – длина волны; $F_r(0)=(1/T_r(0))$ – ЧПИ; F_{csb1} и F_{csb2} –ширина спектра МО по боковым лепесткам от наступающих и отступающих участков земли.

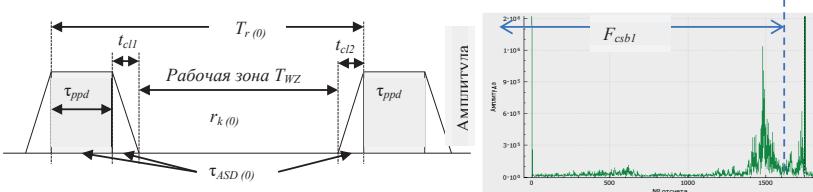


Рис. 1. Слепые зоны: по дальности/НЗС в ППИ;
по скорости/фюзеляжной компоненте спектра

Решается задача: раскрытия слепых скоростей и дальностей; выявления одно – или многоцелевой ситуации в ГЛ; идентификации поличастотных превышений порога/измерений в элементе разрешения (дискрете) дальности, соответствующих сигналу одной МВЦ со сложным спектром.

В одноцелевых методах наблюдения МВЦ [2], [3] раскрытие слепых дальностей при ВЧП традиционное – на основе перебора N_{Tr} пачек с априорно заданными $T_r(k)$, $k=0, \dots, N_{Tr}$, причем $N_{Tr} \geq (5\dots7)$ при дальностях $R_{max}(0)=(60\dots100$ км). При $T_r(k)$ излучаются две ЛЧМ-пачки при инвертируемой крутизне $S_{(i+1)}=(-S_{(i)})$, что в гарантирует наблюдаемость (нахождение вне зон МО) дальности-доплеровской частоты (ДДЧ), связанной с «фюзеляжной» составляющей спектра МВЦ. В [4] предложен подход для «быстрого» раскрытия слепых дальностей на основе аддитивных процедур излучения и редукции неопределенности по дальности в процессе обнаружения. В данной работе применительно к ВЧП с ЛЧМ при многоцелевой ситуации предложен способ раскрытия слепых дальностей и скоростей, совмещенного с дальнометрией целей в сеансе обнаружения. Результаты имитационного моделирования, например, показали, что при сближении МВЦ от 60 км со скоростью 100 м/с и при «стартовом» ППИ 14 мкс из всех сеансов обнаружения с полным раскрытием слепых дальностей: 3,725 % включают три пачки (на малых дальностях); в остальных случаях (96,275 %) – две пачки. На рис. 2 – результаты раскрытия слепых дальностей/скоростей для трех вертолетов на удалениях ≈ 61 км, ≈ 63 км и $\approx 31,5$ км, исходно не обнаруженных из-за их слепых дальностей (см. рис. 1 и 2а). На рис. 2б – соответственно амплитуды сигналов этих МВЦ в зависимости от ДДЧ и НЗС, обнаруженных в разных дискетах дальности при ВЧП с положительной ЛЧМ. На рис. 2в и 2д показаны спектры сигналов МВЦ, смешенные ЛЧМ, и границы зон режекции МО. Из рис. 2б видно, что многоцелевая ситуация при дистанцированных целях легко выявляется. При меньшей разнице их дальностей, до расстояния, кратного ППИ – только при приращениях ППИ, превыша-

ующих длительность элемента разрешения НЗС в ППИ. В других случаях сигналы наблюдаются в одном дисcrete дальности при смешивании их спектров (рис. 2d).

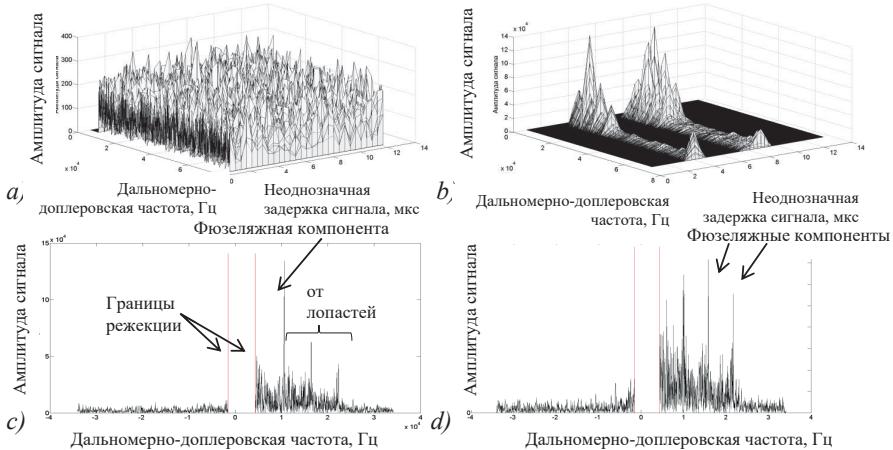


Рис. 2. Результаты раскрытия слепых дальностей/скоростей и спектры МВЦ

При поличастотной ситуации в рамках дисcrete дальности идентификация ДДЧ цели выполняется на основе модификации известного способа [5], предполагающего излучение после обнаружения еще двух ЛЧМ-пачек с разной крутизной.

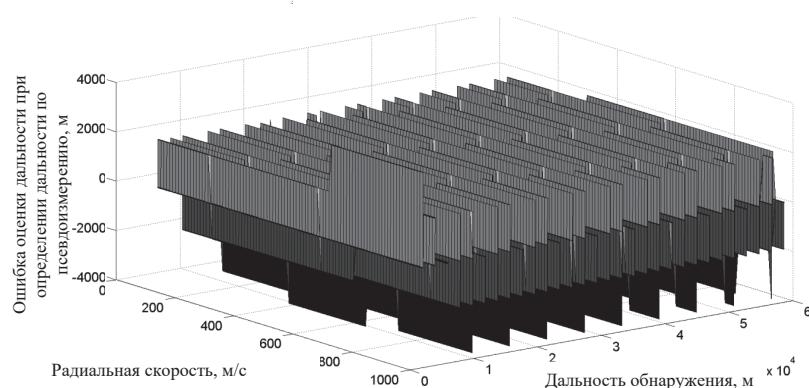


Рис. 3. Ошибки оценок дальности в зависимости от дальности цели и скорости сближения

При обнаружении реализуется дальномерия с использованием реального измерения и «квазизмерений» НЗС, по параметрам слепой зоны (см. рис. 1).

Процедуры определения дальности практически аналогичны процедурам при захвате [3] – при замене прогнозной оценки по измерению НЗС на квазизменение. На рис. 3 показаны ошибки по дальности в зависимости от дальности и скорости, где ошибки, меньше дальности, кратной 1, 2, и 3 ППИ, составляют соответственно $\approx 47,125\%$, $\approx 49,63\%$ и около 3,3 %. Кроме того, в многоцелевой ситуации на основе отношений «разность измерений НЗС/приращение ППИ», определяется разница дальностей целей.

Таким образом, метод позволяет повысить оперативность, функциональность и информативность РЛС на этапе обнаружения МВЦ со сложным спектром в многоцелевой ситуации.

Библиографический список

1. *Верба В. С.* Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Принципы построения, проблемы разработки и особенности функционирования. М.: Радиотехника, 2014. 528 с.
2. *Коврегин В. Н., Коврегина Г. М.* Патент на изобретение RU 2 697 509 C2, МПК G01S 13/08 (2006/02). Способ обнаружения, измерения дальности и скорости низколетящей малоскоростной цели в импульсно-доплеровских радиолокационных станциях при высокой частоте повторения и инвертируемой линейной частотной модуляции; приор. 25.05.2017; заявитель и патентообладатель Российская Федерация, опубл. 15.08.2019. Бюл. № 23.
3. *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).
4. *Коврегин В. Н., Коврегина Г. М.* Адаптивный подход для быстрого раскрытия слепых дальностей при обнаружении воздушного объекта в бортовых импульсно-доплеровских радарах // Сборник докладов 2-й международной научной конф. Аэрокосмическое приборостроение и эксплуатационные технологии-2022. СПб.: ГУАП, 2022. С. 79–83.
5. *Коврегин В. Н., Коврегина Г. М.* Адаптивно-робастная идентификация и фильтрация бинарных наблюдений нескольких целей // Сб. докладов XII международной научно-техн. конф. Радиолокация, навигация и связь 2006. Т. 3. С. 1480–1484.

УДК 004.932

*A. S. Кошкаров**

кандидат технических наук, доцент

*Д. Д. Гулий**

студент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ПОДХОД К СЕГМЕНТАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ МАЛЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ НА ВИДЕОКАДРЕ

Исследованы способы обработки кадра изображения видеопотока для обнаружения малого беспилотного летательного аппарата. Рассчитаны дальности обнаружения при использовании критерия Джонсона. Показаны предпочтительные способы сегментации изображения квадрокоптера на сложном фоне при использовании видеокамер низкого разрешения.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, квадрокоптер, видеонаблюдение, аэропорт, обнаружение, компьютерное зрение.

*D. D. Guliy**

Student

*A. S. Koshkarov**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

AN APPROACH TO SEGMENTATION OF SMALL UNMANNED AERIAL VEHICLE IMAGES ON A VIDEO FRAM

The methods of video stream image frame processing for small unmanned aerial vehicle detection are investigated. Detection ranges using the Johnson criterion are calculated. Preferred ways of quadcopter image segmentation on a complex background using low resolution video cameras are shown.

Keywords: unmanned aerial vehicle, quadcopter, video surveillance, airport, detection, computer vision.

Введение

Массовая доступность современных высокотехнологических квадрокоптеров и снижение стоимости их производства естественно увеличило и количество случаев нарушения защитных зон аэропортов. Именно поэтому актуальной становится задача разработки программных средств, позволяющих оперативно обнаружить дрон-нарушитель и подать сигнал о возможном нарушении воздушного движения [1]–[3].

Анализ возможности обнаружения и распознавания малого БПЛА

Рассмотрим БПЛА типа коптер, который обладает пластмассовым корпусом, линейные размеры не превышают 0,5 м, высота полета не более 1 км, дальность полета не более 3 км, постоянное управление оператором.

При распознавании малого БПЛА на изображения штатных систем видеонаблюдения целесообразно воспользоваться критерием Джонсона [4], [5]. Так, идентификация действий БПЛА предпринимается человеком оператором, то выбранный критерий, учитывающий особенности зрительного восприятия, является рациональным. Согласно выбранному критерию для того, чтобы провести распознавание объекта, необходимо чтобы занимал определенное линейное количество пикселей, при этом чем больше пикселей занимает объект, тем точнее распознавание. При этом обратная ситуация сужает распознавание объекта просто до наличия точки на экране. Для определения количества пикселей, которые занимает на одном кадре введенный нами выше малого БПЛА, рассмотрим геометрические соотношения в сцене наблюдения (рис. 1).

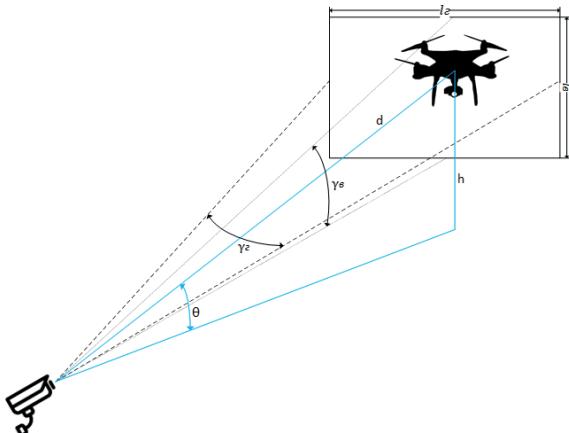


Рис. 1. Основные геометрические соотношения и общий принцип работы системы видеонаблюдения при обнаружении мини БПЛА

На схеме приняты следующие обозначения: θ – угол места объекта с камеры; γ_v, γ_g – вертикальный и горизонтальный углы зрения камеры; d – дальности от объекта до камеры; l_v, l_g – вертикальный и горизонтальный размер зоны видимости камеры; h – высота полета объекта.

Зная примерные линейные размеры коптера, количество пикселей, занимаемых объектом на экране, имеется возможным посчитать дальность до объекта.

Формула для расчета количества наблюдаемых пикселей:

$$n = \frac{2 \cdot N_e \cdot \operatorname{arctg}(l_e^{ob} / d)}{\gamma_e}, \quad (1)$$

где l_e^{ob} – линейный размер объекта по горизонтали; N_e – горизонтальное разрешение камеры.

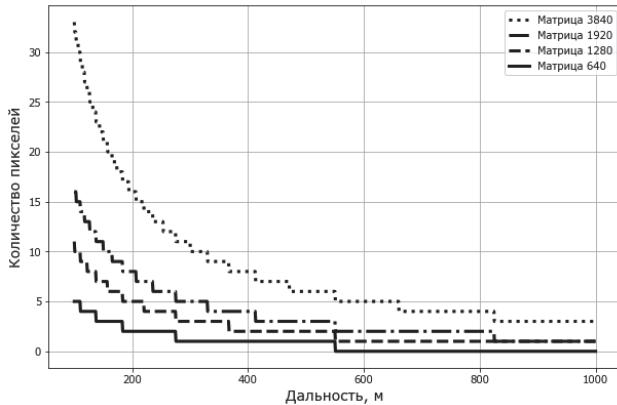


Рис. 2. Графики наблюдаемого количества пикселей в зависимости от дальности для матриц различного разрешения

Для определения количества пикселей в плоскости изображения были рассмотрены несколько типовых размеров матричных фотоприемников, используемых в штатных системах видеонаблюдения (рис. 2). Проанализировав полученные графики, можно сделать вывод, что для системы видеонаблюдения со стандартными параметрами видеокамер, рассмотренных в данном пункте, рациональной дистанцией обнаружения будет до 400 м.

Выбор способа сегментации изображения малого БПЛА в кадре видеопотока

Вторым этапом обработки изображений малого БПЛА становится сегментация. При качественной сегментации возможно устойчивый захват и слежение за квадрокоптером. В работе исследовались 2 способа сегментации: метод *K*-ближайших соседей (*KNN*) и метод модели Гауссовой смеси (*MOG*).

Метод *k*-nearest neighbors (*k*-NN) – это непараметрический метод контролируемого обучения, впервые разработанный Э. Фикс и Д. Ходжесом в 1951 году. Он используется для классификации и регрессии. В обоих случаях входные данные состоят из *k* ближайших обучающих примеров в наборе данных [6]. Как для классификации, так и для регрессии, полезной техникой может быть присвоение весов вкладам соседей, так что ближайшие соседи вносят больший вклад в среднее значение, чем более удаленные. Например, распространенная схема взвешивания состоит в том, что каждому соседу присваивается вес $1/d$, где d – расстояние до соседа, что является удобным для выделения локальной области на изображении. Для каждого класса j определяется оценка близости:

$$Q_j = \sum_{i=1}^n \frac{1}{d(x, a_i)^2}, \quad (2)$$

входящий видеопоток покадрово проходит пороговую обработку с использованием шкалы серого. Таким образом, случайные блики и движения не учитываются, поскольку классифицируются как общий фон. Результат обработки кадра исходного видеопотока с камеры наблюдения показан на рис. 3б.

Метод *Mixture of Gaussian (MOG)* сравнивает 3 параметра для каждого пикселя: отклонение, интенсивность шкалы серого цвета и вес. С каждым кадром алгоритм *MOG* обновляет параметры для каждого пикселя, сравнивает параметры с предыдущими значениями. Метод адаптивен, алгоритм учитывает историю предыдущих N кадров, определяемых оператором. В обработке изображений традиционные модели сегментации изображений часто присваивают одному пикселию одно значение цвета. При нечеткой или мягкой сегментации любой цвет может иметь определенное «право собственности» на любой отдельный пиксель. Вероятность того, что определенный пиксель имеет значение x_N в момент времени N , может быть записана в виде [7]:

$$p(x_N) = \sum_{j=1}^K w_j \eta(x_N; \theta_j), \quad (3)$$

где w_j – вес гауссовского компонента j , $\eta(x; \theta_j)$ – нормальное распределение, которое можно представить в виде:

$$\eta(x_N; \theta_k) = \eta(x; \mu_k, \Sigma_K) = \frac{1}{(2\pi)^{\frac{D}{2}} |\Sigma_K|^{\frac{1}{2}}} e^{-\frac{1}{2}(x-\mu_k)^T \Sigma_K^{-1}(x-\mu_k)}, \quad (4)$$

где μ_k – среднее значение; $\Sigma_K = \sigma_k^2 I$ – ковариация компонента K .

Результат обработки кадра исходного видеопотока с камеры наблюдения показан на рис. 3в.



Рис. 3. Сравнение методов вычитания фона: а – оригинальное изображение; б – метод k -NN; в – метод *MOG2*

Заключение

Сравнивая два этих метода, стоит отметить, что использование метода k -*NN* позволяет избежать лишних вычислений. Случайные выбросы, такие как

блики, приравниваются к фону. Таким образом, k -NN является менее чувствительным алгоритмом, но в то же время, избавляет от возникновения случайных помех. Метод MOG более чувствителен к любым изменениям, так как хранит историю нескольких кадров, а пиксели сравнивает по 3 параметрам, что не только повышает точность, но и создает лишние шумы.

Таким образом, для видеопотока среднего качества в качестве возможно обнаружение малого БПЛА на расстояниях около 400 м и сегментация его изображения с целью дальнейшего слежения за траекторией полета.

Библиографический список

1. Концепция интеграции беспилотных воздушных судов в единое воздушное пространство Российской Федерации (утверждена ППРФ от 5 октября 2021 г. № 2806-р).
2. Фокин М. С., Рязанов Н. С. Актуальные проблемы уголовно-правовой регламентации противоправного использования беспилотных мобильных средств // Актуальные проблемы российского права. 2018. № 1 (86). С. 103–109.
3. Алешин Б. С., Суханов В. Л., Шибаев В. М. Обеспечение безопасности полетов беспилотных авиационных систем в едином воздушном пространстве // Ученые записки ЦАГИ. 2011. № 6. С. 73–83.
4. Горшина И. П. Компьютерное моделирование оптико-электронных систем первичной обработки информации. М.: Университетская книга; Логос, 2009. 248 с.
5. Методика вероятностного анализа процесса наблюдения в цифровых телевизионных системах видимого диапазона / А. Л. Воробьев, Ю. П. Журик, А. М. Краснов, С. Н. Шашков // Труды МАИ. 2011. № 49. 29 с
6. Уткин Л. В. Машинное обучение (Machine Learning) Метрические методы классификации и регрессии. URL: https://levutkin.github.io/files/Machine_Learning_LTU_2.pdf (дата обращения: 15.03.2022).
7. An Improved Adaptive Background Mixture Model for Realtime Tracking with Shadow Detection. Proceedings of 2nd European Workshop on Advanced Video-Based Surveillance Systems; September 4, 2001; London, U. K. 10. 1007/978-1-4615-0913-4_11.

УДК 528.8.042

*A. С. Кошкаров**

кандидат технических наук, доцент

*I. В. Савельева**

студент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ МОНИТОРИНГА ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧ С ПОМОЩЬЮ СРЕДСТВ ВОЗДУШНОГО ЛИДАРНОГО СКАНИРОВАНИЯ

Рассмотрена задача мониторинга высоковольтных протяженных линий электропередач (ЛЭП) с помощью беспилотного летательного аппарата (БПЛА), оснащенного лидаром. Рассмотрены рациональные способы построения сканирующей системы лидара, выбран способ построения на основе призм Рисли. Исследована возможность получения избыточной информации при сканировании за счет выбора параметров вращения призм.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, лидар, обнаружение, сканирующая система, мониторинг.

*A. S. Koshkarov**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*I. V. Saveleva**

Student

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ASSESSMENT OF THE POSSIBILITY OF MONITORING POWERLINES USING AIRBORNE LIDAR SCANNING TOOLS

The problem of monitoring high-voltage extended powerline lines with the help of UAV equipped with lidar has been considered. Rational ways of building a lidar scanning system have been studied, a method of construction based on Risley prism has been chosen. The possibility of obtaining redundant information during scanning by selecting prism rotation parameters has been investigated.

Keywords: unmanned aerial vehicle, lidar, detecting, scanning system, monitoring.

Введение

Целью развития электроэнергетики РФ является, с одной стороны, максимальное содействие социально-экономическому развитию страны, а с другой – укрепление и сохранение позиций РФ как крупного поставщика электроэнергии на мировой рынок. Для этого постоянно проводится развитие единой сети высоковольтных ЛЭП в Сибири и Дальнем Востоке [1].

Особенностью электроэнергетики является раздробленность на изолированные энергосистемы и обособленность энергетики отдельных макрорегионов от Единой энергосистемы. По плану ожидается, что до 2025 года в эксплуатацию войдет: 14 850 км линий электропередач. Устойчивость энергетической системы, проявляется в ее бесперебойной работе, которая определяется комплексом мероприятий по поддержанию исправного состояния ЛЭП. Одним из

важнейших, среди которых является профилактическое обслуживание и мониторинг их состояния.

Анализ возможности использования воздушного лидарного сканирования

Диагностика ЛЭП очень важный элемент в управлении электросетевым хозяйством. Без систематизированных данных о нарушениях в работе воздушных линий электропередачи электросетевой комплекс уязвим [2] (рис. 1).



Рис. 1. Характерные неисправности на ЛЭП

Техническое обслуживание воздушных линий (ВЛ) включает проведение осмотров (различных видов), выполнение профилактических проверок и измерений, устранение мелких неисправностей. Бригада обходчиков с помощью традиционной методики осматривает 5 км ВЛ в день, без учета времени, необходимого для подготовки отчета. При этом определяется ограниченный перечень дефектов, на результаты сильно влияет человеческий фактор, отсутствуют данные объективного контроля. Обследование высоковольтных линий электропередач и электростанций с применением БПЛА или роботизированных систем – это инновационное решение, которое сегодня актуально во всем мире.

Как показали испытания, одним из основных достоинств применения БПЛА является сокращение сроков осмотра объектов сетевого хозяйства. Так, осмотр 175 км ВЛ с использованием БПЛА производится за 2,5–3 часа. [3]. Обслуживание элементов сетевой инфраструктуры посредством БПЛА позволяет оперативно обнаружить повреждения и предотвратить аварийное отключение ЛЭП. Как правило, осмотр одной высоковольтной линии, расположенной в труднодоступной местности, требует несколько дней. Если использовать дрон, время диагностики можно существенно сократить. Кроме того, этот метод преосходит все альтернативные способы с применением наземной техники и малой авиации, благодаря ряду других преимуществ:

- устранение рисков производственного травматизма и облегчение труда обслуживающего персонала;
- высокая точность результатов и большой объем данных, позволяющий принимать ряд решений: о продолжении эксплуатации ВЛ, формировании журнала дефектов, планирование ремонта или реконструкции;
- возможность обследовать труднопроходимые участки;
- значительная экономия затрат на выполнение работ.

Выбор способа построения сканирующей системы бортового лидара

Лидар (LIDAR – англ. Light Detection and Ranging – световое обнаружение и определение дальности) – технология получения и обработки информации об удаленных объектах с помощью оптических систем.

Область применения лидаров как средств дистанционного зондирования все более расширяется. В 1960-х годах были начаты исследования атмосферы с помощью лидаров. Немного позднее лидары стали устанавливать на борту самолетов и вертолетов, а с начала 1970-х годов на борту космических летательных аппаратов. В настоящее время разработаны компактные лидары, которые используются в системах автономного вождения автомобилей и БПЛА. Бортовые лидары используются для исследования атмосферы и облаков, параметров водных поверхностей, измерения глубины водоемов, изучения флюoresценции, возникающей под воздействием лазерного излучения в водной среде. Принцип их работы заключается в сканировании изучаемого объекта и регистрации отраженных сигналов. Получаемое облако отраженных точек от объекта позволяет его оценивать. Для решения нашей задачи ключевым является выбор способа сканирования воздушной линии ЛЭП. Сканирование может быть односторонним или двунаправленным. Типичные схемы сканирования, используемые для аэрофотосъемки, показаны на рис. 2.

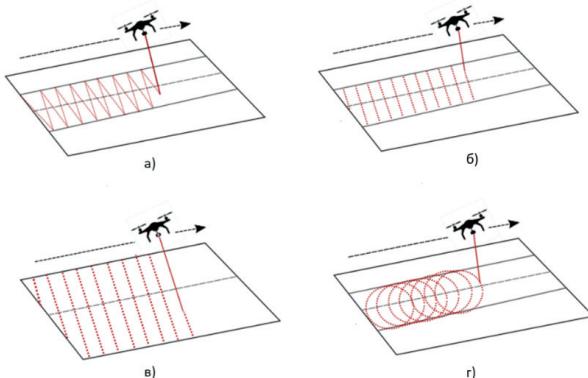


Рис. 2. Различные схемы сканирования: а – схема, созданная осциллирующим зеркалом; б – схема, созданная вращающимся полигональным зеркалом; в – схема, созданная вращающимся зеркалом; г – схема, созданная вращающимися призмами

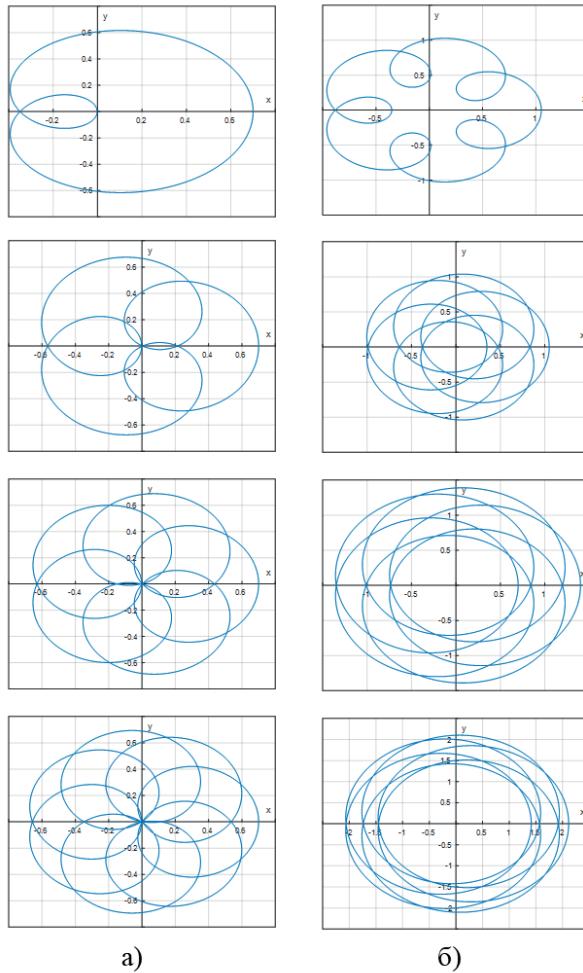


Рис. 3. След неподвижного сканера на основе призм Рисли для получения избыточности облака сканируемых точек

Сканирующие системы с полигональными зеркалами или MEMS зеркалами, которые обеспечивают растровое сканирование (равномерное с постоянной скоростью) показаны на рис. 2б и 2в. Отрицательным моментом систем с полигональными зеркалами является то, что часть импульсов лазера не покидает пределов инструмента, теряясь при определенной ориентации каждой грани.

Последнюю особенность не содержат в себе системы с колеблющимися зеркала, которые обычно производят двунаправленное сканирование по зигзагообразной линии (рис. 2а). Вращающиеся призмы создают эллиптический рисунок (рис. 2г). Благодаря такому сканированию большинство точек измерения на земле сканируются несколько раз. Избыточная информация о сканировании на одном и том же участке земли может быть выгодно использована для калибровки сканера и системы ориентации в отношении угла наклона. Таким образом, для решения нашей задачи использование преимущества избыточной информации является рациональным.

Сделав сравнение вдоль каждого из двух столбцов, можно увидеть, что по мере увеличения скорости сканирования (рис. 3, столбец а) и углов расположения (рис. 3, столбец б) петли пересекаются все больше и больше. Благодаря такому сканированию большинство точек измерения на земле сканируются несколько раз. Это позволяет проводить мониторинг тонких и близко расположенных объектов, какими являются воздушные линии ЛЭП.

Библиографический список

1. Энергетическая стратегия России на период до 2030 г.: Распоряжение Правительства РФ от 13 ноября 2009 г. № 1715-р // Собрание законодательства Российской Федерации. 2009.
2. РД 34.20.504-94. Типовая инструкция по эксплуатации воздушных линий электропередачи напряжением 35–800 Кв: Утверждено Департаментом электрических сетей РАО «ЕЭС России» 19 сентября 1994 г.: введен впервые: дата введения 1 января 1996 г. М.: НЦ ЭНАС. 2003. 133 с.
3. Специалисты «Липецкэнерго» продемонстрировали беспилотные технологии для решения задач энергетики.2021. URL: https://lipetsktime.ru/news/society/spetsialisty_lipetskenergo_prodemonstrirovali_bespilotnye_tekhnologii_dlya_resheniya_zadach_energetiki/ (дата обращения: 21.02.2022).

УДК 621.317.39.084.2

*B. V. Кравченко**

соискатель

*A. Ф. Крячко**

доктор технических наук, профессор

*A. В. Прусов**

кандидат технических наук, старший научный сотрудник

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

МОДЕЛЬ ИЗМЕРЕНИЯ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ГАЗОВ НА ОСНОВЕ ГЕНЕРАТОРОВ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМИ ОТРЕЗКАМИ КОАКСИАЛЬНЫХ И ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ

Рассмотрены вопросы измерения относительной диэлектрической проницаемости газов в дециметровом и сантиметровом диапазоне длин волн с помощью генераторов с короткозамкнутыми коаксиальными отрезками линий, заполняемых измеряемыми газами. Приведено сравнение решения трансцендентного уравнения относительно диэлектрической проницаемости газов с аналитическим решением.

Ключевые слова: измерение относительной диэлектрической проницаемости газов, генераторы дециметрового диапазона.

*V. V. Kravchenko**

Applicant

*A. F. Kryachko**

Dr. Sc. Tech., Professor

*A. V. Prusov**

PhD Sc. Tech., Senior Researcher

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

A MODEL FOR MEASURING THE RELATIVE PERMETIVITY OF GASES ON THE BASIS OF GENERATORS WITH SHORT CIRCUIT COAXIAL AND STRIPE LINES

The problems of measuring the relative permittivity of gases in the decimeter and centimeter wavelength ranges using generators with short-circuited coaxial line segments filled with measured gases are considered. The solution of the transcendental equation for the permittivity of gases is compared with the analytical solution.

Keywords: measurement of the relative permittivity of gases, decimeter range generators.

Классическая модель измерения относительной диэлектрической проницаемости газов на основе генератора с подключенным на его выходе «черным ящиком», роль которого будет выполнять резонатор с заполнением исследуемым газом и измерением АЧХ резонатора при изменении частоты генератора не работает в диапазоне от середины дециметрового диапазона до конца санти-

метрового диапазона длин волн, так как отсутствуют высокочастотные средства измерения АЧХ резонаторов.

Таким образом, необходимо разработать новую модель измерения относительной диэлектрической проницаемости ϵ газов, лишенную указанного недостатка.

Рассмотрим модель измерения ϵ газов на основе метода генерации частоты транзисторными генераторами с измерительными отрезками коаксиальных линий при их заполнении измеряемыми газами.

Сделаем следующие допущения:

- схема генератора дециметровых волн представляет собой классическую емкостную трехточку с включением короткозамкнутого отрезка коаксиальной линии между базой и коллектором транзистора [1];

- короткозамкнутые отрезки коаксиальных линий не предполагают наличия короткозамыкающих поршней и имеют длину менее четверти длины волны;

- потерями в исследуемых газах пренебрегаем в силу их малости в заданном объеме пространства.

Известно [2], что для коаксиальной линии с диаметром D внешнего токонесущего проводника и диаметром d внутреннего токонесущего проводника и длиной отрезка l_r входное сопротивление линии без потерь (ввиду небольшой длины) равно

$$Z_{ex} = Z_0 \frac{Z_h \cos \beta \cdot l + j Z_0 \sin \beta \cdot l}{Z_0 \cos \beta \cdot l + j Z_2 \sin \beta \cdot l},$$

где Z_h – сопротивление нагрузки линии, волновое сопротивление; $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \cdot 138 \lg \frac{D}{d}$; μ – относительная магнитная проницаемость линии.

Практически для всех исследуемых газов, заполняющих короткозамкнутый отрезок коаксиальной линии $\mu=1$. Тогда для этого отрезка $Z_0 = \frac{138 \lg \frac{D}{d}}{\sqrt{\epsilon}}$;

$$Z_{ex} = j \cdot Z_0 \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot l_r.$$

Рассмотрим колебательную систему генератора в виде короткозамкнутого отрезка коаксиальной линии с емкостью C_0 транзистора и монтажной емкости на его входе.

При настройке такой колебательной системы в резонанс ее полное реактивное сопротивление должно быть $X_{bx}+X_c=0$, где $X_{ex}=Z_0 \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot l_r$;

$$X_c = -\frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_0}.$$

Отсюда следует, что $\frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_0} = Z_0 \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot l_r$. Подставляя в это уравнение значения волнового сопротивления Z_0 и волнового числа β , имеем:

$$\frac{\sqrt{\epsilon}}{2\pi \cdot f \cdot C_0 \cdot 138 \lg \frac{D}{d}} = \operatorname{tg} \left(\frac{2\pi \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon}}{c} \cdot l_r \right). \quad (1)$$

где c – скорость электромагнитных волн в вакууме.

Видно, что уравнение (1) является трансцендентным и корень этого уравнения, то есть значение ϵ исследуемого газа найти аналитическим путем не удается.

Задаваясь значениями частоты генератора f , емкостью C_0 , значением $Z_0 = 138 \lg \frac{D}{d}$ для случая вакуумного заполнения короткозамкнутого отрезка, находим длину этого отрезка l_r , решая уравнение (1) методом последовательных приближений.

После этого методом последовательных приближений (наиболее трудоемким, но более точным, чем графический метод) находим уже для определенного значения длины l_r значение ϵ газа, заполняющего отрезок коаксиальной линии, задаваясь значением частоты генератора.

Теперь попробуем модернизировать уравнение (1), превратив его в уравнение, решаемое аналитическим методом с некоторой ошибкой в корнях уравнения. Запишем это модернизированное уравнение в виде:

$$\frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_0 \cdot 138 \lg \frac{D}{d}} = \operatorname{tg} \left(\frac{2\pi \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon}}{c} \cdot l_r \right),$$

отсюда

$$\operatorname{Arctg} \left(\frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_0 \cdot 138 \lg \frac{D}{d}} \right) = \frac{2\pi \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon}}{c} \cdot l_r,$$

тогда

$$\epsilon = \left[\frac{c}{2\pi \cdot f \cdot l_r} \operatorname{Arctg} \left(\frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_0 \cdot 138 \lg \frac{D}{d}} \right) \right]^2. \quad (2)$$

$\operatorname{Arctg}(X) = \operatorname{arctg}(X) + n \cdot \pi$ – функция многозначная, поэтому выбирается то значение натурального числа n , при котором значение $\operatorname{Arctg}(X)$ позволяет получить значение ϵ , лежащее в интервале $1 < \epsilon < 1,1$, что характерно для исследуемых газов.

Проведенные исследования показали, что корни уравнения (2) отличаются от корней уравнения (1) в меньшую сторону на величину погрешности менее 0,025 % при генераторе, работающем в дециметровом или в начале сантиметровом диапазоне.

вого диапазона. Поэтому для исследуемых газов определение значения ϵ газов следует проверить, решая уравнение (2).

Из полученного уравнения (2) следует, что значения ϵ исследуемых газов зависят от частоты генератора нелинейно, а также определяются конструкцией колебательной системы генератора и длиной короткозамкнутого отрезка коаксиальной линии. При этом видно, что скорость распространения волны в колебательной системе генератора принята за значение скорости волны в вакууме, что позволяет с погрешностью менее 0,025 % получать аналитическое решение уравнение (2).

Полученное уравнение (2) позволяет создать модели устройств для изменения зависимости ϵ газов от давления p и от температуры T .

Рассмотрим модель устройства измерения $\epsilon(p)$ газов и приведем его схему электрическую структурную (рис. 1).

В режиме калибровки при $T=293$ К генераторы измерительный и эталонный заполнены техническим вакуумом с $\epsilon_0=1$. По частотомеру 1 пусть частота эталонного генератора $f_0=350$ МГц.

Длина резонатора измерительного генератора при $\epsilon_0=1$:

$$l_{e_1} = \frac{10^4 \cdot c}{2\pi f_1} \operatorname{arctg} \frac{5,3 \cdot 10^4 \cdot c}{f_1 C_o \cdot 138 \lg \frac{D}{d}}.$$

Пусть частота при калибровке измерительного генератора (устанавливается по частотомеру 1) равна $f_1=351$ МГц. Тогда $\Delta f_0=f_1-f_0=1$ МГц.

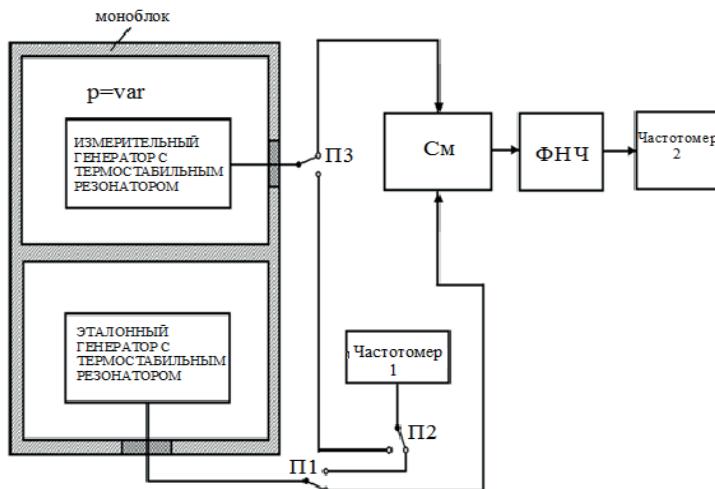


Рис. 1. Устройство измерения $\epsilon(p)$ газов. Схема электрическая структурная

При заполнении резонатора измерительного генератора газом с $\epsilon(p)$ при фиксированной температуре $T=\text{const}$

$$l_{r2} = \frac{10^4 \cdot c}{2\pi f_2} \arctg \frac{5,3 \cdot 10^{14} \cdot c \cdot \sqrt{\epsilon(p)}}{f_2 C_o \cdot 138 \cdot \lg \frac{D}{d}}.$$

При применении термостабильного резонатора [3] при изменении давления и при различных фиксированных температурах $l_{r1}=l_{r2}=l_r$.

Тогда

$$\frac{2\pi f_1 l_r}{10^4 \cdot c} = \arctg \frac{5,3 \cdot 10^{14} \cdot c}{f_1 \cdot C_o \cdot 138 \lg \frac{D}{d}}.$$

Так как $\Delta f_o = 1 \text{ МГц} = f_1 - f_o$, то $f_1 = \Delta f_o + f_o = 351 \text{ МГц}$.

$$\frac{2\pi(\Delta f_o + f_o) \cdot l_r}{10^4 \cdot c} = \arctg \frac{5,3 \cdot 10^{14} \cdot c}{(\Delta f_o + f_o) \cdot C_o \cdot 138 \lg \frac{D}{d}}.$$

При заполнении газом с $\epsilon(p)$ частота измерительного генератора

$$f_2 = f_1 + \Delta f_u = \Delta f_o + f_o + \Delta f_u,$$

где Δf_u – показания второго частотомера.

Тогда

$$\frac{2\pi(\Delta f_o + f_o + \Delta f_u) \cdot l_r}{10^4 \cdot c} = \arctg \frac{5,3 \cdot 10^{14} \cdot c \cdot \sqrt{\epsilon(p)}}{(\Delta f_o + f_o + \Delta f_u) \cdot C_o \cdot 138 \lg \frac{D}{d}}.$$

Так как при заполнении резонатора измерительного генератора измеряемым газом с $\epsilon(p)$ длина резонатора l_r не меняется, то

$$\begin{aligned} & \frac{1}{\Delta f_o + f_o} \arctg \frac{5,3 \cdot 10^{14} \cdot c}{(\Delta f_o + f_o) \cdot C_o \cdot 138 \lg \frac{D}{d}} = \\ & = \frac{1}{\Delta f_o + f_o + \Delta f_u} \arctg \frac{5,3 \cdot 10^{14} \cdot c \cdot \sqrt{\epsilon(p)}}{(\Delta f_o + f_o + \Delta f_u) \cdot C_o \cdot 138 \lg \frac{D}{d}}. \end{aligned}$$

Отсюда имеем:

$$\arctg \frac{5,3 \cdot 10^{14} \cdot c \cdot \sqrt{\epsilon(p)}}{(\Delta f_o + f_o + \Delta f_u) \cdot C_o \cdot 138 \lg \frac{D}{d}} = \frac{(\Delta f_o + f_o + \Delta f_u)}{\Delta f_o + f_o} \arctg \frac{5,3 \cdot 10^{14} \cdot c}{(\Delta f_o + f_o) \cdot C_o \cdot 138 \lg \frac{D}{d}}.$$

После несложных преобразований получим:

$$\varepsilon(p) = \left\{ \begin{array}{c} \frac{(\Delta f_o + f_o + \Delta f_u) \cdot C_o \cdot 138 \lg \frac{D}{d}}{5,3 \cdot 10^{14} \cdot c} \times \\ \times \operatorname{tg} \left[\left(\frac{(\Delta f_o + f_o + \Delta f_u)}{\Delta f_o + f_o} \right) \operatorname{arctg} \frac{5,3 \cdot 10^{14} \cdot c}{(\Delta f_o + f_o) \cdot C_o \cdot 138 \lg \frac{D}{d}} \right] \end{array} \right\}^2. \quad (3)$$

В заключение отметим, что модель измерения относительной диэлектрической проницаемости газов на основе генераторов с короткозамкнутыми отрезками коаксиальных линий позволяет измерять ε газов в дециметровом и сантиметровом диапазоне длин волн и может быть распространена на модель на основе генераторов с короткозамкнутыми отрезками симметричных полосковых линий с заменой в уравнениях значений волновых сопротивлений коаксиальной линии на волновое сопротивление симметричной полосковой линии.

Библиографический список

1. Пахлавян А. Н. Радиопередающие устройства. М.: Связь, 1967.
2. Зернов Н. В., Карпов В. Г. Теория радиотехнических цепей. Л.: Энергия, 1972.
3. Кравченко В. В., Крячко А. Ф., Прусов А. В. Термостабильный резонатор. Патент РФ на полезную модель № 192872. 03.10.2019. Бюл. № 28.

УДК 621.317.39.084.2

*B. V. Кравченко**

соискатель

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

**МЕТОДИКА РАСЧЕТА ВЛИЯНИЯ ВЛАЖНОСТИ
НА ОТНОСИТЕЛЬНУЮ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКУЮ
ПРОНИЦАЕМОСТЬ ВОЗДУХА**

Созданная методика учета влияния влажности на относительную диэлектрическую проницаемость позволяет определять значения относительной диэлектрической проницаемости атмосферного воздуха в важной для радиотехники области переменных электрических полей в дециметровом и сантиметровом диапазоне длин волн.

Ключевые слова: влажный воздух, частотная зависимость относительной диэлектрической проницаемости.

*V. V. Kravchenko**

Applicant

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

**METHOD FOR CALCULATING THE EFFECT OF HUMIDITY
ON THE RELATIVE PERMITTIVITY OF AIR**

The developed method for taking into account the influence of humidity on the relative permittivity makes it possible to determine the values of the relative permittivity of atmospheric air in the region of alternating electric fields in the decimeter and centimeter wavelength range, which is important for radio engineering.

Keywords: wet air, frequency dependence of the relative permittivity.

Атмосферный воздух представляет собой в основном смесь неполярных газов кислорода (примерно 21 %), азота (примерно 78–79 %) и малого количества других газов и пыли, а также полярного газа – водяного пара. Водяной пар присутствует в атмосфере всегда даже при отрицательных цельсийских температурах воздуха.

Рассмотрим методику расчета относительной диэлектрической проницаемости такой смеси неполярных и полярных газов как атмосферный влажный воздух при относительной влажности $m\%$.

Во-первых, определим температурную зависимость концентрации азота, кислорода или водяного пара в см^3 для стандартного атмосферного давления $p=10^5 \text{ Па}$ при различных температурах.

Во-вторых, введем обозначения:

α_a – электронная поляризуемость смещения молекулы азота;

α_k – электронная поляризуемость смещения молекулы кислорода;

α_v – электронная поляризуемость смещения молекулы водяного пара;

$n(T)$ – число молекул (концентрация азота, кислорода или водяного пара)

в 1 см^3 .

Для $T=273$ К и $p=10^5$ Па $n=2,65 \cdot 10^{19}$ 1/см³; $\mu_{\text{об}}=1,84 \cdot 10^{-18}$ CGSE – дипольный момент молекулы полярного газа – водяного пара; $\Theta_{\text{в}}$ – доля молекул водяного пара в смеси азота, кислорода и водяного пара.

Доля молекул азота и кислорода вместе в смеси газов равна $\Theta_{\text{а}}+\Theta_{\text{к}}=1-\Theta_{\text{в}}$.

В-третьих, получим выражение для относительной диэлектрической проницаемости атмосферного воздуха на низких и высоких частотах. В [1] приведены значения давления насыщенного водяного пара в зависимости от температуры. Определим для требуемой температуры (в нашем случае $T=273$ К) давление насыщенного водяного пара p_{n} .

Определим при стандартном давлении $p=10^5$ Па концентрацию молекул насыщенных водяных паров при относительной влажности 100 % как $n(T) \cdot \Theta_{\text{в}}(100\%)$. Аналогично определим концентрацию молекул азота при относительной влажности 100 % и стандартном давлении $p=10^5$ Па как $0,79 \cdot n(T) \cdot [1-\Theta_{\text{в}}(100\%)]$, а концентрация молекул кислорода при относительной влажности 100% и стандартном давлении $p=10^5$ Па $0,21 \cdot n(T) \cdot [1-\Theta_{\text{в}}(100\%)]$.

Тогда доля молекул азота в атмосфере при относительной влажности $m=100\%$

$$\Theta_{\text{а}}=0,79 \cdot n(T) \cdot [1-\Theta_{\text{в}}(100\%)],$$

а доля молекул кислорода в атмосфере $\Theta_{\text{к}}=0,21 \cdot n(T) \cdot [1-\Theta_{\text{в}}(100\%)]$.

Доля молекул водяного пара в смеси газов при 100 %-й влажности

$$\Theta_{\text{в}}(100\%)=\frac{p_{\text{n}}}{p},$$

где p_{n} – давление насыщенного водяного пара при заданной температуре; p – атмосферное давление.

Доля молекул водяного пара в смеси газов при относительной влажности $m\%=0, 20, 40, 60, 80, 100\%$ рассчитывается по формуле

$$\Theta_{\text{в}}(m\%)=\frac{m\%}{100} \frac{p_{\text{n}}}{p}.$$

После определения доли молекул водяного пара в воздухе при различных значениях относительной влажности можно записать выражение для относительной диэлектрической проницаемости воздуха на низких частотах при любом значении относительной влажности, например, при относительной влажности $m\%$ от 0 до 100 %:

$$\begin{aligned} \epsilon_{\text{нq}}(m\%) = & 1 + 4\pi n(T) \cdot 0,79 [1 - \theta_{\text{в}}(m\%)] \cdot \alpha_{\text{а}} + \\ & + 4\pi n(T) \cdot 0,21 [1 - \theta_{\text{в}}(m\%)] \cdot \alpha_{\text{к}} + 4\pi n(T) \cdot \theta_{\text{в}}(m\%) \cdot \alpha_{\text{в}} + 4\pi n(T) \theta_{\text{в}}(m\%) \cdot \frac{\mu_{0\text{в}}}{3kT}. \end{aligned}$$

На высоких частотах относительную диэлектрическую проницаемость воздуха определяют только составляющие, зависящие от электронной поляризуемости смещения, то есть

$$\varepsilon_{\text{вн}}(m\%) = 1 + 4\pi n(T) \cdot 0,79 [1 - \theta_e(m\%)] \cdot \alpha_a + \\ + 4\pi n(T) \cdot 0,21 [1 - \theta_e(m\%)] \cdot \alpha_k + 4\pi n(T) \cdot \theta_e(m\%) \cdot \alpha_e.$$

В-четвертых, проводим расчеты значений относительной диэлектрической проницаемости атмосферного воздуха в зависимости от относительной влажности.

В-пятых, теперь возможно рассчитать частотную зависимость относительной диэлектрической проницаемости влажного атмосферного воздуха для различной относительной влажности при требуемой температуре и стандартном давлении. Как известно, частотная зависимость относительной диэлектрической проницаемости описывается уравнением Дебая [2], [3]

$$\varepsilon(f) = \varepsilon_{\text{опт}} + \frac{\varepsilon_{\text{ct}} - \varepsilon_{\text{опт}}}{1 + (2\pi f \cdot \tau)^2},$$

где значение $\varepsilon_{\text{опт}}$ равно относительной диэлектрической проницаемости, взятой на высоких частотах вплоть до оптического диапазона, а ε_{ct} равно относительной диэлектрической проницаемости, взятой на низких частотах (от 0 МГц), τ – время установления дипольно-релаксационной поляризации. Так как водяной пар – полярный газ с малой вязкостью, то будем считать, что для него $\tau=10^{-10}$ с.

При расчетах частотной зависимости влажного воздуха по уравнению Дебая необходимо использовать следующие равенства $\varepsilon_{\text{ct}} = \varepsilon_{\text{нн}}(m\%)$ и $\varepsilon_{\text{опт}} = \varepsilon_{\text{вн}}(m\%)$, получая набор частотных зависимостей одного и того же влажного воздуха различной относительной влажности от 0 до 100 %

Получаемая частотная зависимость влажного воздуха позволяет определить диапазон частот, в котором относительная диэлектрическая проницаемость сильно зависит от относительной влажности (это, как правило, диапазон от 0 МГц до нескольких ГГц), а также диапазон частот, в котором относительная диэлектрическая проницаемость влажного воздуха практически не зависит от относительной влажности.

Приведенная вышеуказанный методика учета влияния влажности на относительную диэлектрическую проницаемость влажного воздуха при требуемой температуре позволяет получать частотные зависимости относительной диэлектрической проницаемости влажного воздуха для любых значений относительной влажности от 0 до 100 %.

На низких частотах от 0 М Гц до примерно 6000 МГц относительная диэлектрическая проницаемость воздуха определяется суммой слагаемых, в которые в качестве сомножителей входят электронные поляризуемости смещения азота, кислорода и паров воды, а также дипольный момент молекулы водяного пара.

На высоких частотах начиная с первой трети сантиметрового диапазона (примерно с 6000 МГц) вплоть до оптического диапазона относительная диэлектрическая проницаемость смеси неполярных газов азота и кислорода и полярного газа – паров воды определяется только суммой слагаемых, в которые в

качестве сомножителей входят электронные поляризуемости смещения азота, кислорода и водяного пара.

Результаты расчета зависимости $\epsilon(m\%)$ влажного воздуха на низких и высоких частотах для различных значений температуры $T_1=273$ К и $T_2=323$ К при $p=10^5$ Па приведем на рис. 1.

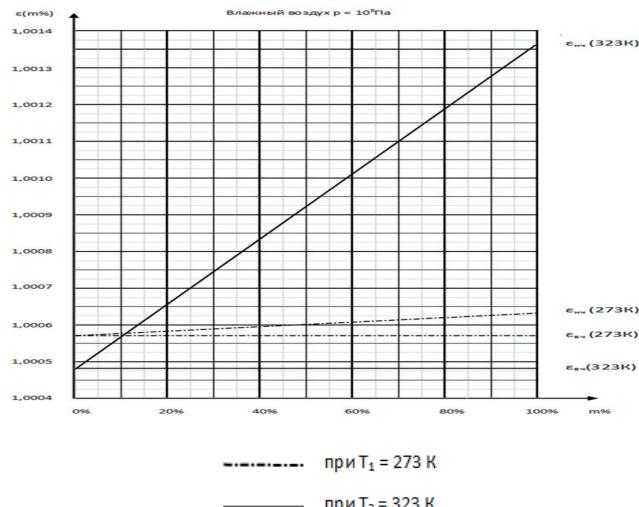


Рис. 1. Зависимости $\epsilon(m\%)$ влажного воздуха на низких и высоких частотах для различных значений температуры при стандартном давлении:

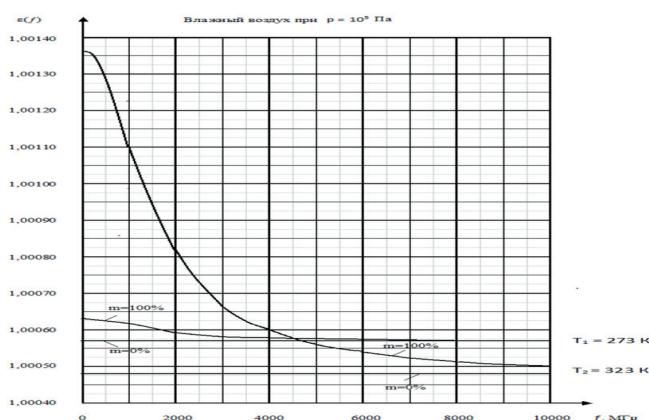


Рис. 2. Частотные зависимости $\epsilon(f)$ влажного воздуха при различных температурах и стандартном давлении с относительной влажностью $m\%$

Результаты расчета частотных зависимостей влажного воздуха при температурах $T_1=273$ К и $T_2=323$ К при давлении $p=10^5$ Па для двух значений относительной влажности 0 и 100 % приведем на рис. 2.

Из приведенных расчетов и графиков на рис. 2 следует, что с повышением температуры резко возрастает значение относительной диэлектрической проницаемости влажного воздуха в области низких частот внешнего электрического поля и одновременно снижается ее значение в области высоких частот дециметрового и сантиметрового диапазона по сравнению с данными, соответствующими стандартной температуре $T_1=273$ К и $p=10^5$ Па.

В заключение отметим, что сильная зависимость относительной диэлектрической проницаемости влажного воздуха от температуры в дециметровом диапазоне и в начале сантиметрового диапазона длин волн при температурной инверсии может приводить к образованию тропосферных радиоволноводов над морской поверхностью.

Созданная методика учета влияния влажности на относительную диэлектрическую проницаемость атмосферного воздуха позволяет определять значения относительной диэлектрической проницаемости атмосферного воздуха в важной для радиотехники области переменных электрических полей в дециметровом и сантиметровом диапазоне длин волн.

Библиографический список

1. Давление и плотность насыщенного водяного пара в зависимости от температуры. URL: <http://school-physics.spb.ru/data/labs/Saturatedsteam.pdf> (дата обращения: 23.03.2022).

2. Debye P. Polar Molecules, Chemical Catalog Co., New York. Reprinted by Dover Publ. Co. In 1957.

3. Физический энциклопедический словарь / Под ред. А. М. Прохорова. М.: Советская энциклопедия, 1983. 928 с.

УДК 621.396.96

*A. Ф. Крячко**

доктор технических наук, профессор

*N. A. Гладкий**

кандидат технических наук

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

**ОПТИМАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ
ПРИ НАЛИЧИИ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ
ОТ ВЕРХНЕГО ПОКРОВА**

Обосновывается целесообразность усовершенствования пространственно-временной обработки сигналов в трехкоординатных многолучевых радиолокационных станциях с синтезированной апертурой антенны подповерхностного контроля (ППК) и селекции воздушных целей (СВЦ) за счет введения весовых функций (ВФ) в алгоритм обработки сигнала. Показано, что это приводит к увеличению развязки между соседними слоями, а соответственно и уменьшению степени влияния соседних слоев на слой, подлежащий селекции.

Ключевые слова: селекция воздушных целей, весовая функция, разрешающая способность.

*A. F. Kryachko**

Dr. Sc. Tech., Professor

*N. A. Gladkii**

PhD Sc. Tech.

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

**OPTIMAL ALGORITHM FOR DETECTING AERIAL TARGETS
IN THE PRESENCE OF INTERFERING REFLECTIONS
FROM THE UPPER COVER**

The article substantiates the expediency of improving the spatial-temporal signal processing in three-coordinate multipath radar stations with a synthesized aperture of the subsurface control antenna and selection of aerial targets by introducing weight functions into the signal processing algorithm. It is shown that this leads to an increase in the decoupling between neighboring layers, and, accordingly, a decrease in the degree of influence of neighboring layers on the layer to be selected.

Keywords: selection of aerial targets, weight function, resolution.

В случае, когда решается задача СВЦ и основной помехой является изображение верхнего слоя поверхности, уравнение наблюдения может быть записано в виде аддитивной смеси полезного сигнала, помехи в виде отражений от верхнего слоя поверхности и пространственно-временного белого шума:

$$u(t, \vec{r}') = s(t, \vec{r}') + n_1(t, \vec{r}') + n_2(t, \vec{r}'), \quad \vec{r}' \in D', \quad t \in (0, T), \quad (1)$$

где

$$s(t, \vec{r}') = \operatorname{Re} \sum_{i=1}^N \int_{D'} \dot{F}_i(\vec{r}_i) \dot{s}_{0i}(t, \vec{r}_i, \vec{r}') d\vec{r}_i, \quad \vec{r}_i = (x_i, y_i) \in D_i, \quad i = \overline{1, N}, \quad (2)$$

– полезный сигнал, отраженный от поверхностного и $N-1$ подповерхностных слоев:

$$n_1(t, \vec{r}') = \operatorname{Re} \int_{D'} \dot{F}(\vec{r}) \dot{s}_0(t, \vec{r}, \vec{r}') d\vec{r}, \quad \vec{r} = (x, y) \in D, \quad (3)$$

– помеховые отражения от верхнего слоя ($i=0$) поверхности D .

В рамках метода максимального правдоподобия относительно $\dot{F}_i(\vec{r}_i)$ функция правдоподобия имеет вид [1]:

$$P[U(t, \vec{r}') / \dot{F}_i(\vec{r}_i)] = k \exp \left\{ -\frac{1}{2} \int_0^T \int_{D'} \int_{D'} \int_{D'} [u(t_1, \vec{r}_1') - s(t_1, \vec{r}_1')] W(t_1, t_2, \vec{r}_1', \vec{r}_2') \times \right. \\ \left. \times [u(t_2, \vec{r}_2') - s(t_2, \vec{r}_2')] dt_1 dt_2 d\vec{r}_1' d\vec{r}_2' \right\}, \quad (4)$$

где $W(\cdot)$ – функция, обратная корреляционной функции помех $n_1 + n_2$, которая находится из интегрального уравнения обращения

$$\int_0^T \int_{D'} \dot{R}_n(t_1, t_2, \vec{r}_1', \vec{r}_2') W(t_2, t_3, \vec{r}_2', \vec{r}_3') dt_2 d\vec{r}_2' dt_2 = \delta(t_1 - t_3) \delta(\vec{r}_1' - \vec{r}_3'). \quad (5)$$

Решение (4) с учетом $\dot{s}(t_1, \vec{r}_1') = \dot{S}(t_1, \vec{r}_1') \exp(j\omega_0 t)$ имеет вид:

$$\int_0^T \int_{D'} \int_{D'} \int_{D'} \dot{U}(t, \vec{r}_1') W(t_1, t_2, \vec{r}_1', \vec{r}_2') \dot{S}_{0j}^*(t_2, \vec{r}_2', \vec{r}_2') dt_2 d\vec{r}_2' d\vec{r}_2 = \sum_{i=1}^N \int_{D'} \dot{F}_i(\vec{r}_i) \dot{\Psi}_{ij}(\vec{r}_i, \vec{r}_j) d\vec{r}_i, \quad (6)$$

где $\dot{U}(t, \vec{r}_1')$ и $\dot{S}(t, \vec{r}_1')$ – комплексные огибающие процессов $u(t, \vec{r}_1')$ и $s(t, \vec{r}_1')$,

$$\dot{\Psi}_{ij}(\vec{r}_i, \vec{r}_j) = \int_0^T \int_{D'} \int_{D'} \int_{D'} \dot{S}_{0i}(t_1, \vec{r}_i', \vec{r}_1') \times W(t_1, t_2, \vec{r}_1', \vec{r}_2') \dot{S}_{0j}^*(t_2, \vec{r}_j', \vec{r}_2') dt_1 dt_2 d\vec{r}_1' d\vec{r}_2' \quad (7)$$

– взаимная функция неопределенности (ФН) системы, которая характеризует разрешающую способность выделения каждого j -го слоя из всей совокупности слоев почвы, и разрешающую способность воспроизведения изображения j -го слоя.

С учетом того, что опорный сигнал можно представить в виде:

$$\dot{S}_0(t, \vec{r}, \vec{r}') = \dot{S}_0(t, \vec{r}) \exp(jk\vec{\vartheta}(\vec{r})\vec{r}'), \quad (8)$$

а алгоритм пространственной обработки можно описать с помощью выражения

$$\dot{Y}_{np} \left[t, \vartheta_j \right] = \int_{D'} \dot{U}(t_1, \vec{r}_1') \int_{D'} W(t, \vec{r}_1', \vec{r}_2') V(\vec{r}_2') \exp(-jk\vec{\vartheta}(\vec{r}_j')\vec{r}_2') d\vec{r}_2' d\vec{r}_1' = \\ = \int_{D'} \dot{U}(t_1, \vec{r}_1') \dot{I}_V(t, \vec{r}_1') d\vec{r}_1', \quad (9)$$

где $\dot{I}_V(t, \vec{r}_1')$ – закон изменения тока в антенной решетке с учетом ВФ $V(\cdot)$.

После ряда преобразований выражение (6) запишется в виде:

$$\dot{Y}_{\text{вых}}(\vec{r}_j) = \int_0^{TT} \int_0^{D'} \int_{D''} \dot{U}_{V3c}(t_1, \vec{r}_1') V_{TC}(t_1) W_{TC}(t_1, t_2, \vec{r}_1', \vec{r}_2') \dot{S}_{0V3c}^*(t_2, \vec{r}_j', \vec{r}_2') dt_1 dt_2 d\vec{r}_1' d\vec{r}_2'. \quad (10)$$

Структурная схема радиолокационной станции (РЛС) реализующая представленный алгоритм приведена на рис. 1 и содержит антенну решетку, блок весовой обработки (ВО АР), блок пространственной компенсации помех (БПКП), в котором осуществляется пространственное выбеливание помех оператором $W(.)$, блок матричного умножения матрицы $|W(.)|$ на вектор комплексных амплитуд принятого поля $|\dot{U}(.)|$. Результирующие сигналы поступают в диаграммообразующую схему (ДОС), которая выполняет пространственное дискретное преобразование Фурье и осуществляет последовательный или параллельный обзор поверхности путем сканирования луча или формирования семейства лучей, покрывающих заданный сектор обзора. В результате операции фокусировки АР формируется ДН, максимумы которых направлены на элементы $d\vec{r}_j$ с координатами \vec{r}_j , а минимумы (провалы) – на элементы $d\vec{r}$ с координатами \vec{r} верхней кромки поверхности. Блок временной компенсации помех (БВКП) осуществляет регулировку коэффициентов усиления приемников, резко снижающих усиление, или их стробирование, запирающее приемник, в моменты прихода импульсов от верхнего покрова поверхности.

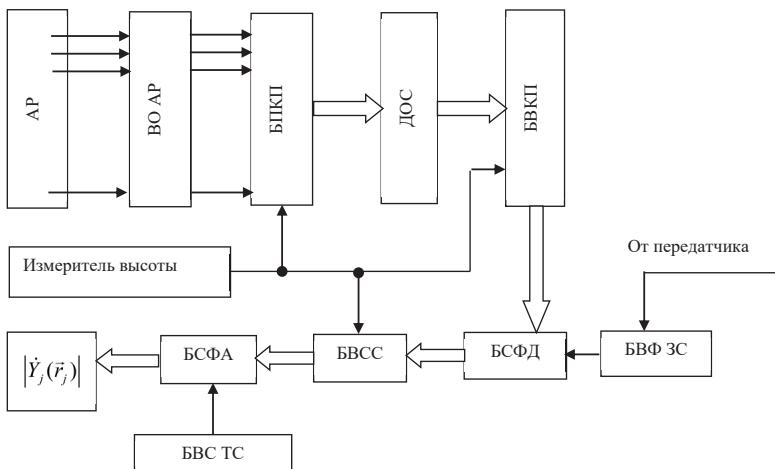


Рис. 1. Структурная схема РЛС
при использовании модифицированного алгоритма

В блоке согласованной фильтрации импульсов по дальности (БСФД) осуществляется накопление (сжатие) импульсов дальности с учетом весовой обработки окном из блока весовых функций зондирующего сигнала (БВФ ЗС).

В блоке временной селекции сигналов (БВСС), происходит выборка сигналов по дальностям, соответствующим заданной глубине d подповерхностного слоя. Эти дальности определяются формулой:

$$D \approx (H + d) \cos \theta,$$

где H – высота полета самолета. В блоке согласованной фильтрации сигналов по азимуту (БСФА) осуществляется синтез апертуры по каждому лучу в режиме параллельного обзора, либо синхронно со сканированием в режиме последовательного обзора поверхности.

Выполненное статистическое моделирование полученного алгоритма, показывает целесообразность усовершенствования пространственно-временной обработки сигналов в многолучевых радиолокационных станциях с синтезированной апертурой антенны ППК и СВЦ за счет введения ВФ (в том числе и весовых окон на основе АФ [2]) в ЗС и согласованный фильтр, а также в АР поля в апертуре реальной антенны и весовой обработке траекторного сигнала.

Библиографический список

1. Гладкий Н. А. Весовые функции в спектральном анализе сигналов и случайных процессов в РТС // Научная сессия: сб. докладов. СПб.: ГУАП, 2013. Ч. 2. С. 10–13.
2. Kryachko M. The device of processing spectral-efficient signal // Modern information society formation – problems, perspectives, innovation approaches. XIV International Forum, 2–6 June, S-Pb.: SUAI, 2013. P. 44–46.

УДК 621.396.96

*A. F. Крячко**

доктор технических наук, профессор

*M. E. Невейкин**

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ИТЕРАЦИОННЫЕ АЛГОРИТМЫ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВОЙ КООРДИНАТЫ ЦЕЛИ

Рассмотрены алгоритмы оценивания угловых координат целей в предположении, что неизвестными являются угловое положение цели и корреляционная матрица – функция принимаемых смесей.

Ключевые слова: алгоритм, оценивание, угловое положение цели корреляционная матрица, смесь сигналов.

*A. F. Kryachko**

Dr. Sc. Tech., Professor

*M. E. Neveykin**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ITERATIVE ALGORITHMS FOR ESTIMATING THE ANGULAR COORDINATE OF THE TARGET

Algorithms for estimating the angular coordinates of targets are considered under the assumption that the unknown are the angular position of the target and the correlation matrix – a function of the received mixtures.

Keywords: algorithm, estimation, angular position of the target correlation matrix, signal mixture.

В настоящее время широко используются алгоритмы измерения угловых координат целей, синтезированные в предположении, что принимаемые сигналы представляют собой нормальные случайные процессы с матричной корреляционной функцией, аналитически заданной с точностью до неизвестных параметров – средней мощности и угловой координаты α отраженного сигнала. Данные алгоритмы обеспечивают высокую точность измерения угловых координат целей на фоне внутриприемных шумов. В то же время они обладают низкой помехоустойчивостью.

Представляет интерес рассмотреть алгоритмы оценивания угловых координат целей в предположении, что неизвестными являются угловое положение цели α и корреляционная матрица – функция принимаемых смесей $R(\alpha)$, то есть неизвестна совокупность параметров $\{\alpha, R(\alpha)\}$.

Пусть на выходах линейных трактов измерителя формируются отсчеты комплексных огибающих смесей $Z_1...Z_M$, представляющие собой N -мерный дискретных нормальный случайный процесс. Известно, что для идентифициру-

емости совокупности параметров $\{\alpha, \mathbf{R}(\alpha)\}$ необходимо использовать дополнительную выборку $\mathbf{Z}_1 \dots \mathbf{Z}_L$, полученную из той же генеральной совокупности [1], [2]. Обозначим полный объем выборочных данных на интервале обучения и на рабочем интервале, следующим образом $\mathbf{Z} = \{\mathbf{Z}_1 \dots \mathbf{Z}_M, \mathbf{Z}_{M+1} \dots \mathbf{Z}_{M+L}\}$. Функция правдоподобия $L(\mathbf{R}(\alpha) / \mathbf{Z})$ для полученной выборки \mathbf{Z} определяется выражением

$$L(\alpha / \mathbf{Z}) = L_1((\mathbf{R}(\alpha) / \mathbf{Z}_1 \dots \mathbf{Z}_M) L_2((\mathbf{R}(\alpha) / \mathbf{Z}_{M+1} \dots \mathbf{Z}_{M+L}) = \\ = \prod_{m=1}^M \frac{\exp\left\{-Z_m \left[\mathbf{R}^{-1}(\alpha) \right] Z_m\right\}}{\pi |\mathbf{R}(\alpha)|} \prod_{m=M+1}^{M+L} \frac{\exp\left\{-Z_m \left[\mathbf{R}^{-1}(\alpha) \right] Z_m\right\}}{\pi |\mathbf{R}(\alpha)|}. \quad (1)$$

Система уравнений, определяющая условия максимального правдоподобия для оценок угловой координаты цели α и МКФ $\mathbf{R}(\alpha)$, имеет вид:

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial \alpha} \left[\ln \left[L_1 \left(R(\alpha) / Z_1 \dots Z_M \right) \right] \right] = 0 & |_{\alpha = \bar{\alpha}} \\ \nabla_R \left[\left[L_1 \left(R(\alpha) / Z_1 \dots Z_M \right) \right] + \left[L_2 \left(R(\alpha) / Z_{M+1} \dots Z_{M+L} \right) \right] \right] = 0 & |_{R = \bar{R}} \end{cases}, \quad (2)$$

где ∇_R – оператор градиента по элементам МКФ. При фиксированном значении α оценка корреляционной матрицы $\mathbf{R}(\alpha)$ в явном виде определяется из второй части системы (2).

Разработаем адаптивную вычислительную процедуру, опираясь на алгоритм с фиксированной производной. При известном аналитическом выражении для МКФ итерационный алгоритм, позволяющий вычислить оценку угловой координаты $\hat{\alpha}$, имеет вид:

$$\alpha_{n+1} = \alpha_n - c \cdot \left\{ -M s p \left[\left(D \mathbf{R}(\alpha_n) \right) \mathbf{R}^{-1}(\alpha_n) \right] + \right. \\ \left. + s p \left[\sum_{m=1}^M \left(Z_m Z_m^T \right) \mathbf{R}^{-1}(\alpha_n) \left(D \mathbf{R}(\alpha_n) \right) \mathbf{R}^{-1}(\alpha_n) \right] \right\} \quad (4)$$

где $D = \partial / \partial \alpha$ – оператор дифференцирования, $n = 0, 1, \dots$ – номер шага итерационной процедуры, « c » – коэффициент [3].

В рассматриваемой задаче неизвестна совокупность параметров $\{\alpha, \mathbf{R}(\alpha)\}$. Вместо неизвестной МКФ естественно использовать оценку максимального правдоподобия $\hat{\mathbf{R}}(\alpha)$ из системы (2), которая имеет вид:

$$\hat{\mathbf{R}}_{M+L} (\mathbf{Z}_1 \dots \mathbf{Z}_{M+L} / \alpha) = \frac{1}{(M+L)} \left[\sum_{m=1}^M \mathbf{Z}_m \mathbf{Z}_m^T + \sum_{l=1}^L \mathbf{Z}_l \mathbf{Z}_l^T \right]. \quad (5)$$

Подставим в (4) оценку $\hat{\mathbf{R}}(\alpha)$ из (5), тогда получим

$$\alpha_{n+1} = \alpha_n - c \left\{ sp \left[\sum_{l=1}^M \left(\mathbf{Z}_l \tilde{\mathbf{Z}}_l \right) \hat{\mathbf{R}}_{M+L}^{-1}(\alpha_n) \left(D \hat{\mathbf{R}}_{M+L}(\alpha_n) \right) \hat{\mathbf{R}}_{M+L}^{-1}(\alpha_n) \right] - \right. \\ \left. - Msp \left[\left(D \hat{\mathbf{R}}_{M+L}(\alpha_n) \right) \hat{\mathbf{R}}_{M+L}^{-1}(\alpha_n) \right] \right\} \quad (6)$$

В процедуре (6) производную оценки МКФ удобно заменить конечной разностью.

Наряду с (6) можно организовать адаптивную процедуру оценивания, основанную на классическом алгоритме Ньютона – Рафсона [2]. В этом случае вместо первого уравнения системы (2) используем соотношение

$$\alpha_{n+1} = \alpha_n - \frac{\left(\partial \ln L(\mathbf{R}(\alpha_n) / \mathbf{Z}_1 \dots \mathbf{Z}_M) / \partial \alpha \right)}{\left(\partial^2 \ln L(\mathbf{R}(\alpha_n) / \mathbf{Z}_1 \dots \mathbf{Z}_M) / \partial \alpha^2 \right)}, \quad n=1,2,\dots, \quad (7)$$

в котором, как и в предыдущем случае, значения МКФ и ее производных следует заменить их оценками максимального правдоподобия.

На рис. 1 показано поведение производной логарифма функции правдоподобия $D \ln L(\mathbf{R}(\alpha))$ используемой в выражении (6) (в фигурных скобках), в зависимости от значений α для двух отношений сигнал/внутриприемный шум.

На рис. 2 показано поведение аппроксимирующих последовательностей α_{1m} и α_{2m} , сходящихся к заданному истинному значению $\alpha = 0$, в зависимости от номера шага итерационной процедуры (6). При расчетах полагалось, что $a^2 = 20$, $M = L = 100$, при построении графиков использованы два начальных значения $\alpha_{10} = 0.45$ и $\alpha_{20} = -0.4$.

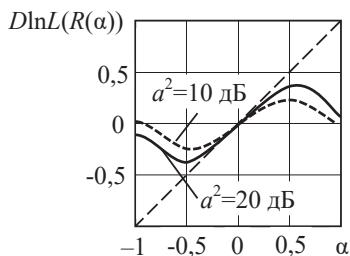


Рис. 1

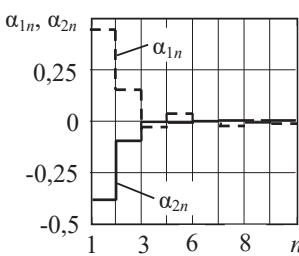


Рис. 2

Из приведенных результатов видно, что адаптивные процедуры оценивания угловых координат целей, реализующие численные методы и использующие оценки МКФ, могут быть эффективными при наличии значительного объема выборочных данных.

Библиографический список

1. Репин В. Г., Тартаковский Г. П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Сов. радио, 1977.
2. Закс Ш. Теория статистических выводов. М.: Мир, 1975.

УДК 543.42

*A. С. Курьлёва**

аспирант

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

**АНАЛИЗ МЕТОДОВ
ЛАЗЕРНОЙ СПЕКТРОСКОПИИ
ДЛЯ КОНТРОЛЯ ПРОЦЕССОВ ГОРЕНИЯ**

Рассмотрены методы оптической диагностики процесса горения с учетом современных тенденций. Спектроскопические методы обеспечивают невозмущающую и бесконтактную диагностику, применение этих методов позволяет получать информацию о степени термодинамической неравновесности между колебательными и вращательными степенями свободы молекул. Лазерная спектроскопия интенсивно развивается и имеет актуальные области применения.

Ключевые слова: когерентное антистоксово рассеяние света, методы измерения температуры, нелинейная лазерная спектроскопия, лазерная диагностика пламен.

*A. S. Kuryleva**

PhD Student

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

**ANALYSIS OF LASER SPECTROSCOPY
METHODS FOR THE CONTROL
OF COMBUSTION PROCESSES**

Methods of optical diagnostics of the burning process are considered taking into account modern trends. Spectroscopic methods provide non-disturbing and non-contact diagnostics, the use of these methods allows obtaining information about the degree of thermodynamic disequilibrium between vibrational and rotational degrees of freedom of molecules. Laser spectroscopy is intensively developing and has relevant fields of application.

Keywords: coherent anti-Stokes light scattering, temperature measurement methods, nonlinear laser spectroscopy, laser diagnostics of flames.

Введение

Локальная невозмущающая оптическая диагностика процесса горения является ведущим методом исследования. Интерес представляют, прежде всего, измерения температуры и плотности числа частиц молекулярных компонентов смеси в различных пространственных точках пламени, флуктуаций этих параметров во времени, и их зависимость от массовых расходов горючего и окислителя, и давления. Знание пространственных распределений параметров процесса горения необходимо для изучения собственно процесса и проверки теоретических расчетов горения.

Методы лазерной спектроскопии широко используются для диагностики горячих зон и процессов горения в смешивающихся до – и сверхзвуковых газовых потоках [1].

Применение методов лазерной спектроскопии к контролю горения

Метод ДЛАС (диодно-лазерной абсорбционной спектроскопии) позволяет определить температуру газа в зондируемой области по отношению интегральных интенсивностей как минимум двух линий поглощения для переходов, стартующих с существенно разных энергетических уровней. Использование этого метода подразумевает допущение об однородных распределениях температуры и концентрации поглощающих частиц вдоль трассы измерения внутри зондируемой горячей области. В реальных силовых агрегатах эти параметры пространственно неоднородны, поэтому возможно определять только некоторые средние по всей трассе зондирования температуру и концентрацию поглощающих частиц. Основной проблемой при обработке экспериментальных данных являются вариации температуры и концентрации поглощающих частиц, приводящие к изменению как профилей, так и интегральных интенсивностей линий поглощения вдоль трассы зондирования. В результате экспериментально регистрируются некоторые интегральные по трассе профили и интенсивности спектральных линий, по которым в процессе обработки вычисляются усредненные параметры среды.

Отдельно следует остановиться на применении спектроскопии когерентного антостоксова рассеяния света (КАРС). Использование данного метода [2] позволяет локально и высокочувствительно локально измерять температуру и состав газовых смесей.

Поскольку метод КАРС обеспечивает определение температуры в узкой локальной области пересечения зондирующих лазерных пучков, он позволяет определять локальную температуру в произвольной точке горячего объекта. Само распределение температуры может быть найдено методом КАРС с достаточной точностью, и этот метод может служить в качестве референтного для оценки отклонения «эффективной» температуры, определяемой однолучевым методом ДЛАС, от максимальной температуры в горячей зоне.

В [3] с применением КАРС при двойной широкополосной накачке было показано, что в случае диффузионного горения смеси H_2/O_2 при атмосферном давлении КАРС-спектроскопия колебательно-вращательных переходов молекул H_2 , используемых в качестве пробных, позволяет успешно осуществлять локальные измерения температуры, а также плотности числа молекул H_2 в пламени. Также применение данного метода при двойной широкополосной накачке позволило достичь точности «мгновенных», за одну лазерную вспышку [3], измерений температуры около 4–5 % в диапазоне 2000–3000 K.

Работа [4] содержит результаты применения спектроскопии КАРС при широкополосной накачке в условиях турбулентного горения смеси H_2/O_2 при высоких давлениях для:

– одновременной регистрации колебательно-вращательных КАРС-спектров молекул

H_2 и H_2O с целью локальных измерений температуры и определения полноты сгорания топлива;

– измерений флюктуаций «мгновенных» локальных температур в зависимости от давления;

– получения зависимости таких характерных особенностей процессов горения, как пространственные неоднородности поля температур и потоков в области смешения газообразных компонентов, от заданных массовых расходов подводимых компонентов горючего и окислителя, и рабочего давления.

Выполненные измерения демонстрируют возможности метода обеспечивать: проведение локальной диагностики газовой смеси на различных участках установок на основе водородно-кислородного (или водородно-воздушного) горения; наблюдение особенностей процесса горения в зависимости от давления и количеств подводимого горючего и окислителя; изучение пространственных неоднородностей реагирующих потоков (холодных зон, струй, ударных волн) и процесса смешения газообразных компонентов; исследование горения в сверхзвуковых потоках. Получаемые при этом данные позволяют проверять теоретические модели горения.

Оптические неинвазивные методы измерения температуры и молярной доли в пламени и других реактивных потоках часто ограничиваются их применением в четко определенных лабораторных условиях. Эти ограничения в основном возникают из-за различных условий работы техники, например, в оптической доступности исследуемых систем, условий окружающей среды, таких как вибрации и температура, или потребности в трассерах внутри потока. Чтобы ослабить эти ограничения, возможно использовать надежную, основанную на волокнах сенсорную систему, использующую самопроизвольную роторную рамановскую спектроскопию с настраиваемым лазерным возбуждением в ближнем инфракрасном диапазоне (NIR), способным одновременно точечно определять температуру газа и молярные фракции в ламинарных пространственно-однородных реактивных потоках без образования сажи. Преимущества и пределы этого способа оцениваются при исследовании ламинарного предварительно смешанного метана/воздушного плоского пламени горелки.

На рис. 1 a показаны усредненные необработанные спектры для различных радиальных положений на высоте 13 мм над горелкой для представляющей интерес области, где можно ожидать вращательные спектры комбинационного рассеяния основных видов N_2 , O_2 и CO_2 для условий окружающей среды, которые обычно присутствуют в горелке этого типа. Следовательно, область исследований определяет спектральный диапазон, используемый для основной оценки, включая общее количество $m=390$ спектральных точек, где один пиксель покрывает диапазон рамановского сдвига приблизительно. На рис. 1 b показаны области усредненных необработанных спектров, соответствующие трем различным конфигурациям измерения.

Отчетливо видно влияние радиального положения на внешний вид необработанных спектров. За пределами горелки спектр в основном состоит из вращающихся рамановских линий, тогда как по мере приближения к центру горелки сигнал яркости пламени увеличивается. На двух верхних кривых этот сигнал яркости пламени почти полностью покрывает рамановский сигнал. Тем не ме-

нее в большей части области интереса линии вращения рамановского рассеяния не мешают сильным пикам яркости пламени, а накладываются на довольно плоский фон.

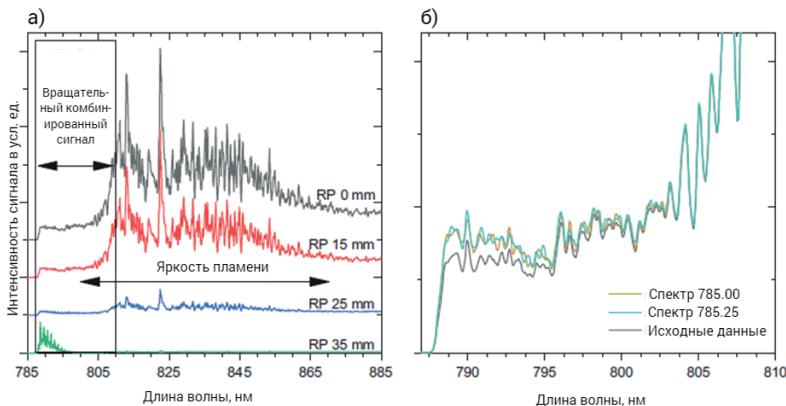


Рис. 1. Примеры обработанных вращательных спектров комбинационного рассеяния

В [5] продемонстрирована применимость спонтанной вращательной рамановской спектроскопии на основе лазера непрерывного ИК-диапазона в качестве инструмента для точечного, неинвазивного определения температуры газа и мольной доли в ламинарном пламени без образования сажи. Были реализованы две различные стратегии измерения и оценки спектров, называемые BGS (вычитание фона) и SERDS (спектроскопия комбинационного рассеяния света со смещенным возбуждением) для вычитания светимости пламени. Использование непрерывного лазера позволяет создать сенсор с оптоволоконной связью, который вряд ли будет возможен при возбуждении импульсным рамановским сигналом из-за возможных повреждений оптоволокна из-за высоких плотностей энергии.

Заключение

По результатам проведенной работы можно утверждать, что применение методов лазерной спектроскопии для контроля процессов горения и изучения характеристик пламени актуально, вызывает интерес и имеет перспективы развития, так как использование вышеуказанных методов возможно в тех случаях, когда применение традиционных методов бесконтактной оптической термометрии (например, пирометрия) практически невозможно и остается опираться только на результаты расчетов.

Следующим этапом исследования планируется комбинирование методов анализа данных и оптических измерительных систем с различными компонентами, такими как импульсные лазеры. За счет увеличения сложности конструк-

ции сенсорной установки это позволило бы проводить многомерное исследование даже нестационарных или турбулентных реактивных потоков, определяя температуры, мольные доли, а также соответствующие им погрешности.

Библиографический список

1. Applied Combustion Diagnostics. V. 133 / Ed. by KohseHoinghaus K., Jefries J. B. London: Taylor and Francis, 2002.
2. Allen M. G. // Meas. Sci. Technol. 1998. Vol. 9. P. 545.
3. Gordon I., Rothman L., Hill C. Quant. Spectrosc. Radiat. Transf. 2017. Vol. 203. P. 3.
4. Измерения пространственного распределения и флуктуаций температур в водородно-кислородном пламени при высоких давлениях методом спектроскопии когерентного антистоксова рассеяния света / К. А. Верещагин, Д. Н. Козлов, В. В. Смирнов и др. // ТВТ. 2017. Т. 55. Вып. 2. С. 273–283.
5. Shifted-excitation rotational Raman spectroscopy and Bayesian inference for in situ temperature and composition determination in laminar flames.

УДК 533.9.082.5, 546.26–162

B. F. Lebedev***

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

**Университет ИТМО

**ОСОБЕННОСТИ АНАЛИЗА СТРУКТУРЫ И ПРИМЕСНОГО
СОСТАВА НРНТ АЛМАЗОВ МЕТОДОМ ЛАЗЕРНО-ИСКРОВОЙ
СПЕКТРОСКОПИИ В УСЛОВИЯХ ЛАЗЕРНО-ИНДУЦИРОВАННОЙ
ТРАНСФОРМАЦИИ ПОВЕРХНОСТИ**

Проведен анализ спектров лазерно-индукционной плазмы при сканировании сфокусированным лазерным пучком поверхности многосекторных НРНТ алмазных пластин, легированных азотом или бором. Многоимпульсное воздействие в каждую исследуемую точку поверхности позволило провести анализ изменения спектров в процессе лазерно-индукционной трансформации поверхности. Обнаружено, что подобное воздействие приводит к различной степени графитизации поверхности в зависимости от степени легирования и кристаллографической ориентации секторов роста и влияет на чувствительность метода. Обнаружена возможность выявления границ секторальной структуры образцов и атомных структур с различной силой межатомных химических связей углерода, водорода. Получены качественные зависимости распределений примесей в многосекторных пластинах НРНТ – алмазов, легированных азотом или бором. Быстрый алгоритм обработки спектров при их нормализации после каждого лазерного импульса позволил проводить анализ образцов в режиме реального времени. Обнаружено, что изменение спектров, полученных от импульса к импульсу в ходе лазерно-индукционной модификации поверхности НРНТ-алмаза, может быть критерием степени разупорядоченности его структуры.

Ключевые слова: лазерно-искровая эмиссионная спектроскопия, спектр излучения плазмы, лазерно-индукционная графитизация поверхности, нормализация спектра, НРНТ-алмаз.

V. F. Lebedev***

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

**ITMO University, St. Petersburg

**PECULIARITIES OF THE ANALYSIS OF THE STRUCTURE
AND IMPURITY COMPOSITION OF HPHT DIAMONDS
BY THE METHOD OF LASER-INDUCED BREAKDOWN
SPECTROSCOPY UNDER THE CONDITIONS
OF LASER-INDUCED SURFACE TRANSFORMATION**

An analysis was made of the spectra of laser-induced plasma during scanning by a focused laser beam of the surface of HPHT multi-sector diamond plates doped with nitrogen or boron. A multi-pulse action at each point of the surface under study made it possible to analyze the changes in the spectra during the laser-induced transformation of the surface. It has been found that such exposure leads to a different degree of surface graphitization depending on the degree of doping and the crystallographic orientation of the growth sectors and affects the sensitivity of the method. The possibility of revealing the boundaries of the sectoral structure of samples and atomic structures with differ-

ent strengths of interatomic chemical bonds of carbon and hydrogen has been found. Qualitative dependences of impurity distributions in multisector HPHT-diamond plates doped with nitrogen or boron are obtained. A fast algorithm for processing the spectra during their normalization after each laser pulse made it possible to analyze the samples in real time. It has been found that the change in the spectra obtained from pulse to pulse in the course of laser-induced modification of the HPHT diamond surface can be a criterion for the degree of disorder in its structure.

Keywords: laser-induced breakdown spectroscopy, plasma emission spectrum, laser-induced surface graphitization, spectrum normalization, HPHT-diamond.

Метод лазерно-искровой эмиссионной спектроскопии (ЛИЭС) следует отнести к инновационным динамично развивающимся спектральным методам дистанционного экспресс-анализа материалов сложного химического состава в любом агрегатном состоянии, в том числе при анализе образцов без специальной предварительной их обработки [1]. Ранее в результате воздействия излучения непрерывного CO₂-лазера на торец стержня из кварцевого стекла был организован стационарный процесс его абляции. Наблюдалось формирование вблизи торца стержня реактивной струи или стационарного лазерного факела [2], [3]. Обеспечение стационарного режима возгонки позволило качественно определить распределение температуры в факеле путем внесения в него вольфрамовых проволок на различных расстояниях от торца (рис. 1a). Кроме того, удалось реализовать синтез образцов стекла в лазерном факеле в виде стержней и пластин [3]. В методе ЛИЭС лазерный факел возникает вблизи поверхности образца при воздействии на него импульсного излучения лазера в режиме одного или серии импульсов. В этой ситуации измерение спектров плазмы проходит в условиях существенной нестационарности параметров излучения лазерного факела от импульса к импульсу, связанной в первую очередь с непостоянством его пространственного положения, изменением температуры лазерного факела, и т. д. На рис. 1b приведена фотография типичного лазерного факела вблизи поверхности мишени из алюминиевого сплава.

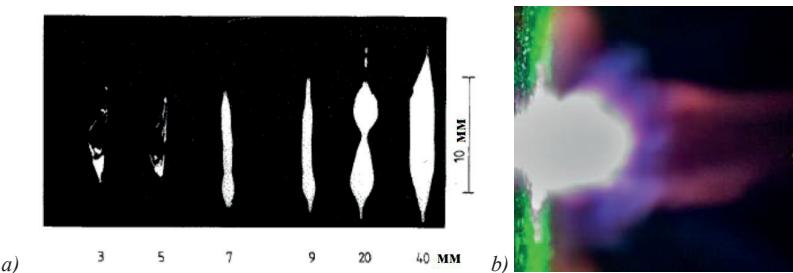


Рис. 1: a – качественное распределение температуры в лазерном факеле возгонки кварцевого стекла излучением непрерывного CO₂ лазера [3]; b – характерная структура лазерного факела вблизи поверхности мишени из алюминиевого сплава

В [2], [3] пространственная стационарность лазерного факела была реализована путем перемещения с постоянной скоростью стержня из кварцевого

стекла навстречу лазерному лучу, то есть в процессе абляции профиль торца стержня во времени оставался неизменным. Это происходило в результате поддерживающегося во времени энергетического баланса процессов поглощения лазерного излучения и абляции путем соответствующего согласования диаметра стержня, скорости его перемещения и мощности излучения лазера при известном диаметре лазерного пучка.

В методе ЛИЭС стационарность пространственного положения лазерного факела при воздействии на исследуемую поверхность образца серией лазерных импульсов часто реализуется за счет перемещения образца в поперечном относительно лазерного луча направлении, то есть, когда каждый новый импульс излучения воздействует на новую область образца с неизменным в пространстве положением его поверхности.

В настоящее время синтетические алмазы стали объектом пристального внимания как в качестве лазерных кристаллов, так и в приложениях фотоники. Эффективная ВКР-генерация была получена на CVD-алмазах в широком спектральном диапазоне от ультрафиолетового до инфракрасного [4]. Возможность контролируемого создания в высококачественных НРНТ алмазах излучающих изолированных NV-центров также привела к получению лазерной генерации [5]. Легированные бором алмазы имеют перспективы в электроаналитических применениях.

Одной из ключевых математических процедур алгоритма обработки спектра плазмы в методе ЛИЭС является его нормализация, то есть когда вычисляется относительный вклад каждой полосы излучения в общий спектр. Вплоть до последнего времени практически всегда нормализация применялась к осредненному по большому количеству лазерных импульсов спектру и при фиксированной временной задержке начала регистрации спектра относительно импульса лазера [6]. Однако почти десятилетием раньше было показано, что процедура нормализации спектра более эффективно компенсирует возможные изменения энергии лазерного импульса и так называемый матричный эффект, если она применяется после каждого лазерного импульса [7]. В результате в [7] был сформулирован комбинированный, состоящий из нескольких процедур, алгоритм обработки спектра, включавший, в частности, как одну из важных составляющих, нормализацию фона (подставки) и отбрасывание выпадающих по интенсивности спектров. К сожалению, в работе не вполне ясно были описан окончательный набор использовавшихся математических процедур обработки спектров и особенностей их применения. Возможно, что именно поэтому, судя по последующим многочисленным публикациям, предложенный подход к обработке спектров не получил широкого распространения. Тем не менее его эффективность подтверждается результатами настоящей работы, а также исследованиями, проведенными ранее на образцах в виде порошков, пленок или объемных кристаллов [8]–[12]. В [7], как и в других известных публикациях, также не обсуждается возможность применения подобного алгоритма в условиях еще одного фактора нестабильности излучения плазмы – существенного изменения температуры плазмы при проведении экспериментов с переменной величиной временной задержки. Надежность алгоритма, ис-

пользующего нормализацию спектра именно после каждого лазерного импульса, и в условиях широкого диапазона изменения временных задержек, продемонстрирована и в автоматической процедуре распознавания материалов методом ЛИЭС [8]. Позднее эффективность нормализации именно каждого спектра с целью компенсации нестабильности излучения плазмы была подтверждена и авторами работы [6], в которой приводится наиболее детальное описание набора математических процедур для автоматизированной обработки спектров в экспериментах по количественному анализу методом ЛИЭС.

В представленной работе исследовались крупные многосекторные пластины синтетических алмазов, легированных бором и азотом, с размерами приблизительно $5 \times 5 \times 0,5$ мм³, выращенных компанией Нью Даймонд Технолоджи методом НРНТ [11]. Максимальная концентрация легирующего элемента соответствовала секторам с кристаллографической ориентацией (111) и находилась на уровне 0,5 ppm при легировании образцов бором (тип IIb) и 100 ppm – азотом (тип Ib) (рис. 2).

При проведении измерений методом ЛИЭС абляция поверхности образцов осуществлялась сфокусированным импульсным излучением Nd³⁺:YAG лазера на длине волны 1064 нм с плотностью энергии около 1 кДж/см². Запуск лазера, синхронизация его работы со спектрометром и обработка спектров плазмы (нормализация, корректировка базовой линии и т. д.) осуществлялись с помощью собственного программного обеспечения [9], а спектры плазмы регистрировались спектрометром с волоконным выходом AvaSpec-ULS2048L (Avantes). Нормализация спектров исследуемых образцов производилась после каждого лазерного импульса. Для предотвращения химического взаимодействия лазерного факела с окружающим воздухом образцы обдувались низкоскоростной струей аргона (рис. 2) [11], [12].

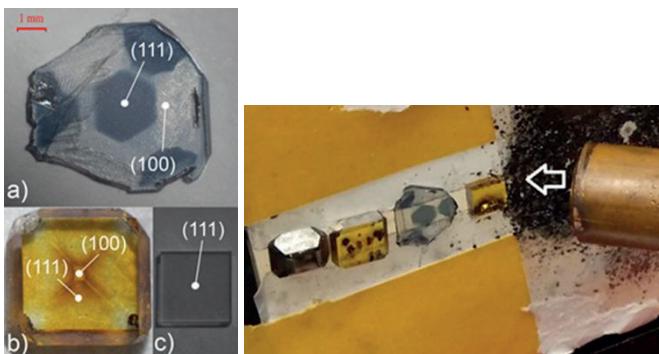


Рис. 3. Образец с концентрацией азота ≈100 ppm: а – зависимости интенсивности полосы C2 от номера лазерного импульса, сектор (111), и режимов абляции: 1 – низкая степень графитизации из-за периодического разрушения образующегося слоя графитизации лазерными импульсами, 2 – отсутствие графитизации, 3 – монотонная графитизация; б – зависимости интенсивностей полос C2 и H от номера лазерного импульса. На вставке: пятна абляции на поверхности образца – 1: после 1–2 импульсов, 2 – после 30 импульсов

Различные сектора исследуемых образцов подвергались облучению отдельными лазерными импульсами или сериями импульсов в количестве от одного до двадцати в одну точку, реализуя таким образом возможность проведения спектральных измерений лазерной плазмы в процессе лазерно-индуцированной трансформации поверхности.

Для образцов алмазных пластин с достаточно высокой концентрацией азота (≈ 100 ppm) было зарегистрировано резкое увеличение интенсивности полосы C_2 в первые 3–15 импульсов с выходом на стационарное значение (рис. 3), что может быть объяснено быстрой графитизацией поверхности (фотоставка, рис. 3b). Была также обнаружена возможность определения границ секторов роста, поскольку степень графитизации для поверхности с кристаллографической ориентацией (111) оказалась значительно выше по сравнению с сектором (100) (рис. 3b) [3]. Оказалось, что и осредненная по 30–40 лазерным импульсам интенсивность абляции (измерения глубины отверстий производились с помощью микроскопа) для секторов (111) в примерно 7 раз выше, для сектора (100).

Для низколегированного азотом алмаза (10 ppm), а также для борсодержащих образцов стационарный режим абляции не наблюдался, причем для алмазов, легированных бором, различие в интенсивностях полосы C_2 для секторов (111) и (100) оказалось менее существенным.

При проведении экспериментов было обнаружено, что многократно воспроизводившийся и ставший очевидным для азотсодержащего образца (концентрация азота на уровне нескольких десятков ppm, достаточно насыщенный желтый цвет образцов, рис. 2b) режим абляции с существенным нарастанием интенсивности полосы C_2 в процессе монотонной графитизации с переходом в стационарный участок значений интенсивности полосы может и не наблюдаться (рис. 3a, зависимости 1, 2) [13]. Особенности режимов абляции с наблюдаемыми зависимостями 1 и 2 объясняются «жестким» режимом взаимодействия излучения с поверхностью алмаза, то есть неблагоприятным для процесса графитизации положением поверхности образца относительно фокуса линзы. Для режима, описывающегося зависимостью 1, характерно периодическое разрушение лазерными импульсами образующегося графитизированного слоя, что приводило к скачкообразным (на графике эти точки не показаны) изменениям интенсивности полосы C_2 . Для режима 2 графитизация практически не наблюдалась.

Анализ спектров, полученных в процессе проведения работы, показал, что сектора роста кристаллов алмаза, легированных азотом или бором, также отличаются резкой разницей в степени включения примесей N, H, O (например, см. данные по примеси H, рис. 3b). Анализ содержания азота проводился по молекулярным полосам, принадлежащим CN. Вхождение водорода в структуру алмаза резко увеличивается с ростом уровня легирования алмаза как азотом, так и бором и существенно зависит от кристаллографической ориентации сектора образца (максимально для ориентации (111)). Однако в случае легирования бором влияние кристаллографической ориентации на вхождение водорода в структуру менее значительно.

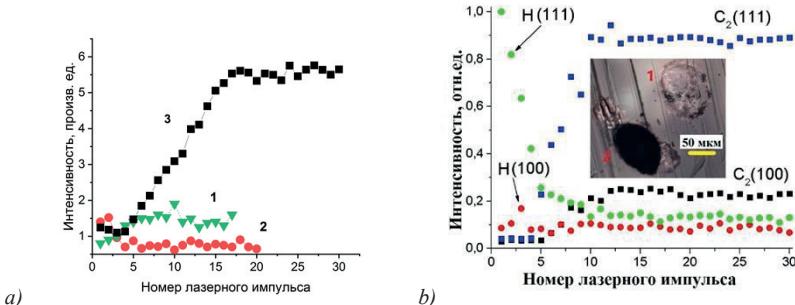


Рис. 3. Образец с концентрацией азота ≈ 100 ppm: а – зависимости интенсивности полосы C_2 от номера лазерного импульса, сектор (111), и режимов абляции:
1 – низкая степень графитизации из-за периодического разрушения образующегося слоя графитизации лазерными импульсами, 2 – отсутствие графитизации,
3 – монотонная графитизация; б – зависимости интенсивностей полос C_2 и H от номера лазерного импульса. На вставке: пятна абляции на поверхности образца – 1: после 1–2 импульсов, 2 – после 30 импульсов

Совокупность полученных данных позволяет предположить, что наблюдаемая степень увеличения интенсивности полосы C_2 при графитизации алмаза можно рассматривать как критерий увеличения беспорядка структуры углеродной решетки. В проведенных экспериментах подобное резкое отличие в интенсивностях полосы C_2 наблюдалось при абляции секторов (111) и (100). Похожая картина, как отмечено выше, наблюдалась и для примесей N, H, O. Вполне вероятно, что вид приведенных зависимостей (например, вид зависимостей (рис. 3б) для кристалла с концентрацией азота на уровне десятков ppm) является индикатором как секторной структуры образца, так и вида легирующего элемента (азот, бор). Следует отметить также, что опубликованные данные по изучению азотсодержащих и борсодержащих алмазов другими спектральными методами хорошо коррелируют с данными, полученными методом LIBS.

Библиографический список

1. Singh J., Thakur S. Laser-induced breakdown spectroscopy, 2nd Edition. Elsevier Science. 2020. 620 p.
2. Лебедев В. Ф. Квантовая электроника. 1997. Т. 24. № 1. С. 89–92.
3. Dianov E., Koryakovskiy A., Lebedev V. Sov. Lightwave Communications. 1992. Vol. 2. P. 79–82.
4. Li Y., Ding J., Bai Z. High Power Laser Science and Engineering. 9.E35. 2021.
5. Savvin A., Dormidonov A., Smetanina E. Nature Communications. 2021. Vol. 12. P. 7118.
6. Sobron P., Wang A., Sobron F. Spectrochimica Acta Part B: Atomic Spectroscopy. 2012. Vol. 68. P. 1–16.

7. *Body D., Chadwick B.* Optimization of the spectral data processing in a LIBS simultaneous elemental analysis system // Spectrochim. Acta Part B 56. 2001. P. 725–736.
8. *Lebedev V., Shestakov A.* Fast LIBS identification of solids during the laser ablation process // Proc. SPIE 7822. 2011.
9. *Lebedev V., Makarchuk P., Stepanov D.* Spectrochimica Acta – Part B: Atomic Spectroscopy. 2017. Vol. 137. P. 23–27.
10. *Lebedev V., Rabchinskii M., Kozlyakov M.* Laser-Induced Breakdown Spectroscopy: an advanced method for analysis of nanocarbon materials chemical composition // Journal of Analytical Atomic Spectrometry. 2018. Vol. 33. N 2. P. 240–250.
11. *Лебедев В. Ф., Павлов К. В., Колядин А. В.* Квантовая электроника. 2018. Т. 48. № 12. С. 1171–1173.
12. *Лебедев В. Ф., Булыга Д. В., Колядин А. В.* Письма в Журнал технической физики. 2020. № 9. С. 7–9.
13. *Лебедев В. Ф., Кукушкина В. В.* XXIII Международная научная конференция Волновая электроника и инфокоммуникационные системы. 2020: сб. статей. Ч. 2. С. 103–110.

УДК 621.396.679.4

O. S. Литвинов*

доктор физико-математических наук, профессор

A. Н. Забелин*

аспирант

*Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана

СРАВНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ В АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ НА НЕЙРОСЕТЕВОМ, КАЛМАНОВСКОМ И ТРАДИЦИОННОМ УПРАВЛЕНИИ

Рассматривается проблема оптимального приема полезного сигнала адаптивной антенной решеткой (AAP) в условиях воздействия нестационарных мерцающих помех в полосе частот. Проведено сравнение характеристик подавления помех в AAP на амплитудно-фазовом управлении для традиционного алгоритма подбора весовых коэффициентов методом прямого обращения матрицы, алгоритма на основе фильтра Калмана и нейросетевых алгоритмов (MLP, RBF, LSTM). Показано, что применение алгоритмов на основе рекуррентной нейронной сети и на основе фильтра Калмана целесообразно и позволяет получить выигрыш в среднем значении отношения сигнал/(шум+помеха) на выходе AAP при решении данной задачи относительно традиционного алгоритма (для моделируемого случая – примерно на 0,9 дБ).

Ключевые слова: адаптивные антенные решетки, диаграмма направленности, нейронные сети, фильтр Калмана, нестационарные помехи, мерцающие помехи.

O. S. Litvinov*

Dr. Sc. Phys.-Math., Professor

A. N. Zabelin*

PhD Student

*Bauman Moscow State Technical University

COMPARISON OF INTERFERENCE SUPPRESSION ALGORITHMS IN ADAPTIVE ANTENNA ARRAYS BASED ON NEURAL NETWORK, KALMAN AND TRADITIONAL CONTROL

The paper studies the problem of optimal reception of a useful signal by an adaptive antenna array (AAA) under the influence of nonstationary periodic interference in the frequency band. The characteristics of interference suppression in the AAA on amplitude-phase control are compared for the traditional direct matrix inversion algorithm, the algorithm based on a Kalman filter and neural network algorithms (MLP, RBF, LSTM). It is shown that the use of algorithms based on a recurrent neural network and based on a Kalman filter is reasonable and allows to get a gain in the average signal/(noise+interference) ratio (SNIR) at the AAA output in comparison with the traditional algorithm when solving this problem (for the simulated case by about 0.9 dB).

Keywords: adaptive antenna arrays, directional pattern, neural networks, Kalman filter, nonstationary interferences, periodic interferences.

Введение

Для решения проблемы оптимального приема полезного сигнала в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки в современных радиоэлектронных средствах применяют адаптивные антенные решетки (AAP). Алгоритмы

адаптивного формирования диаграммы направленности (ДН) позволяют направлять главный лепесток ДН в направлении приема полезного сигнала, а нули ДН в направлении приема нежелательных помех для их подавления. Подавление помехи осуществляется автоматически в реальном масштабе времени посредством итеративных процедур исходя из амплитудно-фазового распределения помехового сигнала по апертуре антенной системы [1]–[2].

Особый интерес представляет задача подавления нестационарных широкополосных мерцающих помех в ААР. Помехи такого типа являются одними из самых сложных для систем адаптации. В случае если период модуляции помехи и время подстройки ААР принимают сравнимые значения, ААР постоянно находится в переходном режиме и имеет место эффект «неподавления помехи» [3]–[5].

Алгоритм на основе фильтра Калмана позволяет повысить эффективность подавления нестационарных мерцающих помех в сравнении с традиционным алгоритмом адаптации [3], [6]. Фильтр Калмана может обеспечить рекурсивную оценку состояния сигнально-помеховой обстановки и подавление частотных составляющих, соответствующих мерцающей помехе, в суммарном сигнале на входе ААР. Алгоритм можно использовать для предварительной многоканальной обработки входных сигналов до вычисления вектора весовых коэффициентов (ВВК) ААР.

Известны способы применения нейронных сетей (НС) для вычисления ВВК ААР на основе текущего вектора входных сигналов [7]–[9]. В данной работе анализируется целесообразность применения НС для подавления нестационарных мерцающих помех. Рекуррентные НС могут обеспечить прогнозирование ВВК ААР на основе временного ряда, состоящего из измерений входных сигналов ААР за предыдущие моменты времени.

В работе проведено обучение и оптимизация многослойного персептрона (MLP), радиально-базисной нейронной сети (RBF) и рекуррентной нейронной сети (LSTM). Приведены результаты сравнения временных характеристик алгоритмов и показана целесообразность использования рекуррентной НС и фильтра Калмана для повышения эффективности подавления мерцающей помехи.

Применение рассмотренных алгоритмов возможно в системах беспроводной связи, радиолокации и радионавигации.

Модель адаптивной антенной решетки

Структурная схема ААР показана на рис. 1 a , она состоит из антенной решетки, адаптивного процессора и диаграммообразующей схемы [1]. На рис. 1 b приведен пример формирования «нулей» ДН при воздействии широкополосной мерцающей помехи, имеющей 2 пространственные составляющие.

Входной сигнал на антенной решетке (АР) состоит из полезного сигнала и сигнала помехи: $\mathbf{X} = \mathbf{S} + \mathbf{J}$. Примем, что АР является линейной, эквидистантной, состоит из $N=10$ изотропных элементов и настроена на центральную частоту принимаемых сигналов 3 ГГц. Узкополосный полезный сигнал \mathbf{S}_0 и сум-

марный сигнал помех \mathbf{J}_Σ в дальней зоне можно рассматривать как векторы распределения комплексных амплитуд на каждом из N каналов.

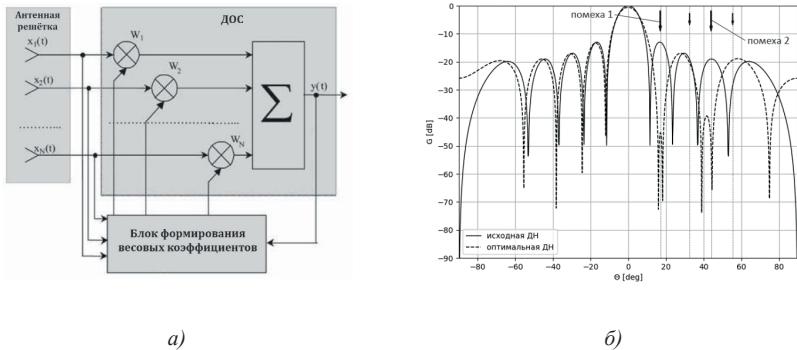


Рис. 1. Модель ААР: а – структурная схема; б – пример формирования ДН

В качестве традиционного алгоритма адаптации рассмотрим амплитудно-фазовый алгоритм прямого обращения корреляционной матрицы по критерию максимума отношения сигнала/(шум+помеха) (ОСШП). Выбранный критерий обеспечивает быстрое и глубокое подавление помех, его применяют для слабых и кратковременных сигналов, например, радиолокационных. Он описывается следующим выражением [2]:

$$F(\mathbf{W}) = \frac{\mathbf{W}_T^* \mathbf{A} \mathbf{W}}{\mathbf{W}_T^* \mathbf{M} \mathbf{W}}, \quad (1)$$

где \mathbf{A} – ковариационная матрица полезного сигнала; \mathbf{M} – ковариационная матрица помех и шумов.

Максимум функционала (1) достигается при оптимальном ВВК, который равен:

$$\mathbf{W}_{opt} = \mu \mathbf{M}_\Sigma^{-1} \mathbf{S}_{9_0}^*, \quad (2)$$

где \mathbf{M}_Σ^{-1} – обратная матрица от ковариационной матрицы помех и шумов; $\mathbf{S}_{9_0}^*$ – полезный сигнал, приходящий с нулевого направления; μ – константа, пропорциональная уровню ДН в направлении сигнала.

Адаптивный процессор вычисляет наилучший ВВК, после чего диаграмма-образующая схема (ДОС) формирует сигнал на выходе ААР с минимальной помеховой составляющей: $Y = \sum_{i=1}^N X_i w_i$.

Нейросетевой алгоритм адаптации

Применение НС в качестве алгоритма адаптации позволяет аппроксимировать связь между вектором входных сигналов \mathbf{X}_k и оптимальным ВВК \mathbf{W}_{opt}

для достижения желаемой ДН [7]–[9]. При разработке нейросетевого блока вычисления ВВК ААР необходимо обеспечить предварительную обработку сигналов и постобработку.

Алгоритм предварительной обработки входных сигналов осуществляет разделение комплексного входного вектора на действительные и мнимые составляющие, нормирование сигналов до области значений функции активации нейронов, их центрирование и подачу на входы НС. Алгоритм постобработки выходных сигналов осуществляет обратное преобразование значений и формирует комплексный ВВК.

Обучающая выборка составлялась на основе пар входных сигналов ААР и оптимальных ВВК, полученных в результате работы традиционного алгоритма адаптации. Для формирования выборки была разработана программа, генерирующая синусоидальные мерцающие помехи в диапазоне углов от -90 до 90 $^{\circ}$, с относительной шириной спектра от 0 до 10 %, со среднеквадратической мощностью 0,5 Вт, со случайной частотой и фазой модуляции помех. Объем выборки составлял 15 600 пар векторов, НС обучались 150 эпох при единичном размере пакета обучения.

Для моделирования ААР была разработана программа на языке программирования Python 3.9 с использованием библиотек numpy, pandas, matplotlib и keras.

Результаты численного моделирования

Параметры сигнально-помеховой обстановки, используемые для сравнения временных характеристик алгоритмов представлены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры исходной сигнально-помеховой обстановки

	Средняя мощность	Углы прихода	Несущая частота	Частота мерцания (НЧ)	Частотная полоса (ВЧ)
Сигнал	1 Вт	0°	3 ГГц	0 КГц	0,3 ГГц
Помехи	0,25 Вт	$17^{\circ}, 44^{\circ}$	3 ГГц	1 КГц	0,3 ГГц

Для моделирования мерцающей помехи была выбрана синусоидальная амплитудная модуляция и относительный сдвиг по фазе между источниками помех $\pi/4$. Время вычисления ВК в адаптивном процессоре ААР было принято $\tau_{\text{proc}} = 0,5$ мс, а период модуляции $T = 2\tau_{\text{proc}} = 1$ мс для создания эффекта «неподавления помехи». Собственный шум элементов ААР представлял собой некоррелированный белый гауссовский шум мощностью 0,0625 Вт.

На рис. 2а и 2б показаны временные зависимости ОСШП соответственно для традиционного алгоритма и нейросетевого алгоритма на основе MLP. Из графиков видно, что вычисленные ВВК не обеспечивают стабильного значения ОСШП во времени. Их задержка на 1 отсчет времени приводит к значительному изменению сигнально-помеховой обстановки, таким образом к моменту их установления в ДОС они уже не являются оптимальными. Аналогичную зави-

симость можно получить для НС RBF, так как на ее вход также подается вектор входных сигналов за 1 отсчет времени.

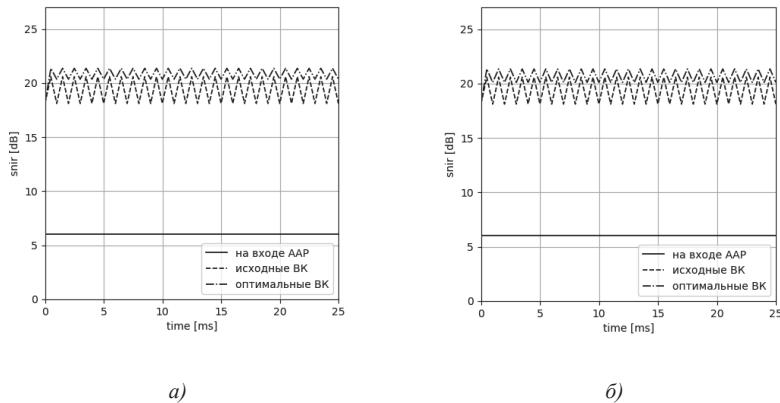


Рис. 2. Временные зависимости ОСШП: а – традиционный алгоритм; б – алгоритм MLP

Для обеспечения стабильного значения ОСШП во времени необходимо использовать информацию предыдущих векторов входного сигнала ААР. Данная задача может быть решена с помощью рекуррентной НС. В данной работе была выбрана архитектура НС LSTM, на ее вход подавались 20 предыдущих векторов входного сигнала ААР, на основе которых сеть прогнозировала оптимальный ВВК на последующий временной такт.

На рис. 3 a и 3 b показаны временные зависимости ОСШП соответственно для нейросетевого алгоритма адаптации на основе НС LSTM и алгоритма адаптации на основе фильтра Калмана.

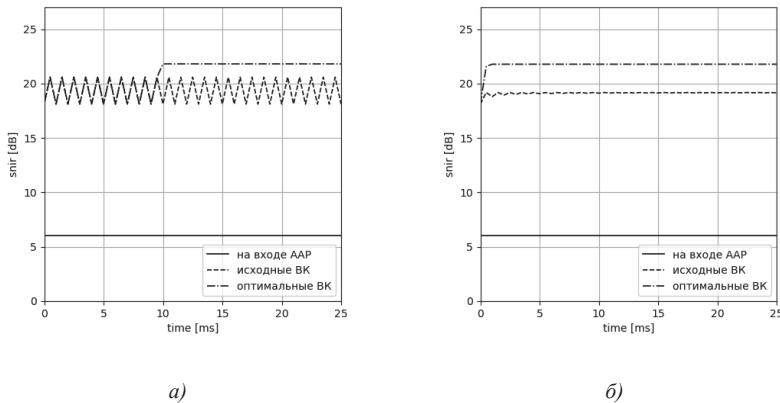


Рис. 3. Временные зависимости ОСШП:
а – алгоритм LSTM; б – алгоритм на основе фильтра Калмана

Из полученных результатов видно, что полученные ВВК обеспечивают стабильное значение ОСШП во времени. Фильтр Калмана обеспечивает квазистационарную форму ДН ААР во времени и меньшее время переходного процесса (1–2 отсчета). НС LSTM требует 20 временных отсчетов для накопления информации, необходимой для прогноза 1 ВВК.

Параметры алгоритмов и результаты усредненных характеристик подавления помех (ОСШП, глубины подавления помех, ослабления полезного сигнала) приведены в табл. 2.

Таблица 2

Сравнение алгоритмов адаптации

№	Алгоритм	Кол-во нейронов	ОСШП _{in} , дБ	ОСШП _{out} , дБ	dP, дБ	dS, дБ
1	Традиционный	-	6,02	20,81	-33,98	-0,40
2	НС MLP	20–60–20	6,02	20,67	-31,46	-0,63
3	НС RBF	20–50–20	6,02	20,44	-32,20	-0,54
4	НС LSTM	100–20	6,02	21,68	-26,83	-0,36
5	Фильтр Калмана	-	6,02	21,68	-46,60	-0,52

Заключение

В результате численного моделирования показано, что применение алгоритмов на основе рекуррентной нейронной сети (LSTM) и на основе фильтра Калмана для подавления широкополосной мерцающей помехи целесообразно и позволяет получить выигрыш в среднем значении ОСШП на выходе ААР для моделируемого случая примерно на 0,9 дБ относительно традиционного алгоритма. Фильтр Калмана обеспечивает меньшее время переходного процесса для моделируемого случая (1–2 временных отсчета) и большую среднюю глубину подавления помех (-46,60 дБ) в сравнении с рекуррентной НС (20 временных отсчетов, -26,83 дБ). В то же время рекуррентная НС в процессе выполнения данной задачи обеспечивает сохранение информации о частоте мерцающей помехи, которая может быть использована для решения других задач ААР.

Для дальнейших исследований большой интерес представляет задача подавления нестационарных помех, имеющих нелинейную модуляцию, с помощью рекуррентных НС, а также анализ возможностей применения сверточных НС (CNN) к решению данной задачи.

Библиографический список

1. Монзиго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки / Пер. с англ. Р. А. Монзиго, М.: Мир, 1986. 448 с.
2. Пистолькорс А. А., Литвинов О. С. Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. 200 с.
3. Литвинов О. С., Забелин А. Н. Сравнение эффективности подавления помех с помощью алгоритмов классической адаптации и при использовании фильтра Калмана // Антенны. 2022. № 1. С. 63–71.

4. Титаренко Л. А. Адаптивная пространственная обработка сигналов в условиях оптимизированных помех // Восточно-европейский журнал передовых технологий. 2003. № 6. С. 7–8.
5. Костромицкий С. М., Нефедов Д. С. Оценка эффективности автокомпенсатора мешающих излучений при воздействии коррелированных и амплитудно-модулированных пространственно-распределенных помех // Базис. 2020. № 2 (8). С. 58–63.
6. Ompong P., Singh H. Constrained Kalman filter based interference suppression in phased arrays // 2014 IEEE International Microwave and RF Conference (IMaRC). IEEE, 2014. Р. 286–289.
7. Rawat A. Neural network applications in smart antenna arrays: A review // International Journal of Electronics and Communications. 2012. Vol. 66. N 11. Р. 903–912.
8. Erricolo D. Machine learning in electromagnetics: a review and some perspectives for future research // International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA). 2019. Р. 1377–1380.
9. Ghayoula R. Phase-only adaptive nulling with neural networks for antenna array synthesis // IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2009. Vol. 3. N 1. Р. 154–163.

УДК 543.4, 544.07

T. C. Misnikova*

аспирант

M. A. Vaganov*

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

МЕТОД ЛАЗЕРНО-ИСКРОВОЙ ЭМИССИОННОЙ СПЕКТРОМЕТРИИ КАК ЭФФЕКТИВНЫЙ МЕТОД АНАЛИЗА МЕТАЛЛОВ

Предлагается для решения задачи элементного анализа металлических образцов применить методы лазерно-искровой эмиссионной спектрометрии (ЛИЭС). Приводятся результаты экспериментального исследования спектральных характеристик излучения плазмы, образованной на поверхности металлического образца при воздействии на него наносекундным импульсом от лазерного излучения. Были идентифицированы выбросы Al I, Al II, Cu I, Cu II и Mn I.

Ключевые слова: Лазерно-искровая эмиссионная спектрометрия (ЛИЭС), спектральная характеристика, спектральный анализ, алюминий, медь, марганец, дюралюминий.

T. S. Misnikova*

PhD Student

M. A. Vaganov*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

LASER-INDUCED BREAKDOWN SPECTROSCOPY METHOD AS AN EFFECTIVE METHOD OF METAL ANALYSIS

It is offered to apply methods of Laser-induced breakdown spectroscopy (LIBS) for the decision of a problem of elemental analysis of metal samples. The results of experimental study of spectral characteristics of emission of plasma formed on the surface of a metal sample when exposed to a nanosecond impulse from laser emission are presented. Al I, Al II, Cu I, Cu II and Mn I emissions were identified.

Keywords: Laser-induced breakdown spectroscopy (LIBS), spectral characterization, spectral analysis, aluminum, copper, manganese, duralumin.

Введение

На сегодняшний день метод лазерно-искровой эмиссионной спектрометрии (ЛИЭС) занимает одно из ведущих мест в изучение взаимодействия лазерного излучения с веществом. Это связано с тем, что метод ЛИЭС имеет много преимуществ, включая высокую скорость применения образца (можно определить газ, жидкость, твердое тело, желе), простой экспериментальный метод, отсутствие необходимости подготовки образца, быстрый анализ, онлайн анализ в реальном времени, многоэлементный анализ и т. д.

Метод лазерно-искровой эмиссионной спектрометрии (ЛИЭС) основан на измерении спектров вторичного излучения, образующегося в процессе форми-

рования и эволюции плазмы при воздействии на вещество сильного импульсного лазера [1]. Для образования плазмы традиционно используются наносекундные и фемтосекундные лазеры.

Процесс абляции наносекундным лазером – это в основном тепловой процесс, формирующий зону теплового воздействия (ЗТВ) в материале. Термический характер процесса означает, что абляция не является стехиометрической, и диапазон размеров частиц, образующихся в процессе абляции и последующего процесса зарождения, имеет различный химический состав. Сформированные частицы затем подвергаются воздействию аналитической плазмы, которая имеет эффективную температуру и плотность электронов, являющуюся функцией энергии лазерного импульса и длины волны. По этим причинам эмиссия плазмы ЛИБС должна быть откалибрована независимо для каждого материала в данной системе. [2] [3].

Применение метода ЛИЭС для обнаружения и определения металлов в химическом составе веществ успешно продемонстрировано в работах [3]–[8]. Применение данного метода возможно в различных областях начиная от медицинской и заканчивая строительной областью.

Экспериментальная установка

В рамках исследования был выбран металлический образец для определения его химического состава. Процесс абляции проводился наносекундным лазером.

На рис. 1 представлена экспериментальная установка, 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; металлический образец, установленный на трех координатном моторизированном оптическом столике; оптического телескопа, к которому присоединено оптическое волокно; двухканального спектрометра AvaSpec-ULS4096CL-2-EVO, рабочим каналом которого был выбран первый с диапазон 240–510 нм; ПК – персональный компьютер.

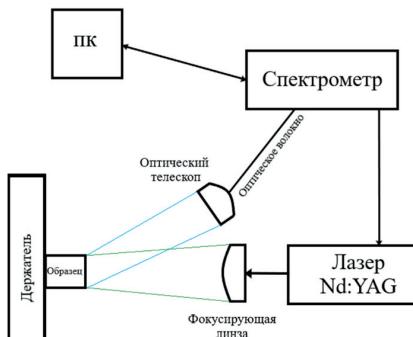


Рис. 1. Схема экспериментальной установки

Излучение лазера LOTIS II с частотой 1 Гц фокусируется на образце дублетом с воздушной прослойкой ACA254-150-1064 с фокусным расстоянием 150 мм. Энергия накачки во время исследования составляла 21 Дж. Захват излучения плазмы осуществляется оптическим телескопом, соединенным с оптическим волокном. Излучение плазмы через оптическое волокно попадает на первый канал спектрометра AvaSpec-ULS4096CL-2-EVO, который передает полученную спектроскопическую информацию для отображения на ПК.

Фотография экспериментальной установки представлена на рис. 2.

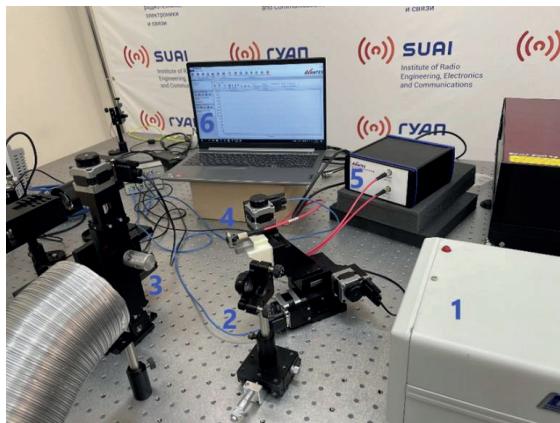


Рис. 2. Фотография экспериментальной установки: 1 – Nd:YAG лазер LOTIS II;
2 – фокусирующая линза дублет ACA254-150-1064, 3 – металлический образец (рис. 3);
4 – оптический телескоп с оптическим волокном;
5 – спектрометр AvaSpec-ULS4096CL-2-EVO, 6 – ПК

На рис. 3 представлена фотография металлического образца.



Рис. 3. Металлический образец

Результаты и обсуждение

На рис. 4 представлены спектральные характеристики излучения плазмы, образованной на поверхности металлического образца. Спектральные характеристики наблюдались путем усреднения результатов 10 измерений для улучшения соотношения сигнал/шум.

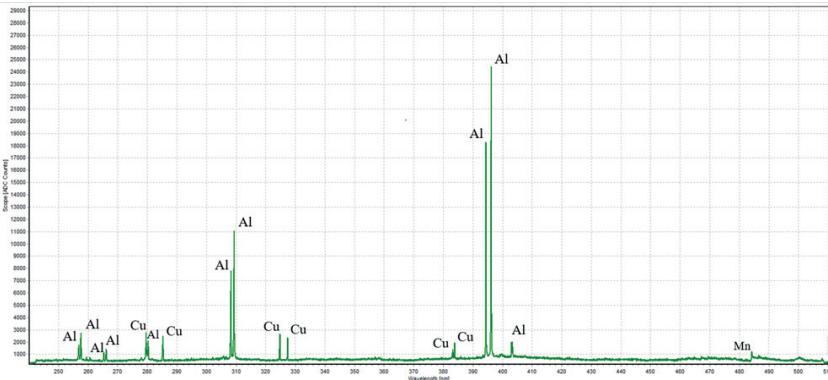


Рис. 4. Спектральная характеристика излучения плазмы, образованной на поверхности металлического образца, в диапазоне 240–510 нм

Анализируя полученный результат, можно определить химический состав образца. В данном случае образец выполнен из алюминия, меди и марганца, которые представлены следующими спектральными линиями: Al I (257,510 нм; 257,540 нм; 265,243 нм; 266,039 нм; 280,117 нм; 309,215 нм; 309,284 нм; 394,401 нм), Al II (256,568 нм; 265,010 нм; 266,917 нм; 394,640 нм; 396,152 нм; 403,113 нм; 403,163 нм; 403,930 нм), Cu I (285,823 нм; 285,873 нм; 325,222 нм; 327,982 нм), Cu II (279,953 нм; 285,774 нм; 325,046 нм; 383,615 нм; 384,256 нм) и Mn I (484,014 нм; 484,319 нм; 484,432 нм).

Заключение

Продемонстрировано применение метода лазерно-искровой эмиссионной спектрометрии (ЛИЭС) для решения задачи элементного анализа металлических образцов. В эмиссионных спектрах ЛИЭС образца выявлено наличие Al I, Al II, Cu I, Cu II и Mn I. На основание этого можно сделать вывод о том, что данный образец из сплава алюминия, меди и марганца. Такой сплав называется дюоралюминий.

Библиографический список

1. Buckley S., Ferioli F., Lithgow G. Combustion system analysis using laser-induced breakdown spectroscopy. 2003.

2. Buckley S. Geochemical Analysis Using Laser-Induced Breakdown Spectroscopy // Spectroscopy, October 2021. Vol. 36. Issue 10. P. 9–15.
3. Nanosecond and Femtosecond Laser Induced Breakdown Spectroscopic Studies of Coal and Ash / R. Hemalaxmi, N. Aparna, N. Vasa, S. Seshadri. 2018 Conference on Lasers and Electro-Optics Pacific Rim (CLEO-PR), 2018. P. 1–2.
4. Yamamoto K., Cremers D., Ferris M. Detection of Metals in the Environment Using a Portable Laser-Induced Breakdown Spectroscopy Instrument, Appl. 1996. P. 222–233.
5. Elhassan A., Giakoumaki A., Anglos D. Nanosecond and femtosecond Laser Induced Breakdown Spectroscopic analysis of bronze alloys. Spectrochimica Acta Part B: Atomic Spectroscopy. P. 504–511.
6. LIBS: aux portes de la Clinique / V. Motto-Ros, M. Leprince, L. Duponchel, L. Sancey. July 2020. Photoniques. P. 34–37.
7. Лебедев В., Павлов К., Бурковский Г. Компактная лазерная система для дистанционных измерений методом лазерно-искровой эмиссионной спектроскопии на основе Nd: YAG-лазера с самообращением волнового фронта. Письма в журнал технической физики. 2019.
8. Murthy N., Abdul S. Stand-off Femtosecond Laser Induced Breakdown Spectroscopy of Metals, Soil, Plastics and Classification Studies. 2019 Workshop on Recent Advances in Photonics (WRAP). P. 1–3.

УДК 621.317.34:621.372

B. F. Михайлов*

доктор технических наук, профессор

I. V. Мажник*

ассистент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ВЛИЯНИЕ БОКОВЫХ ВОЛН НА РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА С ТЕПЛОЗАЩИТОЙ

Получены уравнения для учета влияния боковых волн на излучение прямоугольного волновода через однородную радиопрозрачную нагревостойкую теплозащиту. В статье описано, что вклад боковых волн в поле излучения определяется численным интегрированием по берегам разрезов, охватывающих точки ветвления. В работе приведены выражения поля излучения бортовой антенны в виде открытого конца прямоугольного волновода с теплозащитой. Проведен расчет с целью определения влияния изменения толщины и электрических параметров теплозащиты на мощность боковых волн. Оценен вклад боковых волн на потери энергии в теплозащите прямоугольного волновода.

Ключевые слова: прямоугольный волновод, однородная теплозащита, боковые волны, потери электромагнитной энергии.

V. F. Mikhailov*

Dr. Sc. Tech., Professor

I. V. Mazhnik*

Assistant

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

THE INFLUENCE OF SIDE WAVES ON THE RADIO TECHNICAL CHARACTERISTICS OF A RECTANGULAR WAVEGUIDE WITH THERMAL PROTECTION

Equations are obtained to account for the effect of side waves on the radiation of a rectangular waveguide through a homogeneous radiotransparent heat-resistant heat shield. The article describes that the contribution of lateral waves to the radiation field is determined by numerical integration along the banks of sections covering the branching points. The paper presents the expressions of the radiation field of the onboard antenna in the form of an open end of a rectangular waveguide with thermal protection. The calculation was carried out in order to determine the effect of changes in thickness and electrical parameters of thermal protection on the power of side waves. The contribution of lateral waves to energy losses in the thermal protection of a rectangular waveguide is estimated.

Keywords: rectangular waveguide, uniform thermal protection, side waves, electromagnetic energy loss.

В настоящее время известно, что на траектории спуска космического аппарата связь прерывается [1], [2]. Бортовые антенны возвращаемых космических аппаратов для защиты от высокотемпературного нагрева закрывают радиопрозрачной теплозащитой с высокой нагревостойкостью. В зависимости от скорости и траектории спуска космического аппарата в условиях интенсивного

нагрева теплозащита изменяет свои электрические характеристики. В [3] приведены выражения для определения характеристик излучения прямоугольного волновода без учета боковых волн. В более строгом подходе определения характеристик излучения необходимо учесть наличие боковой волны. Для расчета потерь мощности излучения прямоугольного волновода на боковые волны приведем уравнения углового распределения плоских волн электрического поля \hat{E}_x , которые удовлетворяют условиям излучения ($z \rightarrow \infty$), где z – ось, направленная прямо от центра излучателя. Индекс (1) в компоненте \hat{E}_x означает, что приведенные соотношения (1) характеризуют параметры, относящиеся к среде, занимаемой теплозащитой, индекс (2) – к среде за теплозащитой (2). Для области занимаемой диэлектрической пластииной ($0 \leq z \leq d$), где d – толщина теплозащиты, угловое распределение плоских волн имеет вид [4]:

$$\hat{E}_x^{(1)} = -\frac{k_{z_1}}{\omega \epsilon_0 \epsilon_1} (A \exp(-jk_{z_1} z) - B \exp(jk_{z_1} z)), \quad (1)$$

где ω – циклическая частота; ϵ_0 – электрическая постоянная; ϵ_1 – комплексная диэлектрическая проницаемость теплозащиты; $k_{z_1} = \sqrt{k^2 \epsilon_1 - k_x^2 - k_y^2}$, в k_{z_1} , k_x и k_y – это компонента вектора волны вдоль оси x и y ; k – волновое число.

Для области 2, то есть области за пластииной ($z \geq d$), получаем:

$$\hat{E}_x^{(2)} = -\frac{k_z}{\omega \epsilon_0} C \exp(-jk_z z), \quad (2)$$

где $k_z = \sqrt{k^2 - k_x^2 - k_y^2}$.

Неизвестные функции А, В, С определим по граничным условиям излучения прямоугольного волновода при $z=0$ и $z=d$ [5]. Получаем:

$$A = - \left(\begin{array}{l} \left(-k^2 \left(k^2 - k_x^2 - k_y^2 \right) k_{z_1}^2 - k_z \left(k_x - k_y \right) \left(k_x + k_y \right) \times \right. \\ \left. \times \left(k - k_1 \right) \left(k + k_1 \right) k_{z_1} + k_z^2 k_1^2 \left(k_1^2 - k_x^2 - k_y^2 \right) \right) \end{array} \right) \cdot e^{-jk_{z_1} d} + \\ + \left(\left(k_1^2 - k_x^2 - k_y^2 \right) k_z + k_{z_1} \left(k^2 - k_x^2 - k_y^2 \right) \right) e^{jk_{z_1} d} \left(k^2 k_{z_1} + k_1^2 k_z \right) \times \quad (3) \\ \times e_0 w \hat{E}_{x_0} e_1 e^{jk_{z_1} d} e^{-jk_z d} \Bigg/ \Delta,$$

$$B = e^{-jk_z d} e^{-jk_{z_1} d} e_0 w \hat{E}_{x_0} e_1 \left(\left(-k^2 + k_x^2 + k_y^2 \right) k_{z_1} + \left(k_1^2 - k_x^2 - k_y^2 \right) k_z \right) \times \\ \times \left(-k^2 k_{z_1} + k_1^2 k_z \right) e^{-jk_{z_1} d} + \left(-k^2 \left(k^2 - k_x^2 - k_y^2 \right) k_{z_1}^2 + k_z \left(k_x - k_y \right) \times \quad (4) \\ \times \left(k_x + k_y \right) \left(k - k_1 \right) \left(k + k_1 \right) k_{z_1} + k_z^2 k_1^2 \left(k_1^2 - k_x^2 - k_y^2 \right) \right) e^{jk_{z_1} d} \Bigg/ \Delta,$$

$$C = - \left(\left(\left(\left(-k^2 + k_x^2 \right) k_1^2 + k^2 k_y^2 \right) k_{z_1} + k_1^2 k_z \left(k_1^2 - k_x^2 - k_y^2 \right) \right) e^{-jk_{z_1}d} + \right. \right. \\ \left. \left. + \left(\left(k^2 - k_x^2 \right) k_1^2 - k^2 k_y^2 \right) k_{z_1} + k_1^2 k_z \left(k_1^2 - k_x^2 - k_y^2 \right) \right) e^{jk_{z_1}d} \right) \times \\ \times 2 \hat{E}_{x_0} e^{-jk_{z_1}d} e_0 w e^{jk_{z_1}d} \Bigg) / \Delta, \quad (5)$$

где

$$\Delta = \left(\left(-k^2 k_{z_1} + k_1^2 k_z \right) e^{-jk_{z_1}d} + e^{jk_{z_1}d} \left(k^2 k_{z_1} + k_1^2 k_z \right) \right) k_{z_1} \times \\ \times \begin{pmatrix} \left(\left(-k^2 + k_x^2 + k_y^2 \right) k_{z_1} + \left(k_1^2 - k_x^2 - k_y^2 \right) k_z \right) e^{-jk_{z_1}d} + \\ + \left(\left(k_1^2 - k_x^2 - k_y^2 \right) k_z + k_{z_1} \left(k^2 - k_x^2 - k_y^2 \right) \right) e^{jk_{z_1}d} \end{pmatrix}.$$

В уравнениях (3), (4), (5) использована следующая замена переменных:

$$k_{z_1} = \sqrt{k^2 \varepsilon_1 - \beta^2}, k_1 = k \sqrt{\varepsilon_1}, k_x = \beta \cos \alpha, k_y = \beta \sin \alpha, k_z = \sqrt{k^2 - \beta^2}.$$

Поле излучения имеет вид:

$$E_x^{(1,2)} = \iint_{\Pi} F_x^{(1,2)}(x, y, z, x', y', 0) E_x(x', y', 0) dx' dy', \quad (6)$$

где

$$F_x^{(1)} = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{\infty} \int_0^{2\pi} \left(-\frac{k_{z_1}}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_1} (A \exp(-jk_{z_1}z) - B \exp(jk_{z_1}z)) \right) \times \\ \times \exp(-j\beta((x' - x) \cos \alpha + (y' - y) \sin \alpha)) \beta d\beta d\alpha, \quad (7)$$

$$F_x^{(2)} = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{\infty} \int_0^{2\pi} \left(-\frac{k_z}{\omega \varepsilon_0} C \exp(-jk_z z) \right) \times \\ \times \exp(-j\beta((x' - x) \cos \alpha + (y' - y) \sin \alpha)) \beta d\beta d\alpha. \quad (8)$$

В уравнениях (6), (7), (8) Π – область интегрирования по раскрыву волновода, а x', y' – координаты, отсчитываемые в раскрыве излучающего волновода.

Рассмотрим интеграл (7) и (8) по переменной интегрирования β в комплексной плоскости. Для вычисления этого интеграла методом перевала следует учесть, что при деформации контура интегрирования нужно обходить точки ветвления подынтегральной функции и что путь перевала пересекает полюса подынтегральной функции [5].

В общем случае в соответствии с теоремой Коши интегралы для функций $F_x^{(1)}, F_x^{(2)}$ могут быть представлены в следующем виде:

$$F = \frac{1}{4\pi^2} \left(\int_l \dots d\beta + U(C_\epsilon) \int_{l_\epsilon} \dots d\beta + U(C_p) \int_{l_p} \dots d\beta \right), \quad (9)$$

где $U(C_{\epsilon, p})$ – единичная функция Хевисайда, C_ϵ, C_p – величины, определяемые на комплексной плоскости β :

$$C_{\epsilon, p} = \operatorname{Re} \left(\arcsin \frac{\beta_{\epsilon, p}}{k} \right) \pm \varphi - \arccos \left(\operatorname{sch} \operatorname{Im} \left(\arcsin \frac{\beta_{\epsilon, p}}{k} \right) \right).$$

Боковые волны могут влиять на диаграмму направленности и КПД. Боковые волны можно определить по результату интегрирования по берегам разрезов, охватывающих точки ветвления. Это можно учесть, вычисляя интегралы (7) и (8) по контуру l_B (7). Из анализа подинтегральных функций интегралов $F_x^{(1)}$ и $F_x^{(2)}$ очевидно, что точки ветвления первого порядка расположены при $\beta_{B_1} = \pm k$ и $\beta_{B2} = \pm k\sqrt{\epsilon_1}$. Из названных точек необходимо в расчете взять $\beta_{B_1} = k$, $\beta_{B2} = k\sqrt{\epsilon_1}$, чтобы удовлетворять условиям излучения. Анализ подинтегральных выражений (7) и (8) показал, что разработанные и известные методы асимптотической оценки интегралов по берегам разрезов, охватывающих точки ветвления, справедливы для перевального пути, в данном случае оказываются неприменимыми. По этой причине определить вклад боковой волны в диаграмму излучения и потери мощности на излучение можно только численным интегрированием (7) и (8) по контуру l_B .

Анализ подинтегральных выражений $F_x^{(1)}$ и $F_x^{(2)}$ показал, что разрез целесообразно выбрать так, чтобы это была прямая, параллельная мнимой оси на комплексной плоскости β . Тогда интеграл (9) по берегам разреза $\int_{l_{\epsilon_1}} \dots d\beta$ для

$F_x^{(1)}$ и $F_x^{(2)}$ примет вид:

$$\int_{l_{\epsilon_1}} \dots d\beta = \frac{1}{4\pi^2} \left(\int_{\operatorname{Re} k + j\infty}^k v_1(\beta) d\beta + \int_k^{\operatorname{Re} k + j\infty} v_2(\beta) d\beta \right), \quad (10)$$

где $v_1(\beta)$ и $v_2(\beta)$ – подынтегральное выражение или $F_x^{(1)}$, или $F_x^{(2)}$, отличающееся знаками перед $\sqrt{k^2 - \beta^2}$. Аналогично $\int_{l_{\epsilon_2}} \dots d\beta$ для выражений $F_x^{(1)}$ и $F_x^{(2)}$

запишется

$$\int_{l_{\epsilon_2}} \dots d\beta = \frac{1}{4\pi^2} \left(\int_{\operatorname{Re} k\sqrt{\epsilon_1} + j\infty}^{k\sqrt{\epsilon_1}} \eta_1(\beta) d\beta + \int_{k\sqrt{\epsilon_1}}^{\operatorname{Re} k\sqrt{\epsilon_1} + j\infty} \eta_2(\beta) d\beta \right), \quad (11)$$

где $\eta_1(\beta)$ и $\eta_2(\beta)$ – подынтегральное выражение или $F_x^{(1)}$, или $F_x^{(2)}$, отличающееся знаками перед $\sqrt{k^2\epsilon_1 - \beta^2}$.

Соотношения (10) и (11) необходимы для последующей подстановки в (6) с целью определения поля $E_{x,\text{бок}}^{(1,2)}$ ли $E_{x,\text{бок.изл}}^{(1,2)}$. Расчет $E_{x,\text{бок}}^{(1,2)}$ производится по (10), (11) без множителей в виде функции Хевисайда. Расчет показывает, что $C_B > 0$ для всех точек ветвления, пересекаемых перевальным путем, за исключением случая, когда ϵ_1 – комплексна и потери в теплозащитите достаточно велики ($\operatorname{tg}\delta > 0,5$), что может иметь место при интенсивном нагреве теплозащиты. В результате имеем влияние боковых волн на излучение прямоугольного волновода в дальней зоне.

Таким образом, вклад боковых волн в мощность излучения (12) может стать заметным при достаточно интенсивном нагреве теплозащиты.

Потери излучаемой мощности на боковые волны можно оценить соотношением

$$\psi = \frac{P_{\text{бок}} - P_{\text{бок.изл}}}{P_{\text{пад}}}, \quad (12)$$

где $P_{\text{бок}}$, $P_{\text{пад}}$ – мощности боковых волн и падающей (подводимой к излучателю), $P_{\text{бок.изл}}$ – мощность боковых волн излученных в дальнюю зону.

Мощность, отводимая боковыми волнами

$$P_{\text{бок}}^{(1,2)} = \frac{1}{2Z_0} \int_0^{\pi/2} \int_0^{2\pi} \left(|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2 \right) r^2 d\theta d\phi. \quad (13)$$

В выражении (13) $E_\theta = E_x \cos\theta \cos\varphi + E_y \cos\theta \sin\varphi - E_z \sin\theta$, $E_\phi = E_y \cos\varphi - E_x \sin\varphi$, $E_z = \frac{1}{j\omega\epsilon_0 Z_0} \frac{\partial E_x}{\partial x}$, где Z_0 – волновое сопротивление свободного пространства.

Для прямоугольного волновода для типа волны H_{10} имеем [5]:

$$P_{\text{пад}} = Z_0 H_0^2 \frac{a^3 b}{\lambda^2} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2},$$

где a – размер широкой стенки волновода, b – узкой, H_0 – напряженность магнитного поля, λ – длина волны.

Расчет потери энергии на боковые волны базируется на известных температурных зависимостях электрических параметров теплозащиты. Температурные зависимости ϵ_1 и $\operatorname{tg}\delta$ определяются видом теплозащиты антенны, а значение температуры траекторией полета. При интенсивном нагреве теплозащиты в разы возрастает тангенс угла диэлектрических потерь. При расчете будем считать, что нагрев по толщине теплозащиты равномерный.

На рис. 1а изображены потери на боковые волны для различных материалов. Для расчета взят прямоугольный волновод с размером поперечного сечения $a=2,3$ см, $b=1,0$ см, длиной волны равной $\lambda=3,2$ см.

В результате расчета было выявлено, что мощность боковых волн в теплозаштите заметно возрастает при росте тангенса угла диэлектрических потерь и относительной диэлектрической проницаемости. При увеличении толщины теплозащиты, влияние боковых волн возрастает (рис. 1б).

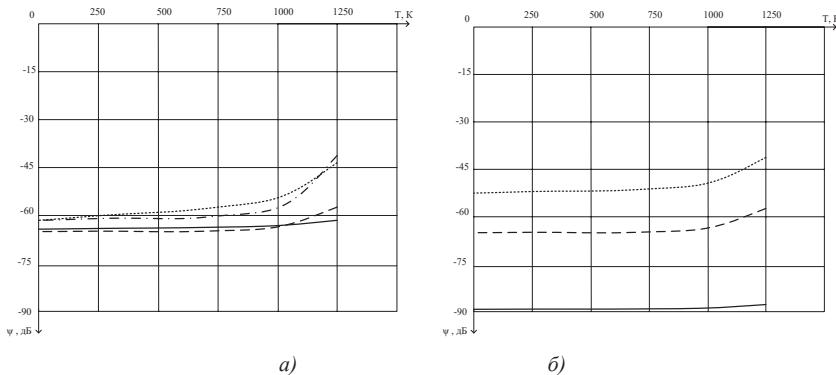


Рис. 1: а – влияние боковых волн на потери мощности в бортовой антенне при $d=1,5\lambda$ см, (—) – BN, (---) – горячепрессованный BN, (· – ·) – BeO, (· · ·) – Al_2O_3 ;
б – влияние боковых волн на потери мощности для материала теплозащиты горячепрессованного BN, (—) – $d=0,5\lambda$ см, (---) – $d=1,5\lambda$ см, (· · ·) – $d=2,5\lambda$ см

Получены выражения, описывающие структуру боковых волн, которые возникают в теплозаштите прямоугольного волновода с волной H_{10} . Оценка мощности, отводимой боковыми волнами, позволяет определить вклад боковых волн в потери излучаемой мощности. Расчеты показали, что влияние боковых волн на радиотехнические характеристики прямоугольного волновода несущественны и их можно не учитывать.

Библиографический список

1. Мартин Д. Вход в атмосферу. М.: Мир, 1969. 320 с.
2. Meseguer J., Sanz-Andres A., Perez-Grande I. Thermal protection systems. Spacecraft Thermal Control, 2012. Р. 305–325.
3. Михайлов В. Ф. Радиотехнические характеристики бортовой антенны с учетом поверхностных волн // Волновая электроника и инфокоммуникационные системы: Материалы XXIV Международ. науч. конф. СПб.: ГУАП, 2021. С. 147–151.
4. Михайлов В. Ф., Победоносцев К. А., Брагин И. В. Прогнозирование эксплуатационных характеристик антенн с теплозащитой. СПб.: Судостроение, 1994. 400 с.
5. Collin E. Foundations for Microwave Engineering, 2nd Edition. Wiley-IEEE Press, 2001. P. 194–197.

УДК 621.372.8

B. F. Михайлов*

доктор технических наук, профессор

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ХАРАКТЕРИСТИКИ БОРТОВОЙ АНТЕННЫ СО СЛОЖНОЙ ТЕПЛОЗАЩИТОЙ

Бортовые антенны возвращаемых космических аппаратов защищаются от аэродинамического нагрева радиопрозрачной нагревостойкой теплозащитой. Электрические характеристики теплозащиты в условиях высокотемпературного нагрева существенно изменяются. Переогретый слой расплава теплозащиты по своим электрическим характеристикам становятся близки к свойствам проводящих материалов. Это приводит к существенным потерям мощности излучения бортовой антенны. Потери становятся столь велики, что оказываются сопоставимыми с потерями в плазменной оболочке, окружающей космический аппарат. В совокупности эти потери приводят к нарушению радиосвязи на траектории спуска. Для устранения такой ситуации необходимо радиопросветление бортовой антенны в условиях аэродинамического нагрева. Рассматривается конструкция бортовой антенны сложной конструкции, когда теплозащита выполняется из двух компонент. Проведенные теоретические исследования показали возможность радиопросветления бортовых антенн возвращаемых космических аппаратов путем охлаждения части наружной поверхности теплозащиты и устранения ее плавления.

Ключевые слова: бортовая антenna, радиопросветление, двухкомпонентная конструкция.

V. F. Mikhailov*

Dr. Sc. Tech., Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

COMPUTATIONAL APPROACH TO EVALUATING THE CHARACTERISTICS OF AN ONBOARD ANTENNA WITH COMPLEX THERMAL PROTECTION

Onboard antennas of the returned spacecraft are protected from aerodynamic heating by a radio-transparent heat-resistant heat shield. Electrical characteristics of heat shield under conditions of high-temperature heating significantly change. Superheated layer of molten heat shield by its electrical characteristics become close to the properties of conducting materials. This leads to significant losses of radiation power of the onboard antenna. The losses become so great that they are commensurate with the losses in the plasma shell surrounding the spacecraft. Taken together, these losses lead to disruption of radio communication on the descent trajectory. To eliminate such a situation, radio illumination of the onboard antenna in conditions of aerodynamic heating is necessary. We consider the design of an onboard antenna of complex design, when the heat shielding is made of two components. The carried out theoretical studies showed the possibility of radio illumination of on-board antennas of returned spacecraft by cooling a part of outer surface of heat shield and eliminating its melting in this part.

Keywords: on-board antenna, radio enlightenment, two-piece design.

Введение

Бортовые антенны возвращаемых космических аппаратов на траектории спуска подвергаются воздействию интенсивного аэродинамического нагрева [1].

Радиопрозрачная диэлектрическая теплозащита бортовых антенн в условиях высокотемпературного нагрева существенно изменяет свои электрические параметры. Эти изменения параметров вносят дополнительные потери на поглощение мощности электромагнитного излучения антенны в теплозащите и на отражение от ее границ. Потери могут быть столь велики, что совместно с влиянием плазменной оболочки, окружающей бортовую антенну, приводят к нарушению радиосвязи. Особенно потери излучаемой мощности становятся недопустимо велики, когда из-за высокотемпературного нагрева электрические параметры теплозащиты по свойствам оказываются близки к свойствам полупроводниковых материалов и даже проводящих сред, что может иметь место при появлении пленки расплава на нагреваемой поверхности теплозащиты [2]. Для устранения этого явления необходимо температуру теплозащиты понизить и устраниить ее плавление.

Основная часть

Известно достаточно много исследований по оценке характеристик бортовых антенн с теплозащитой в условиях высокотемпературного нагрева и плазмы [3], [4]. Результаты расчетов показали, что в названных условиях потери в бортовой антенне могут превышать 30 дБ. При такой величине потерь радиосвязь в канале борт космического аппарата наземный пункт прервется. Эта ситуация еще раз подчеркивает необходимость радио просветления бортовых антенн возвращаемых космических аппаратов. В работе рассматривается конструкция бортовой антенны с уменьшенными потерями при воздействии интенсивных тепловых потоков, другими словами с радио просветлением. Конструкция бортовой антенны возвращаемых космических аппаратов представляет собой излучатель в виде открытого круглого волновода закрытого плоской теплозащитой. Метод радио просветления реализован в конструкции антенны сложной осесимметричной структуры (рис. 1), излучающая поверхность которой состоит из двух частей: втулки 1 из менее тугоплавкого материала теплозащиты и стержня 2 с более тугоплавкой теплозащитой, но имеющих близкие значения относительной диэлектрической проницаемости.

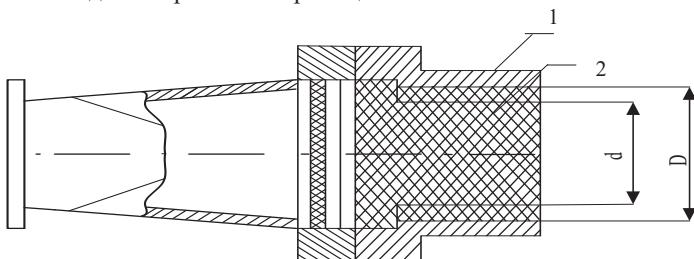


Рис. 1. Конструкция бортовой антенны

При интенсивном нагреве в условиях эксплуатации температура стержня будет ниже температуры его плавления из-за охлаждения продуктами разруше-

ния материала втулки, имеющего более низкую температуру плавления. Следовательно, наружная поверхность стержня из-за охлаждения не плавится и на нем не возникает пленка расплава с характеристиками, близкими к проводящим средам. Тогда основное излучение антенны будет происходить через область, занимаемую не оплавившимся материалом стержня.

Для создания новых конструкций антенн с уменьшенными потерями при воздействии интенсивных тепловых потоков необходимо получить исходные данные для выбора параметров и расчетов размеров сложной теплозащиты.

Величину коэффициента прохождения по мощности T_{Σ}^2 для излучения антенны представим в виде:

$$T_{\Sigma}^2 = kT_1^2 + lT_2^2,$$

где T_1^2, T_2^2 – коэффициенты прохождения по мощности для соответствующих областей антенны (см. рис. 1), а коэффициенты, характеризующие долю мощности, распространяющейся в областях 1 и 2

$$k = \frac{P_1}{P_{\text{полн}}}, l = \frac{P_2}{P_{\text{полн}}}, \quad (1)$$

где $P_1, P_2, P_{\text{полн}}$ – мощности электромагнитной волны, распространяющейся в областях 1, 2 и во всем волноводе соответственно.

Найдем зависимость, определяющую распределение мощности в первой и второй областях антенны. Первая область периферийная с размерами радиуса от $d/2$ до $D/2$, вторая с радиусом $d/2$. Расчет будем производить, не учитывая возникающие искажения тока при наличии неоднородностей. Считаем, что в волноводе распространяется волна типа H_{11} . Полная мощность для волны типа Н в волноводе может быть записана в виде:

$$P_{\text{полн}} = \frac{1}{2} Z_{\epsilon} \int_s |H_{\perp}|^2 ds, \quad (2)$$

где Z_{ϵ} – характеристическое сопротивление волновода; H_{\perp} – нормальная составляющая поля.

Представим выражение (2) в виде суммы двух интегралов с соответствующими пределами интегрирования:

$$P_{\text{полн}} = \frac{1}{2} Z_{\epsilon} \left(\int_0^{d/2} \int_{D/2}^{2\pi/2} |H_{\perp}|^2 d\varphi dr + \int_0^{d/2} \int_0^{2\pi/2} |H_{\perp}|^2 d\varphi dr \right), \quad (3)$$

Для волны H_{11} нормальная составляющая записывается как

$$H_{\perp} = H_0 \frac{\gamma_{11}}{\chi_{11}} [J'_1(\chi_{11}r) \cos \varphi + \frac{1}{\chi_{11}r} J_1(\chi_{11}r) \sin \varphi], \quad (4)$$

где H_0 – амплитуда напряженности поля, γ_{11} – постоянная распространения, χ_{11} – критическое волновое число, J_1 – функция Бесселя первого рода.

$\chi_{11} = \frac{\mu_{11}}{D/2}$, μ_{11} – первый корень функции Бесселя первого рода,

$$Z_e = \sqrt{\frac{\mu_a}{\varepsilon_a}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{kp}}\right)^2}}, \quad \lambda_{kp} = \frac{\pi D}{\mu_{11}} = 1.71D.$$

Полную мощность можно записать с учетом (4) в виде:

$$P_{\text{полн}} = \frac{1}{2} Z_e H_0^2 \left(\frac{\gamma_{11}}{\chi_{11}} \right)^2 \int_0^{2\pi} \int_0^{D/2} [J_1'^2(\chi_{11}r) \cos^2 \varphi + \frac{1}{(\chi_{11}r)^2} J_1^2(\chi_{11}r) \sin^2 \varphi] d\varphi r dr. \quad (5)$$

Выполним замену переменных $\chi_{11}r = x$, учтем, что при интегрировании от 0 до 2π величины $\sin^2 \varphi$ и $\cos^2 \varphi$ дадут множитель π , используем следующее соотношение [5]

$$\int_0^{\rho} [Y_1'^2(x) + \frac{Y_1^2(x)}{x^2}] x dx = \frac{x^2}{2} [Y_1^2(x)(1 - \frac{1}{x^2}) + \frac{2}{x} Y_1(x) Y'(x) + Y_1'^2(x)] \downarrow_0^{\rho},$$

в результате получим:

$$P_{\text{полн}} = \frac{\pi}{4} Z_B H_0^2 (\gamma_{11})^2 r^2 \left[\left(1 - \frac{1}{(\chi_{11}r)^2} \right) J_1^2(\chi_{11}r) + \frac{2}{\chi_{11}r} J_1'(\chi_{11}r) J_1(\chi_{11}r) + J_1'^2(\chi_{11}r) \right] \downarrow_0^{\mu_{11}}. \quad (6)$$

Используя выражение для критического волнового числа, проведем замену пределов интегрирования, а именно пределы от 0 до $D/2$ заменим на пределы от 0 до $\frac{\mu_{11}d}{D}$, пределы от $D/2$ до $\frac{\mu_{11}d}{D}$ на пределы от $\frac{\mu_{11}d}{D}$ до μ_{11} . Подставляя пределы интегрирования в (6), получим выражения для мощностей, распространяющихся в первой и второй областях, в следующем виде:

$$P_1 = \frac{\pi}{4} Z_B H_0^2 (\gamma_{11})^2 \left\{ \frac{D^2}{4} \left[(1 - \mu_{11}) J_1^2(\mu_{11}) + \frac{2}{\mu_{11}} J_1'(\mu_{11}) J_1(\mu_{11}) + J_1'^2(\mu_{11}) \right] - \right. \\ \left. - \frac{d^2}{4} \left[(1 - \frac{\mu_{11}d}{D}) J_1^2(\frac{\mu_{11}d}{D}) + \frac{2D}{\mu_{11}d} J_1'(\frac{\mu_{11}d}{D}) J_1(\frac{\mu_{11}d}{D}) + J_1'^2(\frac{\mu_{11}d}{D}) \right] \right\}, \quad (7)$$

$$P_2 = A \frac{d^2}{4} \left[(1 - \frac{\mu_{11}d}{D}) J_1^2(\frac{\mu_{11}d}{D}) + \frac{2D}{\mu_{11}d} J_1'(\frac{\mu_{11}d}{D}) J_1(\frac{\mu_{11}d}{D}) + J_1'^2(\frac{\mu_{11}d}{D}) \right], \quad (8)$$

где $A = A = \frac{\pi}{4} Z_B H_0^2 (\gamma_{11}^{(2)})^2$, $\gamma_{11}^{(1)}$, $\gamma_{11}^{(2)}$ – постоянные распространения для первой и второй области соответственно.

Используя (6), (7), (8), находим в зависимости от d/D коэффициенты k , l по формуле (2). Коэффициент прохождения по мощности бортовой антенны со сложной теплозащитой, находящейся под воздействием высокотемпературного нагрева, рассчитываем по формуле (1). В условиях нагрева коэффициент прохождения для области 1 (T_1^2) можно считать равным нулю.

Это условие достаточно строго будет выполняться при наличии пленки расплава на поверхности области 1, причем расплав по электрическим характеристикам соответствует свойствам проводящего материала.

На рис. 2 приведены расчетные зависимости величины T_Σ^2 от соотношения геометрических размеров d/D . Приведенные результаты являются приближенными из-за того, что не учтены искажения поля в апертуре антенны со сложной теплозащитой.

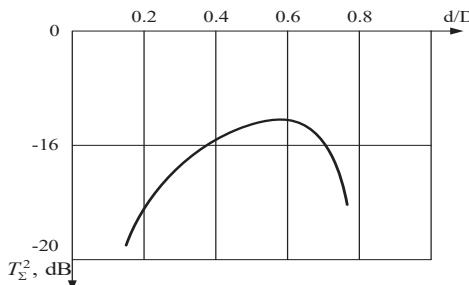


Рис. 2. Зависимость T_Σ^2 от геометрических размеров

Как видно из приведенной зависимости имеется оптимальное значение величины d/D , при котором потери в бортовой антенне сложной структуры минимальны.

Библиографический список

1. Martin J. Atmospheric reentry. М.: Мир. 1969. 320 с.
2. Михайлов В. Ф., Победоносцев К. А., Брагин И. В. Прогнозирование эксплуатационных характеристик антенн с теплозащитой. СПб.: Судостроение. 1994. 300 с.
3. Mikhailov V. Radiotechnical characteristics of a flat-layered medium, 2020 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication System (WECONF). 2021.

4. *Mikhailov V.* Characteristics of radiation of around waveguides through a flat homogeneous heat shield. Propagation and Wave guides in Photonics and Microwave Engineering. London, United Kingdom, 2020.

5. *Фальковский О. И.* Техническая электродинамика. М.: Связь, 1978. 430 с.

УДК 535.243

*O. D. Москалец**

кандидат технических наук, доцент

*A. С. Параскун**

старший преподаватель

*K. V. Сердюк**

ассистент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

**ФОРМИРОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ
В СИСТЕМАХ КОНТРОЛЯ И В СИСТЕМАХ
МНОГОКАНАЛЬНОГО АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ
ФИЗИЧЕСКИМИ И ФИЗИКО-ХИМИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ,
СОПРОВОЖДАЮЩИМИСЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ
ИЗЛУЧЕНИЕМ В ОПТИЧЕСКОМ ДИАПАЗОНЕ**

Рассматривается формирование измерительных сигналов в спектроскопических системах контроля (СК) и системах многоальтернативного автоматического управления (СМАУ) физическими и физико-химическими процессами, сопровождающимися электромагнитным излучением в оптическом диапазоне; в частности, процессов горения в различных теплоэнергетических установках. Получение спектроскопической информации в оптическом диапазоне предполагается с помощью дифракционных решеточных спектральных приборов и спектральных приборов нового типа, реализующих спектроскопические измерения с помощью системы узкополосных фильтров. В качестве модели анализируемого сигнала принята конечная сумма узкополосных колебаний, как моделей спектральных линий излучения атомов, молекул и др.

Ключевые слова: системы контроля, спектроскопические измерения, измерительные сигналы, спектральный прибор, фильтрация пространственных частот, узкополосная фильтрация, аппаратная функция, комплексный спектр, энергетический спектр, фотодетектирование.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, соглашение № FSRF-2020-0004, «Научные основы построения архитектур и систем связи бортовых информационно-вычислительных комплексов нового поколения для авиационных, космических систем и беспилотных транспортных средств».

*O. D. Moskaletz**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*A. S. Paraskun**

Senior Lecturer

*K. V. Serdiuk**

Assistant

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

GENERATION OF MEASURING SIGNALS IN CONTROL SYSTEMS AND IN MULTI-CHANNEL AUTOMATIC CONTROL SYSTEMS OF PHYSICAL AND PHYSICAL-CHEMICAL PROCESSES ACCOMPANIED BY ELECTROMAGNETIC RADIATION IN THE OPTICAL RANGE

The paper considers the formation of measurement signals in spectroscopic control systems (SC) and multi-alternative automatic control systems (MACS) of physical and physical-chemical processes accompanied by electromagnetic radiation in the optical range; in particular, combustion processes in various thermal power plants. Spectroscopic information in the optical range is assumed to be obtained with the help of diffraction grating spectral devices and spectral devices of a new type, implementing spectroscopic measurements with the help of the system of narrowband filters. A finite sum of narrow-band fluctuations, as models of spectral emission lines of atoms, molecules etc., is taken as a model of the analysed signal.

Keywords: control systems; spectroscopic measurements; measuring signals; spectral instrument; spatial frequency filtering; narrowband filtering; hardware function; complex spectrum; energy spectrum; photodetection.

Введение

В физике и технике спектральные методы анализа и приборы принадлежат к числу наиболее распространенных, а анализ гармонического спектра относится к числу важнейших физико-технических измерений. Особенно велика роль гармонического анализа в спектроскопии, где получаемая информация заключена в функции распределения энергии электромагнитного излучения по частотам. Эта информация извлекается с помощью спектральных приборов, выполняющих гармонический анализ.

Чрезвычайно широкое распространение приборов для измерения гармонических спектров обусловлено важностью и разнообразием получаемой с их помощью информации, как в фундаментальных исследованиях строения материи, так и при решении прикладных задач. В первую очередь методы и приборы гармонического анализа охватывают те научные направления, которые обеспечивают прогресс всей науки в целом, а также наиболее динамично развивающиеся области современной техники, основанные на использовании достижений физики твердого тела, квантовой электроники и др.

В последнее время обозначились два новых направления применения методов оптической спектроскопии. Во-первых, решение задач контроля протекания физических и физико-химических процессов, которые сопровождаются электромагнитным излучением в оптическом диапазоне, в частности процессов горения [1], [2]; во-вторых, СМАУ названными физическими и физико-техническими процессами [3], [4], что является принципиально новым, эта новизна заключается в том, что сигналы ошибки формируются посредством спектроскопических измерений [3], [4].

Постановка задачи

Формирование ИС в СК и СМАУ рассматривается как решение одной из задач эмиссионной спектроскопии со своей спецификой. Речь идет об обнару-

жении и оценке параметров узкополосных оптических сигналов в форме спонтанного излучения предварительно указанных атомов, молекул и др., то есть их спектральных линий. В большинстве случаев оптические спектральные приборы выдают спектроскопическую информацию в форме непрерывной функции частоты или длины волны. При решении рассматриваемой здесь задачи СК и СМАУ результаты спектроскопических измерений должны быть представлены в дискретной форме, а в случае СМАУ эта дискретная форма является вектором выхода, значения которого определяются управляемыми параметрами. Для решения такой спектроскопической задачи целесообразно применять дифракционные спектральные приборы (решеточные или призменные), в которых считываение спектроскопической информации выполняется на основе ПЗС – линеек, и параллельные анализаторы оптического диапазона [5].

Формирование измерительных сигналов

Результат анализа комплексного спектра дается в форме линейного интегрального оператора [6]:

$$S_a(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} K(\omega, \omega') \cdot S(\omega') d\omega', \quad (1)$$

где $S_a(\omega)$ – комплексный аппаратурный спектр; ω – временная круговая спектральная частота; $S(\omega)$ – комплексный (математический) спектр анализируемого сигнала; $K(\omega, \omega')$ – комплексная аппаратная функция.

Согласно постановке задачи колебания $s(t)$ соответствующих источников описываются в форме конечной суммы N аналитических сигналов:

$$s(t) = \sum_{n=1}^N \dot{A}_n(t) \cdot \exp(i\omega_n t), \quad (2)$$

где t текущее время; $\dot{A}_n(t)$; ω_n – комплексная амплитуда и круговая частота n -й спектральной линии соответственно.

В соответствии с выражением (2) комплексный спектр анализируемого сигнала

$$S(\omega) = \hat{F}[s(t)] = \hat{F}\left[\sum_{n=1}^N \dot{A}_n(t) \cdot \exp(i\omega_n t) \right] = \sum_{n=1}^N S_n(\omega - \omega_n), \quad (3)$$

где \hat{F} – оператор прямого преобразования Фурье; $S_n(\omega) = \hat{F}[\dot{A}(t)]$ – комплексный спектр комплексной огибающей.

В общем случае спектроскопических измерений дифракционным решеточным спектральным прибором в выходной плоскости, то есть на чувствительной поверхности фотоприемников (ФПУ) формируется аппаратурный комплексный мгновенный спектр в форме непрерывной функции [6]:

$$S_a[\omega(x), t] = \kappa \sqrt{\omega'} \int_0^{\infty} \exp(-i\omega't) \frac{\sin\{[\omega(x) - \omega']T(x)/2\}}{[\omega(x) - \omega']T(x)/2} S(\omega') d\omega', \quad (4)$$

где κ – коэффициент; $\omega(x) = 2\pi c_0 F / \tau_g x$ – временная угловая спектральная частота в масштабе пространственной координаты x ; $T(x) = Lx / c_0 F$ – «время анализа».

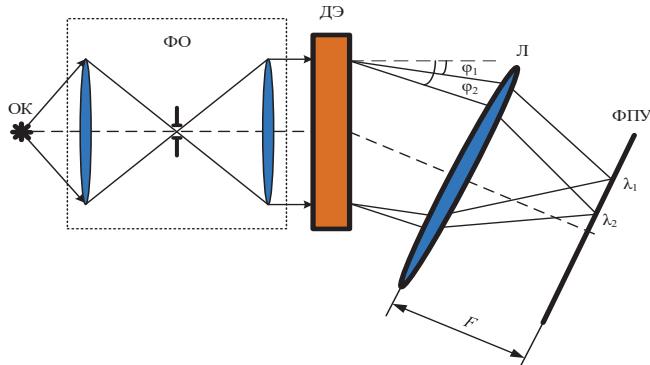


Рис. 1. Оптическая схема дифракционного спектрального прибора:
OK – объект контроля; FO – формирующая оптика; DЭ – диспергирующий элемент (призма или дифракционная решетка); ФПУ – фотоприемники, L – линза, как эквивалент камерного объектива; F – фокусное расстояние линзы

При считывании спектроскопической информации с помощью ПЗС – линейки силу $\Delta x_n \ll \Delta x_0$, поэтому в пределах одного пикселя

$$S_a[\omega(x), t] = \kappa \sqrt{\omega'} \int_{\omega_n - \Delta\omega_n}^{\omega_n + \Delta\omega_n} \exp(-i\omega't) \frac{\sin[(\omega_n - \omega')T_n/2]}{(\omega_n - \omega')T_n/2} S(\omega') d\omega', \quad (5)$$

где $2\Delta\omega_n$ и ω_n – полоса временных круговых частот и средняя круговая частота, соответствующие величине Δx_n соответственно.

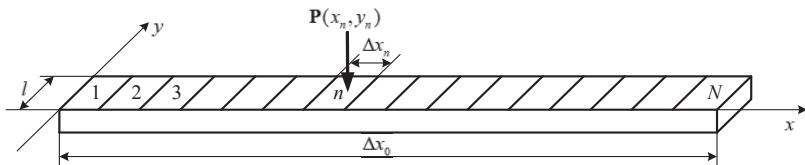


Рис. 2. Модель ПЗС-лайнеки

Результат фотодетектирования с временным интегрированием за время T_R дает энергетический спектр [7]:

$$G(\omega) = K \omega_n^2 \int_{\omega_n - \Delta\omega_n}^{\omega_n + \Delta\omega_n} \frac{\sin^2[(\omega_n - \omega')T_n / 2]}{[(\omega_n - \omega')T_n / 2]^2} \cdot G(\omega') d\omega', \quad (6)$$

где K – коэффициент; $G(\omega) = |S(\omega)|^2$ – энергетический спектр анализируемого сигнала за время интегрирования T_R .

Энергия оптического сигнала, связанная с n -м пикселям

$$G_n = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_n - \Delta\omega_n}^{\omega_n + \Delta\omega_n} G(\omega) d\omega \quad (7)$$

порождает заряд q_n , который несет информацию об интенсивности соответствующей спектральной линии, эта информация является результатом узкополосной фильтрации фильтром пространственных частот в форме чувствительной поверхности пикселя, квадратичного детектирования и временного интегрирования оптического сигнала на чувствительной поверхности пикселя. В этом центральным моментом является узкополосная фильтрация пространственным фильтром в форме чувствительной поверхности n -го пикселя.

Формирование измерительных сигналов параллельным анализатором спектра оптического диапазона, который является радиооптическим аналогом соответствующего радиочастотного анализатора спектра, выполняется в рамках тех же операций: узкополосная фильтрация БОФ, которые представляют собой узкополосный интерференционные фильтры; квадратичное детектирование ФПУ и временное интегрирование в блоке постдекодерной обработки.

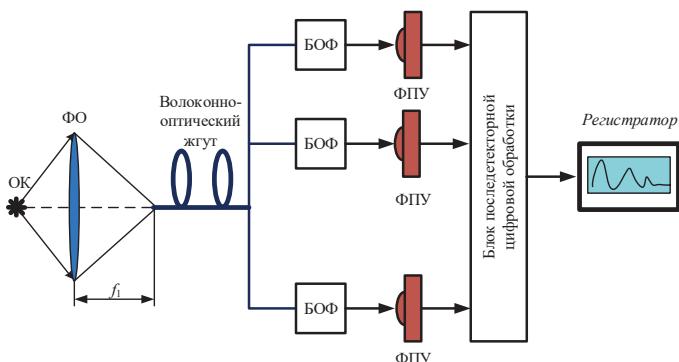


Рис. 3. Структурная схема параллельного анализатора спектра оптического диапазона:
OK – объект контроля; ФО – формирующая оптика; БОФ – блок оптической фильтрации;
ФПУ – фотоприемники

Следует отметить физическое различие рассмотренных видов узкополосной фильтрации: в случае дифракционного спектрального прибора осуществляется фильтрация пространственных частот, реализация фильтра пространственных частот определяется лишь технологическими возможностями, тогда как узкополосные интерференционные фильтры являются динамическими системами, их характеристики должны удовлетворять критерию Винера – Пэли возможности физической реализации.

Заключение

В представленной работе сформулирована идеология формирования измерительных сигналов в СК и СМАУ физическими и физико-химическими процессами, которые сопровождаются оптическим излучением. Отмечены спектральные приборы оптического диапазон, которые целесообразно применять для решения задач СК и СМАУ.

Библиографический список

1. *Ваганов М. А.* Резонансный метод бесконтактного анализа оптических спектров и его техническая реализация для решения задач контроля процессов горения: дис. ... канд. тех. наук: защищена 26.03.2014: утв. 05.10.2014 / Ваганов Михаил Александрович. СПб., 2014. 152 с.
2. *Казаков В. И.* Система оптического спектрального контроля с высокопорядковой дифракционной решеткой: дис. ... канд. тех. наук: Спец. 05.11.2013: защищена 01.10.2019: утв. 06.02.2020 / Казаков Василий Иванович. СПб., 2019. 150 с.
3. *Ваганов М. А., Москалец О. Д.* Методы оптической спектроскопии в системах автоматического управления процессами горения // Датчики и системы. 2018. № 12. С. 32–37.
4. *Moskaletz O., Serdiuk K.* Diffraction Spectral Devices in the Multi-Alternative Automatic System. 2020 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), 2020. Р. 1–5.
5. Пат. 86734 РФ, МПК8 G 01 J 3/26. Параллельный анализатор спектра сигналов оптического диапазона / И. Н. Архипов, М. А. Ваганов, С. В. Кулаков, Е. Н. Котликов, О. Д. Москалец, Л. Н. Пресленев, В. Н. Прокашев (РФ). № 2009116195/22 // Изобретения и полезные модели. 2009. № 25. 2 с.
6. *Kazakov V., Kuryleva A., Moskaletz D.* Instantaneous spectra in spectral and correlation processing of dynamic signal devices of radio and optical ranges and their linear and nonlinear transformations // Proc. SPIE 10680, Optical Sensing and Detection. 2018.

УДК 535.243

*О. Д. Москалец**

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

СООТНОШЕНИЕ ВХОД – ВЫХОД СПЕКТРАЛЬНОГО ПРИБОРА

Исходя из представления линейного оператора в форме интегрального оператора с ядром общего вида показана возможность приближенного представления этого оператора в форме свертки. С общих позиций теории линейных систем получены соотношения вход – выход спектральных приборов, выполняющих анализ комплексного спектра, что является составной частью теории спектральных измерений.

Ключевые слова: линейный оператор, интегральный оператор, свертка, комплексный спектр, спектральный прибор, аппаратная функция.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, соглашение № FSRF-2020-0004, «Научные основы построения архитектур и систем связи бортовых информационно-вычислительных комплексов нового поколения для авиационных, космических систем и беспилотных транспортных средств».

*O. D. Moskaletz**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

INPUT-OUTPUT RATIO OF THE SPECTRAL INSTRUMENT

Proceeding from the representation of a linear operator in the form of an integral operator with a kernel of a general form, the possibility of an approximate representation of this operator in the form of convolution is shown. From the general positions of the theory of linear systems, the input-output relations of spectral devices performing complex spectrum analysis, which is an integral part of the theory of spectral measurements, are obtained.

Keywords: linear operator, integral operator, convolution, complex spectrum, spectral device, hardware function.

Введение

Огромная роль аппаратурного гармонического анализа в современной науке и технике и высокий уровень развития спектрального приборостроения требуют хорошо разработанной теории спектральных измерений. Анализ современного состояния спектрометрии показал, что ряд вопросов теории спектральных измерений остается недостаточно разработанным и требует дополнительных исследований. В частности, требуется дальнейшая разработка вопроса передачи линейной системой сигнала и последующего применения результатов к теории спектральных измерений.

Постановка задачи

Важнейшей задачей теории спектральных измерений является установление связи вход – выход спектрального прибора, более того, Г. С. Горелик [1] считал, что «установление этой связи составляет содержание одного из важнейших утверждений учения о колебаниях и волнах». Более конкретная постановка вопроса принадлежит теории линейных систем [2], где «основной проблемой теории является проблема передачи системой сигнала и в связи с этим определение и применение такой характеристики системы, которая бы наиболее просто и вместе с тем полно устанавливала связь между входом и выходом системы». Причем сигнал может мыслиться в любой из двух эквивалентных форм его представления: в виде колебания и в виде спектра.

Создатель математического аппарата квантовой физики фон Нейман в 1935 году сформулировал проблему представления линейного оператора в форме интегрального [3]. Решение этой проблемы означает установление связи вход – выход линейной системы, выдающееся значение этой связи для теории линейных систем породило ряд эвристических методов ее установления. В частности, в [4] предложен эвристический метод установления связи вход – выход спектрального прибора для энергетических спектров в форме свертки; однако далее в этой работе отмечается, что разрешающая способность оптических спектральных приборов меняется по диапазону. Следовательно, ядро соответствующего интегрального оператора должно быть общего вида.

Сказанное выше указывает на необходимость решения проблемы фон Неймана на математическом уровне строгости, поскольку теория систем является математической дисциплиной, установления возможности перехода от линейного интегрального оператора с ядром общего вида к свертке.

Проблема фон Неймана была решена на математическом уровне к середине 1970-х годов [4], однако при этом не был установлен смысл ядра как реакции на дельта-воздействие, а это имеет принципиально важное значение для теории линейных систем. В [5] на базе теории обобщенных функций на математическом уровне установлена связь вход – выход линейной системы в общей форме линейного интегрального оператора, ядром которого является реакция линейной системы на дельта-воздействие. В предлагаемой работе обсуждается возможность перехода от линейного интегрального оператора общего вида к свертке.

Соотношение вход – выход линейной системы

Результатом решения проблемы фон Неймана является представление линейного оператора в форме интегрального в математически корректной форме [1], [2]

$$y(\xi) = \hat{L}x(\xi) = \int_{\Xi} K(\xi, \xi')x(\xi)d\xi', \quad (1)$$

где $y(\xi)$ – результат действия линейного ограниченного оператора \hat{L} на функцию $x(\xi)$; $K(\xi, \xi')$ – ядро, получившее при решении задач физики и техники

название аппаратная функция; ξ, ξ' – переменные, смысл которых определяется решаемой задачей; Ξ – некоторый промежуток интегрирования, который определяется решаемой задачей.

Применительно к задачам линейной топии, функция $y(\xi)$ называется выходом линейной системы, а функция $x(\xi)$ ее входом. В [5] ядро оператора (1) установлено в форме:

$$K(\xi, \xi') = \hat{L} \delta(\xi - \xi'), \quad (2)$$

что имеет принципиально важное значение для теории линейных систем, где получило название импульсной реакции, которая удовлетворяет сформулированным выше требованиям [2], при этом линейный оператор (1) называется соотношением вход – выход линейной системы. С позиций физики техники к ядру оператора (1) предъявляется требование:

$$K(\xi, \xi') \in L_2 \times L_2, \quad (3)$$

где L_2 – пространство функций, интегрируемых с квадратом.

Практическое применение соотношения (1) с ядром общего вида может вызывать серьезные затруднения, например, при решении обратных задач [4], поэтому целесообразно установить условия, когда это ядро можно представить в форме:

$$K(\xi, \xi') = K(\xi - \xi'), \quad (4)$$

тогда соотношение (1) переходит в свертку, что может существенно упростить ситуацию.

Ядро оператора (1) можно представить в виде:

$$K(\xi, \xi') = K(\xi - \xi') + \Delta K(\xi, \xi'). \quad (5)$$

Для расстояния между функциями $K(\xi, \xi')$ и $K(\xi - \xi')$ имеет место предел:

$$\lim_{\xi \rightarrow \xi} \int_{\Xi} |K(\xi, \xi') - K(\xi - \xi')|^2 d\xi' = \lim_{\xi \rightarrow \xi} \int_{\Xi} |\Delta K(\xi, \xi')|^2 d\xi' = 0, \quad (6)$$

тогда при соответствующих $\Delta K(\xi, \xi')$ и $x(\xi')$ возможно неравенство

$$\int_{\Xi} |\Delta K(\xi, \xi') x(\xi')|^2 d\xi' \ll \int_{\Xi} |K(\xi - \xi') x(\xi')|^2 d\xi'. \quad (7)$$

На основании неравенства (7) линейный интегральный оператор принимает форму свертки:

$$y(\xi) = \hat{L} x(\xi) = \int_{\Xi} K(\xi - \xi') x(\xi') d\xi', \quad (8)$$

которая описывает основную интегральную связь для линейной стационарной системы.

Соотношение вход – выход спектрального прибора

При измерении комплексного спектра аппаратная функция спектрального прибора, согласно выражению (2), дается в форме:

$$K(\omega, \omega') = \hat{L} \delta(\omega - \omega'), \quad (9)$$

где ω – временная угловая частота.

Комплексный спектр в форме $\delta(\omega - \omega')$ не позволяет непосредственно выразить аппаратную функцию спектрального прибора; δ – воздействие следует представить в форме:

$$\delta(\omega - \omega') = \hat{F} \exp(i\omega' t), \quad (10)$$

где \hat{F} оператор прямого преобразования Фурье.

На основании выражения (10) комплексная аппаратная функция спектрального прибора, вычисляющего комплексный спектр анализируемого сигнала в форме колебательного явления рассматривается как реакция спектрального прибора на гармоническое колебание $\exp(i\omega' t)$, то есть:

$$K_s(\omega, \omega') = \hat{A}_s \exp(i\omega' t) = \hat{A}_s \hat{F}^{-1} \delta(\omega - \omega') = \hat{L}_s \delta(\omega - \omega'), \quad (11)$$

где \hat{A}_s – линейный ограниченный оператор, описывающий преобразование спектральным прибором гармонического колебания $\exp(i\omega' t)$; \hat{F}^{-1} – оператор обратного преобразования Фурье; $\hat{L}_s = \hat{A}_s \hat{F}^{-1}$ – линейный ограниченный оператор.

В оптическом диапазоне анализируемые сигналы являются волновыми процессами, которые связаны с колебательными явлениями посредством оператора \hat{V} , действующим по правилу:

$$s(z, t) = \hat{V} s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) \delta[(z / c_0) - t - \tau] d\tau, \quad (12)$$

где z – направление движения однородной плоской волны; \hat{V} – линейный ограниченный оператор.

Применение оператора \hat{V} к колебанию $\exp(i\omega' t)$ дает:

$$\begin{aligned} \hat{V} \exp(i\omega' t) &= \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \exp(i\omega' t) \delta[(z / c_0) - t - \tau] d\tau = \exp[i(k' z - \omega' t)]. \end{aligned} \quad (13)$$

С учетом выражения (12) комплексная аппаратная функция спектрального прибора – волнового анализатора дается выражением:

$$A_v(\omega, \omega', t) = \hat{A}_v \exp[i(k' z - \omega' t)] = \hat{A}_v \hat{V} \hat{F}^{-1} \delta(\omega - \omega') = \hat{L}_v \delta(\omega - \omega'), \quad (14)$$

где \hat{A}_s – линейный ограниченный оператор, описывающий преобразование спектральным прибором однородной плоской монохроматической волны $\exp[i(k'z - \omega't)]$; $\hat{L}_v = \hat{A}_v \hat{V} \hat{F}^{-1}$ – линейный ограниченный оператор.

Выражения аппаратных функций в формах (11) и (14) совпадают с выражением (2), и на основании (5), (6), (7) и (8) основная интегральная связь теории спектральных измерений может быть записана в форме свертки:

$$S_a(\omega) = \int_{\Omega} K(\omega - \omega') S_0(\omega') d\omega', \quad (15)$$

где $S_a(\omega)$ – комплексный аппаратурный (физический [1]) спектр; Ω – полоса анализируемых частот; $S_0(\omega) = \hat{F}s(t)$ – спектр (математический [1]) анализируемых колебаний источника.

Заключение

В данной статье продолжено решение основной проблемы теории линейных систем [2], а именно установлена возможность перехода от линейного интегрального оператора с ядром общего вида к свертке, которая точно описывает передачу сигнала линейной стационарной системой. Далее в общем виде получены комплексные аппаратурные функции спектральных приборов, выполняющих анализ спектра анализируемых сигналов как в форме колебательных процессов, так и в форме волновых явлений.

Библиографический список

1. Горелик Г. С. Колебания и волны. Введение в акустику, радиофизику и оптику М.: Физматлит. 2007.
2. Соловьев А. В., Петров Ф. С. Линейные автоматические системы с переменными параметрами. М.: Наука. 1971.
3. Коротков В. Б. Интегральные операторы. Новосибирск: Наука, 1983.
4. Раутиан С. Г. Реальные спектральные приборы // Успехи физических наук. 1958. Т. 66. № 11. С. 475–517.
5. Moskalev O. Physical signal theory as a part of quantum laser theory / Proc. of SPIE. 2002. Vol. 5066. P. 213–224.

УДК 621.396.99

*Д. А. Музагаров**

студент

*Т. И. Тагаев**

студент

*Н. В. Поваренкин**

кандидат технических наук, доцент

*А. К. Ермаков**

преподаватель

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

**РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ MUSIC,
ПРИМЕНЯЕМОГО К ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ
РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ОБНАРУЖЕНИЯ
НИЗКОЛЕТИЯЩИХ ЦЕЛЕЙ**

Рассмотрен математический аппарат алгоритма сверхразрешения MUSIC. Поставлена задача разрешения двух сигналов с малыми углами места. Получен результат моделирования и сделаны выводы о размерах линейной эквидистантной цифровой антенной решетки для разрешения целей при заданных условиях.

Ключевые слова: алгоритм сверхразрешения, разрешение целей, радиолокационная станция, низколетящая цель.

*D. A. Muzafarov**

Student

*T. I. Tagaev**

Student

*N. V. Povarenkin**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*A. K. Ermakov**

Lecturer

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

**IMPLEMENTATION OF THE MUSIC SUPER-RESOLUTION
ALGORITHM, APPLIED TO THE DIGITAL ANTENNA ARRAY
OF A RADAR STATION FOR DETECTING LOW-FLYING TARGETS**

The mathematical apparatus of the MUSIC super-resolution algorithm is considered. The task of resolving two signals with small angles of place is set. The simulation result is obtained and conclusions are drawn about the size of a linear equidistant digital antenna array for resolving targets under specified conditions.

Keywords: super-resolution algorithm, target resolution, radar station, low-flying target.

Задача определения координат радиолокационной, в частности, низколетящей цели, состоит в оценке направления прихода электромагнитной волны на приемную антенну 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 когерентны. Поэтому фазовый фронт в раскрытие 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. Необходимо разрешать данные отраженные сигналы друг от друга. Разрешение отраженных сигналов тоже 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, аддитивного углового отклика (алгоритм Релея) и других.

В данной статье будет рассмотрен алгоритм сверхразрешения и определения координат MUSIC. Будет поставлена задача определить угломестные координаты низколетящего радиолокационного объекта, а точнее, разрешить два сигнала: отраженного по прямой видимости и отраженного от подстилающей поверхности. Сложность задачи состоит в том, что разрешить эти два сигнала очень трудно, так как на больших расстояниях от приемной антенны РЛС до низколетящей радиолокационной цели угломестные координаты очень малы [1]. Рассматриваемый в данной статье алгоритм основан на математическом анализе сигналов, порождаемых падающими электромагнитными волнами на плоскость антенной системы. Современный подход в построении первичных радиолокационных станций основан на использовании многоканальных антенных систем. В качестве такой антенны может быть использована фазированная антенная решетка (ФАР) или цифровая антенная решетка (ЦАР).

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 м) перпендикулярно плоскости антенной решетки РЛС, при чем фазовый центр антенны расположен на высоте h (25 м). Радиолокационная станция обнаружения и определения координат находится на расстоянии D (10 км) от низколетящей радиолокационной цели. Также для более точного моделирования, приближенного к реальным условиям, примем среднеквадратичное отклонение (СКО) шумовой составляющей равное двум. Данная ситуация представлена на рис. 1.

На линейную эквидистантную антенну решетку под углом падает одна или несколько плоских волн в зависимости от их количества, далее на излучателях антенных элементов начинают наводиться токи. Модель сигнальной матрицы начинается с формирования матрицы фазовых сдвигов, причем количество столбцов матрицы будет равняться количеству целей и записываться как:

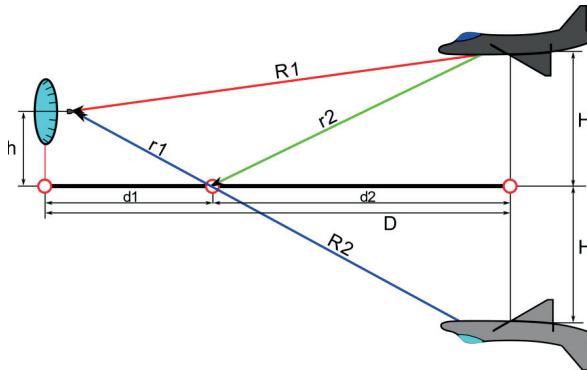


Рис. 1. Рассматриваемая радиолокационная ситуация

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j(k \cdot d \cdot \sin(\theta_1))} & e^{j(k \cdot d \cdot \sin(\theta_2))} & \dots & e^{j(k \cdot d \cdot \sin(\theta_N))} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(k \cdot d \cdot (M-1) \cdot \sin(\theta_1))} & e^{j(k \cdot d \cdot (M-1) \cdot \sin(\theta_2))} & \dots & e^{j(k \cdot d \cdot (M-1) \cdot \sin(\theta_N))} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где k – волновое число; M – порядковый номер излучателя на антенной решетке; d – расстояние между излучателями; θ – угол между плоской волной и линейной антеннной решеткой.

Формируется матрица падающих на антеннную решетку сигналов \mathbf{S} , где количество строчек определяется количеством излучателей, а количество столбцов – количеством временных отсчетов

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} S_1(t_1) & S_1(t_2) & \dots & S_1(t_K) \\ S_2(t_1) & S_2(t_2) & \dots & S_2(t_K) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_M(t_1) & S_M(t_2) & \dots & S_M(t_K) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{j\omega t_1} & e^{j\omega t_2} & \dots & e^{j\omega t_K} \\ e^{j\omega t_1} & e^{j\omega t_2} & \dots & e^{j\omega t_K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & e^{j\omega t_K} \\ e^{j\omega t_1} & e^{j\omega t_2} & \dots & e^{j\omega t_K} \end{pmatrix}, \quad (2)$$

где K – количество временных отсчетов.

Вместе с сигналом на выходе излучателей действует шум. Природа этого шума может быть разной. С целью более логичного и понятного изложения, а также формирования модели, примем шум аддитивным. С учетом этого результат произведения (1) и (2) примет следующий вид:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{S} + \mathbf{N}, \quad (3)$$

где \mathbf{N} – аддитивная матрица шума.

В итоге получаем сигнальную матрицу на выходе антенной решетки

$$\mathbf{x}(t) = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j(k \cdot d \cdot \sin(\theta_1))} & e^{j(k \cdot d \cdot \sin(\theta_2))} & \dots & e^{j(k \cdot d \cdot \sin(\theta_N))} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(k \cdot d \cdot (M-1) \cdot \sin(\theta_1))} & e^{j(k \cdot d \cdot (M-1) \cdot \sin(\theta_2))} & \dots & e^{j(k \cdot d \cdot (M-1) \cdot \sin(\theta_N))} \end{pmatrix} \times \\ \times \begin{pmatrix} e^{j\omega t_1} & e^{j\omega t_2} & \dots & e^{j\omega t_K} \\ e^{j\omega t_1} & e^{j\omega t_2} & \dots & e^{j\omega t_K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\omega t_1} & e^{j\omega t_2} & \dots & e^{j\omega t_K} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{pmatrix}. \quad (4)$$

Важную роль в теории определения координат цели играет корреляционная матрица. Формирование корреляционной матрицы сигналов в антенной решетке записывается так:

$$\mathbf{R} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \mathbf{x}(t_i) \cdot \mathbf{x}^H(t_i), \quad (5)$$

где \mathbf{R} – корреляционная матрица; K – количество временных отсчетов; H – оператор эрмитового сопряжения.

Полученная корреляционная матрица \mathbf{R} содержит в своей главной диагонали значения о средних мощностях сигнала в каждом канале приема. После того как корреляционная матрица сформирована, необходимо произвести поиск собственных значений и собственных векторов. Для этого приравняем следующее выражение к нулю

$$|\mathbf{R} - \lambda \cdot \mathbf{E}| = 0, \quad (6)$$

где λ – это собственное число, \mathbf{E} – единичная матрица.

Далее по формуле (7) находим собственные векторы к каждому собственному числу.

$$\mathbf{R}\mathbf{v} = \lambda\mathbf{v}, \quad (7)$$

где \mathbf{v} – это собственный вектор.

Алгоритм MUSIC основан на анализе матрицы именно собственных векторов подпространства шума. Также основной априорной информацией, используемой для работы алгоритма, является общее количество радиолокационных целей, данная информация используется при ранжировании собственных значений и векторов, для отделения шумовых собственных векторов от сигнальных собственных векторов. Производим сортировку по убыванию всех собственных значений и соответствующих им собственных векторов. По априорному знанию о количестве целей мы можем выделить собственные векторы, соответствующие сигнальному подпространству и работать только с собственными векторами, соответствующими шумовому подпространству.

Необходимо задать массив векторов-гипотез по каждому интересующему нас углу возможного прихода электромагнитной волны

$$\mathbf{a} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j \cdot k \cdot d \cdot \sin(\theta_0)} & e^{j \cdot k \cdot d \cdot \sin(\theta_1)} & \dots & e^{j \cdot k \cdot d \cdot \sin(\theta_T)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j \cdot k \cdot d \cdot (M-1) \cdot \sin(\theta_0)} & e^{j \cdot k \cdot d \cdot (M-1) \cdot \sin(\theta_1)} & \dots & e^{j \cdot k \cdot d \cdot (M-1) \cdot \sin(\theta_T)} \end{pmatrix}, \quad (8)$$

где T – количество возможных углов прихода электромагнитной волны.

В теории алгоритмов сверхразрешения фигурирует понятие псевдоспектр. Такой термин был получен из-за того, что по собственным векторам корреляционной матрицы спектр можно определить только с точностью до масштабного множителя – собственного числа. То есть получаемые величины хоть и нормированы, но смысл заложен именно в максимумах псевдоспектра и соответствующих им углах [5].

После проделанных выше математических операций и моделирования можно построить псевдоспектр, который будет демонстрировать зависимость угломестной координаты прихода плоской волны от мощности с этого направления

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{\mathbf{a}^H(\theta) \cdot \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \cdot \mathbf{v}_n \cdot \mathbf{v}_n^H \cdot \mathbf{a}(\theta)}. \quad (9)$$

На данном псевдоспектре можно отчетливо увидеть два угла с которых приходит большая мощность, соответственно можно сделать вывод о том, что именно с этих направлений приходят отраженные электромагнитные волны. К сожалению, данный алгоритм не позволяет выделить конкретное направление прямого прихода отраженной от цели электромагнитной волны, но тем не менее данный алгоритм позволяет выделить близкие по значению углы прихода плоской волны [2]–[4]. Результат моделирования представлен на рис. 2.

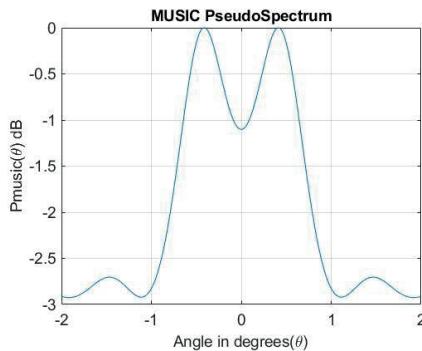


Рис. 2. Псевдоспектр, являющийся результатом работы алгоритма

По результатам моделирования и различных изменений условий было выявлено следующее: максимальные пики псевдоспектра расходятся друг от друга при увеличении СКО, алгоритм MUSIC работает только с шумовым подпространством, исключая сигнальное подпространство.

При СКО равным двум, количеству излучателей антенной решетки равным 150, рабочей длиной волны равной 3 см алгоритм не позволяет разрешить эти сигналы. Мы сможем разрешить два сигнала только при условии расстояния от фазового центра антенны до цели не более 3200 м. Однако при таком количестве элементов размер антенной решетки будет равен 223,5 см. Такие габариты антенны делают ее менее мобильной, но тем не менее, такую антенну можно реализовать.

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 Krim H., Viberg M. Two Decades of Array Signal Processing Research // IEEE SIGNAL PROCESSING MAGAZINE. 1996. C. 67–94.
3. Zhizhang C., Gopal G., Yiqiang Y. Introduction to Direction-of-Arrival Estimation. 1-е изд. Norwood: ARTECH HOUSE, 2010. 195 с.
4. Richmond D. Capon algorithm mean-squared error threshold SNR prediction and probability of resolution. IEEE Transactions on Signal Processing 53. 8 (2005): 2748–2764.
5. О применении параметрических методов спектрального оценивания в радиолокации – метод MUSIC // Habr URL: <https://habr.com/ru/post/455393/> (дата обращения: 01.04.2022).

УДК 620.1.08, 536.52

*P. C. Passet**,^{**}

студент

*H. C. Urzumtsev**,^{***}

студент

*G. Y. Sotnikova**

кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник

*Федеральное государственное бюджетное учреждение науки

Физико-технический институт им. А. Ф. Иоффе Российской академии наук,
г. Санкт-Петербург

**Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического
приборостроения

**РАДИАЦИОННЫЙ МЕТОД ИССЛЕДОВАНИЯ ПОЛЯРНЫХ СВОЙСТВ
СЕГНЕТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КЕРАМИК ДЛЯ ЗАДАЧ СОЗДАНИЯ
СИСТЕМ ОХЛАЖДЕНИЯ И НАКОПЛЕНИЯ ЭНЕРГИИ
НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ**

Представлен и обоснован новый подход к исследованиям полярных свойств сегнетоэлектрических керамик, основанный на модели образца как термодинамической системы с сосредоточенными параметрами и информационно-измерительной теории динамических систем. Предлагаемая методика основана на одновременном прямом измерении электрических (приложенное напряжение, ток) и тепловых (температура) параметров состояния образца с использованием высокочувствительных электронных схем детектирования и высокоскоростного датчика инфракрасного (ИК) излучения. Это позволяет определять пироэлектрический и электрокалорический отклики образцов керамических сегнетоэлектрических материалов с высокой надежностью, воспроизводимостью и точностью в широком диапазоне температур и приложенного электрического поля.

Ключевые слова: электрокалорический эффект, пироэлектрический эффект, радиационный ИК-температурный сенсор, керамические сегнетоэлектрические материалы, электрокалорические системы охлаждения, системы накопления энергии.

*G. Y. Sotnikova**

PhD Sc. Phys.-Math., Senior Researcher

*R. S. Passet**,^{**}

Student

*N. A. Urzhumtsev**,^{***}

Student

*Ioffe Institute, St. Petersburg

**St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

**RADIATION METHOD FOR STUDYING THE POLAR PROPERTIES
OF FERROELECTRIC CERAMICS FOR NEW GENERATION COOLING
AND ENERGY STORAGE SYSTEMS**

A new approach to the study of the polar properties of ferroelectric ceramics is presented and substantiated. The method uses the sample model as a lumped-parameter thermodynamic system and the

basic principles of the information-measuring theory of dynamic systems. The proposed technique is based on the simultaneous direct measurement of electrical (current, applied voltage) and thermal (temperature) parameters of the sample state using highly sensitive electronic detection circuits and a fast infrared (IR) radiation sensor. This makes it possible to determine the pyroelectric and electrocaloric response of ferroelectric ceramics with high reliability, reproducibility and accuracy over a wide range of temperatures and applied electric field.

Keywords: electrocaloric effect, pyroelectric effect, IR-radiation sensor, ferroelectric ceramics, cooling systems, energy storage systems.

Введение

В последнее время отмечен рост активности в исследованиях электрокалорического эффекта (ECE – electrocaloric effect) в сегнетоэлектриках и методах его количественной оценки [1]–[3]. На рис. 1 представлено число публикаций по ECE (по результатам базы данных Scopus, спад количества статей после 2019 года связан с COVID-19). ECE неразрывно связан с полярными свойствами материалов и является обратным пироэлектрическому эффекту (PE). Комплексное исследование этих эффектов является фундаментальной основой создания новых материалов и устройств, перспективных для использования в системах охлаждения и накопления энергии нового поколения [4].

Документы по годам

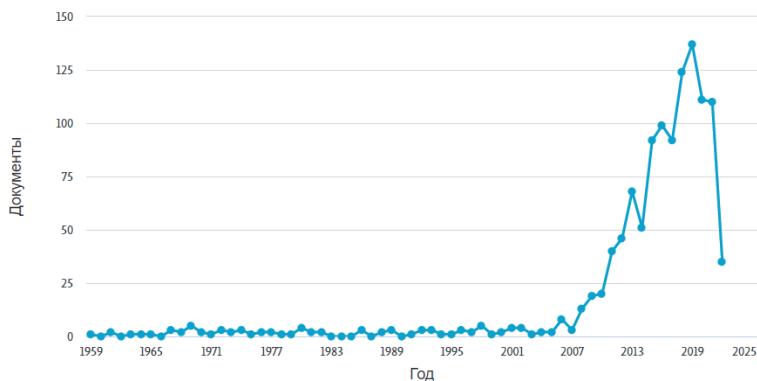


Рис. 1. Количество публикаций по электрокалорическому эффекту за последнее время

Количественные оценки величин РЕ и ЕСЕ представляют собой сложную измерительную задачу, так как предполагают одновременную регистрацию электрического сигнала и динамики изменения температуры образца с высоким быстродействием и точностью. Основные сложности связаны с температурными измерениями, точность которых ограничена погрешностью используемых температурных сенсоров. Об этом говорит тот факт, что в настоящее время в научной литературе существует большой разброс данных о величине пиро- и электрокалорических коэффициентов, полученных для керамик одного и того же состава с использованием различных экспериментальных методик. Это за-

трудняет объективную оценку перспективности новых разрабатываемых материалов. Более того, ни в одной из публикаций не приводится точности, с которой проведена оценка измеренной величины.

Основным экспериментальным методом определения пироэлектрического коэффициента, p , является регистрация тока, протекающего во внешней электрической цепи, подключенной к образцу, при изменении температуры образца по известной (заданной) зависимости температуры T от времени t :

$$p = \left(\frac{\partial P}{\partial T} \right)_{E,T} = p(E, T) = \frac{dQ}{A \cdot dT} \cdot \frac{dt}{dt} = \frac{i_p}{A \cdot \frac{dT}{dt}}, \quad (1)$$

где A – площадь электрода образца; dT/dt – скорость изменения температуры; $i_p = dQ/dt$ – измеряемый пироэлектрический ток.

Количественной характеристикой ЕСЕ является изменение температуры образца, δT , при приложении/снятии электрического поля. Однако отмеченные выше трудности измерения температуры образца, приводят к тому, что эта величина большинством исследователей определяется косвенным путем через измерения зависимости пирокоэффициента от приложенного поля, $P(E)$ и соотношения Максвелла:

$$\delta T = - \int_{E1}^{E2} \frac{T}{\rho \cdot C_p(E, T)} \cdot \left(\frac{\partial P(E)}{\partial T} \right)_E dE \cong \frac{T}{\rho} \int_{E1}^{E2} \frac{1}{C_p(E, T)} p(E, T) dE, \quad (2)$$

где $C_p(E, T)$ – удельная теплоемкость; ρ – плотность материала образца; T – температура; E – напряженность электрического поля; $P(E)$ – поляризация;

$$p(E, T) = \left(\frac{\partial P(E)}{\partial T} \right)_E \text{ – пироэлектрический коэффициент.}$$

Таким образом, из выражений (1) и (2) видно, что наибольшую неопределенность в количественную оценку указанных эффектов вносит способ измерения температуры исследуемого образца материала. Очевидно, что наиболее объективные данные могут быть получены с использованием бесконтактных (радиационных) датчиков, которые не вносят методических погрешностей, связанных с наличием дополнительного теплоотвода от образца, инерционностью и зависимостью показаний контактного датчика от условий теплообмена. Особенно это важно при исследовании пленочных материалов. Однако использование бесконтактных радиационных датчиков также имеет свои ограничения, связанные с интерпретацией результатов измерений регистрируемой тепловой мощности, ее функциональной связи с истинной температурой образца и учета внешних засветок. Особенно это важно при использовании широко распространенного в практике пироэлектрических измерений метода модулированного теплового лазерного воздействия (LIMM, Laser Intensity Modulation Method), когда требуемое изменение температуры T от времени t (см. выражение 1) осуществляется лазерным пучком и необходимо измерять температуру непосредственно в области лазерной засветки образца.

Экспериментальная установка

В данной работе предлагается новый подход к пироэлектрическим и электроокалорическим измерениям, основанный на непрерывном мониторинге температуры объемных и пленочных образцов с помощью фотодиодных (ФД) сенсоров среднего ИК-диапазона (Mid InfraRed, MIR-сенсор). Известно, что ФД обладают максимально возможным быстродействием и чувствительностью из всех детекторов излучения. Отличительной особенностью MIR-сенсоров, разработанных в ФТИ им. А. Ф. Иоффе, является их спектральная узкополосность и возможность работы без принудительного охлаждения. Спектральная узкополосность MIR-сенсоров, во-первых, обеспечивает известную функциональную зависимость между детектируемой мощностью излучения и истинной температурой поверхности объекта (на основе формулы Планка), что позволяет использовать алгоритмы калибровки на реальный объект [5]; во-вторых, делает их нечувствительными к лазерному излучению (вплоть до 1 мкм) в пироэлектрических экспериментах [6].

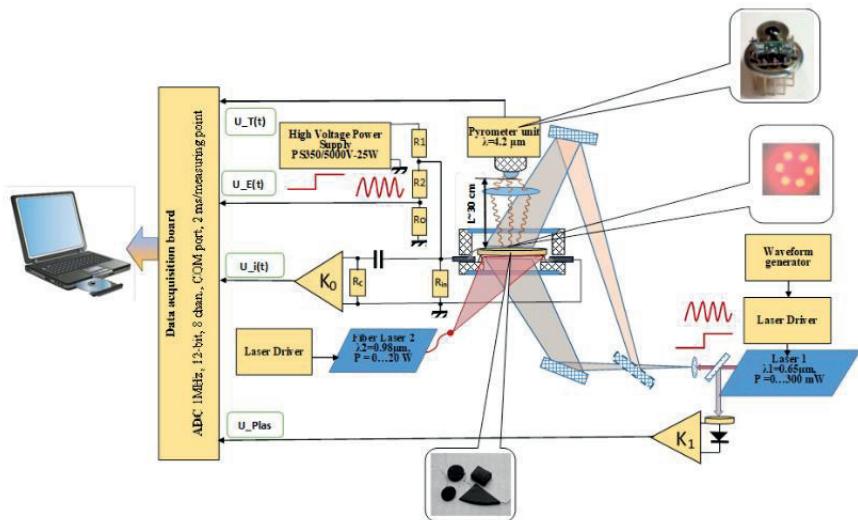


Рис. 2. Блок-схема экспериментальной установки на основе ИК-фотодиодного температурного сенсора

Схема многоканальной экспериментальной установки, обеспечивающей одновременный непрерывный мониторинг температуры и электрических сигналов, поступающих на/от исследуемых образцов, представлена на рис. 2. В качестве бесконтактного температурного сенсора использует неохлаждаемый узкополосный фотодиод среднего ИК-диапазона спектра ($\lambda=4,2$ мкм,

www.ioffeled.com) с уникальным сочетанием параметров быстродействие, чувствительность, габариты, стоимость. Дополнительным конкурентным преимуществом установки является возможность бесконтактного нагрева образца с использование мощного полупроводникового лазера с оптоволоконным выходом излучения и регулируемой мощностью (лазер 2 на рис. 2). Он обеспечивает возможность проведения исследований свойств объемных образцов (до 1 см³) в широком интервале изменения температуры образца от комнатной до 300 °C.

Измерения температурной зависимости пирокоэффициента

На рис. 3 в качестве примера эффективности использования экспериментальной установки (рис. 2) показан результат исследования температурной зависимости пироотклика пленочного образца сегнетоэлектрика – органического кристалла на основе α-глицина, дважды легированного треонином и аланином.

Для определения температурной зависимости пироэлектрического коэффициента $p(T)$ использовался LIMM-метод, предполагающий гармоническое тепловое воздействие (осуществлялось лазером 1 на рис. 2) при непрерывном контроле температуры образца с помощью MIR-сенсора (Pyrometer unit на рис. 2). Мощный полупроводниковый лазер с оптоволоконным выходом (лазер 2 на рис. 2) позволял осуществлять постепенный нагрев образца с различной скоростью, стабилизируя его температуру на выбранных температурных точках. Измерения пиротока осуществлялись на сопротивлении $R_0=10$ МОм малошумящим усилителем напряжения с коэффициентом усиления $K_0=1E3$, что позволяет измерять пироток величиной единицы пА. Непрерывный мониторинг температуры образца в области теплового лазерного воздействия осуществлялся ИК-фотодиодным пирометрическим сенсором (Pyrometer Unit на рис. 2).

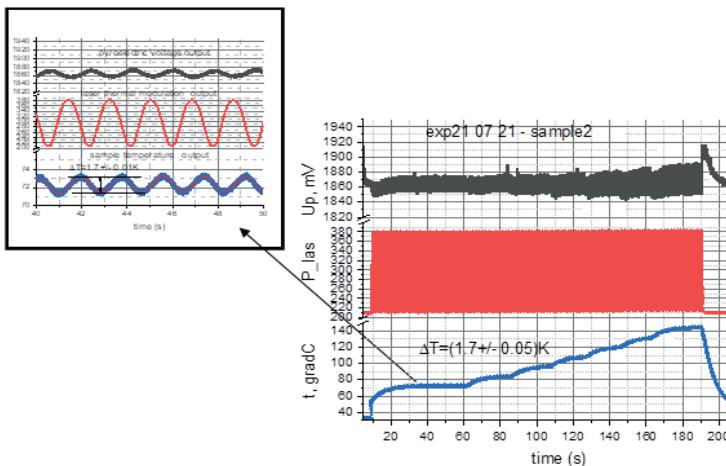


Рис. 3. Температурная зависимость пироотклика пленочного образца на основе α-глицина

Обсуждение результатов

Экспериментально подтвержденная суммарная ошибка измерений температуры MIR-сенсором не превышает 50 мК в диапазоне температур около 20 °C, быстро улучшается до 5 мК при 100 °C и становится лучше 1 мК для температур выше 200 °C при быстродействии 2 мс (площадь исследуемой поверхности порядка 10 мм^2), а ее достоверность обеспечивается предварительной калибровкой сенсора на измеряемый объект [5]. Таким образом, результатирующая точность расчета пирокоэффициента (в соответствии с (1)) по полученным экспериментальным данным не превышает 3 % от измеряемой величины $p(T)$ при изменении от 20 до 60 $\text{pC}\cdot\text{cm}^{-2}\cdot\text{K}^{-1}$ в температурном диапазоне от 30 до 140 °C. Аналогичным образом были получены зависимости пироотклика образцов сегнетоэлектрических керамик, в том числе релаксоров [5], и рассчитаны температурные зависимости пирокоэффициента $p(T)$. Для релаксоров, обладающих сильной зависимостью поляризации от величины внешнего электрического поля, аналогичным образом были получены экспериментальные зависимости пирокоэффициента приложенного электрического поля $P(E)$, которые использовались для количественной оценки ЕСЕ в соответствии с (2) наряду с прямыми измерениями δT с помощью MIR-сенсора. Внешнее электрическое поле прикладывалось к образцу от высоковольтного источника напряжения типа PS350/5000V-25W (рис. 2).

Представленные экспериментальные результаты и созданная экспериментальная установка наглядно демонстрируют эффективность ИК радиометрии как быстрого, достоверного и чувствительного метода пироэлектрических измерений в широком диапазоне изменения температуры образца и приложенного к нему внешнего электрического поля.

Библиографический список

1. *Jachalke1 S.* How to measure the pyroelectric coefficient? *Applied Physics Reviews* 4, 021303 (2017).
2. *Bauer S., Ploss B.* A method for the measurement of the thermal, dielectric, and pyroelectric properties of thin pyroelectric films and their applications for integrated heat sensors, *J. Appl. Phys.*, 68, 6361. 1990.
3. *Liu Y., Scott J., Dkhil B.* Direct and indirect measurements on electrocaloric effect: Recent developments and perspectives. *Appl. Phys. Rev.* 3, 031102. 2016.
4. *Correia T., Zhang Q.* Electrocaloric Materials: New Generation of Cooler. (Springer, 2013).
5. *Sotnikova G.* Mid-infrared radiation technique for direct pyroelectric and electrocaloric measurements. *Rev. Sci. Instrum.* 91, 015119. 2020.
6. *Александров С. Е., Гаврилов Г. А., Сотникова Г. Ю.* Система контроля температуры рабочего торца оптоволокна лазерных модулей с волоконным выводом излучения для медицинской аппаратуры. 2014. ФТП. Т. 48. С. 135–141.

УДК 537.874

*A. A. Перетялько**

магистрант

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

**ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ РАССЕЯННОГО ПОЛЯ
МЕТОДОМ МАКСИМИЗАЦИИ ФУНКЦИИ
ПРАВДОПОДОБИЯ**

При решении обратных задач рассеяния для оценки формы объекта и определения его угловых координат статистическое оценивание можно трактовать как задачу максимизации функции правдоподобности. Решение задачи максимума правдоподобия построено численным методом путем минимизации функции многих переменных.

Ключевые слова: функция наблюдения, матрица Вандермонда, плотность вероятности, функция правдоподобия.

*A. A. Peretyat'ko**

Postgraduate Student

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

**ESTIMATION OF SCATTERED FIELD PARAMETERS
BY THE METHOD OF MAXIMIZING
THE LIKELIHOOD FUNCTION**

When solving inverse scattering problems for estimating the shape of an object and determining its angular coordinates, statistical estimation can be interpreted as a problem of maximizing the likelihood function. The solution of the maximum likelihood problem is constructed numerically by minimizing the function of many variables.

Keywords: observation function, Vandermonde matrix, probability density, likelihood function.

Введение

В обратных задачах рассеяния исходными данными считают, например, распределение рассеянного электромагнитного поля, которое регистрируют приемные антенны. Важное значение имеет создание вычислительных процедур, которые позволяют найти параметры рассеивателей при реальных условиях проведения измерений. Не существует общего подхода к нахождению решений обратных задач рассеяния для уравнений Максвелла, а известные решения имеют частный характер и ограниченную сферу использования. Таким образом, решение обратных задач рассеяния для оценки параметров сред является актуальным, поскольку позволяет получить информацию о пространственном распределении материальных параметров сред и форме объектов на основе информации об измеренном рассеянном электромагнитном поле.

Рассмотрим функцию наблюдения следующего вида:

$$\begin{aligned} u(\mathbf{x}) &= \int_S J(\mathbf{x}') G_0(\mathbf{x}, \mathbf{x}') d\mathbf{x}' = \\ &= \int_S \left(\sum_{d=1}^D a_d \delta(\mathbf{x} - \omega_d) \right) G_0(\mathbf{x}, \mathbf{x}') d\mathbf{x}' = \sum_{d=1}^D a_d G_0(\mathbf{x}, \omega_d), \mathbf{x} \in \mathbb{C}^1. \end{aligned} \quad (1)$$

Записав модель наблюдения в интегральном виде (1) и представив функцию $J_j(\mathbf{x}) = g_{j,n}(\mathbf{x})$ параметрически элементами сходящейся последовательности, обратную задачу рассеяния можно трактовать как поиск решения системы уравнений (1) относительно неизвестного параметра.

Пусть наблюдаемый случайный процесс содержит ограниченное количество D гармонических составляющих с частотами $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_D$ и случайную составляющую \mathbf{n} . Реализация случайного процесса \mathbf{u} приводится N дискретными выборками и записана в матричной форме

$$\mathbf{u} = \mathbf{V}(\mathbf{w})\mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (2)$$

где $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{D \times 1}$ – вектор-столбец комплексных значений детерминированных или случайных модулирующих сигналов и $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ – реализация случайной составляющей, представленной в дискретном виде.

Дальнейшее рассмотрение основано на предположении о том, что случайная составляющая исследуемого процесса является гауссовской равномерно распределенной случайной величиной. В выражении (2) $\mathbf{V}(\mathbf{w}) \in \mathbb{C}^{D \times N}$ является матрицей Вандермонда с экспоненциальными коэффициентами. Такую матрицу можно привести в форме:

$$\mathbf{V}(\mathbf{w}) = \begin{bmatrix} e^{-i\omega_1 \Delta} & e^{-i\omega_2 \Delta} & \dots & e^{-i\omega_D \Delta} \\ e^{-i2\omega_1 \Delta} & e^{-i2\omega_2 \Delta} & \dots & e^{-i2\omega_D \Delta} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ e^{-iN\omega_1 \Delta} & e^{-iN\omega_2 \Delta} & \dots & e^{-iN\omega_D \Delta} \end{bmatrix},$$

где $\mathbf{w} = [\omega_1 | \omega_2 | \omega_3 | \dots | \omega_D]^T$ – транспонированный вектор значений спектрального параметра; Δ – интервал дискретизации реализации случайного процесса.

В зависимости от существующих априорных данных основную задачу спектрального оценивания формулируют как отыскание оценки вектора $\tilde{\mathbf{w}} = [\tilde{\omega}_1 | \tilde{\omega}_2 | \tilde{\omega}_3 | \dots | \tilde{\omega}_D]^T$ по входным данным \mathbf{u} . Рассмотрим случай, когда элементы вектора \mathbf{s} являются случайными величинами с нормальным законом распределения. Тогда на основе правила линейного преобразования нормально распределенных случайных величин элементы вектора \mathbf{u}_k , значения которого наблюдаются, являются также нормально распределенными с плотностью вероятности

$$\begin{aligned} p(\mathbf{u}_k) &= \frac{1}{\left(\sqrt{2\pi}\right)^N \sqrt{\det \mathbf{B}}} \exp\left(-\frac{1}{2} \mathbf{u}_k^H \mathbf{B}^{-1} \mathbf{u}_k\right) = \\ &= \frac{1}{\left(\sqrt{2\pi}\right)^N \sqrt{\det \mathbf{B}}} \exp\left(-\frac{1}{2} \operatorname{tr}\left(\mathbf{B}^{-1} \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H\right)\right), \end{aligned} \quad (3)$$

Здесь $\det(\cdot)$, $\operatorname{tr}(\cdot)$ – детерминант и след матрицы, $[\cdot]^H$ – процедура комплексно-сопряженного транспонирования, $\mathbf{B} = E[\mathbf{u} \mathbf{u}^H]$ – ковариационная матрица, следующего вида:

$$\mathbf{B} = \mathbf{V}(\mathbf{w}) \mathbf{S} \mathbf{V}^H(\mathbf{w}) + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (4)$$

Статистическая независимость отдельных наблюдений дает возможность записать совместный закон распределения случайной величины как произведение функций плотности распределения (3) результатов каждого наблюдения:

$$p(U) = \prod_{k=1}^K p(\mathbf{u}_k) = \frac{1}{\left(\sqrt{2\pi}\right)^N \sqrt{\det \mathbf{B}}} \exp\left(-\frac{1}{2} \operatorname{tr}\left(\mathbf{B}^{-1} \sum_{k=1}^K \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H\right)\right). \quad (5)$$

При отсутствии априорных данных о решении статистическое оценивание можно трактовать как задачу максимизации функции правдоподобности относительно неизвестных значений элементов вектора спектральных параметров \mathbf{W} :

$$\ell = \ln p(U) = -\frac{NK}{2} \ln(2\pi) - \frac{K}{2} \ln(\det(\mathbf{B})) - \frac{1}{2} \operatorname{tr}\left(\mathbf{B}^{-1} \sum_{k=1}^K \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H\right) \quad (6)$$

Решение этой задачи не удается записать явно, поэтому оно приводится в виде результата минимизации функционала многих переменных [1]:

$$\tilde{\mathbf{w}}_{MLU} = \arg \min_{\mathbf{w}} \left(\det\left(\mathbf{P}_V \tilde{\mathbf{B}} \mathbf{P}_V + \frac{1}{N-D} \operatorname{tr}\left(\mathbf{P}_V^\perp \tilde{\mathbf{B}}\right) \mathbf{P}_V^\perp\right) \right), \quad (7)$$

где $\mathbf{P}_V = \mathbf{V}(\mathbf{w}) \left[\mathbf{V}^H(\mathbf{w}) \mathbf{V}(\mathbf{w}) \right]^{-1} \mathbf{V}^H(\mathbf{w})$, $\mathbf{P}_V^\perp = \mathbf{I} - \mathbf{P}_V$ – матрицы-проекторы на ортогональные пространства.

В случае детерминированного характера элементов вектора модулирующих коэффициентов, решение задачи [1] максимизации условной функции правдоподобия выглядит как:

$$\tilde{\mathbf{w}}_{MLC} = \arg \min_{\mathbf{w}} \left(\operatorname{tr}\left(\mathbf{P}_V^\perp \tilde{\mathbf{B}}\right) \right) \quad (8)$$

Тогда оценку элементов вектора модулирующих коэффициентов \mathbf{s} , как неизвестных величин, можно записать в явной матричной форме

$$\tilde{\mathbf{s}} = \left[\mathbf{V}^H(\tilde{\mathbf{w}}) \mathbf{V}(\tilde{\mathbf{w}}) \right]^{-1} \mathbf{V}(\tilde{\mathbf{w}}) U \quad (9)$$

Как видно из выражений (7) и (8), решение задачи максимума правдоподобия требует применения числовых методов минимизации функции многих переменных.

На рис. 1 изображен функционал, максимум которого соответствует решению задачи максимума правдоподобия (7). При моделировании используются следующие параметры антенной решетки: $N=12$ – количество элементов решетки; расстояние между антенными элементами $\frac{d}{\lambda}=0.7$; высота расположения антенны над поверхностью 6 м.

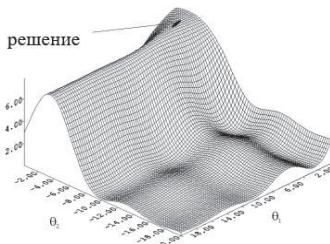


Рис. 1. Функционал правдоподобия, экстремум которого позволяет оценить углы падения двух плоских волн на линейную антеннную решетку

Заключение

Как видно из рис. 1, первоначальное приближение в задаче нахождения экстремума должно быть задано в окрестности глобального максимума. В свою очередь решение уравнения максимума функции правдоподобия относительно параметров: угла направления $\tilde{\theta}_1$ – падающего сигнала и $\tilde{\theta}_2$ – когерентной помехи, позволяет сформулировать алгоритм поиска оценки комплексной огибающей сигнала. Он заключается в перемножении вектора принятых сигналов на вектор предварительно определенных весовых коэффициентов.

Библиографический список

1. Van Trees H. Optimum array processing. Part IV // Detection, estimation and modulation theory. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc., 2002. 1317 p.
2. Boman K., Stoica P. Low angle estimation: models, methods and bounds // Digital Signal Processing. 2001. Vol. 1. P. 35–79.

УДК 621.396

*Г. М. Ревунов**

аспирант

*А. Ф. Крячко**

доктор технических наук, профессор

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ОЦЕНКА СОБСТВЕННЫХ КОЛЕБАНИЙ ОТКРЫТОГО РЕЗОНАТОРА ДЛЯ СЛУЧАЯ НЕОДНОРОДНОЙ ГИПЕРЗВУКОВОЙ ПЛАЗМЫ

При гиперзвуковых скоростях полета в результате ионизации воздуха вокруг летательного аппарата образуется плазменная оболочка, влияющая на прохождение радиосигнала. Для исследований характеристик плазмы большой интерес представляет метод собственных колебаний открытого резонатора, содержащего внутри себя неоднородные включения.

Ключевые слова: гиперзвуковая плазма, открытый резонатор, собственные колебания.

*G. M. Revunov**

PhD Student

*A. F. Kryachko**

Dr. Sc. Tech., Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

EVALUATION OF OWN OSCILLATIONS OF AN OPEN RESONATOR FOR THE CASE OF A HETEROGENEOUS HYPERSONIC PLASMA

At hypersonic flight speeds, the ionisation of the air around the aircraft creates a plasma envelope that affects radio signal propagation. The method of natural vibrations of an open resonator containing inhomogeneous inclusions is of great interest for investigations of plasma characteristics.

Keywords: hypersonic plasma, open resonator, oscillations.

Введение

Интерес к задачам на собственные колебания и задачам возбуждения такого класса электродинамических структур обусловлен тем, что существующие теоретические методы расчетов параметров плазменной оболочки дают возможность составить лишь приближенное представление о порядке величин, характеризующих плазменный слой.

Об актуальности данной тематики говорит активность исследований в данном направлении. Одним из главных аспектов данного направления является исследование спектральных и резонансных характеристик в зависимости от неспектральных параметров как включений, так и резонаторов. Существующие на данный момент асимптотические и приближенные методы имеют ряд недостатков:

- математически метод малых возмущений обоснован только для применения его при исследованиях закрытых электродинамических структур;

- применение метода малых возмущений и асимптотических методов дает возможность исследовать только часть спектра собственных частот, а в случаях, когда длина волны соизмерима с геометрическими или электродинамическими параметрами резонатора или неоднородного включения, эти методы становятся неприемлемыми.

Можно сделать вывод, что, в отличие от приближенных и асимптотических методов, строгое решение спектральных и дифракционных задач для определенного класса открытых резонаторов с неоднородными включениями позволит выяснить особенности поведения их спектральных и дифракционных характеристик.

Описание использованных методов

Рассмотрим решение задачи о спектре собственных колебаний двумерного открытого резонатора с круговым радиально-слоистым магнитодиэлектрическим включением.

Будем рассматривать двухзеркальный резонатор с одиночным включением, так как все построения обобщаются на случай многозеркального открытого резонатора с любым конечным числом магнитодиэлектрических включений [1].

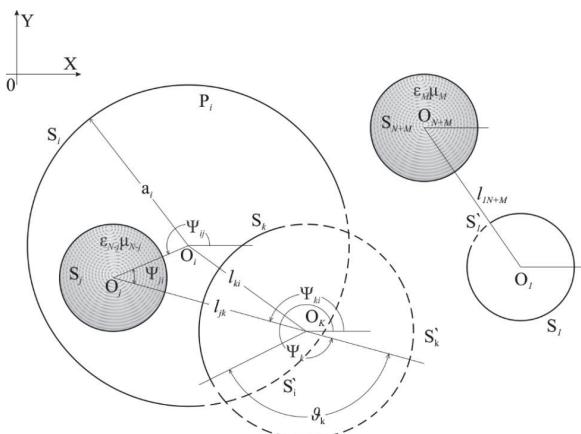


Рис. 1. Открытая структура из конечного числа круговых цилиндрических поверхностей

Итак, рассматривается открытый резонатор (ОР), образованный двумя бесконечно тонкими и идеально проводящими незамкнутыми цилиндрическими поверхностями:

- l_{ij}, Ψ_{ij} ($i, j = 1, 2, 3$) координаты j -й системы координат в i -й;
- $2\vartheta_i$ ($i=1,2$) – угловой размер S'_i – дополнения S_i до полной окружности;
- Ψ_i – угол ориентации середины S'_i в i -й системе координат.

Относительно взаимного расположения элементов S_i структуры S предположим следующее:

- 1) $(S_i \cup S'_i) \cap S_3 = \emptyset$, когда $i = 1, 2$;
- 2) $(S_i \cup S'_i) \cap S_j = \emptyset$, когда $i \neq j, i, j = 1, 2$.

Ограничимся случаем двумерных собственных электромагнитных колебаний, не зависящих от координаты z (т. е. для всех величин $\frac{\partial}{\partial z} \equiv 0$). Тогда исходная задача в терминах однородной системы уравнений Максвелла (временная зависимость выбрана в виде $\exp(-i\omega t)$, здесь ω – собственная частота электромагнитного поля, а c – скорость света в вакууме) сводиться к двум независимым спектральным задачам для E - и H -поляризованных колебаний.

Требуется определить значение комплексного спектрального параметра $k = \frac{\omega}{c}$, для которых существуют решения $u(x, y)$ однородного дифференциального уравнения

$$Bu(x, y) + k^2 \lambda(x, y)u(x, y) = 0, \quad S_i S_3, \quad (1)$$

где

$$Bu(x, y) = \begin{cases} \Delta u(x, y) - \frac{\gamma'(r)}{\gamma(r)} \frac{\partial u(x, y)}{\partial r}, & (x, y) \in S_3 \\ \Delta u(x, y), & (x, y) \notin S_3 \end{cases} \quad (1a)$$

удовлетворяющие однородным краевым условиям на зеркалах ОР

$$u(x, y)|_{S_i} = 0 \quad (E \text{- случай}), \quad \frac{\partial u(x, y)}{\partial \vec{n}}|_{S_i} = 0 \quad (H \text{- случай}) \quad i = 1, 2, \quad (2)$$

условиям сопряжения на границе включения

$$(u^+ - u^-)|_{\partial S_3} = 0, \quad \left(\frac{1}{\gamma(x, y)} \frac{\partial u^+}{\partial \vec{n}} - \frac{1}{\gamma_0} \frac{\partial u^-}{\partial \vec{n}} \right)|_{\partial S_3} = 0 \quad (3)$$

условию типа Мейкснера

$$\iint_Q \left(|u| + \left| \frac{\partial u}{\partial x} \right|^2 + \left| \frac{\partial u}{\partial y} \right|^2 \right) dx dy < \infty \quad \text{для любого компакта } Q \subset R^2 \quad \text{и} \quad (4)$$

Условию уходящего излучения Рейхардта [2], [3]

$$u(x, y) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m H_m^{(1)}(kr) e^{im\varphi} \quad (5)$$

для достаточно больших $|kr|$.

$$\lambda(x,y) = \begin{cases} \varepsilon(x,y)\mu(x,y), & (x,y) \in S_3, \\ \varepsilon_0\mu_0, & (x,y) \notin S_3 \end{cases}$$

и

$$\gamma(x,y) = \begin{cases} \mu(x,y), & (E - \text{сл.}) \\ \varepsilon(x,y), & (H - \text{сл.}) \end{cases} \quad \gamma_0 = \begin{cases} \mu_0, & (E - \text{сл.}) \\ \varepsilon_0, & (H - \text{сл.}) \end{cases}$$

Функция $u(x,y)$ описывает продольные компоненты собственного электромагнитного поля: H_z – компоненту в случае H – поляризации и E_z – компоненту в случае E – поляризации. Остальные компоненты собственного электромагнитного поля определяются через функцию $u(x,y)$ из однородной системы уравнений Максвелла по формулам:

$$\begin{cases} E_z = u(r,\varphi), E_r = E_\varphi = 0, & E - \text{случай}, \\ H_r = \frac{1}{ikr\mu(r,\varphi)} \frac{\partial u}{\partial \varphi}, & H_z = u(r,\varphi), H_r = H_\varphi = 0, & H - \text{случай} \\ H_\varphi = -\frac{1}{ik\mu(r,\varphi)} \frac{\partial u}{\partial r}, & E_r = \frac{1}{ikr\mu(r,\varphi)} \frac{\partial u}{\partial \varphi}, \\ & E_\varphi = -\frac{1}{ik\varepsilon(r,\varphi)} \frac{\partial u}{\partial r}, \end{cases}$$

здесь $r = \sqrt{x^2 + y^2}$, $\cos\varphi = x/r$, $\sin\varphi = y/r$.

Таким образом, с помощью приведенных уравнений можно получить полное описание компонентов собственного электромагнитного поля.

Библиографический список

1. Шестопалов В. П. Спектральная теория и возбуждение открытых структур. Киев, 1987.
2. Излучения условия // Математическая энциклопедия. М.: Советская энциклопедия, 1979. С. 1104.
3. Майков А. Р., Поезд А. Д., Свешников А. Г. Нелокальные условия излучения для нестационарной системы уравнений Максвелла // ЖВМ и МФ. 1990. Т. 30. № 12.

УДК 621.396.69

*M. V. Savinov**

старший преподаватель

*I. I. Spindzak**

старший преподаватель

*A. P. Orlov**

кандидат технических наук, доцент

*K. B. Gurnov**

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ МОНОИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ АСН

Рассмотрены принципиальные отличия конструктивно одинаковых антенных звеньев в виде эллипсообразных ФАР для трехканальных и четырехканальных чувствительных элементов систем АСН, при условии равноамплитудного распределения поля по раскрыбу.

Ключевые слова: антенное звено, фазовый метод пеленгования, энергетический центр парциального раскрыва.

*M. V. Savinov**

Senior Lecturer

*I. I. Spindzak**

Senior Lecturer

*A. P. Orlov**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*K. B. Gurnov**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

A METHOD FOR INCREASING THE EFFICIENCY OF MONOPULSE SYSTEMS OF AUTOMATIC TRACKING IN THE DIRECTION

The fundamental differences of structurally identical antenna links in the form of ellipse-shaped headlamps for three-channel and four-channel sensing elements of ATD systems are considered, provided that the field is equally amplitude distributed over the opening.

Keywords: antenna link, phase direction finding method, partial opening energy center.

Антенное звено, как пространственный фильтр, является важнейшей составной частью системы АСН [1]. К числу основных критериев качества антенного звена относится база пеленгования [2]. В ряде работ рассматриваются реализации фазовых процедур измерения на основе многоканальных алгоритмов обработки [3]–[5]. Рассмотрим принципиальные отличия конструктивно одинаковых антенных звеньев в виде эллипсообразных ФАР для трехканальных и четырехканальных чувствительных элементов систем АСН, при условии равноамплитудного распределения поля по раскрыбу.

Общеизвестно, что при фазовом методе пеленгования с целью формирования отдельных каналов приема плоскость раскрыва делится на сектора.

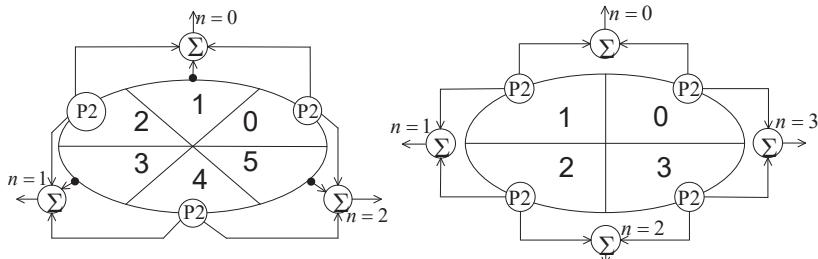


Рис. 1 Схемы формирования сигналов парциальных раскрывов трех- и четырехканального чувствительного элемента

Принимаемые секторами сигналы обрабатываются в определенном порядке с целью формирования сигналов парциальных раскрывов, используемых каналами. Границы секторов с номерами $m = 0..M - 1$, при необходимом условии их равенства по площади, можно выразить как $\gamma_m = \arctg(\rho \operatorname{tg}(\gamma + 2\pi m/M))$, где M количество секторов 4 или 6 (для трехканальной системы АЧН), $\rho = d_2/d_1$ – отношение осей эллипсообразного раскрыва, γ – произвольнопостоянный в общем случае угол, определяющий положение секторов на ФАР. Координаты энергетических центров секторов наиболее просто можно рассчитать для $\rho = 1$, как точку пересечения биссектрисы кругового сектора и перпендикулярной ей линии, делящей сектор на две равные по площади части, а затем преобразовать их с учетом ρ , что допустимо при исследовании ФАР. В результате расчетов получены полярные координаты m -го энергетического центра сектора эллипсообразного раскрыва ФАР:

$$(r_{ЭЦCm}, \gamma_{ЭЦCm}),$$

где

$$r_{ЭЦCm} = \rho d_1 \cos(\pi/M) \sqrt{\pi/M \sin(2\pi/M)} / \sqrt{(\rho^2 - 1) \cos^2 \gamma_{ЭЦCm} + 1},$$

$$\gamma_{ЭЦCm} = \arctg(\rho \operatorname{tg}(\gamma + \pi(2m+1)/M)).$$

Для сравнения антенных звеньев трехканальных и четырехканальных чувствительных элементов систем АЧН необходимо найти отношение размеров эллипсов, которым принадлежат энергетические центры их парциальных раскрывов. Такое сравнение возможно, поскольку потенциальная точность совместного измерения двух угловых координат не зависит от количества энергетических центров, а определяется только размерами эллипса, которому они принадлежат, при условии равенства принимаемых антенными звеньями энергий сигналов. Данную задачу несложно решить, определив отношение полярных широт энергетических центров парциальных раскрывов, занимающих одинаковые положения на ФАР, следовательно, имеющих одинаковые долготы.

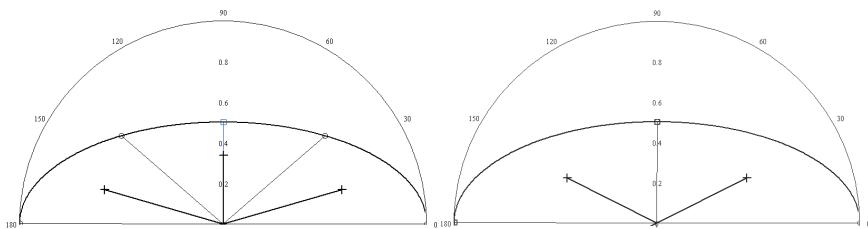


Рис. 2 Положения энергетических центров парциальных раскрывов трех- и четырехканального чувствительного элемента

С учетом схем формирования парциальных раскрывов из секторов и координат энергетических центров секторов, определенных двумя последними выражениями искомое отношение равно 1,14.

Выводы

ФАР эффективнее используется трехканальным чувствительным элементом, поскольку база пеленгования в этом случае на 14 % больше базы пеленгования при четырехканальном чувствительном элементе с учетом равномерного распределения поля по раскрыву ФАР. Точность измерения угловых координат пропорциональна квадрату базы пеленгования и возрастает на 30 % за счет более эффективного использования метрических характеристик ФАР. Таким образом, можно повысить точность систем АСН за счет использования в них трехканальных пеленгационных чувствительных элементов, и резерв для повышения точности существующих систем АСН кроется в преобразовании их структуры – из четырехканальной в трехканальную, поскольку в последнем случае пеленгационная чувствительность антенного звена выше.

Библиографический список

1. Вопросы статистической теории радиолокации: в 2 т. / Под ред. Г. П. Тартаковского. М.: Сов. радио. Т. 1, 1963. Т. 2, 1964.
2. Леонов А. И., Фомичев К. И.Monoимпульсная радиолокация. М.: Радио и связь. 1984.
3. Павлов В. С. Точные характеристики многоотсчетных чувствительных элементов локационных систем измерения угловых координат // Изв. вузов. Приборостроение. 2003. Т. 46. № 1.
4. Павлов В. С., Савинов М. В. Условия оптимального измерения двух неэнергетических параметров с различной точностью // Информационно-управляющие системы. 2006. № 4 (23). СПб.: ГУАП.
5. Савинов М. В. Пространственный синтез трехотсчетного пеленгационного фазового чувствительного элемента на эллипсообразной ФАР: сб. докл. IX научной сессии аспирантов и соискателей. СПб.: ГУАП, 2006.

УДК 532.783, 538.94

*B. M. Смирнов**

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

КВАНТОВЫЕ ТОЧКИ В ЭЛЕМЕНТАХ ПОДСВЕТКИ ЖК-МАТРИЦ

Одним из недостатков матриц на жидким кристаллах является использование цветовых фильтров для получения цвета. В статье анализируются причины недостаточной глубины цвета и искажения цвета при применении различных видов подсветки. Рассматривается перспективный метод улучшения цветовой гаммы с использованием в качестве элемента подсветки квантовых точек.

Ключевые слова: подсветка, ЖК-матрица, светодиоды, цветовые фильтры, квантовые точки.

*V. M. Smirnov**

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

QUANTUM DOTS IN LCD MATRIX BACKLIGHT ELEMENTS

One of the disadvantages of liquid crystal matrices is the use of color filters to produce color. The article analyzes the causes of insufficient color depth and color distortion when applying various types of lighting. A promising method of improving the color gamut using quantum dots as an element of illumination is considered.

Keywords: backlight, LCD matrix, LEDs, color filters, quantum dots.

Введение

Самым распространенным типом дисплеев на настоящий момент являются дисплеи с использованием матриц на жидким кристаллах. Сами матрицы на жидким кристаллах относятся к классу пассивных элементов, то есть элементов, которые сами не излучают свет, а способны под действием электрического поля изменять характеристики внешнего источника света (элемента подсветки). ЖК-матрица представляет сложную конструкцию, включающую ориентирующие подложки, систему тонкопленочных транзисторов (TFT) и дополнительных конденсаторов для обеспечения активного режима работы [1]. Поскольку в основном находят применение матрицы, работающие на просвет, то все конструктивные элементы должны иметь как можно больший коэффициент прозрачности. К сожалению, достичь полной прозрачности всех элементов не удается.

Глубина цвета ЖК-матрицы

Принцип работы ЖК-матрицы основан на зависимости коэффициента пропускания от направления вектора поляризации света относительно директора жидкого кристалла (общей ориентации длинных осей молекул жидкого кристалла). Это явление обусловлено оптической анизотропией жидкого кристалла.

ла. Управление ориентацией молекул ЖК осуществляется электрическим полем за счет анизотропии их диэлектрической проницаемости. Таким образом, ЖК-матрица работает с поляризованным светом в электрическом поле, поэтому одним из основных элементов конструкции является система скрещенных поляроидов (поляризационных фильтров).

Одним из недостатков, обуславливающим искажение цвета дисплеев с использованием ЖК-матриц, является неэффективное использования светового потока элемента подсветки. На рис. 1 представлена упрощенная структуру экрана дисплея. В скобках у каждого конструктивного элемента указан коэффициент пропускания светового потока, считая, что элемент подсветки дает 100 %. Видно, что основными конструктивными элементами, в которых происходит максимальная потеря светового потока являются задний поляроид (50 % потерь) и цветовые фильтры (33 % потерь). Потерями в остальных конструктивных элементах матрицы можно пренебречь.

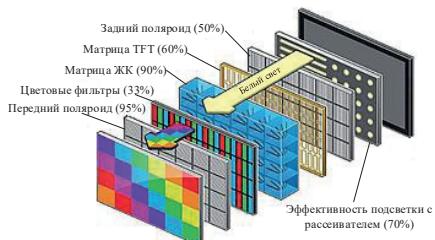


Рис. 1. Структура экрана ЖК-дисплея

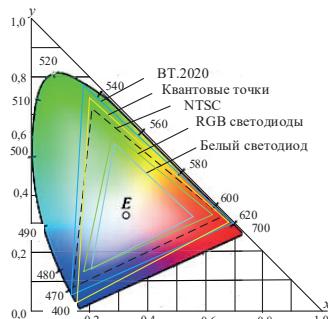


Рис. 2. График цветности МКО и цветовой охват подсветки

Потери в заднем поляроиде обусловлены необходимостью иметь поляризованный свет. Согласно закона Малюса через поляроид проходит только 50 % светового потока источника неполяризованного (естественного) света, то есть только та часть светового потока, направление поляризации которой совпадает с направлением поляризации поляроида. Уменьшение потерь светового потока в заднем поляроиде решается применением устройств вращения поляризации света, которые преобразуют световой поток с поляризацией перпендикулярной направлению поляризации заднего поляроида в поляризованный свет с направлением поляризации совпадающий с направлением его поляризации.

Вторым конструктивным элементом, вносящим большие потери в световой поток, являются цветовые фильтры. Наличие цветовых фильтров является принципиальным для ЖК-матриц, так как сами жидкые кристаллы не реагируют

ют на длину волны излучения. Модуляция светового потока происходит для белого света каждым из цветовых сигналов, а сам цвет формируется цветовыми фильтрами. Именно они совместно с элементом подсветки оказывают основное влияние на такую характеристику дисплея как глубина цвета.

Для получения любого цветового оттенка, согласно первого закона смешения цветов Грассмана, необходимо иметь три независимых источника цвета (основные цвета), то есть спектральная плотность любого цвета $C(\lambda)$ может быть представлена спектральной плотностью смеси трех основных цветов $P_1(\lambda)$, $P_2(\lambda)$, $P_3(\lambda)$, то есть [2]:

$$C(\lambda) = I_1(C)P_1(\lambda) + I_2(C)P_2(\lambda) + I_3(C)P_3(\lambda),$$

где λ – длина световой волны; $I_1(C)$, $I_2(C)$, $I_3(C)$ – интенсивности основных цветов.

В качестве таких независимых источников в дисплеях используется аддитивное смешение излучения красного (R), зеленого (G) и синего (B) цветов. В колориметрической системе RGB выбраны цвета с длинами волн: красный 700 нм, зеленый 564,1 нм и синий 435,8 нм. На цветовом графике МКО-31г (CIE-1931) эти цвета занимают позиции в соответствии со своими цветовыми координатами. Все цвета, которые можно получить от аддитивной смеси указанных цветов, лежат внутри треугольника, ими образованного. Теоретически, для получения максимального охвата цветовой гаммы, координаты цветности основных цветов должны лежать на линии локуса. На рис. 2 показан треугольник основных цветов системы NTSC, с которой часто ведут сравнение цветопередачи различных систем и разработанный международным союзом электросвязи в 2012 году стандарт BT.2020. Цветовая палитра BT.2020 охватывает 75,8 % цветов стандарта CIE 1931 [3].

Рассмотрим принцип формирования цвета в ЖК-матрице при использовании в качестве элемента подсветки белого светодиода холодного света. Белый свет получается за счет частичного поглощения люминофором желтого цвета ультрафиолетового излучения с заходом в область синего и переизлучения или в диапазоне желтого (одновременно красного и зеленого). Спектральные характеристики переизлучения показаны на рис. 3а. Видно, что результирующая спектральная характеристика имеет достаточно широкий спектр излучения, практически на всех длинах волн. Далее после модуляции по интенсивности в соответствующих ячейках ЖК матрицы свет проходит через цветовые фильтры, имеющие спектральные характеристики как на рис. 3б. Происходит перемножение соответствующих спектров. В результате на выходе матрицы вместо чисто красного и зеленого цвета получается довольно широкий спектр для каждого цвета (рис. 3в). Это и приводит к ухудшению цветовой гаммы и некоторому искажению цвета. Попытка применения узкополосных цветовых фильтров для получения более чистых спектральных цветов не дала желаемого результата. Узкополосные цветовые фильтры обеспечивают более чистый цвет основного тона, но при этом значительно снижается коэффициент пропускания.

Значительно лучшие результаты получаются при использовании в качестве подсветки системы из трех отдельных светоизлучающих диодов – красного, зеленого и синего (RGB) (рис. 4а) [4]. Спектральные характеристики каждого светоиз-

лучающего диода значительно уже. В результате перемножения со спектральной характеристикой цветовых фильтров получаются более насыщенные чистые цвета, что приводит к более глубокой гамме воспроизводимых цветов (рис. 4б). Триады светодиодов равномерно распределяются в элементе прямой подсветки, для получения равномерного освещения всей поверхности ЖК-матрицы.

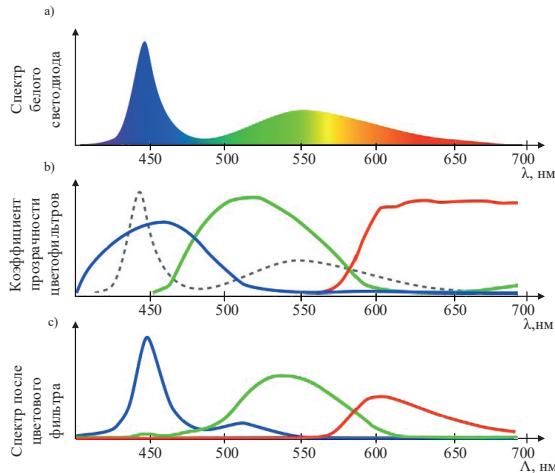


Рис. 3. Подсветка светодиодом белого свечения

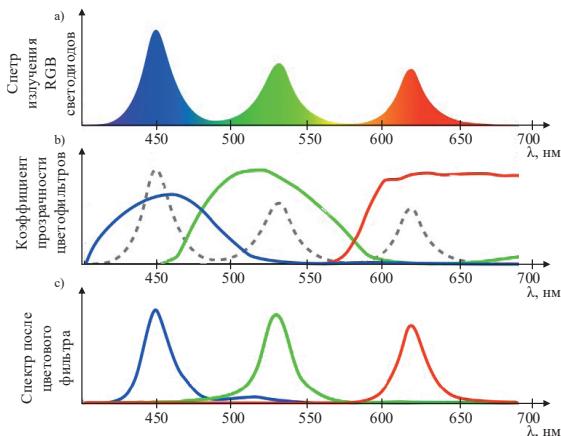


Рис. 4. Подсветка светодиодами RGB

На рис. 2 показан цветовой охват при использовании различных видов подсветки. Как видно, все они достаточно далеки от идеала.

Квантовые точки

В квантовой механике траектория движения электрона отличается от траектории, описываемой в классической физике, которую можно рассчитать, пользуясь уравнениями Ньютона. Если движение электронов по одной из координат ограничено, то вдоль этой координаты начинают проявляться эффекты квантования. Если область движения ограничена по всем трем координатам (потенциальная яма), то энергия электрона имеет строго определенные дискретные значения, можно сказать, что спектр энергии квантован.

Определим квантованные уровни энергии электрона, который находится в потенциальной яме. Это можно сделать, решив стационарное уравнение Шредингера [5]:

$$\Delta\psi + \frac{2m}{\hbar^2}(W - U)\psi = 0,$$

где $\Delta = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$ – оператор Лапласа; ψ – волновая функция частицы;

$\hbar = \frac{h}{2\pi} = 1,05 \cdot 10^{-34}$ Дж·сек – постоянная Планка; W – полная энергия; W –

полная энергия; m – масса частицы; $(W - U)$ – имеет смысл кинетической энергии.

В случае одномерной задачи уравнение Шредингера запишется в виде:

$$\frac{\partial^2\psi}{\partial x^2} + \frac{2m}{\hbar^2}(W - U)\psi = 0.$$

Воспользуемся для определения энергии стационарных уровней правилом квантования Нильса Бора. Согласно постулату Бора в потенциальной яме разрешены лишь те траектории, для которых импульс частицы p_n и ширина ямы d связаны соотношением [6]:

$$p_n d = \pi \hbar n, \quad (1)$$

где n – номер квантового состояния.

Выражение для энергии свободного электрона можно выразить через импульс

$$E_n = \frac{p_n^2}{2m}$$

или подставляя значение импульса из выражения (1)

$$E_n = \frac{\pi^2 \hbar^2}{2md^2} n^2. \quad (2)$$

Следует отметить, что минимальная энергия частицы, находящейся в яме, не может быть равной нулю. Причем масса электрона в нанокристалле отличается

ется от массы свободного электрона и носит название эффективной массы. Минимальная энергия электрона уменьшается с увеличением диаметра частицы d .

Согласно второму постулату Бора атом способен переходить из одного стационарного состояния в другое скачком, минуя все промежуточные состояния. При таком переходе излучается или поглощается фотон. При переходе из состояния с энергией E_n в состояние с энергией E_m частота излучения определяется уравнением:

$$\hbar\omega = E_g + E_m - E_n,$$

где ω – круговая частота излучения; E_g – ширина запрещенной зоны, E_n и E_m – расстояние до соответствующего уровня размерного квантования, которые рассчитываются по формуле (2).

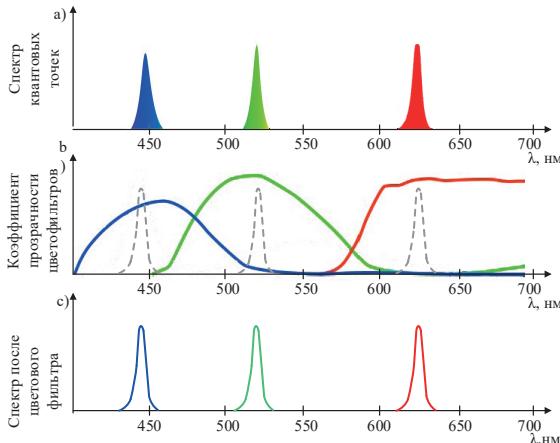


Рис. 5. Структура ЖК экрана с квантовыми точками

Если сравнивать спектр излучения объемного материала и квантовой точки, то видно, что спектр излучения сдвигается в сторону более коротких длин волн из-за появления эффектов размерного квантования и соответствующего увеличения ширины запрещенной зоны.

Квантовые точки как элемент подсветки

Квантовые точки представляют собой нанокристаллы, размеры которых во всем трем измерениям меньше радиуса экситона Бора. В таких нанокристаллах оптические свойства зависят от размеров. К таким свойствам относятся [7], [8]:

- широкий спектр поглощения – благодаря чему квантовые точки с разным диаметром могут быть одновременно возбуждены одним источником света, например, с длиной волны 400 нм, при этом длина волны излучения самих квантовых точек изменяется в диапазоне 490–590 нм;

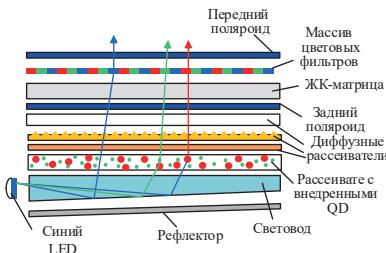


Рис. 6. Подсветка квантовыми точками

- симметричный и узкий пик излучения квантовых точек.

Конструктивно микрочастицы различного размера – квантовые точки (QD – quantum dots) встраиваются в пленочный рассеиватель (рис. 5). Пленка объединяет триллионы красных и зеленых излучающих квантовых точек в тонких листах. Каждый лист состоит из трех слоев – двух пластиковых барьерных пленок, между которыми помещается слой квантовых точек, внедренных в полимерную матрицу.

В качестве элемента подсветки для возбуждения зелено-красной смеси квантовых точек используется линейка светодиодов синего свечения. Встроенные в пленочный рассеиватель квантовые точки двух размеров поглощают синий свет и переизлучают в соответствии со своим размером в области красного и зеленого диапазонов. Часть синего проходит без изменения. Таким образом, полный спектр излучения состоит из трех разделенных пиков, соответствующих трем высоко насыщенным первичным цветам (рис. 6а), что в результате после прохождения цветовых фильтров (рис. 6б) дает тонко настроенный белый свет. Как видно из рис. 6в, спектр излучения квантовых точек очень узкий и практически не изменяется при прохождении через цветовой фильтр ($\Delta\lambda_{0,5}=30\text{nm}$).

Технологии подсветки с использованием квантовых точек позволяет значительно улучшить глубину цвета, точность передачи цвета. Как видно из рис. 2, дисплей и использованием в качестве подсветки квантовые точки имеет более широкую зону покрытия на цветовом графике МКО-31, чем подсветка светодиодами RGB. Современные дисплеи с квантовыми точками могут обрабатывать от 85 до 90 % цветовой палитры BT.2020, в то время как лучшие ЖК-дисплеи со светодиодной подсветкой покрывают только 70 % цветовой палитры BT.2020.

Для получения квантовых точек используются различные материалы. Высокую эффективность и узкий спектр излучения дают полупроводники на основе селенида кадмия CdSe и сульфида кадмия CdS. Но Cd и его соединения являются токсичными материалами. Среди альтернативных материалов наиболее перспективными являются полупроводники на основе фосфидов индия InP, квантовая эффективность которых сопоставима с наиболее эффективным CdSe

[9]. Ширина эмиссионной спектральной линии излучения InP несколько шире, чем у полупроводников на основе соединений Cd, но значительно уже чем у обыкновенных светоизлучающих диодов.

Квантовые точки позволяют настраивать излучаемую длину волн с точностью до единиц нм. Излучатели с такой длиной волны не дают распространяться световым волнам в диапазоне между зеленым и красным цветом. То есть устраняются «паразитные» лучи, что обеспечивает формирование чистого светового потока нужных цветов без примесей.

Заключение

Отказаться полностью от применения цветовых фильтров пока не удается. Это связано со сложностью получения квантовых точек, излучающих синий цвет. В перспективе предполагается использование квантовых точек с возможностью полного отказа от применения цветовых фильтров.

Библиографический список

1. Смирнов В. М. Системы отображения информации. Дискретные индикаторы. СПб.: Лань, 2021. 188 с.
2. Смирнов В. М. Системы отображения информации. Инженерная психология. СПб.: Лань, 2020. 172 с.
3. Рекомендация МСЭ-Р ВТ.2020. Значения параметров для систем ТСВЧ для производства программ и международного обмена ими. Женева, 2012. 5 с.
4. Chigrinov V., Kozenkov V., Kwok H. Photoalignment of Liquid Crystalline Materials: Physics and Applications. Wiley, 2008. 248 р.
5. Ландай Л. Д., Лишиц Е. М. Квантовая механика (нерелятивистская теория). 6-е изд., исправ. М.: Физматлит, 2004. 800 с.
6. Кульбачинский В. А. Полупроводниковые квантовые точки // Соросовский образовательный журнал. 2001. Т. 7. № 4. С. 98–104.
7. Quantum dots – characterization, preparation and usage in biological systems / J. Drbohlavova, V. Adam, R. Kizek, J. Hubalek // Int. J. Mol. Sci. 2009. Vol. 10. P. 656–673.
8. Norris D., Bawendi M. Measurement and assignment of the size-dependent optical spectrum in CdSe quantum dots // Phys. Rev. 1996. B. 53. P. 16338–16346.
9. Experimental Determination of the Extinction Coefficient of CdTe, CdSe, CdS Nanocrystals / W. Yu, Lianhua Qu, Wenzhuo Guo, X. Peng // Chem. Mater. 2003. P. 2854–2860.

УДК 621.396.99

Т. И. Тагаев*

студент

Н. В. Поваренкин*

кандидат технических наук

А. К. Ермаков*

преподаватель

Д. А. Музаров*

студент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

СРАВНЕНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ АЛГОРИТМОВ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ РАЗРЕШЕНИЯ ЦЕЛЕЙ, РАЗНЕСЕННЫХ НА МАЛОЕ УГЛОВОЕ РАССТОЯНИЕ

Рассмотрены последовательные алгоритмы сверхразрешения, примененные для решения задачи различия целей, разнесенных на малое угловое расстояние. Произведено сравнение зависимостей СКО определяемых алгоритмами углов от отношения сигнал/шум, количества элементов антенной решетки, частоты сигнала, расстояния между элементами. По результатам моделирования, при одинаковых условиях, алгоритм сверхразрешения MUSIC в большинстве случаев способен обеспечить более высокое угловое разрешение, чем другие последовательные алгоритмы.

Ключевые слова: MUSIC, алгоритм Кейпона, метода теплового шума, линейная антенная решетка.

T. I. Tagaev*

Student

N. V. Povarenkin*

PhD Sc. Tech.

A. K. Ermakov*

Teacher

D. A. Muzafarov*

Student

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ABOUT COMPARATION OF SEQUENTIAL SUPERRESOLUTION ALGORYTHMS FOR DISTINGUISHING TARGETS SEPARATED BY SMALL ANGLE

The sequential super-resolution algorithms used to solve the problem of distinguishing targets separated by a small angular distance are considered. The dependences of the RMS of the angles determined by the algorithms on the signal-to-noise ratio, the number of antenna array elements, the signal frequency, and the distance between the elements are compared. According to the simulation results, under the same conditions, the MUSIC super-resolution algorithm is able to provide a higher angular resolution in most cases than other sequential algorithms.

Keywords: MUSIC, Capon algorithm, thermal noise method, linear antenna array.

Введение

В связи активным с развитием цифровых радиоприемных устройств, в радиолокации все больше применяются цифровые антенные решетки (ЦАР), в которых сигнал с выхода элемента решетки поступает на аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Такие антенные системы позволяют применять различные математические методы обработки принимаемого сигнала, позволяющие достичь разрешение выше определяемого критерием Релея. Такие методы получили название алгоритмов сверхразрешения.

Одним из основных классов алгоритмов сверхразрешения является класс последовательных алгоритмов [1]. К ним относится алгоритм Кейпона, MUSIC (Multiple Signal Classification), метод теплового шума, алгоритм адаптивного углового отклика. В таких алгоритмах выполняется последовательное сканирование по пространству, обозреваемому антенной, позволяющее получить максимумы пространственных спектров на направлении цели [2]. Входным параметром последовательных алгоритмов является корреляционная матрица принимаемых сигналов. Выходным параметром – пространственный спектр, максимумы которого соответствуют направлениям прихода сигналов.

В данной статье производится сравнение разрешающих способностей алгоритмов сверхразрешения Кейпона, MUSIC, метода теплового шума и алгоритма адаптивного углового отклика. Разрешающие способности сравниваются по зависимостям среднеквадратического отклонения (СКО) угла, определяемого алгоритмами, от истинного значения в зависимости от отношения сигнал/шум (ОСШ), количества элементов антенной решетки, частоты принимаемого сигнала и расстояния между элементами антенной решетки.

Последовательные алгоритмы

В качестве антенны, принимающей сигнал от целей, разнесенных на малое угловое расстояние, будем рассматривать линейную эквидистантную антенну решетку. Входным параметрами всех рассматриваемых последовательных алгоритмов является корреляционная матрица, содержащая в себе средние статистические значения на интервале наблюдения при работе в непрерывном пространстве [3]:

$$\mathbf{R} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \mathbf{x}(t) \cdot \mathbf{x}^H(t) dt \quad (2)$$

Или для отсчетов:

$$\mathbf{R} = \frac{1}{K} \cdot \sum_{t=t_1}^{t_K} \mathbf{x}(t) \cdot \mathbf{x}^H(t) \quad (3)$$

где $\mathbf{x}(t)$ – матрица сигналов, снимаемых с элементов антенной решетки; $\mathbf{x}^H(t)$ – эрмитово-сопряженная матрица к матрице $\mathbf{x}(t)$; t_1 – начальный момент времени; K – количество временных отсчетов.

Суть последовательных алгоритмов заключается в сканировании пространства и определении пространственной мощности $P(\theta)$ по всем направлениям, соответствующим областям просканированного пространства. Количество сигналов, соответствующих целям, приходящих с разных направлений соответствует количеству максимумов пространственного спектра. Мощность сигналов и помех минимизируется на направлениях, не соответствующих целям, оставляя постоянным отношение сигнал/шум на нужных направлениях.

Метод Кейпона предназначен для борьбы с сосредоточенными помехами и многолучевым распространением [4]. Пространственный спектр этого метода определяется выражением (4)[1]:

$$P(\theta) = \frac{1}{S(\theta)R^{-1}S^T(\theta)}, \quad (4)$$

где $S(\theta)$ – вектор-гипотеза.

Если в выражении пространственного спектра Кейпона возвести обратную корреляционную матрицу в квадрат, то получится выражение пространственного спектра алгоритма теплового шума [1]:

$$P(\theta) = \frac{1}{S(\theta)R^{-2}S^T(\theta)}, \quad (5)$$

Пространственный спектр алгоритма аддитивного углового отклика, нормирующего отношение сигнал/шум на выходе антенной решетки мощностью теплового шума, определяется выражением [1]:

$$P(\theta) = \frac{S(\theta)R^{-1}S^T(\theta)}{S(\theta)R^{-2}S^T(\theta)} \quad (6)$$

В алгоритме MUSIC используется сигнальное подпространство корреляционной матрицы. Для его выделения необходимо разложить корреляционную матрицу на ортогональное сигнальное и шумовое подпространства. Это достигается за счет сингулярного разложения:

$$\mathbf{R} = \mathbf{U} \cdot \boldsymbol{\Lambda} \cdot \mathbf{U}^H = \mathbf{U}_s \boldsymbol{\Lambda}_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n \boldsymbol{\Lambda}_n \mathbf{U}_n^H, \quad (7)$$

где \mathbf{U}_s и \mathbf{U}_n – матрицы сингулярных векторов сигнального и шумового подпространств соответственно; $\boldsymbol{\Lambda}_s$ и $\boldsymbol{\Lambda}_n$ – матрицы сингулярных значений сигнального и шумового подпространств.

Шумовую часть корреляционной матрицы можно получить при помощи шумовых сингулярных векторов и чисел:

$$\mathbf{R}_n = \mathbf{U}_n \boldsymbol{\Lambda}_n \mathbf{U}_n^H. \quad (8)$$

Псевдоспектр алгоритма MUSIC строится на основе шумовой части корреляционной матрицы:

$$\mathbf{P}(\theta) = \frac{1}{|S^H(\theta)\mathbf{U}_n\Lambda_n\mathbf{U}_n^HS(\theta)|} \quad (9)$$

В выражении (9) диагональную матрицу сингулярных значений можно опустить, так как она никак не влияет на полученный псевдоспектр:

$$\mathbf{P}(\theta) = \frac{1}{|S^H(\theta)\mathbf{U}_n\mathbf{U}_n^HS(\theta)|}. \quad (10)$$

Примеры псевдоспектров, построенных при помощи описанных выше алгоритмов приведены на рис. 1. Исходя из приведенных графиков видно, что из представленных алгоритмов при одинаковых параметрах MUSIC обладает наименьшей шириной луча на направлениях целей. Следовательно, он способен различать цели, разнесенные на наименьшее угловое расстояние при данных условиях, по сравнению с остальными рассматриваемыми алгоритмами.

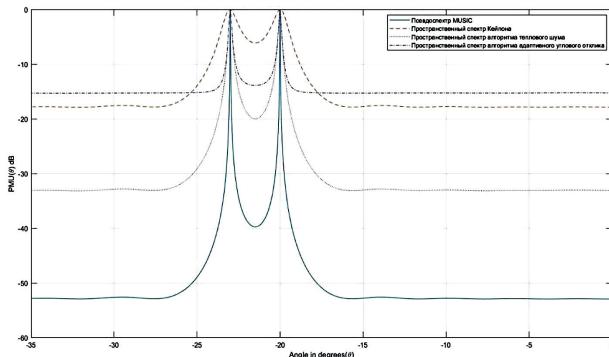


Рис. 1. Пространственные спектры последовательных алгоритмов сверхразрешения

Сравнение алгоритмов

Для сравнения алгоритмов построим графики зависимостей среднеквадратического отклонения угла, определяемого алгоритмами, от истинного значения, от отношения сигнал/шум, количества элементов антенной решетки, частоты принимаемого сигнала и расстояния между элементами антенной решетки. СКО определяется выражением:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - M[x])^2}{n}}, \quad (10)$$

где n – количество измерений; x_i – i -е значение случайной величины; $M[x]$ – математическое ожидание.

Зависимости СКО от количества элементов антенной решетки приведены на рис. 2, от частоты сигнала приведены на рис. 3, от ОСШ – на рис. 4, от расстояния между элементами – на рис. 5.

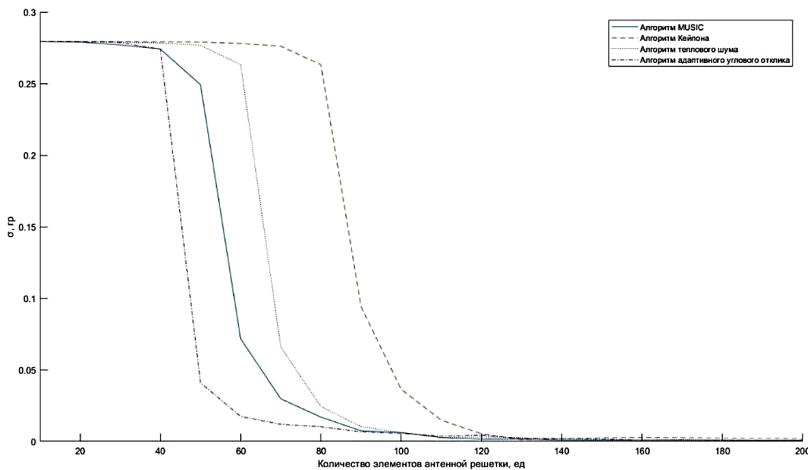


Рис 2. Зависимость СКО от количества элементов антенной решетки

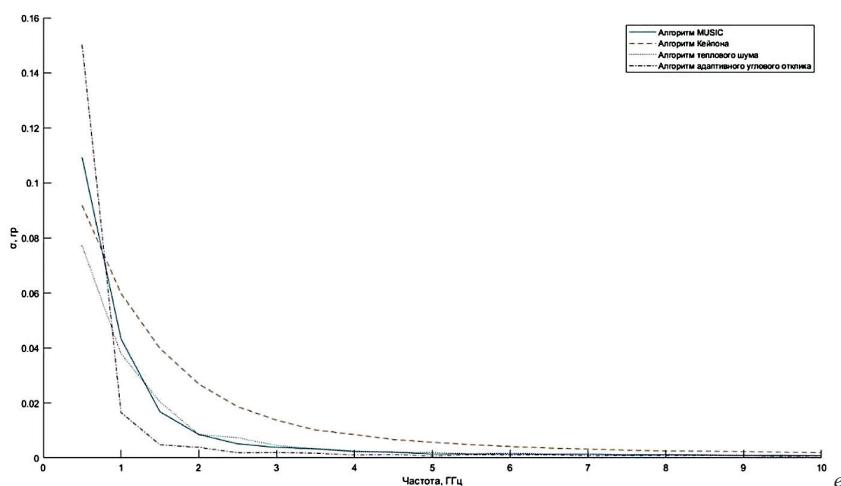


Рис. 3. Зависимость СКО от частоты сигнала

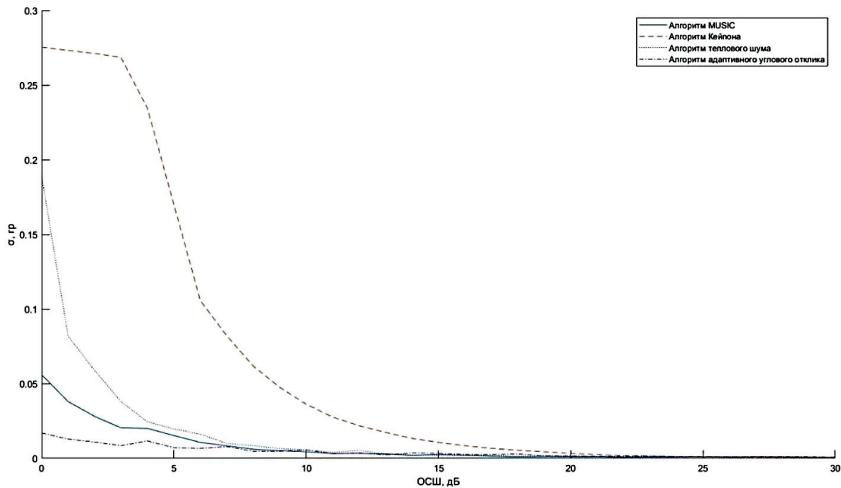


Рис. 4. Зависимость СКО от ОСШ

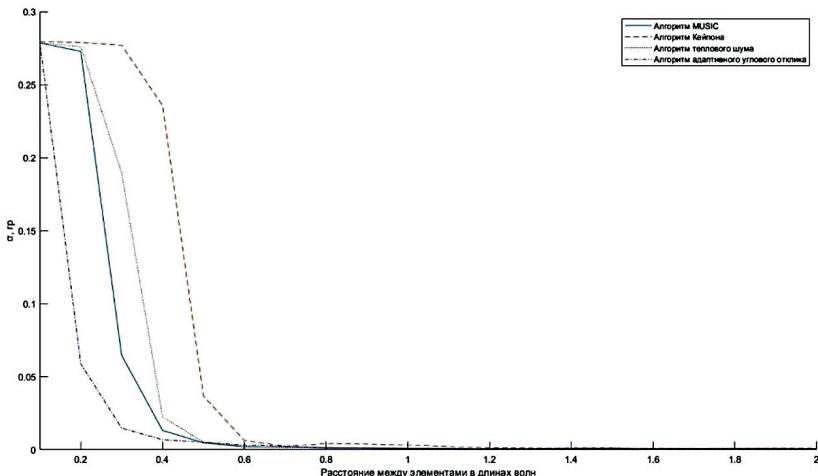


Рис. 5. Зависимость СКО от расстояния между элементами антенной решетки

Рассмотрим приведенные графики. Во всех изложенных ниже сравнениях рассматриваются только последовательные алгоритмы в заданных условиях. Согласно результатам моделирования при количестве элементов, большем 120, СКО у всех алгоритмов остается почти постоянным, совершая небольшие колебания вокруг постоянной величины, при этом такая постоянная величина у ал-

горитмов MUSIC и адаптивного углового отклика значительно ниже, чем у алгоритма Кейпона или метода теплового шума. График зависимости СКО от количества элементов спадает раньше всего у алгоритма адаптивного углового отклика, следовательно, при малом количестве элементов он способен обеспечить наибольшую точность определения угловых координат. MUSIC обеспечивает наименьшее СКО при отношении сигнал/шум выше 13 дБ. При частотах, используемых в радиолокации, порядка 10 ГГц, СКО алгоритмов теплового шума, MUSIC и адаптивного углового отклика совпадают, в то время как у алгоритма Кейпона СКО в несколько раз выше. График зависимости СКО от расстояния между элементами спадает раньше всего у алгоритма адаптивного углового отклика, однако при стандартном расстоянии $\frac{\lambda}{2}$, отклонение угла от истинного значения совпадает у всех алгоритмов, кроме Кейпона, у которого СКО значительно выше.

Заключение

Таким образом, среди рассмотренных последовательных алгоритмов сверхразрешения наибольший интерес представляют MUSIC и алгоритм адаптивного углового отклика. Они обеспечивают наименьшее СКО при одинаковых условиях, наибольшее СКО дает алгоритм Кейпона. Одним из недостатков алгоритма MUSIC является необходимость априорного знания количества целей, от которых приходит сигнал, другим – необходимость осуществления сингулярного разложения, что увеличивает требуемую вычислительную мощность. Этих недостатков лишен алгоритм адаптивного углового отклика.

Библиографический список

1. Карташов В. М., Корытцев И. В., Олейников В. Н. Алгоритмы пеленгации беспилотных летательных аппаратов по их акустическому излучению // Радиотехника. 2019. Вып. 196.
2. Макаров Е. С. Анализ углового сверхразрешения источников электромагнитного поля в многоканальных системах с малой апертурой. Воронеж, 2009. 167 с.
3. Тагаев Т. И., Музрафов Д. А., Мохорт Д. Ю. Определение оптимальных тактико-технических характеристик антенной решетки для различения алгоритмом сверхразрешения ESPRIT целей, разнесенных на малое угловое расстояние // Антенны и распространение радиоволн: сб. докладов Всероссийской научно-технической конференции. СПб.: СПбГЭТУ ЛЭТИ. 2021. С. 114–116.
4. Петров В. П. Алгоритмы оценки пространственного спектра в адаптивных цифровых антенах решетках // Вестник СибГУТИ. 2014. С. 60–70.

УДК 536.521.2

*Н. А. Уржумцев****

студент

*Р. С. Пассет****

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,
г. Санкт-Петербург

**Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического
приборостроения

**ПИРОМЕТРИЧЕСКОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ
ПОВЕРХНОСТИ МАТЕРИАЛОВ, НАХОДЯЩИХСЯ
ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ ПЛАЗМЕННОЙ СТРУИ**

Обоснован выбор радиационного высокоскоростного бесконтактного метода измерения температуры поверхности объекта, находящегося под воздействием плазмы. Рассмотрена конструкция инфракрасного пирометра спектрального отношения, выполненного на двухспектральной фотодиодной сэндвич – структуре. Приведены результаты расчетов температуры поверхности композитных материалов в процессе импульсного воздействия водородной плазмы. Проведен анализ полученных результатов и поставлены задачи дальнейших исследований.

Ключевые слова: пирометр спектрального отношения, композитные материалы, импульсная плазма, пристеночная плазма.

*N. A. Urzhumtsev****

Student

*R. S. Passet****

Student

*G. Yu. Sotnikova**

PhD Sc. Phys.-Math., Senior Researcher

*Ioffe Institute, St. Petersburg

**St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

**PYROMETRIC MEASUREMENTS
OF THE ACTUAL SURFACE TEMPERATURE
OF MATERIALS EXPOSES TO A PLASMA JET**

The choice of a radiation high-speed non-contact method for measuring the object surface temperature under the plasma effect is substantiated. The design of an infrared spectral ratio pyrometer based on a two-color sandwich photodiode structure is considered. The results of calculations of the surface temperature of composite materials in the process of the hydrogen plasma pulsed exposure are presented. The analysis of the received results is carried out. Tasks for further research are set.

Keywords: spectral ratio pyrometer, composite materials, pulsed plasma, plasma-wall interaction.

Введение

Плазма нашла широкое применение в науке и технике благодаря ее уникальным свойствам. Во многих технологических процессах, связанных с плазменной обработкой материалов, необходимо осуществлять контроль температуры, однако применимость контактных методов термометрии весьма ограничена. В данной работе рассматривается возможность использования пирометрического способа измерения температуры.

К особенностям импульсного плазменного нагрева можно отнести передаваемый образцу кратковременный большой механический импульс [1], способный разрушать поверхностный слой, и сложный процесс теплообмена плазмы с образцом, при котором образуется пристеночная плазма, с протекающими в ней химическими реакциями. Из этих особенностей вытекают основные проблемы связанные с измерением температуры: большие скорости протекания тепловых процессов в тонком слое образца, возникающие структурные изменениями, которые сказываются на излучательной способности поверхности, а также интенсивное излучение пристеночной плазмы в оптическом диапазоне.

При таких условиях возможно применение лишь мультиспектральных бесконтактных методов измерения температуры (пирометрия) в спектральных областях вне оптического диапазона. Расчет температуры в данном методе производится из отношения регистрируемых мощностей теплового излучения объекта на различных спектральных линиях. Это позволяет исключить влияние коэффициента излучения, который неизвестен и/или меняется в процессе плазменного нагрева, формы и площади измеряемой поверхности, возможного ослабления излучения в промежуточной среде (загазованность, наличие защитных стекол и др.) [2].

Описание экспериментальной установки

Основным элементом, определяющим все измерительные возможности пирометров, является его чувствительный элемент-детектор излучения. В настоящее время в качестве наиболее подходящих для выполнения поставленной задачи детекторов можно рассматривать фотодиодные гетероструктуры среднего ИК-диапазона, разработанные в ФТИ им. А. Ф. Иоффе. Специально для задач мультиспектральной пирометрии был разработан сдвоенный фотодиод (сэндвич – структура), представляющий собой две последовательно склеенные гетероструктуры InSb и InAsSb. Первый слой имеет максимум чувствительности к излучению в интервале 3,3–3,4 мкм, второй слой – в интервале 3,9–4,0 мкм [3]. Особенности технологии изготовления используемой фотодиодной структуры обеспечивают подавление излучения в видимой спектральной области не менее чем на 120 дБ [4].

На базе данного фотодиода был разработан двухспектральный пирометр отношения, электронная часть которого обеспечивает детектирование теплового излучения и линейное преобразование в вольтовые сигналы по двум спектральным каналам в полосе частот до 2 МГц. Далее эти сигналы поступают на блок оцифровки и передачи данных на компьютер для дальнейшей обработки.

В наших экспериментах был использован 4-канальный цифровой осциллограф 12 разрядов АЦП и полосой пропускания 100 МГц (Aktakom.ru).

Оптическая схема пирометра выполнена на основе фокусирующей линзы из селенида цинка, которая в совокупности с кремниевой линзой, установленной непосредственно на фотодиодной сэндвич-структуре, обеспечивает изменение температуры объекта в параллельном пучке диаметром 2 см на расстоянии до 1,5 м.

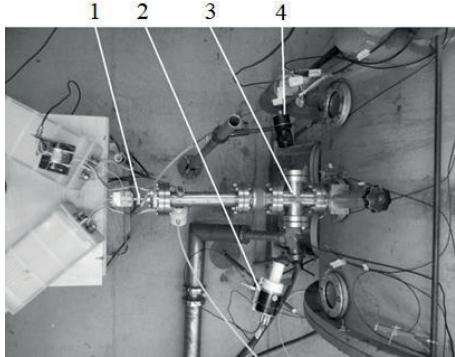


Рис. 1 Экспериментальная установка: 1 – плазменная пушка; 2 – пирометр спектрального отношения; 3 – крестовина, внутри которой расположен образец; 4 – ФЭУ

На рис. 1 приведена фотография экспериментальной установки, которая работает следующим образом: плазменная пушка (1) генерирует импульс водородной плазмы длительностью $\sim 10\text{--}15$ мкс с мощностью $\sim 100 \text{ ГВт}/\text{м}^2$ [5], который сталкивается с образцом, расположенным в крестовине (3); пирометр (2), направленный на поверхность образца, регистрирует излучение по двум спектральным каналам; в качестве вспомогательного детектора излучения используется ФЭУ-87 (4), чувствительный в области 0,32–0,55 мкм и имеющий быстродействие более 100 МГц [6].

Методика расчета температуры

Для расчета температуры использовалась формула Планка (в приближении Вина) описывающая спектральную плотность теплового излучения на длине волны λ с единицы площади поверхности объекта с излучательной способностью ε :

$$B(T) = \varepsilon \frac{C_1}{\lambda^5} \exp\left(-\frac{C_2}{\lambda T}\right), \quad (1)$$

где C_1 и C_2 – постоянные Планка.

Такое приближение, с одной стороны, позволяет получить простую функциональную зависимость для расчета температуры по измеряемым сигна-

лам с выходов спектральных каналов пирометра, а с другой – обеспечивает погрешность расчета температуры не более 3 % относительно расчетов с использованием формулы Планка для температур до 1200 °C. Расчет температуры производится из отношения напряжений и на выходе двухспектрального пирометра в узкой спектральной области вблизи 3 мкм ($U(3)$) и 4 мкм ($U(4)$):

$$T = C_2 \left(\frac{1}{\lambda_{eff}(4)} - \frac{1}{\lambda_{eff}(3)} \right) \left[\ln \left(\frac{\lambda_{eff}^5(3) R(3/4)}{\lambda_{eff}^5(4) K} \right) \right]^{-1} - 273, \quad (2)$$

где $R(3/4)=U(3)/U(4)$, $\lambda_{eff}(3,3)$ и $\lambda_{eff}(4)$ – эффективные значения длин волн измерительных каналов пирометра и K – коэффициент пирометра, зависящий от его оптической и электрической схемы прибора, и определяемые в процессе его градуировки.

Градуировка пирометра осуществлялась непосредственно на самих образцах материалов, которые затем исследовались на плазменной установке. Образцы помещались в муфельную печь, с встроенной термопарой, где нагревались до 1000–1100 °C. С помощью термопары регистрировалась температура образца, с помощью пирометра – излучение с поверхности по каналам 3,2 и 4 мкм. Далее проводилась аппроксимация полученных данных выражением (1) с подбором значений эффективных длин волн в пределах максимумов спектральной чувствительности ФД и коэффициента пирометра с последующей проверкой правильности подобранных значений.

Полученные результаты и их анализ

На рис. 2–4 приведены сигналы с источника тока (Current), который подается на плазматрон для создания импульса плазмы, пирометра по двум спектральным каналам ($Ch(3)$ and $Ch(4)$) и фотоэлектронного умножителя (PEM), а также приведены результаты расчета температуры (Temperature) в соответствии с выражением (2).

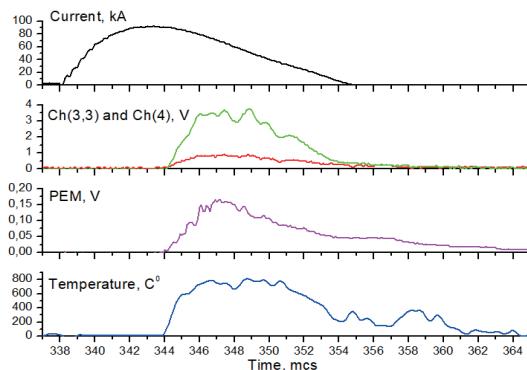


Рис. 2 Кварцевый композитный материал с оплавленной поверхностью

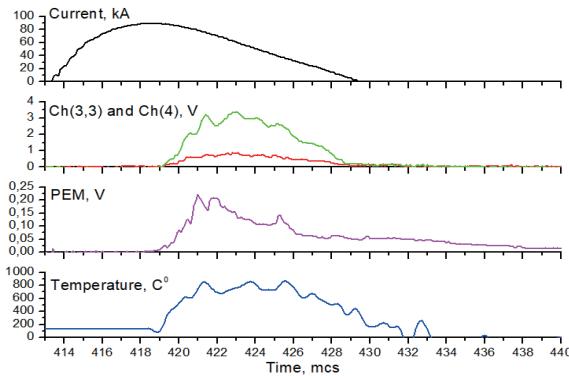


Рис. 3 Кварцевый композитный материал

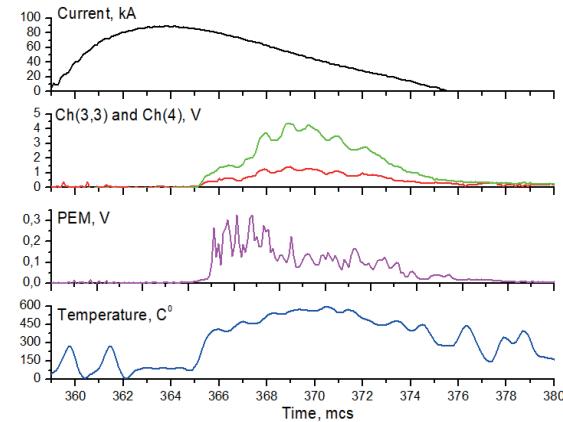


Рис. 4. Углеродный композитный материал

Эксперименты проводились на различных образцах при одинаковом напряжении 5 кВ на плазмотроне.

Из сравнения полученных данных видно, что сигнал с ФЭУ при облучении плазмой углеродного композитного материала (рис. 4) имеет выраженный разброс значений. Предположительно, это говорит о различии механизмов взаимодействия плазмы с образцами разного состава и структуры. Возможно, разный механизм разрушения (или испарения) тонкого слоя образцов отражается на интенсивности свечения пристеночной плазмы. О различии теплофизических свойств кварцевого (рис. 3, 4) и углеродного композитного материала можно судить по разной пиковой температуре нагрева поверхности образцов, отличающейся на ~ 200 °C при одинаковом напряжении на плазмотроне. Также

разницу в максимальных значениях температуры видно при сравнении рис. 2 и 3. Для кварцевого композитного материала с оплавленной поверхностью она ниже, чем у образца с не оплавленной поверхностью, что также свидетельствует о различном характере взаимодействия образцов с импульсом водородной плазмы.

Интерпретация полученных измерений и расчетов осложняется не до конца изученными физическими процессами взаимодействия импульса водородной плазмы с композитными материалами разных химического состава и структуры, не до конца изученными свойствами самой плазмы. Также на сигналы пирометра может влиять отражение излучения плазмы от стенок крестовины и какие-то иные неисследованные факторы.

Таким образом, показана принципиальная возможность измерения температуры поверхности материала в процессе импульсного воздействия плазмы, однако большое число внешних действующих факторов требует дополнительных экспериментов и создания информационно-измерительной модели для обоснования достоверности, надежности и точности измерений температуры поверхности материалов, находящихся под воздействием плазменной струи.

Библиографический список

1. Воронин А. В., Судьенков Ю. В., Семенов Б. Н. Деградация вольфрама в результате воздействия плазменной струи // Журнал технической физики. 2014. Т. 84. Вып. 7. С. 36–43.
2. Фрунзе А. Пирометры спектрального отношения: преимущества, недостатки и пути их устранения // Фотоника. 2009. № 4. С. 32–37.
3. URL: <http://www.ioffeled.com/> (дата обращения: 15.03.2022).
4. Александров С. Е., Гаврилов Г. А., Сотникова Г. Ю. Система контроля температуры рабочего торца оптоволокна лазерных модулей с волоконным выводом излучения для медицинской аппаратуры. 2014. ФТП. Т. 48. С. 135–141.
5. Воронин А. В., Гусев В. К., Герасименко Я. А., Судьенков Ю. В. Измерение параметров плазменной струи в процессе облучения материалов // Журнал технической физики. 2013. Т. 83. Вып. 8. С. 36–42.
6. URL: <https://zapadpribor.com/feu-87/> (дата обращения: 16.03.2022).

УДК 621.77:621.314

T. T. Шарафудинов*

старший преподаватель

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ОБРАБОТКИ ВИБРАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Преобразования сигналов на основе частотного сдвига сигнала на величину, кратную основной частоте соответствующего цикла и последующей низкочастотной фильтрации, а также выделения с помощью полосовой фильтрации составляющих, спектры которых сосредоточены в диапазонах полосой, равной основной частоте, с последующим нахождением с помощью преобразования Гильберта их огибающих дают возможность провести анализ вероятностных характеристик как самих огибающих гармонических составляющих, так и исследовать их взаимно корреляционные и взаимно спектральные характеристики.

Ключевые слова: математическое обеспечение, вибрационные сигналы, корреляционный анализ, спектральный анализ.

T. T. Sharafudinov*

Senior Lecturer

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

MATHEMATICAL SUPPORT FOR VIBRATION SIGNAL PROCESSING

Signal transformations based on frequency shift of the signal by a multiple of the fundamental frequency of the corresponding cycle and subsequent lowpass filtering, as well as separation by bandpass filtering of components whose spectra are concentrated in bands equal to the fundamental frequency, followed by finding their envelopes by means of the Hilbert transform, make it possible to analyse the probability characteristics both of the envelopes of harmonic components themselves and to study their mutual correlations and mutual spectra.

Keywords: mathematical support, vibration signals, correlation analysis, spectral analysis.

Задачи диагностики механических узлов основаны на использовании современных методов корреляционного и спектрального анализа, что позволяет выявлять дефекты вращающихся узлов на ранних этапах их зарождения и установления диагностических признаков фильтрации.

Теоретической основой для обоснования алгоритмов обработки стали результаты в области теории и анализа стохастических колебаний, в том числе обнаружение скрытых периодичностей [1].

Для выделения модулирующих стационарных компонентов сигналов используются два метода. Первый из них заключается в частотном сдвиге сигнала на величину, кратную основной частоте соответствующего цикла и последующей низкочастотной фильтрации. Во втором методе с помощью полосовой фильтрации выделяются составляющие, спектры которых сосредоточены в диапазонах полосой, равной основной частоте, а далее с использованием преобразования Гильберта находятся огибающие этих составляющих.

Такие преобразования сигналов дают возможность провести анализ вероятностных характеристик как самих огибающих гармонических составляющих, так и исследовать их взаимно корреляционные и взаимно спектральные характеристики.

Первый этап обработки вибросигналов заключается в их разделении на детерминированную и стохастическую составляющие. С детерминированной составляющей вибросигналов, как правило, связаны макродефекты механических систем, такие как дисбаланс, эксцентризитет, несоосность, биения, зацепления и т. п. Выводы о дефектности обратного узла принимаются на основе анализа амплитудного и фазового спектров этой составляющей. Случайная составляющая содержит информацию о нестационарных и нелинейных свойствах вибрационного сигнала, которые связаны с силами трения, изменением вязкости масел, шероховатостью поверхности и т. п. Анализ случайной составляющей позволяет выявлять дефекты на ранних стадиях их возникновения. Периодическая нестационарность случайной составляющей обусловлена стохастической модуляцией гармоник [2]. Эта модуляция в основном не является узкополосной.

Таким образом, модель вибрационного сигнала $\xi(t)$ сложных механических узлов имеет вид:

$$\xi(t) = s(t) + \eta(t), \quad (1)$$

где $s(t)$ – детерминированная составляющая сигнала; $\eta(t) = \zeta(t) + \varepsilon(t)$ – случайная составляющая сигнала; $\zeta(t)$ – периодически нестационарная составляющая; $\varepsilon(t)$ – стационарный фоновый шум. При этом случайные процессы $\zeta(t)$ и $\varepsilon(t)$ являются некоррелированными. Детерминированная составляющая $s(t)$ описывается почти периодической функцией

$$s(t) = \sum_{k=-M}^{M} s_k \exp(i\omega_k t) \quad (2)$$

где M – количество гармонических составляющих; s_k – их комплексная амплитуда; ω_k – частота гармонической составляющей.

Моделью нестационарной составляющей $\zeta(t)$ является периодически коррелированный случайный процесс (СП), для которого справедливо гармоническое представление

$$\zeta(t) = \sum_{k \in Z} \zeta_k(t) \exp(ik\omega_0 t), \quad (3)$$

где $\zeta_k(t)$ – стационарно связанные случайные процессы, описывающие стохастическую амплитудную и фазовую модуляции основных гармонических составляющих периодически коррелированных СП. Именно корреляционные и спектральные характеристики модулирующих процессов $\zeta_k(t)$ являются носи-

телями информации о типах дефектов вращающихся узлов. Диагностические признаки могут строиться непосредственно на основе этих характеристик или с использованием вероятностных характеристик сформированного стационарными компонентами $\zeta_k(t)$ периодически коррелированных случайных процессов.

Математическое ожидание периодически коррелированных СП $m(t)=E\zeta(t)$ и корреляционная функция $R(t,u)=E\zeta(t)\zeta(t+u)$, $\tilde{\zeta}(t)=\zeta(t)-m(t)$ являются периодическими функциями времени $m(t)=m(t+T)$, $R(t,u)=m(t+T,u)$ и могут быть представлены рядами Фурье:

$$\begin{aligned} m(t) &= \sum_{k \in Z} m_k \exp(ik\omega_0 t) \\ R(t,u) &= \sum_{k \in Z} R_k(u) \exp(ik\omega_0 t). \end{aligned} \quad (4)$$

Периодически меняется по времени и мгновенная спектральная плотность периодически коррелированных СП – преобразование Фурье корреляционной функции:

$$f(\omega, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} R(t, u) \exp(-i\omega_0 u) du = \sum_{k \in Z} f_k(\omega) \exp(ik\omega_0 t). \quad (5)$$

Здесь

$$f_k(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} R_k(u) \exp(-i\omega u) du. \quad (6)$$

Величины $R_k(u)$ и $f_k(\omega)$ соответственно называют корреляционными и спектральными компонентами. Нулевые компоненты $R_0(u)$ и $f_0(\omega)$ описывают свойства стационарного приближения периодически коррелированных СП, то есть усредненные корреляционные связи и усредненную по времени спектральную плотность мощности флуктуационных колебаний.

Коэффициенты Фурье математического ожидания периодически коррелированных СП m_k являются математическим ожиданием модулирующих процессов $\zeta_k(t)$ в представлении (3), то есть $m_k=E\zeta_k(t)$, а корреляционные и спектральные компоненты определяются авто- и взаимокорреляционными функциями и соответствующими спектральными плотностями этих процессов:

$$R_k(u) = \sum_{n \in Z} R_{n-k,n}(u) \exp(in\omega_0 u) \quad (7)$$

$$f_k(\omega) = \sum_{n \in Z} f_{n-k,n}(\omega - n\omega_0), \quad (8)$$

где $R_{kl}(u) = E\overline{\tilde{\zeta}_k(t)\tilde{\zeta}_l(t+u)}$, $\tilde{\zeta}_k(t) = \zeta(t) - m_k$ черта над выражением – знак сопряжения, $f_{k,l}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{k,l}(u) \exp(-i\omega u) du$.

Как следует из соотношений (7) и (8), случайный процесс (3) является периодически коррелированным СП тогда и только тогда, если модулирующие различные гармонические составляющие процессы являются коррелированными. А это значит, что их спектры должны перекрываться. Для обнаружения стохастической модуляции и идентификации типа возможного дефекта на начальном этапе исследований используются диагностические параметры, описывающие периодическую нестационарность первого и второго порядков. Для определения степени этой нестационарности выделенные коэффициенты Фурье математического ожидания m_k и корреляционные компоненты $R_k(u)$ и введены в рассмотрение простые диагностические признаки

$$I_1 = \frac{0.5 \sum_{k=1}^{N_1} |m_k|^2}{\hat{R}_0(0)}; I_2 = \frac{\sum_{k=1}^{N_2} |R_k(0)|}{\hat{R}_0(0)},$$

где N_1 – количество коэффициентов Фурье математического ожидания; N_2 – количество корреляционных компонент. Введенные признаки периодической нестационарности имеют свойства меры.

Очевидно, что дефекты механизмов тоже могут сказываться на характере распада корреляционных связей модулирующих стохастических процессов. Для отображения этого эффекта выбраны параметры

$$I_2^{(k)} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |R_k(u)| du}{\int_{-\infty}^{\infty} |R_0(u)| du}, \quad k = \overline{1, N_2},$$

которые называют мерами периодической коррелированности. Для стационарного случая имеем $I_3^{(k)} = 0$.

Подобные свойства вибрационного сигнала, но уже в частотной области, описывает так называемую функцию спектральной когерентности

$$C_k(\omega) = \frac{|f_k(\omega)|}{|f_0(\omega)|}, \quad k = \overline{1, N_2}.$$

Нормирование спектральных компонентов позволяет подчеркнуть связь между энергетически слабыми компонентами от незначительных дефектов на фоне компонентов, не имеющих отношения к идентификации дефекта, однако имеющих существенную большую мощность.

Библиографический список

1. Ширман А. Р., Соловьев А. Б. Практическая вибродиагностика и мониторинг состояния механического оборудования. М.: Радио и связь, 1996. 276 с.
2. Крячко А. Ф., Шарафудинов Т. Т. Метод вибраакустического контроля // Датчики и системы 2018. № 12. С. 56–62.

УДК 535.8

*M. O. Шарикова**

аспирант

*A. I. Ляшенко**

кандидат технических наук, старший научный сотрудник

*B. A. Кукушин**

аспирант

*O. V. Польщикова**

младший научный сотрудник

*Ю. В. Пичугина******

аспирант

*Научно-технологический центр уникального приборостроения РАН

**Институт общей физики им. А. М. Прохорова Российской академии наук
(Институт общей физики им. А. М. Прохорова РАН)

***Российский федеральный ядерный центр – Всероссийский научно-исследовательский институт экспериментальной физики

СЕМИВОЛНОВАЯ ИМПУЛЬСНАЯ ЛАЗЕРНАЯ СИСТЕМА

Данная работа посвящена лазерной системе, генерирующей импульсное когерентное излучение семи длин волн в ближнем инфракрасном и видимом диапазонах: 1572 нм, 1064 нм, 786 нм, 635 нм, 532 нм, 524 нм и 452 нм. Она включает лазер Nd:YAG (1064 нм), один LBO и пять кристаллов KTP для преобразования частоты с повышением частоты и генерации суммарной частоты. Представлены временные и энергетические параметры всех спектральных составляющих. Предлагаемая система может быть полезна для высокоскоростной мультиспектральной визуализации, голограммии с мультиплексированием по длинам волн и многих других задач.

Ключевые слова: параметрический генератор света, нелинейный кристалл, мультиволновое лазерное излучение.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект 20-38-51019) и частично выполнена на базе Центра коллективного пользования НТЦ УП РАН.

*M. O. Sharikova**

PhD Student, Senior Resercher

*A. I. Lyashenko**

PhD Sc. Tech.

*A. V. Kukushkin**

PhD Student

*O. V. Polschikova**

Junior Researcher

*Y. V. Pichugina******

PhD Student

*Scientific and Technological Center of Unique Instrumentation, Russian Academy of Sciences

**Prokhorov General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences

***The Russian Federal Nuclear Center – All-Russian Scientific Research Institute of Experimental Physics

7-WAVELENGTH PULSED LASER SYSTEM HYPERSPECTRAL IMAGING SYSTEM

We report on the laser system generating pulsed coherent radiation of seven wavelengths in short-wave infrared and visible ranges: 1572 nm, 1064 nm, 786 nm, 635 nm, 532 nm, 524 nm and 452 nm. It includes Nd:YAG laser (1064 nm), one LBO and five KTP crystals for frequency up-conversion and sum-frequency generation. Timing and energy parameters of all the spectral components are presented. Proposed system might be useful for high-speed multispectral imaging, wavelength-multiplexed holography and many other tasks.

Keywords: optical parametric oscillator, non-linear crystal, multi-wavelength laser radiation.

Введение

Лазерные источники когерентного излучения одновременно на нескольких длинах волн представляют большой интерес для телекоммуникаций, промышленных, биомедицинских и научных приложений, включая мультиспектральную визуализацию, цифровую голограмию с мультиплексированием по длинам волн и т. д. [1]–[3]. В данной работе мы представляем лазерную систему, генерирующую короткие (< 10 нс) импульсы на 7 длинах волн в ближнем инфракрасном и видимом диапазонах.

Предлагаемая система

Лазерная система включает лазер Nd:YAG, генерирующий на длине волн 1064 нм, и набор нелинейных кристаллов для преобразования света в высшие гармоники и суммарные частоты. Схема преобразования частот представлена на рис. 1.

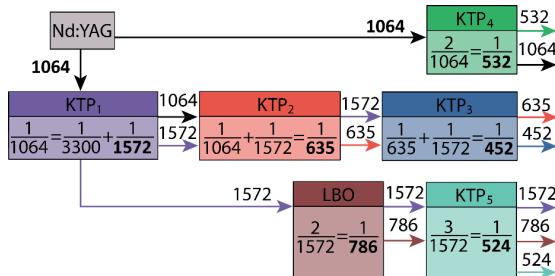


Рис. 1. Диаграмма преобразования частот спектральных компонент

Лазер Nd:YAG работает в режиме модуляции добротности резонатора с частотой повторения 25 Гц с затвором на основе электрооптического элемента из кристалла DKDP и поляризационной пластины. Лазер Nd:YAG имеет внутривибраторную параметрическую генерацию на длине волны 1572 нм и вне-

зонаторный узел преобразования длин волн 1064 нм и 1572 нм в высшие гармоники и суммарные частоты в нелинейных кристаллах KTP и LBO (рис. 2).

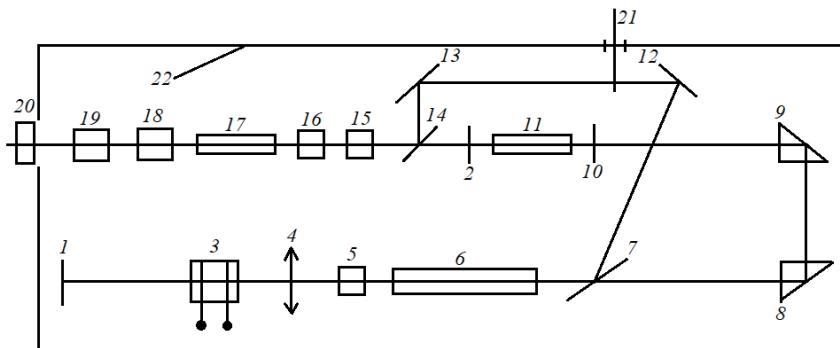


Рис. 2. Оптическая схема лазерной системы: 1, 12 и 13 – глухие зеркала ($T=0$ для 1064 нм), 2 – зеркало ($T=0$ для 1064 нм, $T=0,7$ для 1572 нм), 3 – электрооптический кристалл DKDP, 4 – линза, 5 и 16 – вращатель поляризации на 90° , 6 – активный элемент Nd:YAG, 7 – поляризационный светофильтр, 8 и 9 – призмы, 10 – зеркало ($T=1$ для 1064 нм, $T=0$ для 1572 нм), 11 – кристалл KTP, ($\theta=90^\circ$, $\varphi=0^\circ$), 14 – зеркало ($T=1$ для 1064 нм, $T=0$ для 1572 нм), 15 – кристалл KTP ($\theta=70^\circ$, $\varphi=0^\circ$), 17 – кристалл LBO ($\theta=20^\circ$, $\varphi=90^\circ$), 18 – кристалл KTP ($\theta=53^\circ$, $\varphi=0^\circ$), 19, 20 – кристаллы KTP ($\theta=90^\circ$, $\varphi=23^\circ$), 21 – подвижный экран, 22 – корпус

Экспериментальные данные

Для измерения параметров генерируемых импульсов мы установили набор полосовых фильтров и выделили ими каждую длину волны. Длительность импульса на уровне 0,5 измерялась лавинным фотоприемником LFD-2 и осциллографом LeCroy 2,5 ГГц. Энергия и длительность импульса на всех длинах волн показаны в табл. 1.

Таблица 1

Параметры генерируемых импульсов

Длина волны, нм	Энергия импульсов, мДж	Длительность импульсов, нс
1064	0,21	7
1572	0,1	4,5
786	0,088	3
635	0,12	4
532	0,186	5
524	0,004	2,5
452	0,008	3

Заключение

Создана лазерная система, генерирующая импульсное когерентное излучение семи длин волн в ближнем инфракрасном и видимом диапазонах: 1572 нм, 1064 нм, 786 нм, 635 нм, 532 нм, 524 нм и 452 нм. Предлагаемая система может быть полезна для высокоскоростной мультиспектральной визуализации, голограммии с мультиплексированием по длинам волн и многих других задач.

Библиографический список

1. Perez-Herrera R. Multi-wavelength fiber lasers // Current Developments in Optical Fiber Technology: InTech, 2013. 600 p.
2. Development of an 11-channel multi wavelength imaging diagnostic for divertor plasmas in MAST Upgrade / X. Feng, A. Calcines, R. Sharples et al. // Review of Scientific Instrumentation.2021. Vol. 92 (6). 063510. P. 1–6.
3. RGB laser based on optical parametric oscillator for single-shot color digital holographic microscopy / A. Machikhin, O. Polschikova, A. Vlasova et al. // Optics Letters. 2019. Vol. 44 (20). P. 5025–5028.

УДК 621.396.69

C. I. Шершинев*

аспирант

M. A. Ваганов*

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

УЛУЧШЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ С ПОМОЩЬЮ ТЕХНОЛОГИИ НИЗКОТЕМПЕРАТУРНОЙ КЕРАМИКИ

Рассмотрены преимущества использования керамических материалов с низкой температурой обжига при разработке микрополосковых направленных ответвителей. Приводятся результаты сравнения разработанных макетов микрополосковых ответвителей С-диапазона на традиционном высокочастотном печатном основании «Rogers RO4003C».

Ключевые слова: микрополосковый направленный ответвитель, RO4003C, технология LTCC, керамические материалы, направленность, ответвитель, диэлектрическое основание.

S. I. Shershnev*

PhD Student

M. A. Vaganov*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

IMPROVING THE CHARACTERISTICS OF DIRECTIONAL MICROSTRIP COUPLERS USING LOW-TEMPERATURE CERAMICS TECHNOLOGY

The advantages of using ceramic materials with a low firing temperature in the development of microstrip directional couplers are considered. The results of comparison of the developed layouts of C-band microstrip couplers on a traditional printed base «Rogers 4003C» are presented.

Keywords: microstrip directional coupler, RO4003C, LTCC technology, ceramic materials, directivity, coupler, dielectric substrate.

Введение

В связи с тем, что к блокам и функциональным узлам современной радиоэлектронной аппаратуры (фильтры, ответвители) предъявляются повышенные требования в части уменьшения массогабаритных размеров, повышения функциональных возможностей и технологичности изготовления, а также уменьшения стоимости конечного изделия, разработка и применение различных методов и подходов, в том числе с использованием перспективных материалов, позволяющие удовлетворить эти требования, приобретает особую актуальность.

Одним из вариантов расширения функциональных возможностей, а также уменьшения массогабаритных показателей изделий является применение в качестве диэлектрических подложек керамических материалов с низкой температурой обжига LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramic). Данная технология

кроме своих ключевых особенностей дает возможность устанавливать на LTCC-основания компоненты, выполненные по другим технологиям, таким как микроэлектромеханические системы (МЭМС) и полупроводниковые приборы [1], [2].

В данной статье рассматриваются преимущества использования керамических материалов с низкой температурой обжига при разработке микрополосковых направленных ответвителей. Приводятся результаты разработки макетов направленных ответвителей, работающих в С-диапазоне частот, выполненных на высокочастотных материалах для печатных плат Rogers RO4003C.

Разработка микрополоскового направленного ответвителя

На рис. 1 показана топология микрополоскового направленного ответвителя на несимметричных микрополосковых линиях. Ответвитель рассчитан в системе автоматизированного проектирования и моделирования высокочастотных систем и устройств AWR Design Environment. В качестве диэлектрического основания используется высокочастотный материал для печатных плат Rogers RO4003C с толщиной диэлектрического слоя 0,508 мм. Для исключения влияния толщины проводящих слоев на электрические параметры изделий используется минимально возможная толщина меди 18 мкм.

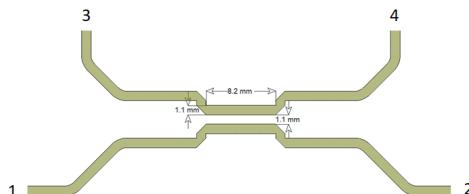


Рис. 1. Топология классического микрополоскового направленного ответвителя

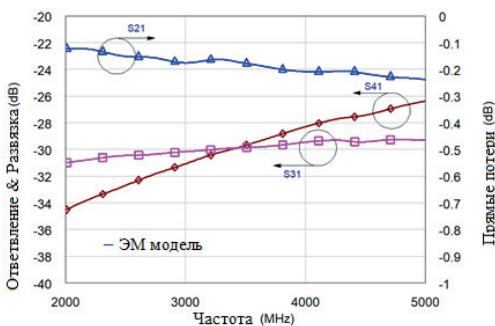


Рис. 2. Характеристики традиционной модели НО:
S21 – прямые потери; S31 – ответвление; S41 – развязка

Исходя из рис. 2 видно, что главным недостатком классического направленного ответвителя при слабом коэффициенте связи (-30dB) является близкая к нулю направленность $S41$.

Для повышения направленности на основании [3] был разработан и изготовлен макет направленного ответвителя на симметричных микрополосковых линиях, то есть печатный слой расположен между двумя диэлектриками слоями (рис. 3). Материал основания Rogers RO4003C, толщина диэлектрического слоя – 0,72 мм.

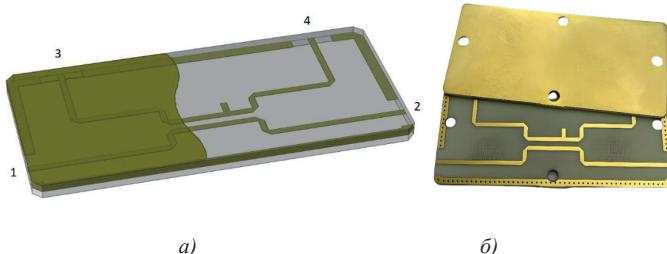


Рис. 3. Топология направленного ответвителя и разработанный макет:
а – топология направленного ответвителя; б – макет направленного ответвителя

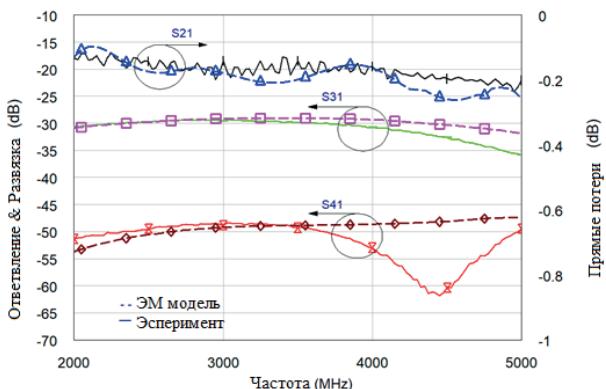


Рис. 4. Характеристики направленного ответвителя

Двухслойное исполнение микрополоскового ответвителя позволяет значительно повысить направленность (см. рис. 4). Средний показатель направленности в С-диапазоне частот (2000–4000) МГц составляет 19 дБ. Недостатком такого исполнения направленного ответвителя является процесс ввода/вывода ВЧ сигнала в ответвитель при его корпусировании, так как при наличии воздушного зазора между платами направленность резко падает. Обозначенная

проблема решается использованием конструктивно сложных лепестковых ВЧ-разъемов, при этом стоимость конечного изделия значительно увеличится.

Для исключения влияния воздушного зазора между платами на направленность рассмотрим микрополосковый направленный ответвитель, разработанный на основании работ [4], [5].

На рис. 5 показан рассчитанный и изготовленный макет направленного ответвителя на несимметричных микрополосковых линиях. Для улучшения направленности между линиями связи установлены компенсирующие ёмкости, представляющие собой два параллельных отрезка проводника.

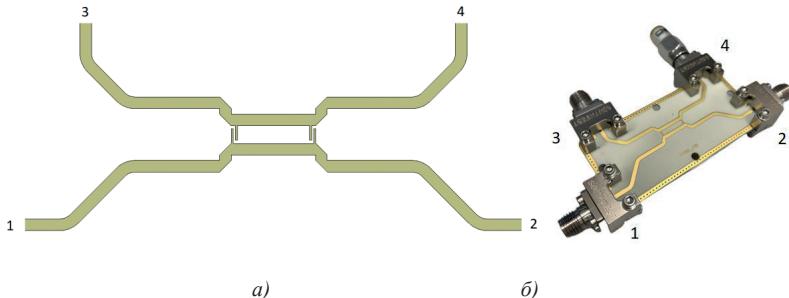


Рис. 5: а – топология направленного ответвителя;
б – разработанный макет направленного ответвителя

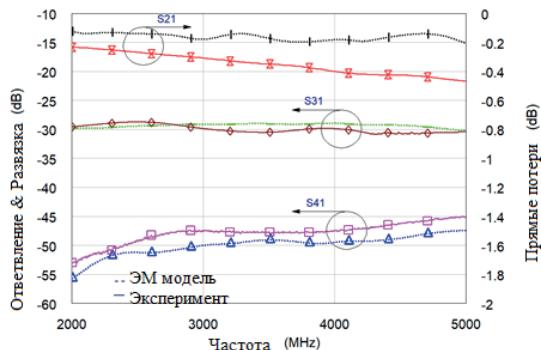


Рис. 6. Характеристики направленного ответвителя

Направленность в таком исполнении сопоставима с микрополосковым ответителем на рис. 3, при этом исключает его основные недостатки. Недостатками такого способа повышения направленности являются технологические ограничения при изготовлении печатных плат, а именно допуск на зазоры

между обкладками компенсационных емкостей и общий допуск на изготовление проводящего рисунка. Также существенным недостатком использования компенсирующих емкостей является их дискретность, которая ограничивает область использования направленных ответвителей.

Рассмотрим направленный ответвитель, выполненный на низкотемпературной керамике. По сравнению с ответвителем на рис. 4 он имеет аналогичные характеристики, но меньше по габаритным показателям. Материал диэлектрического основания Dupont 9K7, толщина каждого слоя 0,254 мм.

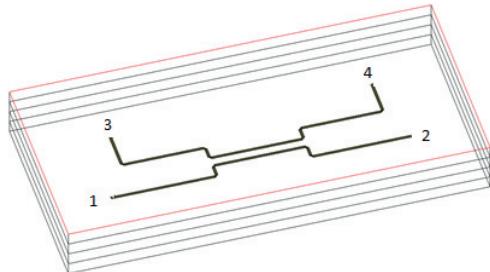


Рис. 7. Направленный ответвитель с использованием низкотемпературной керамики

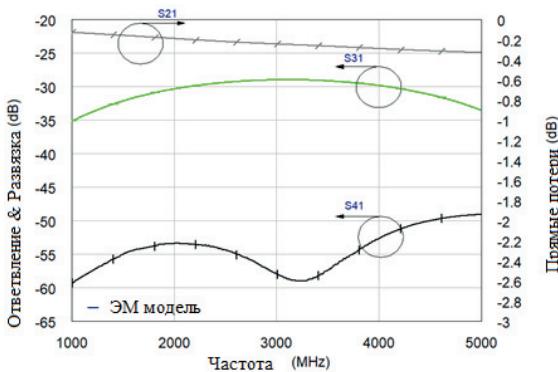


Рис. 8. Характеристики направленного ответвителя на низкотемпературной керамике

Использование низкотемпературной керамики вместо традиционных СВЧ материалов дает улучшенные характеристики направленности, позволяя при этом вывести ВЧ линии на верхний слой с минимальными потерями. В результате этого становится возможным использовать недорогие и конструктивно простые ВЧ разъемы для ввода/вывода ВЧ сигнала из ответвителя при его корпусировании. Более того, с помощью многослойности структуры появляется возможность сворачивать длинные линии, что также уменьшит габариты ответ-

вителя. Следующий этап разработки – проектирование микрополоскового направленного ответвителя, на основе низкотемпературной керамики с использованием компонентов технологии микроэлектромеханических систем, которая расширит область использования направленных ответвителей.

Заключение

В статье рассмотрены достоинства применения LTCC материала при разработке современных приборов СВЧ. Низкие потери СВЧ, малые габариты разрабатываемых модулей, высокая теплопроводность и относительно невысокая стоимость производства являются ключевыми преимуществами LTCC технологии для ВЧ и СВЧ приборов.

Разработаны и исследованы макеты микрополосковых направленных ответвителей на высокочастотном материале RO4003C. Представлены результаты экспериментального исследования характеристик ответвителей, а также обозначено дальнейшее направление разработки.

Библиографический список

1. Чигиринский С. Методы контроля материалов низкотемпературной керамики // Электроника: наука, технология, бизнес. 2015. № 7 (147). С. 166–173.
2. Потапов Ю. Особенности технологии проектирования и производства LTCC модулей // Технологии в электронной промышленности. 2008. № 3 (23). С. 59–64.
3. Agharasuli A. UWB stripline coupler with low loss and ripple // 2019 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA). 2019. P. 828–830.
4. Zhang Z. A Novel Structure of High Directivity Broadband Microstrip Coupler // International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications. 2015. P. 1–4.
5. Nghe C. Performance Optimization of Capacitively Compensated Directional Couplers // Proceedings of the 47th European Microwave Conference. 2017. P. 408–411.

УДК 531.383–11:681.7

*E. V. Щелкунов**

аспирант

*A. A. Макаров**

доктор технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ПРОБЛЕМАТИКА ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ И ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЛИНЕЙНОСТИ МАСШТАБНОГО КОЭФФИЦИЕНТА ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО ГИРОСКОПА

Статья посвящена изучению вопроса повышения точности и обеспечения линейности масштабного коэффициента волокно-оптического гироскопа с использованием в его конструкции способов организации замкнутого контура обратной связи.

Ключевые слова: волоконно-оптический гироскоп, масштабный коэффициент, замкнутый контур, точность, линейность.

*E. V. Shchelkunov**

PhD Student

*A. A. Makarov**

Dr. Sc. Tech., Assistant Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

THE PROBLEMS OF INCREASING THE ACCURACY AND ENSURING THE LINEARITY OF THE SCALE FACTOR A FIBER – OPTIC GYROSCOPE

The article is devoted to the study of the issue of increasing the accuracy and ensuring the linearity of the scale factor of the fiber-optic gyroscope using the method of organizing a closed feedback loop in its design.

Keywords: Fiber optic gyroscope, scale factor, closed loop, accuracy, linearity.

Высокоэффективный волоконно-оптический гироскоп обязательно должен иметь стабильное и малошумящее смещение, ему также требуется хорошая точность во всем динамическом диапазоне измерений, а не только в районе нуля. Изучения скорости вращения ВОГ в данном случае недостаточно, необходимо рассматривать интегральный угол поворота гироскопа. Теоретически и практически доказано, что любая, даже самая незначительная, ошибка в работе гироскопа в прошлом кардинально влияет на все измерения в будущем [1]. Данный факт накладывает ограничение, которое подразумевает необходимость точного измерения при любой скорости (т. е. точного масштабного коэффициента). Необходимо также отметить, что собственный отклик интерферометра имеет синусоидальный характер, в то время как желаемый сигнал скорости гироскопа должен быть линейным.

Данную проблему можно решить, применяя в ВОГ замкнутый цикл обработки сигнала (принцип замкнутого контура обратной связи), в котором сигнал от разомкнутого контура (демодулированный) принимается как сигнал ошибки, который после обработки подается обратно в систему. Демодулированный сигнал в таком случае создает дополнительную разность фаз обратной связи $\Delta\phi_{fb}$, которая противоположна по своему значению разности фаз $\Delta\phi_R$ вращения гироскопа (рис. 1). Регулятором общей разности фаз $\Delta\phi_T = \Delta\phi_R + \Delta\phi_{fb}$ выступает сервопривод, поддерживающий постоянную скорость на нуле, что обеспечивает хорошую чувствительность, так как система всегда работает около точки с большим наклоном. При такой схеме с замкнутым контуром обратной связи новым сигналом измерения является значение $\Delta\phi_{fb}$. Данный сигнал имеет большое преимущество в борьбе с плохой стабильностью линейного отклика, так как не зависит от возвращаемой оптической мощности и коэффициента усиления цепи обнаружения [2]–[6].

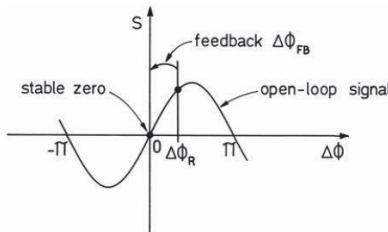


Рис. 1. Принцип работы интерферометрического волоконного гироскопа в замкнутом контуре с обратной связью по разности фаз $\Delta\phi_{fb}$

Формула скорости вращения гироскопа принимает вид:

$$\Omega = -\frac{\lambda_c}{2\pi LD} \Delta\phi_{FB}, \quad (1)$$

где λ_c – длина волны источника излучения, м; L – длина волоконного контура, м; D – диаметр катушки, м.

Применение замкнутого контура обратной связи в ВОГ обеспечивает стабильное и линейное измерение оптической разности фаз в интерферометре, однако точность масштабного коэффициента (МК) измерения скорости вращения также зависит от стабильности среднего значения и от геометрической стабильности площади катушки.

Рассмотрим способы работы замкнутого контура, обеспечивающие высокую линейность МК, а также подходы, позволяющие дополнительно обеспечить высокую точность МК при управлении площадью катушки и длиной волны.

1. Использование частотного сдвига.

2. Использование аналогового фазового усилителя (серроидная модуляция).

3. Применение цифрового фазовращателя.

4. Цифровой метод обработки сигналов с замкнутым контуром.

Изучим результаты разработки и исследования нового прецизионного волоконно-оптического гироскопа ОИУС-1001, в котором динамический диапазон прибора $550^{\circ}/\text{с}$, и потенциально может быть расширен до $1000^{\circ}/\text{с}$ при учете сохранения высокой стабильности масштабного коэффициента во всем диапазоне измерения [7].



Рис. 2. ВОГ ОИУС-1001 с расширенным динамическим диапазоном

На рис. 3 представлена схема ВОГ ОИУС-1001 с расширенным динамическим диапазоном (рис. 2).

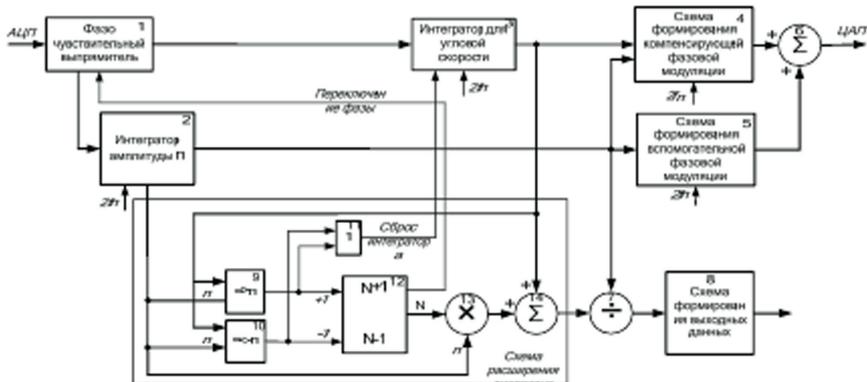


Рис. 3. Схема цифровой обработки ВОГ с расширенным диапазоном

Результаты тестирования данной схемы, проведенные НПК «Оптолинк», подтверждают высокую стабильность масштабного коэффициента (погрешность МК меньше 50 ppm) во всем расширенном диапазоне измерения скоростей вращения (до $550^{\circ}/\text{с}$) и независимость точности (стабильности МК) приборов от условий включения (в отсутствии вращения или во время вращения

ВОГ). Значения стабильности масштабного коэффициента в одном запуске и от запуска к запуску практически совпадают [8].

Другой способ получения МК ВОГ, осуществляющий угловое перемещение ВОГ в виде его колебательного движения с заданной угловой скоростью в пределах выбранного угла качания между двумя фиксированными положениями, предложил В. Н. Логозинский в своей работе [9].

Изобретение относится к технике калибровки поворотно-чувствительных устройств без движущихся масс. В способе получения МК волоконно-оптического гироскопа (ВОГ) осуществляют угловое перемещение ВОГ в виде его колебательного движения с заданной угловой скоростью в пределах выбранного угла качания между двумя фиксированными положениями. Величина углового перемещения должна быть кратной величине угла качания, а величину интеграла выходного сигнала ВОГ определяют в виде интеграла модуля этого сигнала, усредненного по количеству периодов колебаний, продолжительность каждого из которых от момента начала и до конца периода определяют по моментам достижения фиксированных положений угла качания. В предложенном способе получения масштабного коэффициента волоконно-оптического гироскопа (ВОГ), основанном на определении отношения величин интеграла выходного сигнала ВОГ и его углового перемещения, причем угловое перемещение ВОГ осуществляют в виде его колебательного движения с заданной угловой скоростью в пределах выбранного угла качания между двумя фиксированными положениями, при этом величину углового перемещения выбирают кратной величине угла качания, а величину интеграла выходного сигнала ВОГ определяют в виде интеграла модуля этого сигнала, усредненного по количеству периодов колебаний, продолжительность каждого из которых от момента начала и до конца периода определяют по моментам достижения фиксированных положений угла качания [9]:

$$MK = \int_0^T |U(t)| dt / 4A, \quad (2)$$

где $U(t)$ – выходной сигнал ВОГ; A – угол поворота – параметр качающегося стола; $2A$ – угол качания от одного фиксированного положения до другого (рис. 2); T – период угловых колебаний – измеряется по моментам перехода через ноль выходного сигнала $U(t)$ ВОГ (моментам смены знака выходного сигнала ВОГ при достижении фиксированных положений).

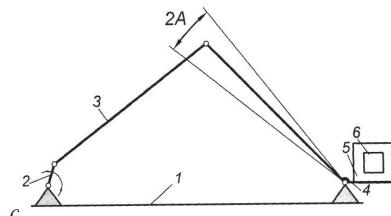


Рис. 4. Схема устройства для испытания способа измерения величины МК по формуле 2

С помощью кривошипа 2, связанного с платформой 5, производят знакопеременные угловые перемещения установленного на этой платформе волоконно-оптического гироскопа 6, выполненного в виде катушки волоконного контура на базе одномодового поляризационно-устойчивого кварцевого волокна.

Необходимо также упомянуть работу А. М. Курбатова, Р. М. Курбатова и А. М. Горячкина [10], в которой для ВОГ помимо использования замкнутого контура обратной связи 1 для компенсации разности фаз Саньяка и быстродействующего контура ОС 3 для компенсации влияния на измерительный тракт постоянной составляющей оптического сигнала на фотоприемнике, применяется и контур ОС 2 для стабилизации масштабного коэффициента при изменении эффективности фазового модулятора ИОС в ПЛИС. Основной причиной использования контура ОС 2 выступает нестабильность параметров интегрально-оптического фазового модулятора, используемого для замыкания контура ОС 1, дестабилизирующая МК ВОГ и преодоленная, собственно, введением данного контура.

При изменении эффективности фазового модулятора интегрально-оптической схемы демодулятором в программируемой логической интегральной схеме выделяется код амплитуды сигнала рассогласования, который затем обнуляется за счет изменения напряжения старшего разряда цифро-аналогового преобразователя, таким образом достигается стабилизация МК ВОГ.

В заключение необходимо отметить, что данное обзорное исследование является фундаментом для написания диссертационной работы по тематике ВОГ, в частности, по модернизации существующих и создании новых методов повышения точности и обеспечения линейности масштабного коэффициента данного вида гироскопов.

Библиографический список

1. *Hervé C. Lefèvre*. The Fiber-Optic Gyroscope, Second Edition. M.: Artech House, 2014. 489 P.
2. *Davis J., Ezekiel S.* Techniques for Shot-Noise-Limited Inertial Rotation Measurement Using a Multi-Turn Fiber Sagnac Interferometer // SPIE Proceedings. 1978. Vol. 157. P. 131–136.
3. *Cahill R., Udd E.* Phase-Nulling Fiber-Optic Laser Gyro // Optics Letters. 1979. Vol. 4. P. 93–95.
4. *Davis J., Ezekiel S.* Closed-Loop, Low-Noise Fiber-Optic Rotation Sensor // Optics Letters. 1982. Vol. 6. P. 505–507.
5. *Lefèvre H.* Integrated Optics: A Practical Solution for the Fiber-Optic Gyroscope // SPIE Proceedings. 1986. Vol. 719. P. 101–112.
6. *Auch W.* The Fiber-Optic Gyro – A Device for Laboratory Use Only? // SPIE Proceedings. 1986. Vol. 719. P. 28–34.
7. Одноосный волоконно-оптический гироскоп ОИУС1001. URL: http://www.optolink.ru/ru/products/single_axis_fog/srs-1001 (дата обращения: 12.03.2022).

8. Прецизионный волоконно-оптический гироскоп с расширенным диапазоном измерения угловых скоростей / Ю. Н. Коркишко, В. А. Федоров, В. Е. Прилуцкий и др. // НПК Оптолинк.
9. Логозинский В. Н. Способ получения масштабного коэффициента волоконно-оптического гироскопа. Патент РФ 2516369 20.05.2014. URL: <https://findpatent.ru/patent/251/2516369.html> (дата обращения: 13.03.2022).
10. А. М. Курбатов, Р. А. Курбатов, А. М. Горячkin. Повышение точности волоконно-оптического гироскопа за счет подавления паразитных эффектов в интегрально-оптических фазовых модуляторах // Гироскопия и навигация. Т. 27. № 2 (105). С. 52–69.

УДК 621.391. 82:621.396.677:51–74

*A. N. Якимов**

доктор технических наук, профессор

*A. P. Бестужин**

доктор технических наук, профессор

*I. A. Киршина**

кандидат экономических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ УГОЛКОВОГО ОТРАЖАТЕЛЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

Рассмотрена возможность параметрической оптимизации двугранного углкового отражателя электромагнитных волн по критерию достижения максимального коэффициента ретрансляции. Предложен системный подход к параметрической оптимизации отражателя, используемого в составе наземной радиолинии связи. В соответствии с этим подходом в математической модели, описывающей процесс распространения электромагнитной волны в такой радиолинии, определяются управляемые параметры, обеспечивающие достижение заданного критерия оптимизации. Полученные результаты указывают на существенное влияние угла между гранями и геометрических размеров отражателя на его коэффициент ретрансляции и целесообразность такой оптимизации с учетом рельефа местности.

Ключевые слова: углковый отражатель, наземная радиолиния, коэффициент ретрансляции, оптимизация.

*A. R. Bestugin**

Dr. Sc. Tech., Professor

*I. A. Kirshina**

Dr. Sc. Tech., Professor

*A. N. Yakimov**

PhD Sc. Economic, Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

PARAMETRIC OPTIMIZATION OF THE CORNER REFLECTOR OF ELECTROMAGNETIC WAVES

The possibility of parametric optimization of a dihedral corner reflector of electromagnetic waves according to the criterion of achieving the maximum retransmission coefficient is considered. A systematic approach to the parametric optimization of a reflector used as part of the ground radio line of communication is proposed. In accordance with this approach, in a mathematical model describing the process of propagation of an electromagnetic wave in such a radio line, controlled parameters are determined to ensure the achievement of a given optimization criterion. The results obtained indicate a significant influence of the angle between the faces and the geometric dimensions of the reflector on its retransmission coefficient and the feasibility of such optimization taking into account the terrain.

Keywords: corner reflector, ground radio line, reflector, retransmission coefficient, optimization.

Введение

В радиотехнических системах различного назначения (наземных радиолиниях связи, радиолучевых системах обнаружения), использующих в своей работе пассивную ретрансляцию электромагнитных волн, важными оказываются выбор типа пассивного ретранслятора, его размеров и пространственной ориентации относительно передающей и приемной антенны. Эффективность работы таких систем подробно исследована в монографии Айзенберга Г. В. и Ямпольского В. Г. [1]. Однако приведенная в этой монографии математическая модель в должной мере не учитывает влияние подстилающей поверхности и пространственно-распределенного характера электромагнитного поля, формируемого в результате взаимодействия электромагнитных волн, отраженных от земной поверхности и волн, достигших пассивного ретранслятора напрямую.

Математическая модель, представленная в [2], [3], позволяет учесть пространственно-распределенный характера электромагнитного поля, формируемого в месте расположения пассивного ретранслятора, и провести его параметрическую оптимизацию с целью обеспечения наибольшей эффективности наземных радиолиниях связи, которую принято оценивать коэффициентом ретрансляции K_V [1].

Постановка задачи

Характеристики рассеяния электромагнитной волны плоской идеально проводящей пластиной и идеального двугранного уголкового отражателя хорошо изучены в свободном пространстве [4]. Вместе с тем при приземном размещении плоского отражателя или уголкового отражателя, реальные значения его коэффициентов ретрансляции существенно отличаются от табличных данных [1], что также указывает на необходимость проведения дополнительных исследований с использованием предложенной математической модели наземной радиолинии связи [2], [3]. Учитывая то, что влияние земной поверхности на характеристики двугранного уголкового отражателя исследовано мало, целесообразно рассмотреть проблемы, связанные с его параметрической оптимизацией, подробнее.

Для проведения параметрической оптимизации двугранного уголкового отражателя выберем критерий оптимизации: достижение максимального коэффициента ретрансляции наземного радиолинии связи K_V . Для корректного решения электродинамической задачи распространения электромагнитных волн в наземной радиолинии примем следующие допущения: земная поверхность плоская и идеально гладкая; электромагнитные волны – монохроматические; окружающая среда – линейная, однородная и изотропная с малой проводимостью; внешние источники поля, влияющие на передаваемый сигнал, отсутствуют; отражатель – идеально проводящий.

Решение задачи

В наземной радиолинии связи при ретрансляции сигнала уголковым отражателем коэффициент ретрансляции K_V , характеризующий снижение уровня

сигнала на выходе приемной антенны A_2 при переходе от прямой передачи сигнала к его ретрансляции отражателем, может быть описан формулой [5]:

$$K_V = \frac{P'_2}{P_2} = \frac{r_0^2}{4\pi r_1^2 r_2^2} \cdot \frac{\left[|B_1 + B_2|^2 \right]}{F^2}, \quad (1)$$

где P'_2 – уровень мощности на входе приемника при использовании ретранслятора; P_2 – уровень мощности на входе приемника при передаче электромагнитной энергии через воздушное пространство без ретрансляции; r_0 – наземное расстояние между передающей и приемной антеннами; r_1, r_2 – наземные расстояния между передающей антенной и ретранслятором, ретранслятором и приемной антенной соответственно; F – интерференционный множитель, учитывающий влияние волны, отраженной от подстилающей земной поверхности в радиолинии без ретранслятора [3], [5]–[7].

Величины B_1 и B_2 определяются выражениями (2) и (3):

$$B_1 = \left[\sqrt{\sigma_0} F'_{01} f(\theta_{02}) - \sqrt{\sigma_1} F'_{11} f(\theta'_{02}) \right] \cdot F(\theta_{02}); \quad (2)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \sqrt{\sigma_0} F'_{01} f(\theta_{12}) D_{r12} \rho_{12} e^{-j\alpha_{12}} \\ -\sqrt{\sigma_1} F'_{11} f(\theta'_{12}) D_{r12} \rho_{12} e^{-j\alpha_{12}} \end{bmatrix} \cdot F(\theta_{12}), \quad (3)$$

где σ_0, σ_1 – эффективные отражающие поверхности ретранслятора в направлении максимума рассеяния при падении «прямого» и отраженного лучей соответственно; $F'_{01}=F(\theta_{01})$, $F'_{11}=F(\theta_{11})D_{r11}\rho_{11}e^{-j\alpha_{11}}$ – множители сигнала, распространяющегося на участке между передающей антенной и ретранслятором вдоль «прямого» и отраженного лучей соответственно; θ_{01}, θ_{11} – направления «прямого» и отраженного распространения волн на участке между передающей антенной и ретранслятором; D_{r11} – соответствующий коэффициент расхождения при отражении от земной поверхности; $\alpha_{11}=\varphi_{11}+\beta_{11}$; β_{11} – разность фаз «прямой» и отраженной волн на участке между передающей антенной и ретранслятором; ρ_{11}, φ_{11} – модуль и фаза комплексного коэффициента отражения от подстилающей поверхности на участке между передающей антенной и ретранслятором; θ_{02}, θ_{12} – «прямое» и отраженное направления распространения доли «прямой» волны, падающей на ретранслятор, на участке между ретранслятором и приемной антенной относительно направления отражения этой «прямой» волны; $\theta'_{02}, \theta'_{12}$ – «прямое» и отраженное направления распространения доли отраженной от подстилающей поверхности волны, падающей на ретранслятор, на участке между ретранслятором и приемной антенной относительно направления отражения этой отраженной волны; D_{r12} – коэффициент расхождения при отражении от земной поверхности на участке между ретранслятором и приемной антенной; $\alpha_{12}=\varphi_{12}+\beta_{12}$; β_{12} – разность фаз «прямой» и отраженной волн на участке между ретранслятором и приемной антенной; ρ_{12}, φ_{12} – модуль и фаза комплексного коэффициента отражения от подстилающей

поверхности на участке между ретранслятором и приемной антенной; $f(\theta)$ – характеристика рассеяния ретранслятора в вертикальной плоскости.

Эффективная поверхность рассеяния σ эквивалентной апертуры уголкового отражателя, используемого в наземной радиолинии связи, в произвольном направлении относительно «прожекторного» луча описывается формулой [3], [4]:

$$\sigma = \frac{\sigma_m}{2} \sin^2 \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\Delta}{2} - |\phi_1 - \Delta| \right) \cdot f^2(\phi, \theta), \quad (4)$$

где Δ – отличие угла между гранями отражателя от прямого; $\sigma_m = 32\pi a^2 b^2 / \lambda^2$ – эффективная поверхность рассеяния эквивалентной апертуры уголкового отражателя в направлении отражения «прожекторного» луча; $f(\phi, \theta)$ – пространственная характеристика рассеяния двугранного уголкового отражателя, определяемая выражением

$$f(\phi, \theta) = \left[\frac{1 + \cos(\psi_1 + \psi)}{2} \right] \left[\frac{\sin(k a'_2 \sin(\phi_1 - 2\Delta + \phi))}{k a'_2 \sin(\phi_1 - 2\Delta + \phi)} \frac{\sin(k b_1 \sin(\theta_1 + \theta))}{k b_1 \sin(\theta_1 + \theta)} \right], \quad (5)$$

где ϕ и θ – угловое положение в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно; ϕ_1, θ_1 – направление отражения прожекторного луча относительно нормали к эквивалентной апертуре отражателя в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно; ψ_1, ψ – углы падения электромагнитной волны на отражатель и ее отражения в произвольном направлении относительно нормали к эквивалентной апертуре отражателя; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число; λ – длина электромагнитной волны; $b_1 = b \cos(\theta_1)$, $a'_2 = a \sin[(\pi/4) - (\Delta/2) - |\phi_1 - \Delta|]$ – эквивалентные размеры граней уголкового отражателя при наклонном падении электромагнитной волны в вертикальной и горизонтальной плоскости соответственно; b, a – размеры граней уголкового отражателя волны в вертикальной и горизонтальной плоскости соответственно. В этой формуле углы ϕ, θ, ψ считаются положительными, если они отсчитываются относительно нормали к апертуре отражателя в направлении источника волны.

Из выражений (1)–(5) видно, что величина коэффициента ретрансляции K_V определяется многими параметрами, изменением которых можно добиться его максимального значения в соответствии с заданным критерием оптимизации. Задача параметрической оптимизации связана с улучшением выходных характеристик за счет изменения управляемых параметров при фиксированной функционально-структурной модели исследуемой системы [8].

В рассматриваемой наземной радиолинии связи полагаем неизменными наличие и пространственное положение всех ее компонентов, включая пассивный ретранслятор. Зафиксируем также характеристики всех компонентов радиолинии, кроме ретранслятора. В качестве управляемых параметров выберем параметры самого уголкового отражателя: его размеры, угол между пластинами. Выходным параметром в этом случае будет коэффициентом ретрансляции K_V . Варьирование управляемыми параметрами позволяет обеспечить выполне-

ние заданного критерия оптимизации – достижение максимального коэффициента K_V .

При расчете K_V в процессе параметрической оптимизации уголкового отражателя были заданы следующие исходные параметры наземной радиолинии связи: наземное расстояние $r_0=300$ м, высоты центров излучающих поверхностей передающей, приемной антенн и отражателя соответственно равны $h_1=h_2=h_R=1$ м, габаритные размеры излучающих поверхностей передающей, приемной антенн и отражателя равны $(2a) \times (2b)=0,25$ м $\times 0,4$ м; длина волны $\lambda=0,032$ м с горизонтальной поляризацией при плоской земной поверхности с сухой почвой, для которой удельная проводимость $\sigma_c=0,001$ [$\text{Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$], а относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon=5$.

Характеристика рассеяния уголкового отражателя с произвольным углом α между его гранями в значительной мере определяет зависимость величины K_V , от этого управляемого параметра. Пусть номера отражателей 1, 2, 3, 4, 5 соответствуют углам α равным 90, 100, 110, 120, 180 °. Причем отражатель номер 5 является плоским отражателем с горизонтальным размером $2a$. Результаты расчета характеристики рассеяния уголкового отражателя для размера его раскрытия, равного размеру $2a=0,25$ м плоского отражателя в горизонтальной плоскости, и с размером $2b=0,4$ м в вертикальной плоскости приведены на рис. 1. Пронумерованные кривые рис. 1 соответствуют номерам вариантов отражателя, причем ϕ , считаются положительными, если они отсчитываются относительно нормали к вертикальной апертуре отражателя в направлении источника волны. Здесь σ_{m5} – максимальная эффективная отражающая поверхность уголкового отражателя с углом $\alpha=180$ ° между гранями (плоского отражателя) с учетом угла падения волны; $K_{\sigma5}=10\lg[\sigma(\phi)/\sigma_{m5}]$, дБ.

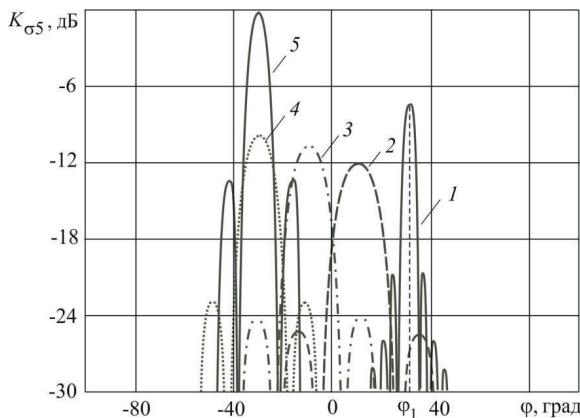
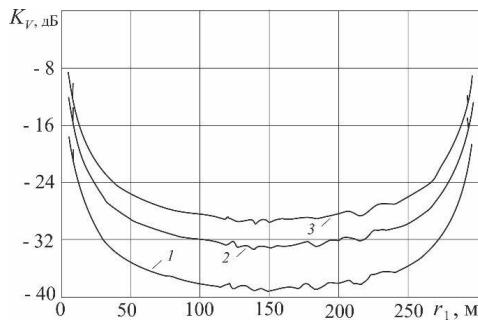


Рис. 1. Характеристики рассеяния уголкового отражателя в горизонтальной плоскости при различных углах α : 1 – $\alpha=90$ °; 2 – $\alpha=100$ °; 3 – $\alpha=110$ °; 4 – $\alpha=120$ °; 5 – $\alpha=180$ °

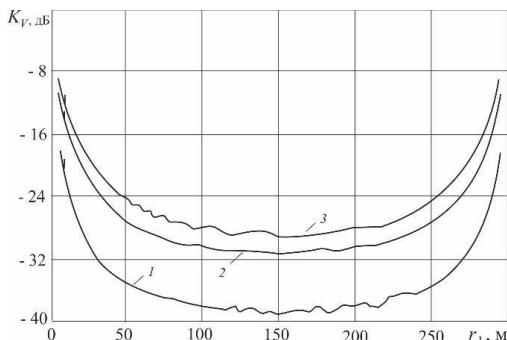
Из рис. 1 видно, что относительно плоского отражателя эффективная поверхность рассеяния углкового отражателя с произвольным углом α между гранями, а, следовательно, и уровень мощности рассеянной им электромагнитной волны становятся меньше. Однако появляется возможность управления направлением отражения волны за счет изменения α .

Влияние размеров углкового отражателя на коэффициент ретрансляции K_V можно проследить на примере расчетных кривых рис. 2, где для $\varphi_1=30^\circ$ показано влияние горизонтального и вертикального размеров отражателя на K_V при условии сохранения общей апертуры отражателя неизменной.

Зависимости коэффициента ретрансляции K_V от наземных расстояний r_1 между передающей антенны и отражателем для горизонтальных размеров углкового отражателя $a=0,144$ м; $a=0,289$ м; $a=0,433$ м с углом между гранями равным 120° при $2b=0,4$ м имеют вид, представленный на рис. 2а, кривые 1, 2, 3.



a)



б)

Рис. 2. Коэффициенты ретрансляции при различных горизонтальных (а) и вертикальных (б) размерах углкового отражателя

Для вертикальных размеров уголкового отражателя $2b=0,4; 0,8; 1$ м с углом между гранями равным 120° при $a=0,144$ м зависимости коэффициента ретрансляции K_V от расстояния r_1 представлены на рис. 2б, кривые 1, 2, 3. Из рис. 2 видно, что влияние горизонтального и вертикального размеров уголкового отражателя на коэффициент ретрансляции K_V существенно. Зависимость K_V от размеров a и b нелинейная, что обусловлено сложной амплитудно-фазовой структурой электромагнитного поля в радиолинии связи у земной поверхности.

Выводы

Полученные результаты указывают на то, что при параметрической оптимизации двугранного уголкового отражателя, используемого в наземной радиолинии связи в качестве ретранслятора, управляемые параметры (угол между гранями и геометрические размеры) оказывают существенное влияние уровней мощности рассеянной электромагнитной волны. Изменение угла между гранями отражателя дает возможность управления направлением отражения электромагнитной волны, а изменение размеров позволяет управлять уровнем мощности этой волны. Таким образом, уголковый отражатель может быть рекомендован для использования в качестве ретранслятора в наземной радиолинии связи со сложным рельефом местности.

Библиографический список

1. Айзенберг Г. В., Ямпольский В. Г. Пассивные ретрансляторы для радиорелейных линий. М.: Связь, 1973. 208 с.
2. Киришина И. А., Якимов А. Н., Бестужин А. Р. Обобщенная математическая модель наземной радиолинии связи // Волновая электроника и инфокоммуникационные системы: XXII международ. науч. конф. ГУАП: сб. статей: в 2 ч. Ч. 2. СПб.: ГУАП, 2019. С. 115–120.
3. Якимов А. Н., Бестужин А. Р., Киришина И. А. Моделирование использования уголкового отражателя электромагнитных волн в наземной радиолинии связи // Волновая электроника и инфокоммуникационные системы: XXIV Междунар. науч. конф.: сб. статей: в 3 ч. Ч. 2. СПб.: ГУАП, 2021. С. 286–292.
4. Кобак В. О. Радиолокационные отражатели / Под ред. О. Н. Леонтьевского. М.: Сов. радио, 1975. 248 с.
5. Якимов А. Н., Андреев П. Г. Особенности пассивной ретрансляции электромагнитных полей плоскими и уголковыми двугранными отражателями на приземных участках двухпозиционных радиолучевых систем обнаружения // Проблемы объектовой охраны: сб. науч. тр. Пенза: ИИЦ Пенз. гос. ун-та, 2002. Вып. 3. С. 23–34.
6. Никольский В. В., Никольская Т. И. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Наука, 1989. 544 с.
7. Черенкова Е. Л., Чернышев О. В. Распространение радиоволн. М.: Радио и связь, 1984. 272 с.
8. Батищев Д. И. Методы оптимального проектирования. М.: Радио и связь, 1984. 248 с.

УДК. 621.391

C. A. Якушенко*

кандидат технических наук, доцент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ПОМЕХОЗАЩЕННОСТЬ АППАРАТУРЫ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ В МНОГОКАНАЛЬНОМ РЕЖИМЕ ПРИЕМА

Рассмотрен показатель помехозащиты аппаратуры спутниковой навигации в режиме многоканального приема навигационных сигналов в условиях деструктивного воздействия помех, сосредоточенных по спектру. В работе проведены исследования зависимости помехозащищенности многоканального навигационного приемника от числа принимаемых сигналов и энергопотенциала источника помех. Предложены требуемые значения коэффициента помехозащиты в условиях воздействия деструктивных факторов.

Ключевые слова: аппаратура спутниковой навигации, помехозащенность, коэффициент помехозащиты.

S. A. Yakushenko*

PhD Sc. Tech., Associate Professor

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

NOISE IMMUNITY OF SATELLITE NAVIGATION EQUIPMENT IN MULTI -CHANNEL RECEPTION MODE

The indicator of the noise protection of satellite navigation equipment in the mode of multi-channel reception of navigation signals in the conditions of destructive interference concentrated on the spectrum is considered. The paper studies the dependence of the noise immunity of a multichannel navigation receiver on the number of received signals and the energy potential of the interference source. The required values of the noise protection coefficient under the influence of destructive factors are proposed.

Keywords: satellite navigation equipment, noise immunity, noise protection coefficient.

Введение

При воздействии на вход приемника аппаратуры спутниковой навигации (АСН) ГЛОНАСС помехи качество ее функционирования снижается, то есть точность определения местоположения ухудшается. Наибольшее влияние на работоспособность АСН ГЛОНАСС оказывают прицельные по частоте и спектру помехи, помехи на рабочей частоте с изменяющейся фазой по закону цифровой модулирующей функции (псевдоимитирующий сигнал) и помехи имитирующие навигационные сигналы [1]–[3], то есть помехи максимально близкие по структуре с полезным сигналом, совпадающие в частотно-временной области (Δt , ΔF). В этом случае помехозащенность навигационного приемника снизится и его функционирования может прекратиться.

Для борьбы с помехами в АСН реализован способ помехозащиты, основанный на прямом расширении спектра путем использования широкополосных сигналов с большой базой [2], [4]. Основным показателем помехозащищенно-

сти является коэффициент помехозащиты. В паспорте изделия приводится его численное значение, которое составляет от 22 дБ до 35 дБ в зависимости от типа приемника и режима его работы [5]. Данный показатель характеризует максимальное значение превышения уровня средней мощности узкополосной помехи над средним уровнем мощности полезного сигнала на входе одного радиоканала приемника, при котором его работоспособность сохраняется, то есть среднеквадратическая погрешность определения местоположения не превышает допустимую (требуемую) зафиксированную в паспорте изделия.

Аппаратура спутниковой навигации имеет несколько десятков индивидуальных каналов приема радионавигационных сигналов, излучаемых одновременно навигационными космическими аппаратами (НКА) среднеорбитальной группировки. Для нормального функционирования АСН ее приемник должен принимать не менее четырех радионавигационных сигналов. Реально на входе приемника может быть до восьми сигналов. Поэтому возникает целесообразность оценки помехозащищенности АСН в многоканальном режиме в зависимости от количества работоспособных каналов приемника. Это позволит решить задачу потенциальной помехозащищенности многоканального приемника в зависимости от условий эксплуатации и тактики воздействия помех и выявить закономерности повышения помехозащищенности моноканального приемника АСН ГЛОНАСС. Данному вопросу и посвящена статья.

Коэффициент помехозащиты аппаратуры спутниковой навигации

Коэффициент помехозащиты определяется отношением максимальной средней мощности узкополосной помехи $P_{\text{пп}}$ в полосе частот полезного сигнала к средней мощности сигнала P_c , при котором точность определения координат не хуже требуемой [6]–[8]:

$$K_{\text{пп}}^* = P_{\text{пп}} / P_c \text{ при } \sigma_d < \sigma_{d \text{ tp}}^*, K_{\text{пп}} \geq K_{\text{пп}}^*, \quad (1)$$

где σ_d , $\sigma_{d \text{ tp}}^*$ – среднеквадратическая погрешность (требуемая) определения местоположения; $K_{\text{пп}}$, $K_{\text{пп}}^*$ – расчетный (текущий) и требуемый (паспортный) коэффициент помехозащиты АСН.

В условиях, когда прицельными помехами поражаются более одного частного канала АСН или поставлена заградительная помеха на входе приемника помехозащищенность можно оценить посредством коэффициента помехозащиты m каналов из n возможных [6], [9]–[11]:

$$K_{\text{пп}}(n, m) = \sum_{i=m}^n C_n^m p_{\text{пп}}^m (1 - p_{\text{пп}})^{n-m}, \quad (2)$$

где C_n^m – число сочетаний из n по m ; $p_{\text{пп}}$ – вероятность радиоподавления канала приема АСН.

Вероятность радиоподавления есть обратная величина вероятности нормального функционирования частотного канала в условиях преднамеренных помех, то есть $p_{\text{нф}} = 1 - p_{\text{пп}}$. Тогда для оценки помехозащищенности воспользу-

емсяметодикой, описанной в [6]. При этом уровни мощности сигналов и помех на входе приемника определяется первым уравнением передачи и зависят от энергопотенциалов радиолиний и дестабилизирующих факторов.

Оценка коэффициента помехозащиты многоканального приемника

На рис. 1 представлены зависимости требуемого коэффициента помехозащиты для обеспечения вероятности нормальной работы АСН не менее 0,95 в условиях воздействия помех в зависимости от дальности источника помех для режима 3D и различного числа видимых НКА ($m=4\dots 8$) для открытого интервала (затухание за счет рельефа равно $W_p=0$ дБ).

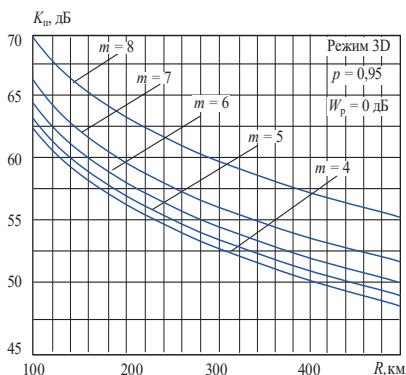


Рис. 1. Зависимость коэффициента помехозащиты от дальности подавления числа каналов приема в режиме 3D

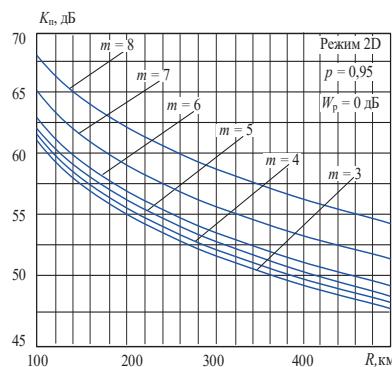


Рис. 2. Зависимость коэффициента помехозащиты от дальности подавления числа каналов приема в режиме 2D

Из рис. 1 видно, что кривые практически идут параллельно. Это значит, что требования к коэффициенту помехозащиты не меняются при изменении числа видимых НКА для дальностей 100–500 км. Максимальная разница составляет 7,5 дБ при изменении числа видимых НКА от 4 до 8. Для максимальной дальности прямой видимости 400 км (высота полета носителя источника помех 10 км) требуемый коэффициент помехозащиты составляет 50–57 дБ.

В существующей АСН коэффициент помехозащиты составляет в среднем 30 дБ. Как видим, этой величины недостаточно для открытых интервалов даже для дальности 400 км. Поэтому необходимо повышать коэффициент помехозащиты или использовать защитные свойства рельефа местности для обеспечения нормальной работы АСН. Использование рельефа трудно выполнимая задача, так как для нормальной работы АСН необходимо обеспечить открытое небо. Из этого следует, что коэффициент помехозащиты надо существенно повышать не менее, чем на 20–30 дБ.

На рис. 2 приведены те же зависимости для режима 2D. Из рисунка видим, выигрыш в помехозащите не значительный при переходе от режима 3D к режиму 2D (2–3 дБ). Закономерности не меняются при смене режимов. Выигрыши в дальности подавления не более 10 км.

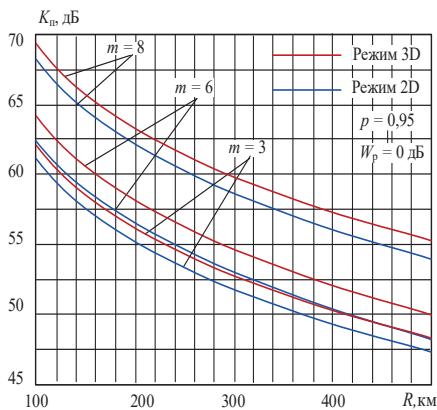


Рис. 3. Зависимость коэффициента помехозащиты от дальности подавления, числа каналов и режимов работы НАП

На рис. 3 для наглядности приведены зависимости коэффициента помехозащиты одновременно для обоих режимов. Кривые для режима 2D построены при числе используемых АСН каналов $m=3, 6, 8$, а для режима 3D – $m=4, 6, 8$. Приведенные результаты показывают, что помехозащищенность АСН существенно отличается от помехозащищенности канала, это значит, что дальности подавления АСН уменьшаются по сравнению с дальностями подавления канала при одновременной видимости 6–8 НКА. Это объективная реальность. Кроме того, в режиме 2D помехозащищенность АСН несколько лучше, чем в режиме 3D.

Заключение

Полученные результаты можно рекомендовать при формулировании требований к помехозащищенности АСН, а также для оценки помехозащищенности АСН при ее эксплуатации в условиях применения преднамеренных радиопомех. Главный вывод из всех расчетов заключается в том, что существующая АСН имеет недостаточный ресурс помехозащиты. Поэтому для обеспечения нормального функционирования АСН необходимы существенные меры защиты от помех [12]. В условиях открытого интервала радиоподавления – коэффициент помехозащиты должен составлять не менее 50–60 дБ, что не обеспечивает современная НАП. Поэтому на данном этапе необходимо использовать защитные свойства местности, которые могут обеспечить требуемый Кпз, то есть увеличить еще до 30 дБ.

Библиографический список

1. Михайлов. Р. Л. Радиоэлектронная борьба в Вооруженных силах США: военно-теоретический труд. СПб.: Наукоемкие технологии, 2018. 131 с.
2. Дятлов А. П., Дятлов П. А., Кульбикаян Б. Х. Радиоэлектронная борьба со спутниковых радионавигационными системами. М.: Радио и связь, 2004. 226 с.

3. Геополитика.ru. Некоторые аспекты кибертерроризма. С. Лукавский 16.07.2015. <https://www.geopolitica.ru/article/nekotorye-aspeky-kiberterrorizma> (дата обращения: 15.03.2022).
4. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.
5. Снежко В. К., Якушенко С. А. Средства и комплексы навигационного обеспечения систем управления специального назначения: учебник для вузов связи. СПб.: ВАС, 2018. 508 с.
6. Снежко В. К., Якушенко С. А., Мальцев А. Д. Наземное навигационное обеспечение в задачах: учеб. пособие. СПб.: ВАС, 2010. 240 с. 4.
7. Якушенко С. А. Проблемы навигационного обеспечения систем мониторинга и диспетчеризации подвижных объектов и оценка его безопасности // Информатика и космос. № 2 2019. С. 78–81.
8. Дворников С. В., Якушенко С. А., Боленко Е. Г. Навигационное обеспечение подвижных объектов и проблемы его безопасности // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника и телевидение. 2019. Вып. 1. С. 51–60.
9. Якушенко С. А., Малышев А. К. Непараметрический метод оценки помехозащищенности спутниковых радионавигационных приемников в условиях воздействия ретрансляционных помех // Вопросы радиоэлектротехники. 2016. № 6. С. 88–93.
10. Вентцель Е. С., Овчаров Л. А. Прикладные задачи теории вероятностей. М.: Радио и связь. 1983. 416 с.
11. Вентцель Е. С. Исследование операций. М.: Советское радио. 1972. 552 с.
12. Якушенко С. А., Снежко В. К., Дворовой М. О. Развитие направлений применения аппаратуры спутниковой навигации потребителя в войсках связи // Военная мысль. 2019. № 3. С. 20–32.

УДК 629.78

C. I. Ян*

старший преподаватель

R. A. Макаридин*

магистрант

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

МАЛЫЕ КОСМИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ – КЛАССИФИКАЦИЯ И ПРИМЕНЕНИЕ

Рассмотрен термин малый спутник, приведена сложившаяся классификация. Произведен обзор российского рынка малых летательных аппаратов. Рассмотрена космическая отрасль в мире, а также преимуществаnano и микроспутников.

Ключевые слова: малые спутники, малые космические аппараты, наноспутники, спутники Земли.

S. I. Yan*

Senior Lecturer

R. A. Makaridin*

Postgraduate Student

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

SMALL SPACECRAFT – CLASSIFICATION AND APPLICATION

The term small satellite is considered, the existing classification is given. An overview of the Russian market of small aircraft has been made. The space industry in the world is considered, as well as the advantages of nano and microsatellites.

Keywords: small satellites, small spacecraft, nanosatellites, Earth satellites.

Введение

Что такое «малый спутник»? Обратившись к истории в 1990 году компанией Arianespace (разработчик и производитель ракет-носителей Ariane) была предложена платформа Ariane Structure for Auxiliare Payloads, сокращенно ASAP. Платформа имеет форму плоской шайбы с диаметром в 2,9 м, которая размещается между ступенями ракеты Ariane-4. Несколько позже эта же компания предложила условно классифицировать спутники по их массе. Для такого деления использовались термины микро (от 10 до 100 кг), нано (от 1 до 10 кг), пико (от 0,1 до 1 кг), отстоящие между собой на три степени в математике, но в реальном применении эти границы весьма условны. В дальнейшем добавились приставки мини (от 500 до 1000 кг) и small (от 100 до 500 кг), что позволило классифицировать малые спутники по массе [1]. Такой тип классификации, как общепринятый критерий условности получил распространение и оказался удобным.

Как итог под «малыми спутниками» подразумевают малые космические аппараты массой до 1000 кг.

Малые летательные аппараты в России

По данным на 2016 год Россия занимала 18 % мирового рынка космических аппаратов, разделяя вторую позицию со странами ЕКА (18 %) после США (36 %) [2].

В нынешнее время космическая отрасль РФ обладает хорошим потенциалом. На территории страны присутствуют компании, занимающиеся производством и разработкой малых спутников (табл. 1)

Таблица 1

Запуски и производители малых космических аппаратов в РФ

Компании	Спутники на орбите
ООО «Спутникс»	CubeSat «СириусСат-1» и «СириусСат-2» – 2018 г. ОрбиКрафт – Зоркий, CubeSX-HSE, CubeSX-Sirius-HSE – 2021 г.
АО «Информационные спутниковые системы» им. академика М. Ф. Решетнева	серии «Гарпун» (2011, 2015) серии «Радуга» (2010, 2013), серии «Луч» (2011, 2012, 2014) исследовательский «МиР» (2012)
ООО «Газпром Спутниковые космические системы»	Ямал-601 / 49E – 2019 г.
АО НПО им. С. А. Лавочкина	«Электро-Л № 2» – 2015 г. «Спектр-РГ» – 2019 г.
СГАУ и РКЦ Прогресс	Аист-2Д – 2016 г.

Космическая отрасль в мире

Все малые летательные аппараты выводятся на орбиты ракетами-носителями. Существующая классификация по массе полезной нагрузки с примерами (табл. 2).

Таблица 2

Современная космическая техника

Класс NASA, Масса полезной нагрузки	Тип	Стоимость запуска	Примеры
Сверхтяжелые ≥50 т	Одноразовая сверхтяжелая ракета- носитель	97 млн \$	Falcon Heavy SpaceX, США Пуск – 2018 г. Масса – 1 420 788 кг
Тяжелые 20–50 т	Одноразовая тяжелая ракета-носитель	Нет данных	Чанчжэн-5 CALT, Китай Пуски – 2016–2021 г. Масса – 687 000 кг
Средние 2–20 т	Одноразовая средняя ракета-носитель	65–70 млн \$	Протон-М ГКНПЦ им. М. В. Хруничева, Россия Пуски – 1993–2020 гг. Масса – 705 000 кг

Класс NASA, Масса полезной нагрузки	Тип	Стоимость запуска	Примеры
Легкие 0,5–2 т	Одноразовая легкая ракета-носитель	38 млн \$	Эпсилон JAXA/IHI Corporation, Япония Пуски – 2013–2019 гг. Масса – 91 000 кг

Наноспутники как тренд разработки

Интерес к разработке спутниковnano и микроформатов проявляют крупные игроки авиакосмической промышленности: Northrop Grumman, Raytheon, Surrey Satellite Technologies, Sierra Nevada Corp, Clyde space и многие другие [3]. Такие спутники имеют короткий жизненный цикл, что позволяет проводить частую модернизацию, что также позволяет испытывать передовые технологии для космоса. Наноспутник может применяться для обучения студентов и проведения НИОКР, поскольку есть конструктивные унификации, а набор внутренних датчиков и систем крайне широк, что открывает возможности наглядного обучения и исследований.

В России разрабатываются nano и микроспутники различного назначения. Специалисты «ЦСКБ-Прогресс» совместно с учеными из СГАУ разработали линейку малых спутников. В 2013 году в космос успешно запущены первые отечественные микроспутники АИСТ массой 50 кг.

В данный момент ведутся работы по созданию наноспутника размером 10x10x10 см. Такие спутники позволят расширить спектр космических исследований и увеличить объем собираемых данных путем дистанционного зондирования Земли.

Заключение

Рынок малых космических аппаратов велик и перспективен: от внедрения на уровне обучения до оказания услуг по выводу на орбиту и обслуживания. Особую популярность сыскали наноспутники, их применяют для решения различных научно-исследовательских, экспериментальных и обучающих задачах.

В эру глобализма все производства связаны по логистическим цепочкам и в целом сохраняется общий доступ к рынку. Поэтому на нем присутствует большое количество компаний, выполняющих оборонный и гражданские заказы на разработку и производство малых спутников. В России присутствуют такие компании, а также госструктура (Роскосмос), которые с учетом курса на импортозамещение микроэлектроники, совместно с университетами смогут в ближайшем будущем вывести страну в лидеры рынка малых летательных аппаратов.

Библиографический список

1. *Овчинников М. Ю.* Малые мира сего / М. Ю. Овчинников. URL: <https://booksonline.com.ua/view.php?book=56622&page=17> (дата обращения: 13.02.2022).

2. Глебанова А. Ю., Глебанова И. И., Асокова Ю. В. Мировой рынок наноспутников: перспективы российских космических компаний // Проблемы экономики и юридической практики. 2016.

3. Левкевич М. Рынок наноспутников вырастет в 2,7 раза к 2019 г. URL: https://www.cnews.ru/news/top/rynok_nanosputnikov_vyrastet_v_27 (дата обращения: 15.02.2022).

УДК 621.496.4

Н. А. Янковский*

ассистент

К. В. Афанасьев*

студент

А. Ю. Колесникова*

студентка

Н. В. Степанов*

ассистент

*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

УЛУЧШЕННЫЙ АЛГОРИТМ ДИНАМИЧЕСКОГО ИЗМЕНЕНИЯ РАЗМЕРА ФРЕЙМА В СИСТЕМАХ РАДИОЧАСТОТНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ

Из-за низкой эффективности системы защиты от коллизий Q-алгоритма, который был предложен в стандарте ECP-Gen2, мы предлагаем улучшенный алгоритм динамического изменения размера фрейма, основанный на методах машинного обучения. Результаты моделирования показывают, что предложенный алгоритм значительно снижает задержку инвентаризации большого числа меток радиочастотной идентификации (RFID), что является одним из основных критериев эффективности работы RFID считывателя.

Ключевые слова: радиочастотная идентификация, Q-алгоритм, машинное обучение, снижение задержки инвентаризации.

N. A. Yankovskii*

Assistant

K. V. Afanasev*

Student

A. Y. Kolesnikova*

Student

N. V. Stepanov*

Assistant

*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ENCHANCED ALGORITHM FOR DYNAMIC CHANGING OF FRAME SIZE IN RADIO FREQUENCY IDENTIFICATION SYSTEMS

Due to the low efficiency of the collision protection system of the Q algorithm, which was proposed in the EPC-Gen2 standard, we propose an improved algorithm for dynamically changing the frame size based on machine learning methods. The simulation results show that the proposed algorithm significantly reduces the inventory delay of a large number of radio frequency identification (RFID) tags, which is one of the main criteria for the efficiency of the RFID reader.

Keywords: radio frequency identification, Q algorithm, machine learning, inventory delay reduction.

Введение

Растущая озабоченность системами отслеживания, идентификации и локализации превратила технологию радиочастотной идентификации (RFID) в основное направление научных исследований. Эта технология особенно привлекательна в таких областях, как здравоохранение, цепочки поставок, электронные паспорта и беспроводные сенсорные сети [1]–[3]. В представленной статье рассмотрена проблема уменьшения задержки инвентаризации радиочастотных меток стандарта EPC-Gen2 [4]. В данный момент существует множество подходов, ускоряющих скорость, с которойчитываются метки. Большинство из них предлагаю улучшение существующего Q-алгоритма после коллизии [5]–[7], возникающей в процессе считывания меток. В [8] предложен алгоритм, который корректирует значение Q с разными шагами в зависимости от типа ответов от меток. В [9] предложен алгоритм, который изменяет базовый однорундовый алгоритм на двухраундовое изменение значения Q.

В данной статье предлагается использование алгоритма на основе машинного обучения. Его главным преимуществом является то, что основная сложность алгоритма состоит из обучения модели стохастического градиентного спуска, и может быть выполнена заранее и не влияет на задержку инвентаризации меток.

Модель системы

В данной статье рассматривается модель системы, в которой находятся N радиочастотных меток стандарта EPC-Gen2 и один RFID считыватель, оборудованный одной антенной. Основной задачей является инвентаризация всех меток, находящихся в зоне действия считывателя. Считыватель работает в режиме инвентаризации меток, таким образом каждая метка может быть считана только один раз. Для этого считыватель работает в сессии S0 – в начале раунда все инвентаризационные флаги меток будут установлены в состояние A. Считыватель инициирует начало раунда, оправляя запрос, который содержит параметр количества слотов Q. При получении запроса участвующие метки выбирают случайное значение в диапазоне $(0, 2^Q - 1)$ включительно и загружают это значение в свой счетчик слотов. Метки, которые выбирают нулевое значение переходят в состояние ответа и отвечают немедленно. Метки, которые выбирают ненулевое значение, переходят в состояние арбитража и ожидают команды QueryAdjust или QueryRep.

В случае если в одном слоте отвечает более одной метки, происходит событие Конфликт и Считыватель не может распознать передающие метки. Если же ни одна метка не передавала в текущем слоте, то происходит событие *пусто* и после ожидания ответа Считыватель посыпает команду QueryRep.

В рассматриваемой модели используются следующие допущения.

1. Метки все время инвентаризации находятся в зоне действия считывателя.
2. Новые метки не появляются в зоне действия считывателя.
3. В канале связи между считывателем и метками не происходят ошибки.
4. Все события в канале имеют одинаковую длительность.

Стоит отметить что допущение (4) не выполняется в реальных системах, однако для сравнения эффективности алгоритмов этим можно пренебречь. Так как длительности слота с событием Конфликт и событием Пусто в действительности очень близки, а количество окон с событием Успех будет одинаково для всех рассмотренных систем и равно общему числу меток.

Алгоритм на основе машинного обучения

Предложенное улучшения алгоритма, описанного в предыдущем разделе, основывается на оптимизационном алгоритме стохастического градиентного спуска. Для него необходимо использовать обучение модели с учителем. В качестве обучающей выборки будет выступать заранее собранная статистика распределения меток по фреймам заданной длины.

Признаками для обучения будут являться количество успехов, конфликтов и пустых слотов в фрейме, а также количество слотов в фрейме. Предсказываемыми значениями будут являться количество меток участвующих в фрейме. Так как значения Q находятся в диапазоне $[0\dots15]$, то всего необходимо обучить 16 различных моделей для всех возможных значений длины фрейма. Во время работы считывателя обученная модуль будет использоваться для предсказаний числа меток, которые участвовали в предыдущем фрейме и на основе этого выбирать размер следующего фрейма.

Результаты моделирования

Для сравнения эффективности предложенного алгоритма и Q-алгоритма было произведено имитационное моделирование изучаемой модели системы. Так как стандарт не регламентирует значение Δ , то его можно взять из [10] как $0,8/Q$. На рис. 1 представлен график средней задержки инвентаризации всех меток для их различного начального числа.

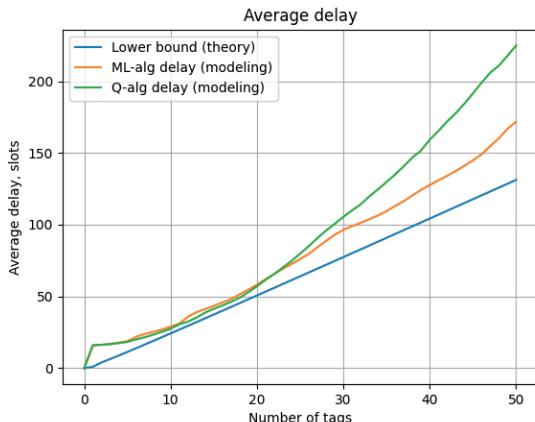


Рис. 1. График средней задержки инвентаризации

Как видно из графиков на рис. 1, предложенный алгоритм позволяет достичь меньшей задержки инвентаризации, когда общее число меток больше 23. Проигрыш при малом числе меток объясняется трудностью предсказания числа меток из-за близких значений распределения вероятностей.

Заключение

В данной статье был представлен улучшенный алгоритм динамического изменения размера фрейма на основе методов машинного обучения для систем радиочастотной идентификации. Предложенный алгоритм позволяет снизить задержку при инвентаризации фиксированного количества меток. При этом вся вычислительная сложность алгоритма заключается в процессе обучения модуля, поэтому она может быть сделана заранее и не влияет на задержку и сложность алгоритма выбора размера фрейма. Если этот алгоритм будет реализован на практике, то он может идентифицировать теги быстрее, что имеет широкую перспективу применения во многих областях.

Библиографический список

1. *Shirehjini A., Yassine A., Shirmohammadi S.* Equipment location in hospitals using RFID-based positioning system // IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine. 2012. Vol. 16. P. 1058–1069.
2. *Li Y., Ding X.* Protecting RFID communications in supply chains // Proceedings of the 2Nd ACM Symposium on Information, Computer and Communications Security, ASIACCS '07, (New York, NY, USA). 2007. P. 234–241.
3. *Hoang V., Julien N., Berruet P.* Cluster-head selection algorithm to enhance energy-efficiency and reliability of wireless sensor networks // 20th European Wireless (EW) Conference. (Barcelona, Spain), May 2014.
4. EPC radio-frequency identity protocols class-1 generation-2 UHF RFID protocol for communications at 860 MHz 960MHz version 1.2.0[S]. EPC Global, 2008.
5. *Liu X., Yin J., Liu J.* Time Efficient Tag Searching in Large-Scale RFID Systems: A Compact Exclusive Validation Method // IEEE Transactions on Mobile Computing. 2022. Vol. 21. N 4. P. 1476–1491.
6. *Soo-Cheol K., Sung K.* An enhanced anti-collision algorithm for EPC Gen2 RFID system. Proceedings of the 2011 5th FTRA International Conference on Multimedia and Ubiquitous Engineering, MUE 2011. P. 293–296.
7. Analysis of RFID anti-collision protocols based on the standard EPCglobal Class-1 Generation-2 / L. Arjona, H. Landaluce, A. Perallos et al. // Proceedings of European Wireless 2015; 21th European Wireless Conference, 2015. P. 1–6.
8. *Teng J., Xuan X.* A Fast Q Algorithm Based on EPC Generation-2 RFID Protocol // 2010 6th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing, 2010. P. 1–4.
9. Zhongping. (2019). An RFID anti-collision Q-value algorithm research. International Journal of RF Technologies. 10.27-37.10.3233/RFT-180146.

10. Floerkemeier C., Wille M. Comparison of transmission schemes for framed ALOHA based RFID protocols. The International Symposium on Applications and the Internet Workshops. 2006.

СОДЕРЖАНИЕ

МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

<i>Авдеев В. А., Баранов И. С., Гулий Д. Д.</i> ОСНОВНЫЕ АСПЕКТЫ ПЛАНИРОВАНИЯ ПОСТРОЕНИЯ ЛОКАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ	4
<i>Авдеев В. А., Парамонов Г. Д.</i> О МЕТОДАХ АВТОНОМНОГО КОНТРОЛЯ ЦЕЛОСТНОСТИ НАВИГАЦИОННОГО ПОЛЯ СИСТЕМЫ ГНСС ГЛОНАСС	9
<i>Акопян Б. К.</i> МЕТОД КОРРЕКЦИИ ОЦЕНКИ АРТЕРИАЛЬНОГО ДАВЛЕНИЯ ПРИ АВТОМАТИЗИРОВАННОМ ИЗМЕРЕНИИ ЭЛЕКТРОННЫМ ТОНОМЕТРОМ	14
<i>Анодина-Андреевская Е. М., Иванов В. П.</i> ВАРИАЦИОННАЯ ЗАДАЧА СИНТЕЗА ОПТИМАЛЬНОГО ТЕРМИНАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ	19
<i>Бакшеева Ю. В., Поддубный С. С., Силяков Е. В.</i> АЛГОРИТМЫ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ НА ОСНОВЕ ИТЕРАЦИОННЫХ ПРОЦЕДУР	29
<i>Бестужин А. Р., Рыжиков М. Б., Новикова Ю. А., Киришина И. А.</i> О ВЛИЯНИИ ТЕПЛОВОГО ШУМА НА ТОЧНОСТЬ ПЕЛЕНГАЦИИ МОНОИМПУЛЬСНЫМ МЕТОДОМ	34
<i>Бестужин А. Р., Рыжиков М. Б., Новикова Ю. А., Киришина И. А.</i> ОЦЕНКА УСЛОВИЙ ДЛЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ГИПЕРЗВУКОВЫХ РАКЕТ С ПОМОЩЬЮ БОРТОВЫХ РЛС	39
<i>Бестужин А. Р., Рыжиков М. Б., Новикова Ю. А., Киришина И. А.</i> РАДИОЛОКАЦИОННОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С ПОМОЩЬЮ БОРТОВЫХ РЛС	45
<i>Бестужин А. Р., Филин А. Д., Киришина И. А., Антохин Е. А.</i> КОНЦЕПЦИЯ РАЗВИТИЯ ВИРТУАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПЛЕКСОВ С КОГНИТИВНЫМИ ФУНКЦИЯМИ ДЛЯ ПОДГОТОВКИ АВИАЦИОННЫХ СПЕЦИАЛИСТОВ	51
<i>Бестужин А. Р., Филин А. Д., Киришина И. А., Антохин Е. А.</i> ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ВНЕДРЕНИЯ АВИАЦИОННЫХ ВИРТУАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ПОЛИГОНОВ В АВИАЦИИ	57
<i>Ваганов М. А.</i> ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ПРИКЛАДНОЙ ОПТИЧЕСКОЙ СПЕКТРОСКОПИИ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ПРОЦЕССОВ СЖИГАНИЯ ГАЗООБРАЗНЫХ УГЛЕВОДОРОДОВ	64
<i>Вагин В. А., Ступин И. А., Хорохорин А. И.</i> МНОГОКАНАЛЬНАЯ СИСТЕМА СБОРА ДАННЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ СИГНАЛА	69
<i>Ваттимена Г. М., Исаков В. И., Шепета А. П.</i> ОПРЕДЕЛЕНИЕ БЕРЕГОВОЙ КРОМКИ ЗЕМЛИ И МОРЯ	74
<i>Власова А. Г.</i> МОДУЛЬ ДЛЯ ЦИФРОВОЙ ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ МИКРОСКОПИИ НА ОСНОВЕ ДВУХКОМПОНЕНТНОГО ИНТЕРФЕРОМЕТРА ОБЩЕГО ПУТИ	79

<i>Выболдин Ю. К., Малинин С. И. ОБОБЩЕНИЕ АНАЛИТИЧЕСКОГО РАСЧЕТА ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СПЕКТРА ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСОВ</i>	83
<i>Голубков В. А., Ватаева Е. Ю., Федоренко А. Г., Шарафудинов Т. Т. АНАЛИЗ СИГНАЛОВ, ВОЗНИКАЮЩИХ ПРИ ПРОСКАЛЬЗЫВАНИИ ЗУБЧАТЫХ КОЛЕС МЕЛКОМОДУЛЬНЫХ ПЕРЕДАЧ</i>	88
<i>Гурылева А. В., Мачихин А. С., Букова В. И. ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ АНАЛИЗА ПАРАМЕТРОВ МИКРОЦИРКУЛЯЦИИ КОЖИ.....</i>	93
<i>Дворников С. В. ДЕМОДУЛЯЦИЯ АМПЛИТУДНО-МАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В РАЙСОВСКОМ КАНАЛЕ</i>	99
<i>Ермаков А. К., Поваренкин Н. В., Таагаев Т. И., Музрафаров Д. А. ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ MUSIC ДЛЯ ЗАДАЧ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ НИЗКОЛЕТЯЩИХ ЦЕЛЕЙ</i>	104
<i>Зилинберг А. Ю., Корнеев Ю. А. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ РАЗРАБОТКИ ИМИТАТОРА ГИДРОЛОКАЦИОННЫХ СЦЕН.....</i>	111
<i>Казаков В. И. ВЫСОКОПОРЯДКОВАЯ ДИФРАКЦИОННАЯ РЕШЕТКА ДЛЯ ОДНОВРЕМЕННОЙ РАБОТЫ В НЕСКОЛЬКИХ ПОРЯДКАХ</i>	116
<i>Казаков В. И. КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ АНАЛИЗ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЛАЗЕРНЫХ ПУЧКОВ ПРИ ВЗАИМОДЕЙСТВИИ С ТЕПЛОВЫМ КОНВЕКТИВНЫМ ПОТОКОМ</i>	121
<i>Карпенко В. В., Федоринов А. Ю., Шахматова Н. Д. ОБЗОР СРЕДСТВ И СПОСОБОВ КОРРЕЛЯЦИОННО-ЭКСТРЕМАЛЬНЫХ МЕТОДОВ НАВИГАЦИИ</i>	127
<i>Кириченко Д. Н., Наседкин Б. А. КВАНТОВАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ ДЕТЕКТОРА ОДИНОЧНЫХ ФОТОНОВ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ КОГЕРЕНТНЫХ И ФОКОВСКИХ СОСТОЯНИЙ</i>	132
<i>Коврегин В. Н., Коврегина Г. М., Мурзаев А. С. МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ/ИДЕНТИФИКАЦИИ НЕСКОЛЬКИХ МАЛОСКОРОСТНЫХ ЦЕЛЕЙ СО СЛОЖНЫМ СПЕКТРОМ В ИМПУЛЬСНО-ДОПЛЕРОВСКИХ РАДАРАХ ПРИ ЛЧМ-ИЗЛУЧЕНИЕМ</i>	135
<i>Кошкаров А. С., Гулий Д. Д. ПОДХОД К СЕГМЕНТАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ МАЛЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ НА ВИДЕОКАДРЕ</i>	140
<i>Кошкаров А. С., Савельева И. В. ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ МОНИТОРИНГА ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧ С ПОМОЩЬЮ СРЕДСТВ ВОЗДУШНОГО ЛИДАРНОГО СКАНИРОВАНИЯ</i>	145
<i>Кравченко В. В., Крячко А. Ф., Прусов А. В. МОДЕЛЬ ИЗМЕРЕНИЯ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ГАЗОВ НА ОСНОВЕ ГЕНЕРАТОРОВ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМИ ОТРЕЗКАМИ КОАКСИАЛЬНЫХ И ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ</i>	150
	303

<i>Кравченко В. В. МЕТОДИКА РАСЧЕТА ВЛИЯНИЯ ВЛАЖНОСТИ НА ОТНОСИТЕЛЬНУЮ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКУЮ ПРОНИЦАЕМОСТЬ ВОЗДУХА</i>	156
<i>Крячко А. Ф., Гладкий Н. А. ОПТИМАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ ПРИ НАЛИЧИИ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ ОТ ВЕРХНЕГО ПОКРОВА.....</i>	161
<i>Крячко А. Ф., Невейкин М. Е. ИТЕРАЦИОННЫЕ АЛГОРИТМЫ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛОВОЙ КООРДИНАТЫ ЦЕЛИ</i>	165
<i>Курылёва А. С. АНАЛИЗ МЕТОДОВ ЛАЗЕРНОЙ СПЕКТРОСКОПИИ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ПРОЦЕССОВ ГОРЕНИЯ</i>	169
<i>Лебедев В. Ф. ОСОБЕННОСТИ АНАЛИЗА СТРУКТУРЫ И ПРИМЕСНОГО СОСТАВА НРНТ АЛМАЗОВ МЕТОДОМ ЛАЗЕРНО-ИСКРОВОЙ СПЕКТРОСКОПИИ В УСЛОВИЯХ ЛАЗЕРНО-ИНДУЦИРОВАННОЙ ТРАНСФОРМАЦИИ ПОВЕРХНОСТИ</i>	174
<i>Литвинов О. С., Забелин А. Н. СРАВНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ В АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ НА НЕЙРОСЕТЕВОМ, КАЛМАНОВСКОМ И ТРАДИЦИОННОМ УПРАВЛЕНИИ</i>	181
<i>Мисникова Т. С., Ваганов М. А. МЕТОД ЛАЗЕРНО-ИСКРОВОЙ ЭМИССИОННОЙ СПЕКТРОМЕТРИИ КАК ЭФФЕКТИВНЫЙ МЕТОД АНАЛИЗА МЕТАЛЛОВ.....</i>	188
<i>Михайлов В. Ф., Мажник И. В. ВЛИЯНИЕ БОКОВЫХ ВОЛН НА РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА С ТЕПЛОЗАЩИТОЙ</i>	193
<i>Михайлов В. Ф. ХАРАКТЕРИСТИКИ БОРТОВОЙ АНТЕННЫ СО СЛОЖНОЙ ТЕПЛОЗАЩИТОЙ</i>	199
<i>Москалец О. Д., Параскун А. С., Сердюк К. В. ФОРМИРОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ КОНТРОЛЯ И В СИСТЕМАХ МНОГОКАНАЛЬНОГО АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ФИЗИЧЕСКИМИ И ФИЗИКО-ХИМИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ, СОПРОВОЖДАЮЩИМИСЯ ЭЛЕКТРО-МAGНИТНЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ В ОПТИЧЕСКОМ ДИАПАЗОНЕ</i>	205
<i>Москалец О. Д. СООТНОШЕНИЕ ВХОД – ВЫХОД СПЕКТРАЛЬНОГО ПРИБОРА</i>	211
<i>Музрафов Д. А., Тагаев Т. И., Поваренкин Н. В., Ермаков А. К. РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ MUSIC, ПРИМЕНЯЕМАЯ К ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ОБНАРУЖЕНИЯ НИЗКОЛЕТЯЩИХ ЦЕЛЕЙ..</i>	216
<i>Пассет Р. С., Уржумцев Н. С., Сотникова Г. Ю. РАДИАЦИОННЫЙ МЕТОД ИССЛЕДОВАНИЯ ПОЛЯРНЫХ СВОЙСТВ СЕГНЕТО-ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КЕРАМИК ДЛЯ ЗАДАЧ СОЗДАНИЯ СИСТЕМ ОХЛАЖДЕНИЯ И НАКОПЛЕНИЯ ЭНЕРГИИ НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ.....</i>	222

<i>Перетянько А. А. ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ РАССЕЯННОГО ПОЛЯ МЕТОДОМ МАКСИМИЗАЦИИ ФУНКЦИИ ПРАВДОПОДОБИЯ.....</i>	228
<i>Ревунов Г. М., Крячко А. Ф. ОЦЕНКА СОБСТВЕННЫХ КОЛЕБАНИЙ ОТКРЫТОГО РЕЗОНАТОРА ДЛЯ СЛУЧАЯ НЕОДНОРОДНОЙ ГИПЕРЗВУКОВОЙ ПЛАЗМЫ.....</i>	232
<i>Савинов М. В., Спиндзак И. И., Орлов А. П., Гурнов К. Б. СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ МОНОИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ АСН</i>	236
<i>Смирнов В. М. КВАНТОВЫЕ ТОЧКИ В ЭЛЕМЕНТАХ ПОДСВЕТКИ ЖК-МАТРИЦ</i>	239
<i>Тагаев Т. И., Поваренкин Н. В., Ермаков А. К., Музрафов Д. А. СРАВНЕНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ АЛГОРИТМОВ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ РАЗРЕШЕНИЯ ЦЕЛЕЙ, РАЗНЕСЕННЫХ НА МАЛОЕ УГЛОВОЕ РАССТОЯНИЕ</i>	247
<i>Уржумцев Н. А., Пассет Р. С., Сотникова Г. Ю. ПИРОМЕТРИЧЕСКОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ ПОВЕРХНОСТИ МАТЕРИАЛОВ, НАХОДЯЩИХСЯ ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ ПЛАЗМЕННОЙ СТРУИ.....</i>	254
<i>Шарафудинов Т. Т. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ОБРАБОТКИ ВИБРАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ</i>	260
<i>Шарикова М. О., Ляшенко А. И., Кукушин В. А., Польщикова О. В., Пичугина Ю. В. СЕМИВОЛНОВАЯ ИМПУЛЬСНАЯ ЛАЗЕРНАЯ СИСТЕМА</i>	265
<i>Шершнев С. И., Ваганов М. А., УЛУЧШЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ С ПОМОЩЬЮ ТЕХНОЛОГИИ НИЗКОТЕМПЕРАТУРНОЙ КЕРАМИКИ.....</i>	269
<i>Щелкунов Е. В., Макаров А. А. ПРОБЛЕМАТИКА ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ И ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЛИНЕЙНОСТИ МАСШТАБНОГО КОЭФФИЦИЕНТА ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО ГИРОСКОПА ...</i>	275
<i>Якимов А. Н., Бестужин А. Р., Киришина И. А. ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ УГОЛКОВОГО ОТРАЖАТЕЛЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН</i>	281
<i>Якущенко С. А. ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬ АППАРАТУРЫ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ В МНОГОКАНАЛЬНОМ РЕЖИМЕ ПРИЕМА</i>	288
<i>Ян С. И., Макаридин Р. А., МАЛЫЕ КОСМИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ – КЛАССИФИКАЦИЯ И ПРИМЕНЕНИЕ</i>	293
<i>Янковский Н. А., Афанасьев К. В., Колесникова А. Ю., Степанов Н. В. УЛУЧШЕННЫЙ АЛГОРИТМ ДИНАМИЧЕСКОГО ИЗМЕНЕНИЯ РАЗМЕРА ФРЕЙМА В СИСТЕМАХ РАДИОЧАСТОТНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ</i>	297

Научное издание

XXV Международная научная конференция

ВОЛНОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА
И ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ
СИСТЕМЫ

Сборник статей

Часть 2

ISBN: 978-5-8088-1714-2



9 785808 817142

Ответственный за выпуск

В. И. Казаков

Редакторская подготовка *Е. В. Тороповой*

Компьютерная верстка *А. Н. Колешко*

Подписано к печати 11.05.2022. Дата выхода в свет 27.05.2022. Формат 60×84 1/16.

Усл. печ. л. 17,9. Уч.-изд. л. 22,7. Тираж 200 экз. Заказ № 188.

Редакционно-издательский центр ГУАП
190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67, лит. А

Распространяется бесплатно