Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

XXIV Международная научная конференция

ВОЛНОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Сборник статей

Часть 2

31 мая – 4 июня 2021 г.

Санкт-Петербург

Санкт-Петербург, Россия
2021

УДК 621.38
ББК 32.85
В67

В67 Волновая электроника и инфокоммуникационные системы: XXIV Междунар. науч. конф. (СПб., 31 мая – 4 июня 2021 г.): сб. статей: в 3 ч. Ч. 2. СПб.: ГУАП, 2021. 391 с.
ISBN 978-5-8088-1581-0
ISBN 978-5-8088-1583-4 (Ч. 2)
DOI: 10.31799/978-5-8088-1583-4-2021-2

Материалы XXIV 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.

ISBN 978-5-8088-1581-0
ISBN 978-5-8088-1583-4 (Ч. 2)
DOI: 10.31799/978-5-8088-1583-4-2021-2

© Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, 2021

МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

УДК 004.93'1

В. Ф. Антонов*
кандидат технических наук, доцент
А. Б. Чернышев*
доктор технических наук, доцент
Е. А. Поздняков*
магистрант
*Институт сервиса, туризма и дизайна (филиал) Северо-Кавказского федерального университета в г. Пятигорске

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ФОТОГРАФИЙ С ДЕФЕКТАМИ

В статье рассмотрены подходы к разработке нейронной сети для распознавания на фотографиях дефектов с последующим их восстановлением.
Ключевые слова: нейронная сеть, обучение, дефекты, функция ошибки.

V. F. Antonov*
PhD, Tech., Associate Professor
A. B. Chernyshev*
Dr. Sc., Tech., Associate Professor
E. A. Pozdnyakov*
Postgraduate Student
*Institute of Service, Tourism and Design (branch) of the North Caucasus Federal University in Pyatigorsk

APPLICATION OF A NEURAL NETWORK TO RESTORE PHOTOGRAPHS WITH DEFECTS

The article discusses approaches to the development of a neural network for recognizing defects in photographs with their subsequent restoration.
Keywords: neural network, learning, defects, error function.

В представленной статье рассматривается подходы применения нейронной сети для распознавания дефектов на фотографиях с повреждениями и устранения этих повреждений.

На сегодняшний день существует множество фотографий, которые потеряли свою пригодность с течением времени, но являются весьма важным для наших граждан, в частности фотографий военных времен. На старых фотографиях военного времени и вовсе отсутствует цвет. Долговечность фотографий, в том виде, в котором мы привыкли их видеть, оставляет желать лучшего, ведь фотографии теряют свою структуру за относительно короткий промежуток времени. Довольно сложно обеспечить сохранность на долгое время, однако фотографии, которые хранятся в электронном виде, могут сохранять свою пригодность тысячелетиями. Хотя мир уже отошел от бумажных фотографий и стал использовать в основном электронные, по-прежнему остается проблема

старых фотографий, на которых хранится огромное количество информации, и запечатленных исторических событий. На сегодняшний день разработаны огромное количество инструментариев, которые позволяют находить дефекты на фотографий и восстанавливает ее. На первый взгляд кажется, что для решения такой задачи, можно использовать графический редактор. Другой подход для решения задач такого рода является использование теории нейронных сетей.

На рис. 1 приведен пример фотографий с дефектами, которые нужно распознать, а потом восстановить соответствующий этим дефектам фон.

Рис. 1. Дефекты фотографии

Восстановление фотографий, традиционными инструментами состоит из следующих этапов:

- необходимо найти все дефекты на изображении: надломы, потертости, блики, дырки, изгибы;
- также нужно закрасить найденные дефекты, по особой технологии основываясь на значениях пикселей вокруг повреждений;
- раскрасить изображение с полученными данными.

Восстановление же фотографий с применением нейронной сети, позволяет определить в качестве входных данных возможные дефекты, а затем на основе разработанной нейронной сети, заменить участки фотографий с дефектами, на фон участков, где были выявлены эти дефекты.

Для реализации этой задачи было решено разработать нейронную сеть. На основе математической модели (1) одиночного нейрона разработана нейронная сеть.

$$y_i(t) = f_2\left(a_{20i} + \sum_{i=1}^{N} a_{2i} f_1\left(\sum_{k=1}^{K} a_{1k} x_k(t) + a_{10k} \right) \right), \qquad (1)$$

где $i = 1, 2, \ldots,$ N – число нейронов второго слоя; k = 1, 2,..., K – число нейронов первого слоя; f_1, f_2 – функции активации нейронов первого и второго слоев; a_{10k} – начальное возбуждение к-го нейрона первого слоя; a_{20i} – начальное возбуждение i-го нейрона второго слоя; a_{2i}, $a_{1к}$ – весовые коэффициенты i-го

нейрона второго слоя и k-го нейрона первого слоя; $y_i(t)$ – i-я координата выходного вектора; $x_k(t)$ – k-я координата входного вектора.

На рис. 2 приведена структурная схема многослойной сети, которая используется при разработке нейронной сети:

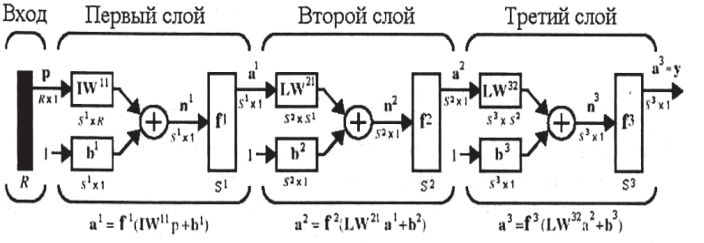


Рис. 2. Структурная схема трехслойной сети

Чтобы построит нейронную сеть, которая бы распознавала изображения, при этом чтобы она была не сложной с вычислительной точки зрения, а также обеспечивала инвариантность к различным искажениям изображений, необходимо применить в данном случае сверточные нейронные сети.

В разработанной архитектуре сети реализованы основные парадигмы:

– на вход нейрона (выход предыдущего нейрона) подается не все изображение, а лишь ее отдельная часть;

– использование очень небольшого набора весовых коэффициентов, для большого количества связей;

– уменьшение пространственной размерности фотографий.

Следующим этапом работы является обучение нейронной сети для распознавания дефектов. Для оценки качества распознавания в работе используется функция среднеквадратической ошибки:

$$E^p = \frac{1}{2}(D^p - O(I_p, W))^2, \qquad (2)$$

где E^p – это ошибка распознавания для р-ой обучающей пары, D^p – желаемый выход сети, $O(I_p, W)$ – выход сети, зависящий от р-го входа и весовых коэффициентов W.

Как видно из формулы (2), для того, чтобы повысить качество распознавания, надо найти минимум функции ошибки. Для этого используется весьма эффективные градиентные методы. Для решения этой задачи разложим функцию ошибки в ряд Тейлора:

$$E(W) = E(W_c) + (W - W_c)\frac{dE(W_c)}{dW} + \frac{1}{2}(W - W_c)^2 \frac{d^2 E(W_c)}{(dW^2)} + \ldots . \qquad (3)$$

Чтобы найти минимум функции ошибки, необходимо приравнять ее производную нулю. После преобразований получим следующее выражение:

$$W_{\min} = W_c - \left(\frac{d^2 E(W_c}{dW^2} \right)^{-1} \cdot \frac{dE(W_c)}{dW} . \quad (4)$$

Таким образом, значение оптимального весового коэффициента рассчитывается как текущее значение минус производная функции ошибки по весу деленная на вторую производную функции ошибки.

При обучении так же было необходимо тщательно отслеживать максимальный размер добавляемых дефектов, потому что при достаточно больших артефактах, которые сеть никогда не запоминала в процессе обучения, она будет импровизировать и давать абсолютно не тот результат, который мы ожидаем. Так что, если нужно закрашивать большие дефекты, при обучении тоже надо подавать большие дефекты.

После сегментации дефектов и закрашивания их, следующий шаг – реконструкция цвета. Для решения данной задачи разработан специальный класс, который реализует сверточную нейронную сеть произвольной архитектуры и применять их к различным задачам.

Был проведен эксперимент по результатам работы нейронной сети. Одна и та же фотография была редактирована с использованием редактора Photoshop и с помощью разработанной нейронной сети, результаты приведены на рис. 3.

а) *б)*

Рис. 3. Результаты работы нейронной сети:
а – в редакторе Photoshop; б – в нейронной сети

Таким образом, разработанная нейронная сеть, при нормальном ее обучении позволяет, распознавать, во-первых, дефекты и ее фон, а затем их восстанавли-

вать. Предлагаемые в данной работе решения, можно будет использовать для восстановления огромного количества фотографии, которые имеют для большинства людей весьма большую ценность.

Библиографический список

1. Галушкин А. И. Теория нейронных сетей. М.: ИПРЖР, 2000. 416 с.
2. Хайкин С. Нейронные сети. Полный курс. М.: Вильямс, 2006.
3. 9may.mail.ru. URL: https://9may.mail.ru/restoration (дата обращения: 04.02.2021).
4. Ria.ruURL. URL: https://ria.ru/20190426/1553064762.html (дата обращения: 04.02.2021).

УДК 351.814

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

ИМИТАЦИОННАЯ СТРУКТУРА БОРТОВОГО ИНФОРМАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА АВИАЦИОННОГО ВИРТУАЛЬНОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПОЛИГОНА

Представлена методология построения бортового информационного комплекса, обеспечивающего имитационное моделирование виртуальных объектов при создании авиационных электронных полигонов, предназначенных для совместной практической подготовки летных экипажей и диспетчерского состава управления воздушным движением. Обоснованы и представлены методы и имитационная структура организации и построения информационных каналов и способы их реализации.
Ключевые слова: авиационный виртуальный электронный полигон, имитационное моделирование.

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

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

SIMULATION STRUCTURE OF THE ON-BOARD INFORMATION COMPLEX OF THE AVIATION VIRTUAL ELECTRONIC POLYGON

Presents a methodology for building an on-board information system that provides simulation of virtual objects when creating aviation electronic polygons intended for joint practical training of flight crews and air traffic control dispatchers. The methods and simulation structure of the organization and construction of information channels and ways of their implementation are justified and presented.
Keywords: aviation virtual electronic polygon, simulation modeling.

Введение

В настоящее время, ведущие страны мира для совершенствования практической подготовки летных экипажей и диспетчеров управления воздушным

движением в условиях, адекватных реальным действиям, активно применяют авиационные виртуальные электронные полигоны (АВЭП) [1, 2].

Основой реализации данного направления инновационного развития полигонной инфраструктуры в авиации является разработка и последовательное внедрение компонентов автоматизированной системы подготовки авиационных специалистов – АВЭП.

Организация совместного функционирования набора моделей летательных аппаратов (ЛА), наземных радиотехнических средств обеспечения полетов (РТС ОП) синхронно с реальными полетами одного или нескольких ЛА позволит найти то компромиссное направление в развитии полигонной обучающей инфраструктуры авиации, которое может сочетать и экономические факторы и обеспечивать необходимый уровень организации практической подготовки экипажей к предстоящим полетам в воздушном пространстве со сложной структурой, большой интенсивностью, включая отработку задач в особых случаях в полете, с учетом фактора реального полета [1, 3].

Таким образом, в структурном исполнении АВЭП представляет собой набор взаимосвязанных компонентов, расположенных на самолетах и на местности в пределах территории полигона, который включает организованное воздушное и наземное пространство.

Постановка проблемы

Реализация подобных сложных систем требует организации взаимодействия наземного моделирующего комплекса и реальных объектов [1, 4, 5, 6]. Моделирующий комплекс (МК) создает виртуальные объекты – математические модели самолетов, искусственные особые случаи в полете, помеховую обстановку (например воздействие индустриальных помех, местники, помех от грозовых образований и метео помехи, как в воздушном пространстве, так и на аэродроме).

Специальный программный комплекс МК моделирует в реальном масштабе времени виртуальную тактическую воздушную и наземную обстановку, в соответствии со сценарием планируемых к отработке задач.

Метод имитационного моделирования бортовой информации

Методология построения бортового информационного комплекса (БИК) для сопряжения БРЭО самолета [6] с наземным МК является одной из сложных и важных задач синтеза АВЭП. Кроме обеспечения отображения функционирования имитируемой воздушной и наземной тактической обстановки, реализуемой моделирующим комплексом на индикационном оборудовании самолета, БИК обеспечивает на борту самолета подмешивание моделируемой информации без вмешательства в функционирование реальных бортовых систем ЛА.

В рассматриваемой методологии построения АВЭП, БИК в экспериментальном исполнении предлагается к реализации, как система, состоящая из трех специальных вычислителей (СЦВ) и адаптеров их сопряжения с БРЭО самолета, обеспечивающих невмешательство в работу бортовых систем ЛА, что позволяет проводить исследования задач синтеза раздельно по функциональным

задачам. Структурная схема БИК АВЭП может быть представлена в виде рис. 1. Взаимодействие моделирующего комплекса и БИК ЛА осуществляется с помощью специализированной аппаратуры передачи данных (АПД), линии передачи данных (ЛПД) которой, реализуется по методу множественного доступа с временным разделением каналов. Суть метода состоит в разделении информационного канала во времени, между несколькими объектами. За каждым объектом жестко закрепляется свой интервал (временной слот), в котором только он один может выходить в эфир и передавать данные. Дополнительные резервы открываются при использовании иерархических структур и адаптивного распределения каналов.

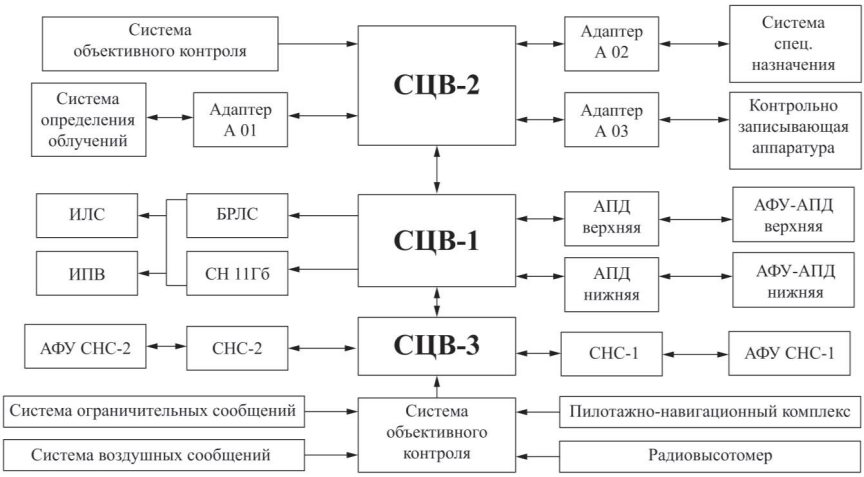


Рис. 1. Структура БИК АВЭП

Для организации синхронизации системы используется секундный синхронизирующий сигнал, вырабатываемый спутниковыми навигационными приемниками (СНП), входящими в состав БИК ЛА, участвующих в информационном обмене. Система информационного обмена работает в полудуплексном режиме. Это означает, что в течение своего слота объект не может принимать данные, только передает. При одновременном приеме информационных сообщений от нескольких объектов считается, что ни одно из этих сообщений не может быть восстановлено. Такая ситуация называется коллизией. Коллизии могут возникать по причине задержек распространения сигнала от удаленных объектов, а также погрешности синхросигналов навигационных приемников. Для предотвращения подобных коллизий в алгоритме предусмотрена установка специальных временных участков, разделяющих слоты на безопасные интервалы.

Способ комплексирования БИК с БРЭО ЛА

Особенностью работы ЛПД является широковещательность, заключающаяся в том, что при передаче информации одним объектом, все остальные могут ее принять и обработать, исходя из собственного алгоритма. При выполнении динамическими объектами пространственных маневров могут возникать потери информационных сообщений вследствие выхода из зоны видимости диаграммы направленности антенно-фидерного устройства (АФУ) АПД. С целью их устранения, в структуре БИК предусматривается установка на ЛА дублирующего комплекта аппаратуры приемо-передающего тракта, с антеннами в верхней и нижней части фюзеляжа самолета, за счет чего образуется шаровая зона видимости. По линии передачи данных «земля-борт», на ЛА поступает информация об имитируемых ЛА, служебная информация установки режимов работы бортового комплекса, информация коррекции спутниковой навигационной системы (СНС). По линии передачи данных «борт-земля» в МК поступают данные о координатах самолета, режимах работы навигационного комплекса, пилотажно-навигационная информация, параметры работы систем самолета. Взаимодействие БИК с бортовыми системами самолета обеспечивает:

– взаимодействие с бортовым радиолокационным комплексом (БРЛС). При этом БИК имитирует воздушные цели, которые отображаются на приборах, расположенных в кабине самолета;

–взаимодействие с пилотажно-навигационным комплексом (ПНК) и системой объективного контроля. Информационные потоки этих систем принимаются и обрабатываются, позволяя передать в МК текущие показания приборов, режимы работы двигателей, предпринимаемые действия экипажа, необходимые для оперативной автоматизированной оценки действий экипажа ЛА.

В состав БИК СНС, которая позволяет через АФУ с высокой точностью определить пространственное положение летательного аппарата (ЛА) и выполняет функции синхронизации системы в целом.

Задачи БИК распределяются между вычислителями СЦВ1-СЦВ3 на экспериментальном отладочном этапе синтеза АВЭП следующим образом:

– СЦВ1 – совместно с аппаратурой передачи данных реализует функцию информационного радиоканала «земля-борт-земля». Передаваемая информация позволяет МК получать необходимые для выполнения моделирования навигационные координаты самолета, параметры бортовых систем. СЦВ1 взаимодействует с системой бортовой радиолокационной станции БРЛС. Информация МК (моделируемые виртуальные цели) принимаемая по ЛПД, переформатируется в информационное сообщение предназначаемое БРЛС. Шаг математического моделирования наземного комплекса составляет 1 Гц. Для корректной обработки целей БРЛС и бортовым комплексом СН 11Г6, СЦВ1 выполняет интерполяцию на повышенной частоте, за счет чего обеспечивается отображение в реальном масштабе времени на индикаторе лобового стекла и индикаторе прямой видимости как реальных, так и имитационных воздушных целей.

– СЦВ2 – осуществляет взаимодействие с бортовыми системами самолета, позволяет выводить информацию на определенные приборные панели, считы-

вать положения тумблеров бортовых систем. Взаимодействие с БРЭО ЛА осуществляется посредством информационной линии стандарта РТМ1495-75 между СЦВ2 и специальным адаптером А01 Для достижения необходимого уровня контроля действий экипажа, производится сопряжение СЦВ2 с системой контрольной записывающей аппаратуры (КЗА). Данные КЗА содержат необходимую информацию о текущем состоянии систем самолета. СЦВ2 осуществляет взаимодействие с системой КЗА посредством информационной линии РТМ1495-75 между СЦВ2 и специальным адаптером А03.

– СЦВ3 – решает задачи навигационного вычислительного комплекса. В состав вычислителя входит преемник спутниковой навигации «ГЛОНАС-GPS». С целью повышения достоверности вычисления координат в условиях динамичного и маневренного пилотирования, потеря спутникового сигнала вследствие затенения антенны корпусом самолета компенсируется применением двух спутниковых навигационных приемников с разнесенными антенно-фидерными блоками. СЦВ3 – осуществляет взаимодействие с системой пилотажно-навигационного комплекса (ПНК). Для повышения достоверности координатной информации в СЦВ3 решается задача совместной обработки информации от СНС и от ПНК. СЦВ3 принимает и фильтрует информационные наборы линии ПНК, отбирая необходимые для моделирования параметры. Полученные данные передаются по линии АПД «борт-земля» в наземный центр управления и контроля, где проводится автоматический анализ условий безопасности пилотирования самолета.

Реализация имитационного функционирования БИК

Аппаратно все блоки СЦВ1-СЦВ3 унифицированы, за исключением СЦВ3. в состав которого входят два приемника СНС. Каждый СЦВ состоит из вычислительного ядра, реализованного на основе одноплатного промышленного компьютера, выполненного в конструктиве PC104. Основным вычислительным узлом является микропроцессор PENTIUM, с рабочей частотой не ниже 180 МГц. Микропроцессор взаимодействует со 128 Mb оперативной памяти, 8 Mb флешь памяти хранения программ и данных. В перспективе СЦВ1-СЦВ3 могут быть интегрированы в одном вычислительном блоке с операционной системой.

В состав блоков СЦВ входит программируемая логическая интегральная схема, в которую загружается специально разработанная аппаратная логика интерфейсов: блока буферизации данных, блока синхронизации линии АПД, блока цифровой обработки приемника АПД, блока передаваемых АПД сообщений, блока входных и выходных разовых команд. Взаимодействие процессора и цифровой логики осуществляется посредством параллельной шестнадцати разрядной ISA шины.

Выводы

Таким образом, разработка имитационной структуры БИК при синтезе АВЭП является сложной многокритериальной задачей. Основным требованием, при решении которой является исключение влияния встраиваемого БИК на функционирование бортовых систем ЛА и обеспечение штатной работы экипа-

жа ЛА с оборудованием БРЭО. Представленная методология показывает способы организации БИК со свойствами валидности. Показаны методы построения имитационных информационных каналов и возможность их практической реализации.

Библиографический список

1. Bridel G., Goraj Z., Kizkowiak L. Janus – a new approach to air combat pilot training. Transactions on aerospace research. 2019. 4(257). P. 7–22.

2. Hvannberg E. T. A Framework for Monitoring Evolution and its Drivers in Training Simulators // The Journal of Interaction Science. 2019. Vol. 7.

3. Updegrove J. A., Jafer S. Optimization of air traffic control training at the Federal Aviation Administration Academy // Aerospace. 2017. Vol. 4, iss. 4. P. 50.

4. Abdelhamid Chriette, Franck Plestan, Herman Castañeda, Madhumita Pal, Mario 4.Guillo, Marcin Odelga, Sujit Rajappa and Rohit Chandra. Adaptive robust attitude control for UAVs – Design and experimental validation. // International Journal of Adaptive Control and Signal Processing. 2016. Vol. 30. P. 1478–1493.

5. Gaofeng Pan, Yan Su, Sifang Liu, Pei Li. Design and Implementation of Flight Monitoring Simulation Training System // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. 2019. Vol. 585, No 1. P. 012111.

6. Верещиков Д., Николаев С., Разуваев Д. Системы управления летательных аппаратов. Воронеж: Научная книга, 2018. 322 с.

УДК 681.2.081

А. Р. Бестугин*
доктор технических наук, профессор
О. М. Филонов*
кандидат технических наук, доцент
И. А. Киршина*
кандидат экономических наук, доцент
П. А. Окин*
старший преподаватель
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МЭМ-ДАТЧИКОВ В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ БПЛА

Обосновывается целесообразность применения в системах управления БПЛА унифицированной элементной базы – датчиков давления, линейных ускорений, абсолютных угловых скоростей – на основе МЭМС-технологии. Исследовано влияние различных размерных факторов на работу МЭМС-датчиков. Показано, что главным источником погрешностей резонансных МЭМС является тепловое линейное расширение балки резонатора, скомпенсированное усилиями сжатия со стороны несущих элементов конструкции. Результаты исследований подтверждают целесообразность применения резонансных датчиков для определения параметров движения и положения малогабаритных БПЛА в условиях автономного пилотирования на малых высотах.
Ключевые слова: МЭМС, резонатор, кремний, БПЛА, датчики, внутреннее трение, тепловое расширение, модуль упругости, измерение высоты, фильтр Калмана.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ), грант № 19-29-06047-мк.

A. R. Bestugin*
Dr. Sc., Tech., Professor
O. M. Filonov*
PhD, Tech., Associate Professor
I. A. Kirshina*
PhD, Economic, Associate Professor
P. A. Okin*
Senior Lecturer
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ON THE FEATURES OF THE USE OF MEM SENSORS IN UAV CONTROL SYSTEM

The article substantiates the expediency of using a unified element base in UAV control systems – pressure sensors, linear accelerations, absolute angular velocities, based on MEMS technology. The influence of various dimensional factors on the operation of MEMS sensors was investigated. It is shown that the main source of resonant MEMS errors is the thermal linear expansion of the resonator beam, compensated by the compression forces from the load-bearing structural elements. The re-

search results confirm the feasibility of using resonant sensors to determine the motion parameters and position of small-sized UAVs in the conditions of autonomous piloting at low altitudes.
Keywords: mems, resonator, silicon, uav, sensors, internal friction, thermal expansion, elastic modulus, altitude measurement, Kalman filter.

Введение

Навигационно-пилотажные комплексы (НПК) современных БПЛА по своему составу аналогичны, применяемым в обычных транспортных средствах, не уступая им по метрологическим показателям назначения, но принципиально отличаются по массогабаритным характеристикам и энергопотреблению

В НПК, предназначенных для БПЛА, входят бесплатформенная инерциальная система построенная на микроакселерометрах и микрогироскопах и группа МЭМ-датчиков абсолютного и разностного давлений для измерения воздушной и вертикальной скоростей и высоты полета.

Высота является критическим параметром, от погрешности измерения которого зависит успешное выполнение полетного задания, особенно в условиях автономного пилотирования и относительных высотах траекторий менее 10м [1–2].

Измерения высоты представляют собой двухэтапный процесс:

– определения высоты по давлению, измеряемому вместе пребывания БПЛА с последующим пересчетом в высоту по гипсометрическому уравнению;

– коррекции изменений высоты с помощью узкодиапазонных ультразвуковых сонаров с разрешением менее 1 см.

Основным недостатком всех МЭМ-датчиков с пьезорезистивными измерительным преобразователями, в том числе и барометров Bosch, является сильное влияние на процесс измерения различных по своей физической природе факторов, в первую очередь механического и теплового происхождения.

Методы решения

В связи с этим задача применения на БПЛА более совершенных в метрологическом смысле МЭМ-датчиков давления с балочными микрорезонаторами в качестве вторичных измерительных преобразователей, обеспечивающими частотную модуляцию выходного сигнала, является актуальной [3–5].

На сегодняшний день наиболее совершенными в метрологическом отношении, хотя и более дорогими, следует считать МЭМ-датчики фирмы «Yokowaga», благодаря уменьшению влияния на их работу большинства размерных факторов, что позволяет минимизировать эксплуатационные погрешности дрейфа основной частоты резонатора конструктивными и схемотехническими средствами [6].

Часть полной энергии колебаний резонатора, превращаемая в тепловую зависит как от физических параметров конструкционного материала, в данном случае кремния, так и его размеров и формы. Возникающее в результате тепловыделения температурное поле в объеме балки резонатора обязательно приводит к эволюции всех температурозависимых параметров и становиться причиной возникновения второй, главной составляющей суммарной погрешности изделия в целом.

Эта составляющая общей погрешности МЭМС рассматриваемого класса из-за осевых сил сжатия при тепловом расширении "мостовой" балки резонатора.

Первая составляющая принципиально неустранима и может рассматриваться как фундаментальное ограничение метрологических возможностей МЭМ-датчиков с частотно-модулированным выходным сигналом [7].

Вторая составляющая, связанная с тепловым расширением балки, зависит в том числе и от теплообмена резонатора с внешней средой (радиационный теплообмен) и несущими элементами конструкции(теплопроводность), что позволяет искать конструкторские и технологические пути ее уменьшения.

Различие значений основной частоты резонатора, рассчитанное для табличных и эквивалентных модулях упругости, определяет первую составляющую эксплуатационной погрешности МЭМ-датчика с резонансным измерительным преобразователем, обусловленную размерным тепловым фактором.

Вторая составляющая теплового дрейфа основной частоты микрорезонатора зависит от осевых усилий сжатия в балке микрорезонатора компенсирующих ее линейное расширение при диссипационном разогреве.

Для исследования составляющих дрейфа основной частоты рассмотрим уравнение теплопроводности Фурье для установившегося состояния $\frac{\partial T}{\partial t} = 0$ (одномерный случай)

$$\frac{\lambda}{C_V}\left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2}\right) - \frac{\varepsilon\sigma_0 S_Б}{C_V S}\left(T^4 - T_0^4\right) + \frac{\sigma^2\omega}{2C_V E\lambda} Q^{-1} = 0, \qquad (1)$$

где $C_V = C_p\rho = 1.66\cdot 10^6 \frac{Дж}{м^3\cdot К}$ – удельная объемная теплоемкость кремния; $\lambda = 148\frac{Вт}{м\cdot К}$ – коэффициент теплопроводности кремния; $\varepsilon = 0.4$ – коэффициент черноты поверхности балки; $\sigma_0 = 5.67\cdot 10^{-8}\frac{Вт}{м^2\cdot К^4}$ – постоянная Стефана-Больцмана; $S_Б = 2l(w+t)$ – площадь поверхности балки; $S = wt$ – площадь сечения стержня; l, w, t – длина, ширина и толщина:
$\sigma = 0.2[\sigma]Si$ – максимально допустимое нормальное напряжение в монокристаллической балке резонатора (напряжение Пайерлса-Набарро); Q^{-1} – коэффициент внутреннего трения в балке резонатора соответствующий реологической модели стандартного линейного тела К. Зенера при изгибных колебаниях.

$$Q^{-1} = \frac{\alpha_T^2 E}{C_V}\cdot\frac{\omega\tau}{1+\omega^2\tau^2}\cdot T, \qquad (2)$$

где $\alpha_T = 2.6\cdot 10^{-6}\text{К}^{-1}$ – температурный коэффициент линейного расширения кремния; $E = 1.3\cdot 10^{11}\text{Па}$ – модуль упругости монокристаллического кремния в

направлении <100>; $\omega = \omega_1 = \frac{\pi^2}{l^2}\sqrt{\frac{EI}{\rho(wt)}}$ – основная частота собственных колебаний балки; $I = \frac{wt^3}{12}$ – момент инерции поперечного сечения балки кремния; $\tau = \frac{t^2 C_V}{\pi^2 \lambda}$ – время выравнивания температуры в балке в плоскости колебаний при изгибных колебаниях.

Тепловой поток от среднего сечения балки, где температура в процессе саморазогрева является максимальной (в силу симметрии конструкции) к точкам её фиксации на чувствительном элементе МЭМС (якорям) посредством теплопроводности, зависит от градиента температуры между этими точками.

Поток тепла от балки к точкам её крепления к чувствительным элементам МЭМС определяется градиентом температуры в балке и равен $(-2\lambda s \frac{\partial T}{\partial x})$, однако из-за большого теплового сопротивления резонатора, ввиду малой площадью его поперечного сечения, он незначителен и в принятой модели теплового процесса не учитывается до момента наступления стационарного состояния [7].

Для средних сечений балки при граничных условиях $T_{10} = 300\text{К}$, $T_{20} = 273\text{К}$, $T_{30} = 250\text{К}$ значения $T_{\max}$, полученные численным решением уравнения (1) составили $T_{1\max} = 480\text{К}$, $T_{2\max} = 420\text{К}$, $T_{3\max} = 320\text{К}$.

Зависимость модуля упругости от температуры в первом приближении имеет вид:

$$E(T) = E\big(T(x)\big) = E_0\big(1 + \alpha_E \Delta T(x)\big)\,, \qquad (3)$$

где: E_0 – табличное значение модуля упругости при $T = 293K$; α_E – температурный коэффициент изменения модуля упругости.

Эквивалентный модуль упругости балки с учетом (3) находится интегрированием

$$E_{экв} = \int_0^{2l} E_0\big(1 + \alpha_E \Delta T(x)\big)dx. \qquad (4)$$

Для рассматриваемых в статье интервалов температур $T_{i\max} - T_{i0} = T_i$, $i = 1,2,3$:

1. $T_1 = 180\text{К}$, $E_{экв1} = 1.291 \cdot 10^{11}\text{Па}$;
2. $T_2 = 147\text{К}$, $E_{экв2} = 1.294 \cdot 10^{11}\text{Па}$;
3. $T_3 = 67\text{К}$, $E_{экв3} = 1.297 \cdot 10^{11}\text{Па}$.

Значения $E_{экв}$ кремния в балке с неравновесным стационарным полем температур лежат в пределах погрешности вычислений, поэтому все линейно зависящие от $E_{экв}$ конструкционные параметры МЭМС, в том числе коэффи-

циент жесткости упругой системы считаем постоянными и не зависящими от размеров и геометрии резонатора.

Второй теплофизический фактор, вызывающий дрейф основной частоты микрорезонатора – осевое сжатие балки, компенсирующее её тепловое линейное расширение.

В соответствии с [9] основная частота колебаний резонатора с постоянным в прямоугольным поперечным сечением при отсутствии осевого сжатия равна $\omega_0 = \frac{\pi^2}{l^2} \cdot \sqrt{\frac{EI}{\rho wt}}$, а при осевом сжатии, обусловленным скомпенсированным температурным расширением

$$\omega_{0N} = \frac{\pi^2}{l^2} \cdot \sqrt{\frac{EI}{\rho wt}} \cdot \sqrt{1 - \frac{Nl^2}{\pi^2 EI}},$$

где $\sqrt{1 - \frac{Nl^2}{\pi^2 EI}}$ – множитель, учитывающий осевые силы растяжения или сжатия, действующие на балку.

Осевые усилия сжатия в балки при саморазогреве рассчитываются по выражению

$$N = \alpha_T E_{<100>} (T - T_0) wt, \qquad (5)$$

где $\alpha_T = 2.5 \cdot 10^{-6} \text{K}^{-1}$ – ТКЛР кремния, $E_{<100>} = 1.3 \cdot 10^{11} \text{Па}$ – модуль упругости монокристаллического кремния в направлении <100>; $l = 100 \cdot 10^{-6} м$, $w = 20 \cdot 10^{-6} м, t = 5 \cdot 10^{-6} м$ – длина, ширина и толщина балки резонатора.

Относительное изменение основной частоты резонатора $\Delta\omega$ при этом определяется соотношением

$$\Delta\omega = \frac{\omega_0}{\omega_{0N1}} = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{Nl^2}{\pi^2 EI}}}. \qquad (6)$$

В рассматриваемой задаче: $T_1 = 180K, \Delta\omega = 1.13$; $T_2 = 147K$, $\Delta\omega = 1.10$; $T_3 = 67K$, $\Delta\omega = 1.05$.

Несмотря на значительную величину дрейфа основной частоты балочного микрорезонатора из-за саморазогрева, полученную при расчёте, он может быть минимизирован относительно простыми средствами.

Из выражений (5) и (6) следует, что отношение $\frac{\omega}{\omega_0}$, где ω – реальная частота нагретого резонатора, ω_0 – её теоретическое значение, зависит от параметра сжатия $\frac{Nl^2}{\pi^2 EI}$, являющегося нелинейной функции геометрических параметров балки резонатора.

Поскольку $\omega = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{Nl^2}{\pi^2 EI}}$ разность частот уменьшается по мере уменьшения параметра сжатия.

Результаты

Таким образом, оптимизируя параметры резонатора, можно минимизировать разность частот ω и ω_0. Ограничениями при этом остаются: требование прочности балки в динамическом режиме и её продольная устойчивость при осевом сжатии.

Проведенный анализ показывает, что температура нагрева резонатора уменьшается с уменьшением T_0 в точках крепления резонатора к чувствительному элементу датчика – мембране, что объясняется увеличением градиента T вдоль оси балки от середины к периферии.

Как установлено при предварительном моделировании процесса теплообмена в резонаторе этот эффект может практически уменьшить дрейф ω до 0 размещением в точках крепления резонатора планарных полупроводниковых охлаждающих элементов Пельтье. Это не представляет технологических сложностей, учитывая относительные размеры мембраны и резонатора.

Выводы

Таким образом, в датчиках давления, аналогичных датчикам фирмы «Yokogawa можно существенно уменьшить негативное влияние теплового расширения резонатора при саморазогреве без сложных схемотехнических решений.

Приводимые в технической литературе и каталогах данные показывают, что относительная приведенная погрешность измерения давления датчиками «Yokogawa» составляет от 0,05% до 0,02% от диапазона шкалы, что позволяет отнести их к классу прецизионных средств измерения.

С целью унификации рассматриваемых датчиков применительно к задачам, решаемым на малогабаритных БПЛА, для измерения абсолютного и разностного давлений, были предложены и запатентованы две конструкции датчиков абсолютного давления с резонансными измерительными преобразователями с различными схемами возбуждения колебаний [10], устраняющими главные недостатки датчиков «Yokogawa» – высокую стоимость и низкую технологичность, как факторов препятствующих их массовому применению.

Отметим, что с помощь этих датчиков могут одновременно решаться задачи измерения как абсолютного, так разностного давлений без внесения изменений в конструкцию и дополнительных схемотехнических средств.

Таким образом, эти датчики могут быть использованы для построения унифицированных измерительных комплексов любых беспилотных транспортных средств, в первую очередь, на беспилотных квадрокоптерах, в том числе и в автономном режиме полета на малых высотах.

Библиографический список

1. Javed Y., Mansoor M., Shah S. A review of principles of MEMS pressure sensing with its aerospace applications // Sensor Review. July 2019.

2. Wittmeier F., Kuthada T., Filipsky J. New MEMS Pressure Sensors for Transient Aerodynamic Measurements // ATZ worldwide. April 2018. 120(4):38–41.

3. Krylov S., Hic B. R., Krakover N., Resonant pressure sensing using a micromechanical cantilever actuated by fringing electrostatic fields // Conference IEEE Micro Electro Mechanical Systems (MEMS). Jan. 2018.

4. Banerji S., Fernández D., Madrenas J. Characterization of CMOS-MEMS Resonant Pressure Sensors // IEEE Sensors Journal. August 2017. Vol. 17, iss. 20.

5. Zhao C., Pandit M., Sobreviela G., Mustafazade A., Du S., Zou X., Seshia A. On the noise optimization of resonant MEMS sensors utilizing vibration mode localization // Appl. Phys. Lett. 2018. No 112. P. 194103.

6. Samejima T., Suzuki Y., Hamamatsu N., Yokouchi H., Yoshida T. High-sensitivity Silicon Resonant Strain Sensor // Yokogawa Technical Report English Edition. 2017. Vol. 60, No 1.

7. Бестугин А. Р., Филонов О. М., Киршина И. А., Окин П. А. Анализ зависимости процесса диссипации кинетической энергии в микрорезонаторах от температуры окружающей среды // Успехи современной радиоэлектроники. 2017. № 12. С. 125–128.

8. Реслер И., Хардерс Х., Бекер М. Механическое поведение конструкционных материалов. М.: Интеллект, 2011. 504 с.

9. Филонов О. М., Бестугин А. Р., Киршина И. А., Окин П. А. Параметрическая коррекция микрорезонаторов генерацией в них внутренних упругих полей // Волновая электроника и инфокоммуникационные системы: сб. ст. XXII Междунар. науч. конф. Ч. 2. 2019. С. 180–185.

10. Пат. № 2548583. Способ измерения разности давлений датчиком с частотно-модулированным выходным сигналом и датчик для осуществления способа / О. М. Филонов, А. В. Бардин, Н. П. Меткин, П. А. Окин; опубл. 20.04.2015, бюл. № 11.

УДК 621.396.96

Е. Г. Борисов*
доктор технических наук, доцент
С. С. Поддубный**
кандидат технических наук, доцент
С. Г. Егоров****
преподаватель
*АО НПК «ТИМ»
**Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
***Санкт-Петербургский университет телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПЕРЕОТРАЖЕНИЙ СИГНАЛОВ ОТ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНИВАНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ СИСТЕМОЙ ПАССИВНОЙ ЛОКАЦИИ ВОЗДУШНО-НАЗЕМНОГО БАЗИРОВАНИЯ

В статье рассмотрены варианты использования избыточных измерений, образованных переотражениями радиоволн от земной поверхности, и их влияние на точность определения местоположения источника радиоизлучения (ИРИ) пассивной разностно-дальномерной системой воздушно-наземного базирования. Приведены выражения для определения прямоугольных координат ИРИ, проведен анализ точности определения координат объектов мониторинга при различной топологии приемных позиций. Проведено имитационно-статистическое моделирование процессов определения искомых координат ИРИ при различном расположении приемных позиций.
Ключевые слова: разностно-дальномерный, зеркальное переотражение радиоволн, среднеквадратическая ошибка, местоположение, летательный аппарат, избыточные измерения.

E. G. Borisov*
Dr. Sc., Tech., Associate Professor
S. S. Poddubny**
PhD, Tech., Associate Professor
S. G. Egorov****
Senior Lecturer
*JSC NPK «TIM»
**St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
***St. Petersburg University of Telecommunications prof. M. A. Bonch-Bruevich

ANALYSIS OF THE INFLUENCE OF RE-REFLECTIONS OF SIGNALS FROM THE EARTH'S SURFACE ON THE ACCURACY OF ESTIMATING THE LOCATION OF RADIO EMISSION SOURCES BY A DIFFERENTIAL-RANGE-FINDING SYSTEM OF AIR-GROUND-BASED PASSIVE LOCATION

The article discusses the options for using redundant measurements formed by the reflection of radio waves from the earth's surface and their influence on the accuracy of determining the location of the

radio emission source by a passive differential-rangefinder air-ground based system. Expressions for determining the rectangular coordinates of the object are given, the analysis of the accuracy of determining the coordinates of the monitoring objects for different topology of receiving positions is carried out. Simulation – statistical modeling of the processes of determining the desired coordinates of the object at different locations of the receiving positions has been carried out.
Keywords: differential-rangefinder; mirror reflection of radio waves; root mean square error; location; aerial vehicle; excessive measurements.

Введение

Одним из наиболее распространенных методов определения координат ИРИ в многопозиционных системах пассивной локации (МСПЛ) является разностно-дальномерный метод позволяющий при определенных условиях определять местоположение ИРИ с высокой точностью [1–3].

Несмотря на значительное разнообразие предложенных на сегодня методов и алгоритмов определения координат источника излучения разностно-дальномерным методом авторами не в полной мере освещен вопрос влияния переотражений сигналов источника радиоизлучений на точность определения координат.

В статье [4] исследована зависимость точности оценки координат объекта от взаимного расположения передающего и приемных пунктов суммарно-разностно-дальномерной многопозиционной радиолокационной системы. Предложен способ повышения точности оценивания координат для малых углов места за счет расположения одной из позиций на летательном средстве. В работе [5] разработана методика оценки статистических характеристик ошибок измерений времени прихода сигнала на аппаратуру радиомониторинга в условиях наличия переотражений от земной поверхности. Установлено, что для типовых условий применения наземных РЛС ошибки измерения времени прихода сигнала могут достигать 0,4…0,6 мкс, а соответствующие им ошибки измерения координат РЛС – от сотен метров до единиц километров. В ряде случаев возможно измерение разностей расстояний, образованных прямым и зеркально переотраженным Землей сигналом, применительно к двулучевой модели распространения радиоволн. В работе [6] проведен анализ определения координат ИРИ однопозиционным пеленгатором расположенном на воздушном носителе с использованием прямого и отраженных от земли сигналов ИРИ. В [7] рассмотрен принцип построения обнаружителя сигналов, распространяющихся по различным трассам в бистатической РЛС, и приведены выражения для определения дальности до цели и ее высоты. В работе [8] проанализирован вариант кооперативной обработки локационных измерений в многопозиционной радиолокационной системе, где сделан вывод о целесообразности включения избыточных измерений для повышения точности определения местоположения объектов.

Целью статьи является анализ способов оценивания координат ИРИ приемными позициями, часть из которых размещена на Земле, а часть на летательных аппаратах (ЛА), что позволяет в ряде случаев измерять как разности расстояний между приемными пунктами на разных позициях, так и разности

расстояний, образованные зеркальным отражением радиоволн от земной поверхности.

Применение избыточных измерений образованных отражением радиоволн от земной поверхности в многопозиционных системах пассивной локации

Для достижения цели решаются следующие задачи: формируется требуемый набор разностно-дальномерных измерений, на основе которых строится переопределенная система нелинейных уравнений относительно искомых параметров, которая сводится к линейной системе, решение которой осуществляется методом наименьших квадратов.

Примем следующие ограничения и допущения: координаты ЛА, на которых расположены приемные позиции известны с высокой точностью по данным спутниковой навигационной системы, синхронизация позиций решается по данным спутниковой навигационной системы, каналы связи между ЛА имеют достаточную дальность действия и пропускную способность, мониторинг ЛА нарушителя проводится над поверхностью коэффициент отражения от которой радиоволн близок к единице, задача отождествления для случая многоцелевой обстановке решена, сигналы переотраженные земной поверхностью в ряде случаев разрешаются относительно сигналов прямого распространения, что позволяет измерить разность расстояний между прямыми и переотраженными сигналами, разности расстояний, полученные между парами приемных позиций и разности расстояний образованные между прямым и переотраженным сигналом наблюдаются раздельно.

Рассмотрим разностно-дальномерную систему (рис. 1) содержащую -N приемных позиций, в которой можно получить $0.5N(N-1)$ разностей расстояний $\Delta R_{ij}\ i=\overline{1,N-1},\ j=\overline{i+1,N}$ причем из них $N-1$ являются линейно независимыми

$$\Delta R_{ij}=\sqrt{(X_T-x_i)^2+(Y_T-y_i)^2+(H_T-h_i)^2}-\\ -\sqrt{(X_T-x_j)^2+(Y_T-y_j)^2+(H_T-h_j)^2}. \qquad (1)$$

Разность расстояний между прямым и зеркально-переотраженным сигналом позволяет составить N уравнений вида

$$\Delta r_i=\sqrt{(X_T-x_i)^2+(Y_T-y_i)^2+(H_T-h_i)^2}-\\ -\sqrt{(X_T-x_i)^2+(Y_T-y_i)^2+(H_T+h_i)^2}, \qquad (2)$$

где $Z_{RD}^T=[X_T,Y_T,H_T]$ – вектор искомых координат ИРИ; x_i,y_i,h_i – известные координаты приемных позиций $i=\overline{1\div N}$.

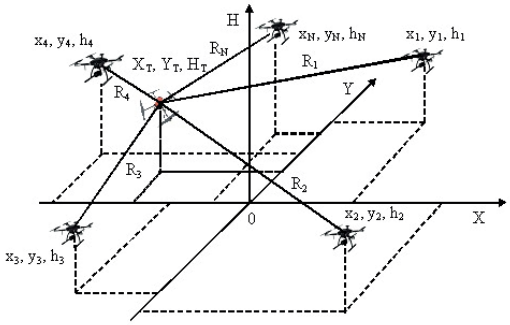


Рис. 1. Многопозиционная пассивная разностно-дальномерная система

Выражение (2) образует поверхность положения: ИРИ-участок земной поверхности – приёмная позиция. Наличие избыточных измерений (2) позволяет получить систему из $0.5N(N+1)$ уравнений для нахождения координат ИРИ. Очевидно, что применение (2) возможно только в случае разрешения по разности расстояний между прямым и переотраженным сигналом, и в случае, когда зеркально-переотраженный сигнал по мощности превышает сигналы от других локальных источников отражения по трассе распространения радиоволн.

Решение системы нелинейных уравнений (1) и (2) возможно известными итерационными методами (Ньютона – Лейбница, Якоби, Зейделя и др.) или с использованием метода наименьших квадратов (МНК). Преобразуем выражение (2) к виду $\Delta r_i^2 = 2R_i\Delta r_i + 4H_T h_i$, и составим матричное уравнение

$$Z_{RD} = \left(A_{RD}^T \Lambda_S A_{RD}\right)^{-1} A_{RD}^T \Lambda_S B_{RD}, \tag{3}$$

где:

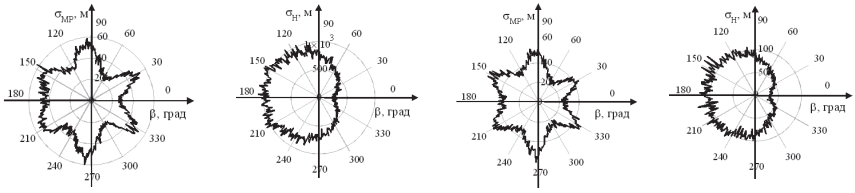
$$\hat{A}_{RD} = 2\begin{bmatrix} \Delta\hat{R}_{12} & \Delta x_{12} & \Delta y_{12} & \Delta h_{12} \\ \Delta\hat{R}_{13} & \Delta x_{13} & \Delta y_{13} & \Delta h_{13} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \Delta\hat{R}_{1(N-1)} & \Delta x_{1(N-1)} & \Delta y_{1(N-1)} & \Delta h_{1(N-1)} \\ \Delta\hat{r}_1 & 0 & 0 & 2h_1 \\ \Delta\hat{r}_2 & 0 & 0 & 2h_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \Delta\hat{r}_N & 0 & 0 & 2h_N \end{bmatrix},$$

$$\hat{B}_{RD} = \begin{bmatrix} \Delta\hat{R}_{12}^2 + L_1^2 - L_2^2 \\ \Delta\hat{R}_{12}^2 + L_1^2 - L_3^2 \\ \vdots \\ \Delta\hat{R}_{1(N-1)}^2 + L_1^2 - L_N^2 \\ \Delta\hat{r}_1^2 \\ \Delta\hat{r}_2\left(\Delta\hat{r}_2 + 2\Delta\hat{R}_{12}\right) \\ \vdots \\ \Delta\hat{r}_N\left(\Delta\hat{r}_N + 2\Delta\hat{R}_{1N}\right) \end{bmatrix}, \qquad (4)$$

причем A_{RD} – матрица постоянных коэффициентов; B_{RD} – матрица измеренных параметров; $\Delta x_{ij} = x_i - x_j$, $\Delta y_{ij} = y_i - y_j$, $\Delta h_{ij} = h_i - h_j$ – разности координат приемных позиций; $L_i = \sqrt{x_i^2 + y_i^2 + h_i^2}$ – расстояние от начала системы координат до i – го приемного пункта, $\Lambda_S = diag\left(\lambda_{11}, \lambda_{22}, .., ..., \lambda_{ij}, ..., \lambda_{NN}\right)_S = \text{var} = \{0,1\}$ диагональная стохастическая матрица причем ее элементы λ_{ij} в зависимости от наличия или отсутствия того или иного измерения и при превышении некоторой пороговой величины $\Delta\hat{r} \geq \Delta\hat{r}_{ПОР}$ принимают два возможных значения 1 или 0.

Имитационно-статистическое моделирование проводилось методом Монте-Карло для ИРИ движущегося по окружности постоянного радиуса, высотой и скоростью. Моделирование проводилось для шестипозиционной МСПЛ, причем относительно центральной (первой) позиции остальные размещены на расстоянии d от нее образуя правильный пятиугольник.

На рис. 2 приведены СКО ошибок определения местоположения (рис. 2, а) и высоты (рис. 2, б) полета ИРИ, полученные при использовании измерений между прямыми и переотраженными сигналами в диапазонах от 1000 до 4000 м, а на рис. 2, в, г) для диапазона от 2000 до 7000 м.



а) *б)* *в)* *г)*

Рис. 2. СКО определения местоположения и высоты ИРИ при использовании переотраженных сигналов

Заключение

Получены аналитические выражения, позволяющие создать избыточные измерения, образованных переотражениями от земной поверхности сигналов, позволяющие в ряде случаев повысить точность определения местоположения источника радиоизлучения (ИРИ);

Приведены выражения для определения прямоугольных координат ИРИ применительно к пассивной разностно-дальномерной системой (РДС) воздушно-наземного базирования;

Путем имитационно-статистического моделирования проведен анализ точности определения координат ИРИ в шестипозиционной пассивной радиотехнической системе при различном расположении приемных позиций. Показано, что точность определения местоположения предложенным методом в 1.2–2 раза выше по сравнению с разностно-дальномерной системой, при этом выигрыш в СКО определения высоты составляет в ряде случаев более чем в 10 раз.

На точность определения местоположения, а в особенности высоты полета цели влияет расположение приемных позиций, особенно по высоте.

Библиографический список

1. Chernyak V. S. Fundamentals of Multisite Radar System. Gordon and Breach Science Publishers, 1998.

2. Кирсанов Э. А., Сирота А. А. Обработка информации в пространственно-распределенных системах радиомониторинга: статистический и нейросетевой подходы. М.: Физматлит, 2012. 344 с.

3. Кондратьев В. С., Котов А. Ф., Марков Л. Н. Многопозиционные радиотехнические системы / Под ред. проф. В. В. Цветнова. М.: Радио и связь, 1986. 264 с.

4. Легкоступ В. В. Повышение точности оценивания координат объекта в многопозиционной радиолокационной системе с приемным пунктом воздушного базирования / В. В. Легкоступ, В. Э. Маркевич // Доклады БГУИР. 2018. № 2 (112). С. 5–11.

5. Сергеев В. И. Оценивание влияния переотражений сигналов от земной поверхности на качество работы воздушных систем радиомониторинга разностно-дальномерного типа. Радиотехника. № 9. 2017. С. 55–59.

6. Ягольников С. В. Разностный метод определения координат ЛА по сигналам их высотомеров одним бортовым средством разведки // Радиотехника. 1997. № 5. С. 49–52.

7. Виноградов Н. А., Михайлюк В. М. Обнаружение и измерение высоты низколетящих целей в двухпозиционной РЛС // Радиоэлектроника. 1994. № 3–4. С. 28–34. (Известия высших учебных заведений).

8. Mashkov G. M., Borisov E. G., Vladyko A. G. Analysis of Object Positioning Accuracy Provided by Range-Finding Systems of Various Types/ / Russian Aeronautics. 2015. Vol. 58, Iss. 4. P. 401–406.

УДК 621.371.538

Р. Ю. Бородулин*
доктор технических наук, доцент
Н. О. Лукьянов*
кандидат технических наук, преподаватель
*Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ПОГЛОЩАЮЩИХ ГРАНИЧНЫХ УСЛОВИЙ МУРА ПРИ РЕШЕНИИ ЗАДАЧ ЭЛЕКТРОДИНАМИКИ МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ РАЗНОСТЕЙ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

В статье представлена методика оценки эффективности работы поглощающих граничных условий Мура первого и второго порядка точности, а также смешанных слоев. Изложены особенности формирования поглощающих граничных условий при моделировании электродинамических задач. Проведен расчет коэффициента отражения электромагнитной волны в расчетной области для различных толщин поглощающих слоев. Анализ представлен в форме графиков.
Ключевые слова: поглощающие граничные условия Мура первого порядка точности, метод конечных разностей во временной области.

R. Yu. Borodulin*
Dr. Sc., Tech., Associate Professor
N. O. Lukyanov*
PhD, Tech., Lecturer
*Military Academy of Communications named after Marshal of the Soviet Union S. M. Budyonny

METHOD FOR ESTIMATING MOORE'S ABSORBING BOUNDARY CONDITIONS WHEN SOLVING PROBLEMS OF ELECTRODYNAMICS BY THE METHOD OF FINITE DIFFERENCES IN THE TIME DOMAIN

The article presents a method for evaluating the efficiency of the absorbing Moore boundary conditions of the first and second order of accuracy, as well as mixed layers. The features of the formation of absorbing boundary conditions in the modeling of electrodynamic problems are described. The reflection coefficient of the electromagnetic wave in the calculated region is calculated for different thicknesses of the absorbing layers. The analysis is presented in the form of graphs.
Keywords: absorbing Moore boundary conditions of the first order of accuracy, finite difference method in the time domain.

Введение

В настоящее время с развитием вычислительной техники практически ни одна задача электродинамики, расчет характеристик антенн и др. не обходится без применения численных методов. Наиболее популярными и развитыми методами, позволяющими решать множество задач электродинамики являются метод моментов (ММ), метод конечных элементов (МКЭ), метод конечных разностей во временной области (КРВО); гибридные методы [1].

Все перечисленные численные методы достаточно эффективны, но имеют относительно друг друга как преимущества, так и недостатки, однако только

метод КРВО позволяет напрямую решать полную систему дифференциальных уравнений Максвелла и рассчитывать временные зависимости составляющих электромагнитного поля (ЭМП).

Точность и сходимость результатов решения задач алгоритмами, основанными на методе КРВО, существенно зависит от правильности определения различных входных величин, особенно от корректной постановки поглощающих граничных условий (ПГУ), что напрямую влияет на точность расчета.

В методе КРВО известны два основных типа поглощающих граничных условий: ПГУ Мура первого и второго порядка точности [2]; ПГУ Беранже (*PML*) [1].

Оба вида условий встречаются в различных прикладных программах, предназначенных для решения электродинамических задач методом КРВО, таких, например, как *XFDTD* и *CST Microwave Studio.* Считается, что ПГУ Мура при поглощении сферических волн менее эффективны, чем ПГУ Беранже, но они более просты в реализации и не требуют введения дополнительных параметров (так называемых «полей Беранже») [3].

Целью данной статьи является представление методики оценки эффективности работы ПГУ Мура, доказывающее их эффективность. Кроме того, в известной литературе слабо освещены особенности их постановки, что может привести к существенным сложностям при моделировании, либо слабой эффективности работы данных условий.

Особенности постановки ПГУ Мура

Следует отметить, что впервые способ распределения и взаимодействия составляющих электромагнитного поля внутри ячейки КРВО был предложен Кейном Йи [4], описавшим модель взаимодействия составляющих ЭМП внутри трехмерной ячейки КРВО (рис. 1).

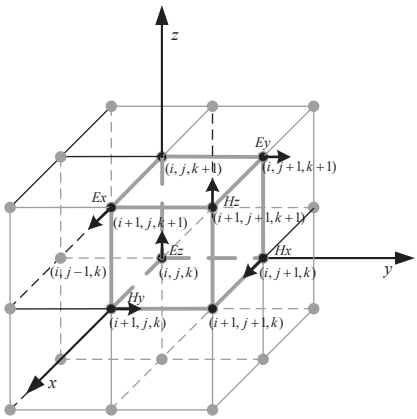


Рис. 1. Модель трехмерной ячейки КРВО

В трехмерной декартовой системе координат номера узлов для составляющих ЭМП внутри одной ячейки КРВО распределены следующим образом. Если в моделируемой расчетной области за начало отсчета взять E_z составляющую ЭМП с номерами узлов ячеек КРВО (i, j, k), называемые координатами, то взаимодействующие с ней составляющие магнитного поля в плоскости $x0y$ будут иметь координаты $H_x(i, j+1, k)$, $H_y(i+1, j, k)$. В этом случае в плоскости $x0z$ составляющие ЭМП, взаимодействующие внутри одной ячейки, будут расположены в ее вершинах с координатами $E_y(i, j+1, k+1)$, $H_z(i+1, j+1, k+1)$, $H_x(i, j+1, k)$, а в плоскости $y0z$ $E_x(i+1, j, k+1), H_z(i+1, j+1, k+1)$, $H_y(i+1, j, k)$.

При расчетах собственных характеристик антенн на фиксированной частоте обработка результатов анализа должна осуществляться через 5 и более периодов колебания электромагнитной волны. Как раз для этих целей и требуется применение модели расчетной области с поглощающими граничными условиями (ПГУ). Задачей ПГУ является поглощение ЭМВ.

Для эквидистантных сеток КРВО выражение для E_z составляющей ЭМП, которое имитирует уходящую волну, проходящую через границу расчетной области без отражений можно записать

$$E_z^{n+1}(i) = E_z^n(i) - \frac{c\Delta t}{\Delta x}\left(E_z^n(i) - E_z^n(i-1)\right). \quad (1)$$

Выражение (1) по своей сути и является ПГУ Мура первого порядка точности.

Однако при программировании требуется учитывать смещение всех шести составляющих электромагнитного поля по координатам (номерам ячеек) относительно друг друга внутри одной ячейки КРВО. Если при вычислении производной неправильно определить координату хотя бы одной из составляющих ЭМП, возникающие при этом ошибки приведут к некорректной работе всей программы.

Методика оценки работы ПГУ Мура

Важным фактором, влияющим на устойчивость работы ПГУ Мура, является угол падения ЭМВ. Условия эффективны только для поглощения плоских волн, что требует увеличения расстояния от моделируемого источника до границы с ПГУ, поэтому для анализа устойчивости ПГУ сформулируем и решим следующую тестовую задачу.

Сформируем расчетную область размером D вдоль осей *x, y, z* декартовой системы координат и рассчитаем ЭМП, излучаемое тонким полуволновым симметричным вибратором, помещенным в центр данной области.

Толщину ПГУ будем варьировать в пределах $0,05\lambda \le D_{\text{ПГУ}} \le 0,5\lambda$. В этом случае относительные размеры свободного пространства от излучателя до ячеек с ПГУ будут равны $D_{\text{СП}} = 0,5\lambda$, а размеры расчетной области, соответствен-

но, $D = 2D_{\text{ПГУ}} + D_{\text{СП}}$. Шаг дискретизации выбран $\lambda/50$. Схема указанной расчетной области представлена на рис. 2.

После постановки задачи и разработки модели расчетной области методику оценки ПГУ Мура можно разделить на следующие основные этапы.

1. Расчет мгновенного значения E_z составляющей вектора напряженности электрического поля на границе с ПГУ суммарной волны.

2. Расчет мгновенного значения E_z составляющей вектора напряженности электрического поля падающей волны на границу с ПГУ.

3. Определение амплитудного значения E_z составляющей вектора напряженности электрического поля суммарной волны с помощью преобразования Фурье [1].

4. Определение амплитудного значения E_z составляющей вектора напряженности электрического поля падающей волны с помощью преобразования Фурье.

5. Расчет амплитудного значения E_z составляющей вектора напряженности электрического поля отраженной волны.

6. Расчет коэффициента отражения E_z составляющей вектора напряженности электрического поля.

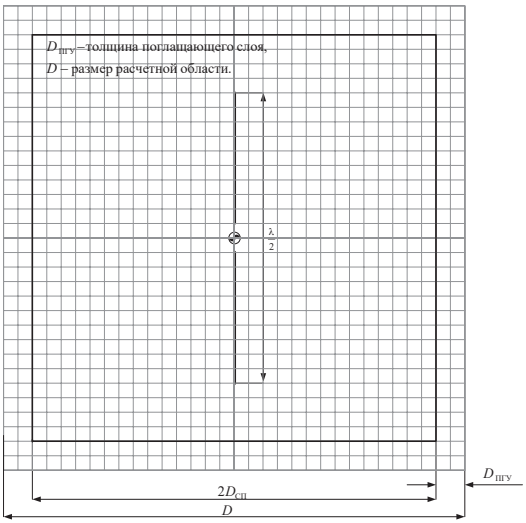


Рис. 2. Схема расчетной области с ПГУ

Уровень отраженной от границы расчетной области ЭМВ можно рассчитать через амплитудное значение E_z составляющей ЭМВ. Амплитудного зна-

чения E_z составляющей вектора напряженности электрического поля суммарной волны равно сумме падающей на границу с ПГУ и отраженной от границы расчетной области ЭМВ, поэтому отряжённую ЭМВ можно рассчитать с помощью следующего выражения:

$$E_{z_\mathrm{ref}} = E_{z_\mathrm{tot}} - E_{z_\mathrm{inc}}, \tag{3}$$

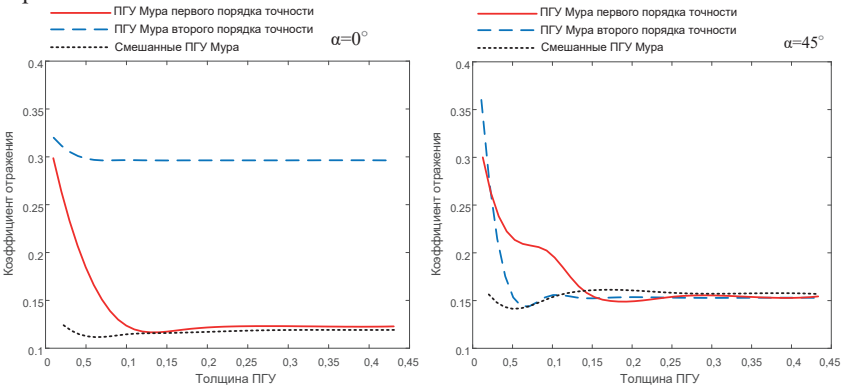
где: E_{z_tot} – амплитуда общей ЭМВ; E_{z_inc} – амплитуда падающей ЭМВ.

Амплитуда падающей ЭМВ рассчитывается при решении задачи излучения симметричного вибратора в свободном пространстве, при этом размеры расчетной области выбираются таким образом, чтобы волна не достигла ее границ.

Оценить эффективность работы ПГУ Мура можно, рассчитав коэффициент отражения ЭМВ в расчетной области. Так же как и на границе раздела сред, коэффициент отражения Γ определяется как отношение амплитуды отраженной волны к падающей на границе с ПГУ:

$$\Gamma = E_{\mathrm{z_ref}} / E_{\mathrm{z_inc}}, \tag{4}$$

Коэффициента отражения, рассчитанный по представленной выше методике, для различной толщены слоя ПГУ Мура первого и второго порядка точности , а также для смешанных слоев и разного угла падения ЭМВ представлен на рис. 3.



а) *б)*

Рис. 3. Коэффициент отражения ЭМВ при постановке ПГУ Мура: а) при нормальном падении ЭМВ на границу с ПГУ; б) при падении ЭМВ на границу с ПГУ под углом 45°

Как видно из графиков коэффициент отражения значительно уменьшается при увеличении толщины ПГУ. При увеличении угла падения ЭМВ коэффициент отражения возрастает для ПГУ первого порядка точности и для смешан-

ных слоев, а для ПГУ второго порядка точности наоборот уменьшается. Проведя анализ результатов расчетов можно сделать вывод, что меньший коэффициент отражения наблюдается при применении смешанных слоев ПГУ. При этом толщину слоев ПГУ Мура первого и второго порядка точности целесообразно выбирать в пределах $0{,}1\lambda - 0{,}2\lambda$, а для смешанных слоев ПГУ эти пределы снижаются до $0{,}05\lambda - 0{,}12\lambda$. Использование смешанных слоев ПГУ позволяет снизить коэффициент отражения, а соответственно и погрешность расчетов. Кроме того, смешанные слои эффективно работают при меньшей толщине, что позволяет уменьшить размеры расчетной области, а соответственно увеличить скорость расчетов.

Выводы

Для автоматизации процедуры постановки ПГУ, целесообразно проводить текущий анализ амплитуды отраженной волны, например, на самой нижней частоте диапазона еще во временной области (до обратного преобразования Фурье, после которого будут получены комплексные амплитуды поля). Это позволит заранее оценить амплитуду получаемой стоячей волны и минимизировать последствия ее влияния на рассчитываемые поля, не дожидаясь, времени окончания работы алгоритма, которое, в зависимости от ЭВМ, может быть достаточно долгим. Приведенная в статье методика позволяет оценить работу данных ПГУ.

Правильная и эффективная работа ПГУ Мура первого порядка точности зависит не только от расстояния от объекта до границ, но и от непосредственной толщины самих стенок с ПГУ. Пользователю может быть предоставлена возможность контроля данной эффективности, что позволит существенно ускорить процесс разработки электродинамической системы, без лишних затрат ресурса ЭВМ.

Для решения различных электродинамических задач с высокой точностью методом КРВО имеет смысл применять различные ПГУ, однако выбор их параметров – это компромисс между требуемыми вычислительными ресурсами и точностью вычислений, который вполне может быть найден.

Библиографичекий список

1. Бородулин Р. Ю. Численные методы электродинамики. СПб.: ВАС, 2016. 180 с.

2. G. Mur. Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic field equations // Electromagnetic Compatibility. 1981. Vol. 23. P. 377–382.

3. Сайт компании – разработчика программы XFDTD. URL: www.remcom.com (дата обращения: 11.03.2021).

4. Kane Yee. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1966. Vol. 14, No 3. P. 302–307.

УДК 543.421, 544.452

М. А. Ваганов*
кандидат технических наук, доцент
Т. С. Мисникова*
магистрант
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ КОНТРОЛЯ ПРОЦЕССОВ ГОРЕНИЯ МЕТОДАМИ ПРИКЛАДНОЙ ОПТИЧЕСКОЙ СПЕКТРОСКОПИИ

Для решения задачи контроля процессов горения 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. Выполнен обзор спектроскопических методов контроля процессов горения и информативных параметров, характеризующих горение для каждого метода. Приведены результаты эксперимента по измерению спектра излучения, возникающего при горении газообразного углеводородного топлива.
Ключевые слова: методы оптической спектроскопии, процессы горения, горючее топливо, методы контроля, спектроскопические признаки, углеводородный газ.

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

M. A. Vaganov*
PhD, Tech., Associate Professor
T. S. Misnikova*
Postgraduate Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

SOLUTION OF THE PROBLEM OF CONTROL OF COMBUSTION PROCESSES BY METHODS OF APPLIED OPTICAL SPECTROSCOPY

It is proposed to use the methods of applied optical spectroscopy for solving the problem of combustion processes control. Spectrometer is used as a control device, which examines optical radiation as a signal carrying spectroscopic information about the combustion process. A review of spectroscopic methods for controlling combustion processes and informative parameters characterizing combustion for each method is performed. An experiment results on measuring the spectrum of radiation arising from the gaseous hydrocarbon fuel combustion are presented.
Keywords: methods of optical spectroscopy, combustion processes, fuel, control methods, spectroscopic informative parameters, hydrocarbon gas.

Введение

Большинство электрической энергии в мире производится на тепловых электрических станциях (ТЭС), на которых энергия вырабатывается с использованием химической энергии сжигаемого органического топлива. При этом особую актуальность приобретает проблема совершенствования сжигания топлива с целью повышения эффективности его использования и защиты окружа-

ющей среды. Важным способом повышения эффективности использования топлива и снижения вредных выбросов является оптимизация горения. Эффективность горения определяется в основном соотношением воздуха-топливо. Поэтому выбор оптимального баланса между топливом и воздухом является определяющим фактором в отношении минимизации вредных выбросов и повешении эффективности сжигания.

Имеющиеся способы оптимизации процессов горения основаны на измерении таких параметров как температуры, разряжения, давления, контроле состава уходящих газов, расчете термического КПД и т.п., несовершенны. Общими недостатками этих способов являются: высокая трудоемкость, необходимость наличия большого количества контрольно-измерительного оборудования и главное – проведение измерения по косвенным признакам, что не позволяет оперативно реагировать на случайные изменения состава сжигаемого топлива. Это ухудшает информативность и снижает быстродействие, что в конечном итоге приводит к снижению эффективности контроля и оптимизации процессов горения.

Процесс горения является сложным динамическим процессом с постоянно переменным составом, и контроль этого процесса требует более точных и совершенных методов и технических средств. К числу таких методов можно отнести методы оптической спектроскопии. Спектроскопия в настоящее время является единственным экспериментальным методом, позволяющим изучать кинетику и механизм реакции, не нарушая и не прерывая ее.

1. Топливо, его состав и горение

Процесс горения представляет собой сложный физико-химический процесс превращения компонентов горючей смеси в продукты сгорания с выделением теплового излучения, света и лучистой энергии. Важнейшей характеристикой топлива, определяющей ряд показателей, используемых для анализа процессов, происходящих в разных топливоиспользуюших установках, является состав топлива. Все топлива могут быть разделены на природные и искусственные. К природным относятся органические топлива (содержат углерод и его соединения), непосредственно добываемые из недр земли. Это уголь, торф, сланцы, нефть, природный газ. Искусственные топлива получаются в результате переработки природных топлив на газовых, нефтеперерабатывающих, металлургических предприятиях. Искусственными топливами являются кокс, полукокс, доменный, коксовый, генераторный газ, газ пиролиза нефти, мазут [1].

Газовое топливо (природное или искусственное) представляет собой смесь горючих и негорючих газов. Состав газового топлива определяется содержанием, соответствующих газов [2]: CO, H_2, $\Sigma CmHn$, H_2S – горючая часть газообразного топлива; CO_2, N_2, O_2 – негорючая часть газообразного топлива (балласт); $\Sigma CmHn = CH_4 + C_2H_6 + C_3H_8 + C_4H_{10} + C_5H_{12}$ – суммарное содержание углеводородов: метана, этана, пропана, бутана, пентана соответственно. Основными химическими элементами, входящими в состав любого твердого или жидкого топлива, являются: углерод (C), водород (H), кислород (O_2), азот (N_2) и сера (S).

В основе процесса горения топлива лежат химические реакции окисления горючих компонентов топлива: углерода C, водорода H и серы S – для твердых и жидких топлив и углеводородов C_mH_n, монооксида углерода CO, водорода H_2 и сероводорода H_2S – для горючих газов. При горении углерода при полном его окислении образуется CO_2. При горении водорода – H_2O. Горение серы происходит с образованием SO_2. В качестве окислителя при сжигании топлива в котельных агрегатах используется атмосферный воздух, который представляет собой смесь газообразных веществ.

При точном подборе нужного для окисления количества воздуха и полном сгорании топлива газообразные продукты не содержат кислород и состоят только из CO_2, SO_2, N_2 и H_2O. При неполном сгорании топлива в дымовых газах содержатся монооксид углерода (CO) и углеводороды типа CH_4, C_2H_4 и бенз(а)пирен $C_{20}H_{12}$. Монооксид углерода чрезвычайно сильный отравляющий газ, при содержании в воздухе которого от 0,4 до 0,5% вдыхание воздуха в течение нескольких минут уже опасно для жизни. Наиболее токсичным веществом в продуктах горения является бенз(а)пирен, который образуется в результате неполного сгорания топлива из-за неудовлетворительного смешения топлива и окислителя.

2. Методы контроля процесса горения и технические средства, реализующие их

Коэффициент избытка воздуха α является важнейшей характеристикой эффективности протекания процесса сжигания топлива [2]. За оптимальный коэффициент избытка воздуха принимается такой, при котором сумма потерь теплоты сгорания с отходящими газами и от так называемого химического недожога минимальны.

В большинстве случаев режимы горения оптимизируются периодически. Составляются режимные карты, на основании которых поддерживаются оптимальное соотношения «топливо-воздух» при номинальной нагрузке. Найденное таким образом соотношение поддерживается постоянным при любых нагрузках котла. Результатом является перерасход топлива и существенное падение КПД котла, в частности на малых нагрузках [5]. Такой способ является недостаточно эффективным, он не позволяет вести учет изменения температуры и влажности топлива и воздуха, теплотворной способности и температуры газа и ряда других внешних факторов.

Одним из способов контроля и оптимизации процесса горения является анализ состава продуктов сгорания, информация о содержании которых может использоваться для измерения коэффициента избытка воздуха, с последующей его корректировкой.

В настоящее время существует несколько методов контроля процессов горения по составу продуктов сгорания [1]: по концентрации остаточного кислорода (O_2) в продуктах сгорания; по концентрации продуктов химнедожога (CO); с использованием совместной информации о концентрации O_2 и продуктов неполного горения (CO). Наиболее объективным способом контроля процесса горения является совместный непрерывный анализ содержания кислорода

и угарного газа, который можно проводить, используя электрохимические и парамагнитные датчики, но они имеют низкое быстродействие, сложны в эксплуатации и требуют постоянного удаления конденсата и пыли.

Среди методов контроля процессов горения все более широкое распространение в практике находят оптические методы, к которым можно отнести методы измерения температуры, определения контраста цветовых компонентов пламени, спектроскопические методы и т.п. Метод измерения температуры заключается в дистанционном контроле температурных полей и температур в локальных областях топки. В основе метода контроля качества горения на базе определения контраста цветовых компонентов пламени лежит взаимосвязь коэффициент избытка воздуха с параметрами цветного изображения пламени, получаемого с помощью цифровой видеокамеры [3]. В вышеперечисленных методах определение качества горения выполняется по косвенному признаку, без количественного и качественного определения продуктов горения.

Поскольку протекание процессов горения характеризуется целым рядом информационных параметров, в том числе спектроскопических, в данной работе для решения задачи контроля процесса горения предлагается применение методов прикладной оптической спектроскопии. Особенное значение спектроскопические методы приобретают при изучении сложных химических реакций при горении, в ходе которых в реагирующей системе возникают и исчезают разнообразные промежуточные вещества. Поскольку в большинстве случаев эти вещества обладают весьма малой продолжительностью жизни, обычный химический анализ в данном случае оказывается бессильным; спектроскопический же метод в принципе позволяет не только идентифицировать отдельные промежуточные вещества, но и также измерять их концентрацию и установить их роль в механизме реакции.

3. Спектроскопические методы контроля процессов горения

Одним из объективных источников информации о процессах горения является спектральный состав испускаемого излучения. Качественный и количественный анализ излучения пламени проводится в трех основных диапазонах спектра: УФ-, видимый- и ИК-диапазоны спектра, а его спектральный состав характеризуется тремя типами спектра [4]: линейчатые спектры, обусловленные испусканием света свободными атомами химических элементов, участвующих в процессе горения; полосатые спектры в видимой и ультрафиолетовой областях, соответствующие электронным переходам в молекулах и непрерывные спектры, обусловленные излучением или поглощением света частицами веществ, находящихся в твердой или жидкой фазах, например, частицами сажи.

Среди наиболее распространенных методов оптической спектроскопии, применяемых для контроля процессов горения, можно выделить следующие: методы эмиссионной оптической спектроскопии, методы лазерной искровой спектроскопии (LIBS-спектроскопия) и методы спектроскопия комбинационного рассеяния и др.

Метод оптической эмиссионной спектроскопии является одним из наиболее распространенных методов анализа, принцип действия которого основан на

регистрации спектра испускаемого оптического излучения в данном случае очагом горения. Например, при горении газообразного углеводородного топлива спектр испускаемого излучения характеризуется системами полос таких радикалов, как OH (длина волны λ: 308–320, 326, 342 и 349 нм), CH (λ: 310–320 нм; 431–438 нм), C_2 (λ: 467–472, 513–516, 559–564 нм), CN (l: 358–389 нм), поскольку у этих радикалов резонансные переходы из основных электронных состояний в нижние возбужденные состояния имеют относительно низкие энергии [4].

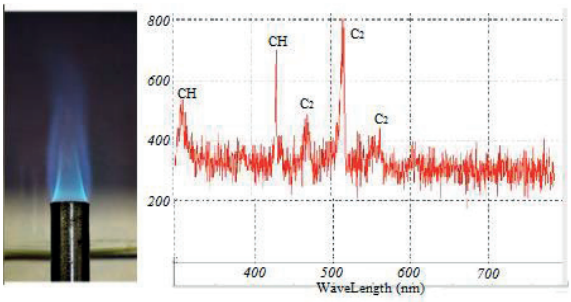
В инфракрасной области наиболее интенсивная инфракрасная полоса около 4,4 мкм принадлежит CO_2, а полоса в области 2,8 мкм вызвана основных продуктов горения CO_2, H_2O. В инфракрасных спектрах пламен наблюдаются также слабые полосы CO и OH [4]. Контроль пламени на основе этих полос излучения крайне затруднителен из-за большого фонового излучения элементов топки в этой области спектра.

Методы лазерной искровой спектроскопии (LIBS-спектроскопия), основаны на измерениях спектра вторичной эмиссии, возбуждаемого в процессе образования и развития плазмы на поверхности или в объеме анализируемого вещества. Для создания такой плазмы обычно используют мощное излучение лазера. Методы лазерной искровой спектроскопии позволяют в режиме реального времени при горении контролировать соотношение воздух-топливо. Так, например, в работе [5] соотношение воздух-топливо при горении метановоздушной смеси вычислялось на основе измерения интенсивностей излучений водорода H (656,3 нм) и кислорода O (777 нм) и определения их отношения. Было показано, что соотношение воздух-топливо линейно возрастает с увеличением отношения интенсивности водорода к кислороду H/O.

Спектроскопия когерентного рассеяния является признанным и высокочувствительным невозмущающим методом локальных измерений температуры и состава газовых смесей, в том числе выходящих газов в теплоэнергетических установках. В работе [6] продемонстрирована возможность определения температуры пламени и мольной доли азота (N_2), кислорода (O_2) и диоксида углерода (CO_2) в ламинарном плоском пламени метановоздушной смеси и зависимость коэффициента α от их концентрации.

4. Экспериментальное исследование процесса горения газообразного углеводородного топлива

Исследование процесса горения проводилось на горелке типа Теклю, регулировка подачи воздуха в которой происходит по принципу вращения регулировочного диска под топочной камерой горелки. Эксперимент проводился с помощью спектрометра OceanOptics USB2000+. Измерение было выполнено при такой подаче воздуха, при которой предположительно наблюдалось стехиометрическое горение, т.е. это такой состав смеси, при котором количество окислителя соответствует необходимому количеству для полного сгорания углеводорода. Фотография пламени горелки и спектрограмма, полученная на спектрометре OceanOptics USB2000+, приведены на рис. 1.



а) *б)*

Рис. 1. Фотографии пламени горелки и спектрограммы:
а – фотография пламени горелки; б – спектрограмма пламени

В этом случае пламя разделилось на два конуса: внутренний – яркий сине-зеленый и внешний – гораздо менее интенсивный, сине-фиолетового цвета. При этом, в спектре излучения пламени, возникающего в результате горения газообразного углеводородного топлива, появились характерные спектроскопические информационные признаки в виде интенсивных полос. Самыми интенсивными системами в спектрах пламени являлись системы полос таких радикалов, как CH (длина волны λ: 310–320, 431–438 нм) и C_2 (длина волны λ: 467–472, 513–516, 559–564 нм). Свечение CH и C_2 наиболее ярко выражены при изменении состава газовоздушной смеси, а именно увеличение подаваемого объема воздуха относительно газа.

Заключение

В настоящей работе для решения задачи контроля процессов горения предложено применение методов прикладной оптической спектроскопии, где в качестве прибора контроля применяется спектрометр, который исследует оптическое излучение как сигнал, несущий спектроскопическую информацию о процессе горения, и может заменить большую часть контрольно-измерительной аппаратуры, расположенной на объекте.

Важнейшей характеристикой топлива, определяющей ряд показателей, используемых для анализа процессов, происходящих в разных топливоиспользуюших установках, является его состав. Поэтому приведены описание составов различных топлив и методы контроля его горения. Выполнен обзор спектроскопических методов контроля процессов горения и информативных параметров, характеризующих горение для каждого метода.

Приведены результаты экспериментального исследования по измерению спектра излучения, возникающего при горении газообразного углеводородного топлива. Эксперимент проводился с помощью спектрометрах: OceanOptics USB2000+. Были получены спектрограммы для двух случаев: при поджоге чистого пропана без подачи воздуха и при подаче воздуха, при которой предпо-

ложительно наблюдалось стехиометрическое горение. Были определены спектроскопические информативные признаки, характеризующие процесс горения углеводородного топлива.

Библиографический список

1. Соколов Б. А. Котельные установки и их эксплуатация. М.: Академия, 2007. 432 с.

2. Кнорре Г. Ф. и др. Теория топочных процессов. М.: Энергия, 1966. 491 с.

3. Патрахин Ю. В., Пронин С. П., Зрюмов Е. А. Метод контроля качества горения газовоздушной смеси по контрасту цветовых компонентов пламени в топке котельного агрегата // Ползуновский альманах. 2012. № 2. С. 92–95.

4. Гейдон А. Спектроскопия и теория горения. М.: ИЛ, 1950. 308 с.

5. Phuoc T. X., White F. P. Laser-induced spark for measurements of the fuel-to-air ratio of a combustible mixture. 2002. Fuel 81 (13). P. 1761–1765.

6. Bahr Leo Alexander et al. Shifted-excitation rotational Raman spectroscopy and Bayesian inference for in situ temperature and composition determination in laminar flames // Journal of Quantitative Spectroscopy & Radiative Transfer. 2020. 249. 106996.

УДК 535.92, 543.421

М. А. Ваганов*
кандидат технических наук, доцент
С. В. Кулаков*
доктор технических наук, профессор
А. В. Прохоров*
студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ НА ПЕРЕДАЧУ АНАЛИЗИРУЕМОГО СИГНАЛА ПО ОПТИЧЕСКОМУ ВОЛОКНУ

Для решения задачи контроля физических и физико-химических процессов, протекающих в экстремальных условиях (повышенная температура и влажность, агрессивная химическая среда и т.п.), предлагается применить спектрометр, при этом в качестве линии передачи анализируемого сигнала применяется оптическое волокно. Приводятся результаты исследования влияния температуры окружающей среды на передачу сигнала по оптическому волокну.
Ключевые слова: дистанционная оптическая спектроскопия, оптическое волокно, температура окружающей среды, передача анализируемого сигнала, оптический сигнал.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (РНФ), проект № 19-79-10110.

M. A. Vaganov*
PhD, Tech., Associate Professor
S. V. Kulakov*
Dr. Sc., Tech., Professor
A. V. Prokhorov*
Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

INFLUENCE OF THE AMBIENT TEMPERATURE ON THE TRANSMISSION OF THE ANALYZED SIGNAL OVER THE OPTICAL FIBER

To solve the problem of monitoring physical and physico-chemical processes occurring under extreme conditions (high temperature and humidity, aggressive chemical environment, etc.), it is proposed to use a spectrometer, while an optical fiber is used as the transmission line of the analyzed signal. The results of the study of the influence of ambient temperature on the signal transmission over an optical fiber are presented.
Keywords: remote optical spectroscopy, optical fiber, ambient temperature, transmission of the analyzed signal, optical signal.

Введение

В первую очередь к физическим и физико-химическим процессам можно отнести процессы горения, например, в двигателях внутреннего сгорания, га-

зотурбинных и ракетных двигателях, в топках различных печей, котлов, теплоэнергетических установок и агрегатов, а также процессы выплавки в металлургии. Эти процессы, в основном протекают в экстремальных условиях, к которым можно отнести повышенную температуру и влажность, агрессивную химическую среда, радиационную среду и т.п., что приводит к определенным сложностям решения задачи контроля этих процессов, связанных с невозможностью расположения в непосредственной близости контрольного оборудования. Поэтому в данной работе для решения задачи контроля этих процессов, предлагается применить методы дистанционной оптической спектроскопии [1], где измерительным прибором является спектрометр, а в качестве линии передачи анализируемого сигнала применяется оптического волокна. Применение волоконно-оптической линии передачи позволяет перенести прибор на безопасное для него расстояние от контролируемого объекта, и тем самым устранить негативное влияние неблагоприятных воздействий (экстремальных условий) на него и результаты его измерений.

Поскольку все перечисленные процессы находится в экстремальных условиях при организации дистанционного контроля формирующая оптика, предназначенная для ввода оптического излучения в оптическое волокно, и часть самого волокна находятся также в этих условиях. Поэтому при обработке результатов спектрального измерения чрезвычайно важно учитывать влияние экстремальных условий на передачу анализируемого сигнала по оптическому волокну и выполнять корректировку полученных результатов.

В данное работе приводятся результаты исследования влияния температуры окружающей среды на передачу анализируемого сигнала по оптическому волокну при изменении температуры от минус 20 до плюс 120 градусов по Цельсию, с целью определения этого влияния и последующей корректировки его учета при выполнении спектральных измерений в рамках решения задачи контроля вышеперечисленных процессов.

Экспериментальное исследование влияния температуры на передачу сигнала по оптическому волокну

Исследование влияния температуры окружающей среды на передачу анализируемого сигнала по оптическому волокну проводилось на разработанном стенде, схема и фотография которого приведены на рис. 1.

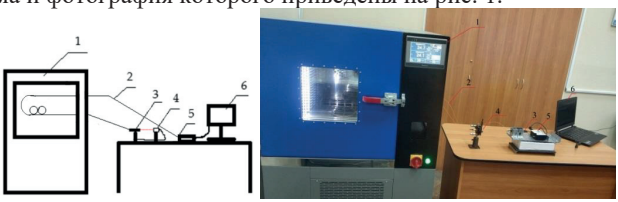


Рис. 1. Схема и фотография экспериментального стенда: а – схема стенда; б – фотография стенда (1 – климатическая камера УП-64ТХВ; 2 – оптическое волокно; 3 – лазер; 4 – фокусирующая линза; 5 – спектрометр; 6 – компьютер)

Эксперимент проводился на оптическом волокне Nufern-FUD-3759, длиной 10 м. Рабочий спектральный диапазон волокна соответствует 200–1200 нм, диаметр сердцевины волокна – 100 мкм, рабочая температура – от минус 40 до плюс 85 °С [2].

Волокно было помещено в климатическую камеру УП-64ТХВ. Камера предназначена для испытаний изделий электронной техники, материалов, машин, приборов и других технических изделий на стойкость (устойчивость и прочность) к воздействию повышенной (пониженной) температуры и влажности воздуха при эксплуатации. Камера имеет рабочий диапазон температуры от минус 70 до плюс 180°С.

На входной торец оптического волокна с помощью фокусирующей линзы подавалось излучение лазера, на длине волны 628 нм.

Выходной торец волокна был подключен к спектрометру Fiber Optic Spectrometer USB2000+ (OceanOptics Inc.), спектральное разложение в котором выполняется с помощью дифракционной решетки по симметричной скрещенной схеме Черни-Тернера. Данный спектрометр работает в диапазоне 200–1100 нм с оптическим разрешением 1 нм. Спектрометр USB2000+ оснащен ПЗС-линейкой Sony с 2048 элементами.

Суть эксперимента состояла в следующем: На первом этапе было проведено измерение спектральной линии лазера, излучение которого передавалось по оптическому волокну, при комнатной температуре (20 °С). Климатическая камера не была включена, оптическое волокно находилось в ней. Интенсивность лазерного излучения составила 67 тыс., кодовых единиц. Данный уровень был взят за опорный, относительно которого проводилось дальнейшее сравнение полученных результатов при изменении температуры.

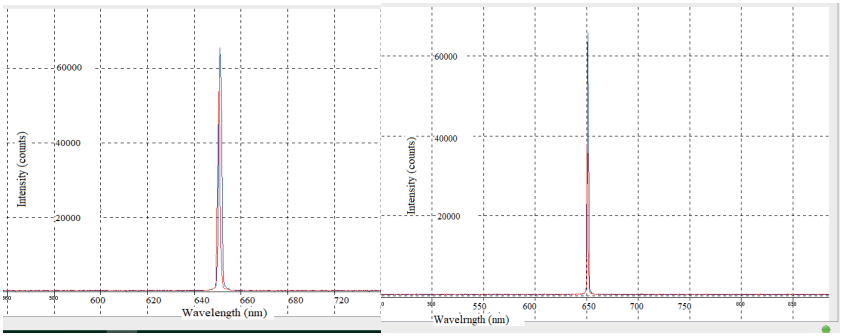
Второй этап эксперимента заключался в нагреве оптического волокна засчет повышения температуры внутри климатической камеры 120 градусов по Цельсию. Результаты прохождения анализируемого сигнала по оптическому волокну фиксировались на спектрометре при каждом изменении температуры на 10 градусов по Цельсию.

Полученные спектрограммы при нагреве оптического волокна до плюс 90 °С и плюс 120 °С приведены на рис. 2, а и б, соответственно. Некоторые промежуточные результаты опущены, с целью экономии места в тексте статьи.

Как видно из рис. 2, интенсивность лазерного излучения при температуре плюс 90 °С уменьшилась на 12 тыс. к.е. относительно опорного уровня и составила 56 тыс. к.е., а при температуре плюс 120 °С уменьшилась на 22 к.е. относительно опорного уровня и составила 45 тыс. к.е.

После этого рабочая температура камеры была приведена в соответствии с комнатной температурой.

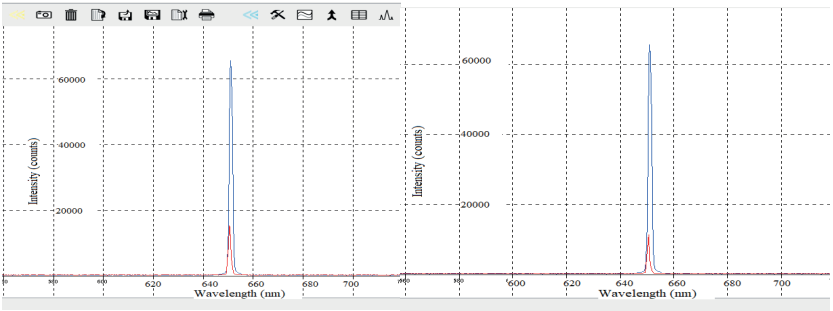
Третьим этапом было понижение температуры до минус 20 градусов по Цельсию за счет понижения температуры внутри климатической камеры, при этом результаты фиксировались на спектрометре при каждом изменении температуры на 5 градусов по Цельсию.



а) *б)*

Рис. 2. Спектрограмма лазерного излучения при увеличении температуры: а) при температуре плюс 90 °С; б) при температуре плюс 120 °С

Полученные спектрограммы при охлаждении оптического волокна до минус 15 °С и минус 20 °С приведены на рис. 3, а и б, соответственно.



а) *б)*

Рис. 3. Спектрограмма лазерного излучения при понижении температуры: а) при температуре минус 15 °С; б) при температуре минус 20 °С

Как видно из рис. 3, интенсивность лазерного излучения при температуре минус 15 °С уменьшилась на 51 тыс. к.е. относительно опорного уровня и составила 16 тыс. к.е., при температуре минус 20 °С уменьшилась на 55 тыс. к.е. относительно опорного уровня и составила 12 тыс. к.е.

Зависимость потерь в волокне от температуры была построена на одном графике, который приведен на рис. 4.

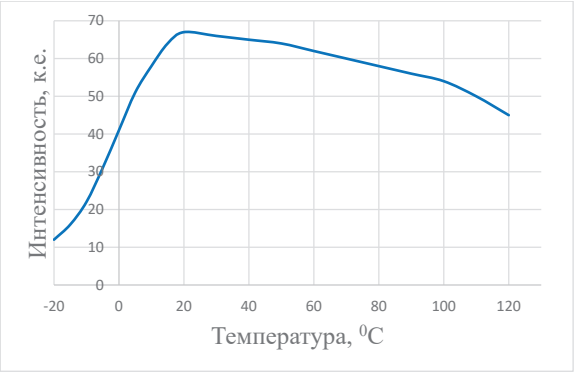


Рис. 4. Зависимость потерь в волокне от температуры окружающей среды

Как следует из рис. 4 интенсивность излучения, прошедшего через оптическое волокно, значительно (более 10%) уменьшается при повышении температуры от 60 °C и выше, что соответствует увеличению потерь в волокне при такой температуре. При понижении температуры значительное увеличение потерь наблюдается уже при температуре 15 °C и ниже, при этом крутизна кривой имеет более ярко выраженный характер, чем при повышении температуры. Это говорит о том, что более низкие температуры оказывают значительное влияние на передачу анализируемого излучения по оптическому волокну.

Заключение

В данной работе для решения задачи автоматического контроля физических и физико-химических процессов предлагается применить методы дистанционной оптической спектроскопии, где измерительным прибором является спектрометр, а в качестве линии передачи анализируемого сигнала применяется оптического волокна. Поскольку эти процессы в основном протекают в экстремальных условиях, к которым можно отнести повышенную температуру, а в качестве линии передачи анализируемого сигнала используется оптическое волокно, которое также подвергается влиянию окружающей среды, в данной статье приводятся результаты исследования влияния температуры окружающей среды на передачу сигнала по волокну.

Приведены результаты измерений интенсивности лазерного излучения по оптическому волокну при изменении температуры от минус 20 до плюс 120 градусов. При повышении температуры заметные отклонения уровня интенсивности излучения от опорного, за который был взят уровень сигнала при комнатной температуре, наблюдалось при температуре окружающей среды от плюс 60 °C и выше. Что касается понижения температуры, в этом случае изменение уровня сигнала при прохождении через оптическое волокно сказывалось куда значительнее. Даже при 15 °C окружающей среды наблюдалось значительно уменьшение интенсивности сигнала относительно опорного уровня, а

при температуре минус 20 °С интенсивность сигнала уменьшилась более чем в 7 раз.

Полученные результаты подтверждают необходимость и важность корректировки влияния окружающей среды при обработке результатов спектральных измерений в рамках решения задачи контроля физических и физико-химических процессов методами дистанционной оптической спектроскопии.

Библиографический список

1. Vaganov M. A., Moskaletz O. D., Kazakov V. I. Automatic control system of combustion processes based on the methods of contactless optical spectroscopy // Proc. of SPIE Optical Measurement Systems for Industrial Inspection XI. 2019. Vol. 11056. Bellingham, WA. P. 110563A.

2. Оптические волокна. URL: https://www.nufern.com/pam/optical_fibers/1358/FUD-3759/# (дата обращения: 04.02.2021).

УДК 004.932.2: 621.396.96

В. Ю. Волков
доктор технических наук, профессор
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
«ЛЭТИ»

МОДЕЛИРОВАНИЕ И СЕЛЕКЦИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ НА СПЕКЛ-ИЗОБРАЖЕНИЯХ

Рассматривается задача выделения компактных объектов, представляющих интерес на спекл-радиолокационных изображениях. Анализируется феноменологическая модель спеклов, исследуется связь между параметрами модели и дескрипторами корреляционных свойств спеклов. Предложен алгоритм моделирования интересующих объектов с использованием спекл-структур. Исследован алгоритм выделения объектов с использованием многопороговой обработки модельных и реальных спекл-радиолокационных изображений.
Ключевые слова: спекл, корреляция, многопороговая обработка, селекция объектов.

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

RADAR OBJECTS MODELLING AND SELECTION IN SPECKLE IMAGES

The problem of selection of compact objects of interest in speckle radar images is considered. The phenomenological model for speckles is analyzed, the relationship between the model parameters and the descriptors of the correlation properties of speckles is investigated. An algorithm for modeling objects of interest using speckle structures is proposed. An algorithm for selecting objects using multithreshold processing in model and real speckle radar images is investigated.
Keywords: speckle, correlation, multi-threshold processing, object selection.

Введение

Изображения, получаемые радаром с синтезированной антенной решеткой (САР), могут обеспечить достаточно высокое разрешение объектов (менее одного метра) при наблюдении земной или морской поверхности с самолета. Достоинством таких систем является всепогодность, работоспособность в любое время суток, а также возможность получения изображений с различных углов наклона. Особенностью САР изображений является специфический зернистый (grainy-kind) спекл-шум, природа которого связана с интерференцией когерентных радиоволн, приходящих с малой разностью хода от различных участков поверхности. Спекл-картина свойственна как фону (background), так и полезным объектам (foreground). Эти поля являются коррелированными и существенно негауссовскими [1]. Проблема является общей для большинства когерентных систем: радиолокаторов, лазерных и ультразвуковых локаторов.

Наличие спекл-шума существенно затрудняет решение задач обнаружения, сегментации, анализа текстур, распознавания и классификации объектов интереса, снижает точности их локализации на изображениях. При пороговой обработке спекл-изображений проявляется эффект фрагментации объектов, которые распадаются как совокупность отдельных частей. Существуют многочисленные работы по анализу характеристик спекл-структур, моделированию соответствующих полей, и решению задач подавления шума и выделения объектов интереса [1, 2]. Однако большинство методов фильтрации приводит к разрушению тонкой структуры границ объектов на спекл-изображении, что в общем случае нежелательно. На сегодняшний день нет устоявшейся методики анализа и синтеза алгоритмов обработки спекл-изображений, и практически отсутствует анализ эффективности обнаружения и селекции объектов интереса, их локализации и распознавания.

В данной статье анализируется один из методов моделирования спекл-изображений, изучается связь феноменологических параметров модели с дескрипторами корреляционных свойств спеклов. Предлагается алгоритм моделирования объектов интереса на спекл-картинах. Рассматривается селекция объектов интереса с использованием многопороговой обработки на модельных и на реальных изображениях.

Дескрипторы для описания корреляций на спекл-изображениях

Исследование корреляционных функций спекл-полей не выявило существенных признаков, отражающих пространственную структуру и зернистый характер изображений. Для характеристики корреляций в [3] предложены простые и конструктивные дескрипторы вариации данных: $SD1 = \{(1/2)\mathrm{Var}(X_n - X_{n+1})\}^{1/2}$, $SD2 = \{2\mathrm{Var}(X) - SD1^2\}^{1/2}$. Первое выражение известно как стандартное отклонение последовательных различий в статистике Оно отражает кратковременные вариации данных. Из выражения для *SD2* следует, что оно представляет собой разницу между общей вариацией данных, $\mathrm{Var}(X)$, и вариации, приписываемые краткосрочным различиям, *SD1*. Таким образом, дескриптор *SD2* эффективно представляет долгосрочные вариации данных. Согласно этим определениям, отношение *SD2*/*SD1* является показателем заметности долгосрочных вариаций данных по сравнению с краткосрочными вариациями [4]. Для некоррелированных данных это отношение равно единице. Чем больше его отклонение от единицы, тем больше корреляция между точками данных.

Если использовать представление Пуанкаре для связи двух последовательных наблюдений [3], то отношение $KSD = SD2/SD1$ характеризует эллиптичность такого представления. Большие значения эллиптичности говорят о высокой степени корреляции данных. Если рассматривать интенсивности не в соседних пикселах, а брать значения интенсивности, разделенные k пикселами, то соответствующие дескрипторы будут описывать корреляции с учетом коэффициента загрубления $k = 1, 2, \ldots$ (или коэффициента укрупнения – coarse factor). Этот коэффициент количественно характеризует долгосрочность вариаций интенсивности. Результирующие дескрипторы имеют вид $SD1_\mathrm{k} = \{(1/2)\mathrm{Var}(X_n - X_{n+\mathrm{k}})\}^{1/2}$, $SD2_\mathrm{k} = \{2\mathrm{Var}(X) - SD1_\mathrm{k}^2\}^{1/2}$, $KSD_\mathrm{k} = SD2_\mathrm{k}/\,SD1_\mathrm{k}$.

Моделирование спекл-структуры на изображении

Для моделирования спекл-структур использовался алгоритм, предложенный в [5]. На рис. 1 представлена спекл-картина, соответствующая параметрам феноменологической модели $RU = 0{,}5$; $BD = 64$ и $BD = 32$. Здесь RU – мера шероховатости отражающей поверхности по отношению к длине волны, BD – ширина луча.

Гистограммы одномерных распределений (рис. 2, слева) и оценки параметров показывают достаточно хорошее совпадение с соответствующим экспоненциальным распределением. Однако спекл-шум обладает корреляционными свойствами. Кривые на рис. 2, справа показывают области перехода спеклов из зоны коррелированности с высокими значениями коэффициента эллиптичности в зону некоррелированности, которая характеризуется коэффициентом эллиптичности KSD, близким к единице. С уменьшением ширины луча более значимыми становятся долгосрочные вариации интенсивности спеклов.

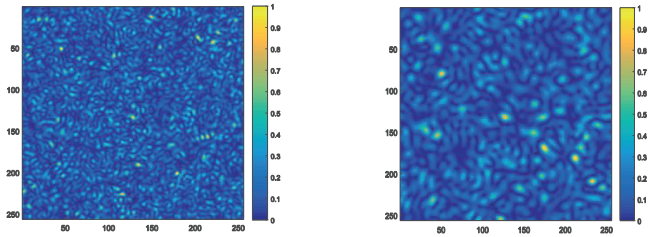


Рис. 1. Спекл-изображение, полученное моделированием для RU = 0,5; BD = 64 (слева) и BD = 32 (справа). Цветовая шкала соответствует значениям интенсивности

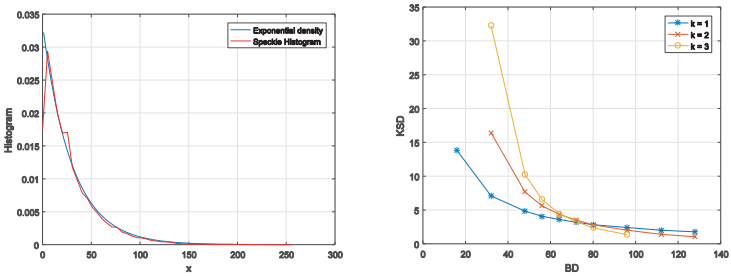


Рис. 2. Гистограмма спеклов для RU = 0,5; BD = 32 и теоретическая плотность распределения соответствующего экспоненциального распределения (слева); зависимость коэффициента эллиптичности KSD_k от параметра BD для различных значений коэффициента загрубления k (справа)

Моделирование объектов интереса реализуется на основе мультипликативной модели: в области объекта интереса увеличивается параметр масштаба спекл-изображения. Модель наблюдения содержит

отношение сигнал/шум d, представляющее относительное увеличение параметра масштаба в области объекта s. Результирующее наблюдаемое спекл-поле имеет вид: $y(i, j) = g(i, j)\cdot(1+d\cdot s(i, j))$, где $g(i, j)\cdot$– спекл-шум с параметрами RU и BD. Объект гауссовской формы показан на рис. 3 (слева). Спекл-изображение и распредекление интенсивностей для объекта при $d = 10$ представлены на рис. 3 в центре и справа.

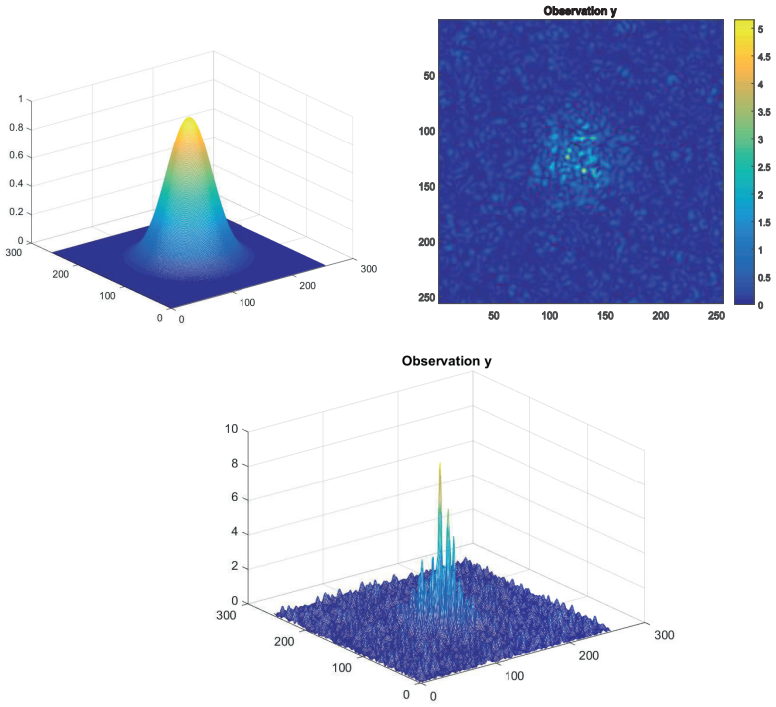


Рис. 3. Объект интереса гауссовской формы (слева), его спекл-изображение для d = 10 (в центре), и распределение интенсивностей (справа)

Обнаружение и селекция объектов на спекл-изображениях

Спекл-структура объекта интереса существенно затрудняет его обнаружение при пороговой обработке. Результаты обнаружения с постоянным порогом Неймана – Пирсона с учетом экспоненциального распределения шума представлены на рис. 4 слева. После удаления мелких зерен (площадью меньше 60 пикселей) изображение принимает вид рис. 4 справа. Существенной чертой обработки спекл-изображений является фрагментация объектов интереса. Такая фрагментация может вызвать потерю важных частей и ставит задачу последующей «сборки» объекта для его распознавания.

Недостатком однопороговой обработки является то, что изолированные фрагменты объекта уже потеряли связь с этим объектом. Эту связь в принципе можно попытаться восстановить, используя последующее группирование частей объекта, одеако более эффективной представляется многопороговая обработка.

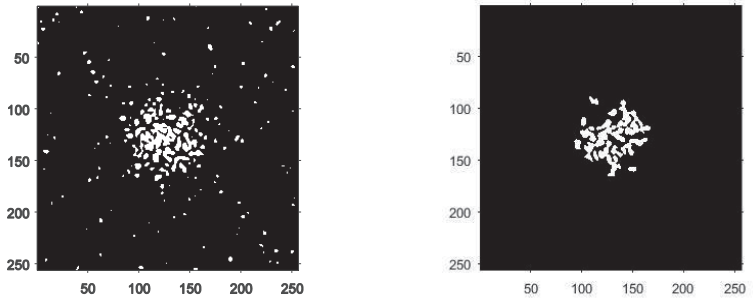


Рис. 4. Результат моделирования порогового обнаружения объекта интереса с постоянным порогом Неймана – Пирсона (слева); на изображении справа удалены мелкие зерна (менее 60 пикселей)

Многопороговая обработка позволяет выбрать объект с учетом всех разбитых фрагментов, которые также селектируются отдельно и независимо. В этом случае задаются оптимальные пороговые значения для каждого из фрагментов, которые могут существовать одновременно в нескольких двоичных срезах. Это обеспечивает дополнительный набор признаков для последующего распознавания интересующих объектов на спекл-изображении. Фрагменты, площадь которых слишком мала (количество пикселей меньше $S_{\min}$), удаляются, чтобы уменьшить их количество. Оптимальный порог для каждого из фрагментов вычисляется из минимального отношения квадрата периметра фрагмента P к его площади S: $P_s = P^2/S$.

Для селекции наиболее компактных фрагментов используется ограничение на коэффициент компактности P_s. Таким образом, каждый фрагмент выделяется на пороге, где он наиболее компактен. Подробности многопороговой селекции объектов с учетом геометрических особенностей можно найти в работе [6].

Результат многопороговой селекции на модельном спекл-изображении показан на рис. 5 слева. Фрагменты были выбраны с учетом ограничений на минимальную площадь $S_{\min} = 10$ пикселей. Разные цвета фрагментов соответствуют разным пороговым значениям. Пороговые значения для каждого фрагмента вычисляются адаптивно на том уровне, где фрагмент имеет наибольшую компактность, то есть наименьшее значение коэффициента P_s. На рис. 5 в центре представлен результат селекции наиболее компактных фрагментов. Типич-

ная зависимость коэффициента P_s для некоторого фрагмента от порогового значения показана на рис. 5 справа.

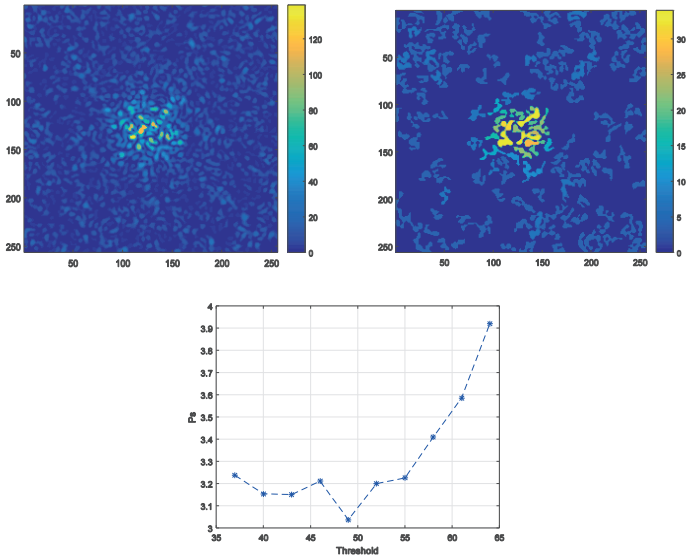


Рис. 5. Результат многопороговой селекции объекта интереса при ограничении на минимальную площадь S_{min} = 10 (слева). В центре – результат селекции наиболее компактных фрагментов при P_{smax} = 10. Справа – типичная зависимость коэффициента P_s для некоторого фрагмента от порогового значения

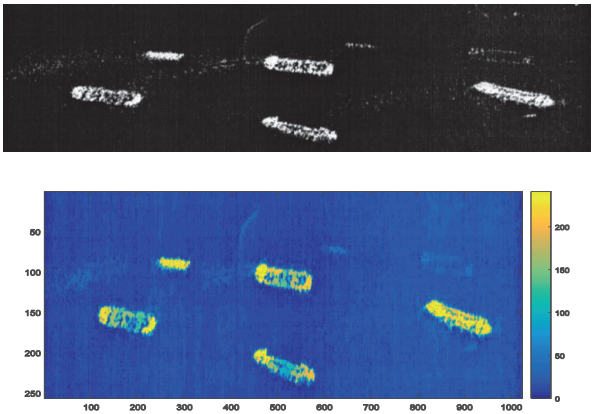


Рис. 6. Результат многопороговой селекции наиболее компактных объектов на реальном изображении: S_{min} = 150; P_{smax} = 10

Пример многопороговой селекции объектов на реальном спекл-изображении показан на рис. 6, где наблюдаемое изображение расположено вверху, а выделенные фрагменты объектов интереса представлены внизу. В этом случае разные фрагменты на одном и том же объекте выделяются разными цветами. Каждый из них может быть локализован и выделен отдельно.

Выводы

Задачи моделирования и обработки спекл-изображений имеют существенные особенности. При использовании феноменологических моделей важно измерять и контролировать корреляционные характеристики спеклов. Для обнаружения и селекция объектов интереса на спекл-изображениях может использоваться многопороговая обработка, не требующая сглаживания исходного изображения. Результаты многопороговой селекции позволяют сохранять связи между отдельными фрагментами объектов интереса и формировать признаки для последующего их распознавания.

Библиографический список

1. Gao G. Statistical modeling of SAR images: A Survey // Sensors. 2010. Vol. 10. P. 775–795.

2. Kosar Khaksari, Sean J. Kirkpatrick. Laser Speckle Modeling and Simulation for Biophysical Dynamics: Influence of Sample Statistics // J. of Biomedical Photonics & Eng Vol. 3(4). 2017.

3. Brennan M., Palaniswami M., Kamen P. Distortion properties of the interval spectrum of IPFM generated heartbeats for heart rate variability analysis // IEEE Trans. on Biomedical Engineering. 2011. Vol. 48(11). P. 1251–1264.

4. Majumdar A., Kirkpatrick Sean J. Spatial Poincare Plots as Descriptors of Speckle Pattern Second-Order Statistics // J. of Biomedical Photonics & Eng. 2017. Vol. 3(3) 030501-1 30.

5. Gascon F., Salazar F. Simulation of rough surfaces and analysis of roughness by MATLAB. In: Ionescu M., Ed., MATLAB – A Ubiquitous Tool for the Practical Engineer. InTech. Rijeka. 2011. P. 391–420.

6. Волков В. Ю. Адаптивная многопороговая селекция объектов на изображениях в системах дистанционного зондирования // Информационно-управляющие системы. 2020. № 3. С. 12–24.

УДК 629.735.33

А. К. Ермаков*
ассистент
Н. В. Поваренкин*
кандидат технических наук, доцент
Б. В. Лежанкин**
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
**Иркутский филиал Московского государственного технического
университета гражданской авиации

ПРОБЛЕМА ОБНАРУЖЕНИЯ НИЗКОЛЕТЯЩИХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ СРЕДСТВАМИ КОНТРОЛЯ И ОРГАНИЗАЦИИ ВОЗДУШНОГО ДВИЖЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ

В работе проведен анализ проблемы обнаружения низколетящих радиолокационных целей, был выявлен интервал в вертикальной плоскости обнаружения, на котором воздушные объекты не обнаруживаются с заданной точностью. Указан вектор развития исследования в области маловысотной радиолокации.
Ключевые слова: низколетящая радиолокационная цель, маловысотная радиолокация, математическое моделирование, алгоритм обнаружения низколетящих целей, имитатор низколетящей радиолокационной цели.

A. K. Ermakov*
Assistant
N. V. Povarenkin*
PhD, Tech., Associate Professor
B. V. Lezhankin**
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
**Moscow State Technical University of Civil Aviation, Irkutsk Branch

THE PROBLEM OF DETECTION OF LOW-FLYING RADAR TARGETS BY MEANS OF CONTROL AND ORGANIZATION OF AIR TRAFFIC OF AIRCRAFT

The paper analyzes the problem of detecting low-flying radar targets, and identifies the interval in the vertical plane of detection at which air objects are not detected with a given accuracy. The vector of development of research in the field of low-altitude radar is indicated.
Keywords: low-flying radar target, low-altitude radar, mathematical modeling, low-flying target detection algorithm, low-flying radar target simulator.

Как известно, проблема достоверного измерения координат низколетящих радиолокационных целей известна уже давно, но ее решение до сих пор является определяющим развитие радиолокации [1, 2, 3]. Основная причина, не

позволяющая ее решить в полной мере, связана с необходимостью исключения из тракта обработки сигналов переотраженных от подстилающей поверхности. В настоящее время для решения этой проблемы используются два основных варианта. В первом случае приемную антенну радиолокационной станции размещают на беспилотном летательном аппарате, высота полета, которого намного больше высоты объекта наблюдения [4]. Во втором случае обнаружение низколетящего объекта осуществляется на границе зоны ответственности с дальнейшим вычислением траектории его полета и непосредственным сопровождением на ближних рубежах с помощью оптоэлектронных средств [5]. Все предложенные методы находят применение при решении локальных задач и в ограниченных погодных условиях. Однако если речь идет об использовании радиолокационной станции для управления воздушных движением, то рассмотренные способы не могут быть использованы.

Для решения задачи контроля маловысотного радиолокационного поля в теории маловысотной радиолокации были разработаны математические алгоритмы, позволяющие в частных случаях определить координаты низколетящих радиолокационных целей при наличии сигнала рассеянного подстилающей поверхностью в сторону приемной антенны. Однако, до недавнего времени эти алгоритмы не могли быть апробированы с точностью, позволяющей доказать работоспособность алгоритма в реальных условиях. Связано это с тем, что они создавались и проверялись лишь с помощью аналитических математических моделей, на которые к тому же были наложены ограничения по части информативности описываемого физического процесса. Также существенным недостатком таких алгоритмов является отсутствие шероховатости в, моделируемой математической модели, подстилающей поверхности, что обуславливает отсутствие диффузной составляющей в рассеянном такой поверхностью сигнале. Однако, поскольку в настоящее время вычислительные мощности позволяют описывать и рассчитывать, приближенные к реальным с достаточной точностью, физические процессы, появилась возможность достоверного математического моделирования подстилающей поверхности, рассеянного ею сигнала в сторону приемной антенны и апробации алгоритмов определения координат низколетящих целей при наличии сигнала рассеянного подстилающей поверхностью в сторону приемной антенны. Этот факт обуславливает новый всплеск появления работ, посвященных описанной выше проблеме. В данной же работе будут рассмотрены технические характеристики, используемых в настоящее время, отечественных радиолокационных станций, в том числе предназначенных для контроля маловысотного радиолокационного поля. Анализ технических характеристик таких радиолокационных станций необходим для определения проблемных, с точки зрения определения координат низколетящих радиолокационных целей, зон, для которых в дальнейшем будут проводится расчеты математических моделей и алгоритмов.

Анализ технических характеристик проводился среди отечественных радиолокационных станций, отвечающих следующим современным техническим требованиям: обнаружение воздушных объектов с заданной вероятностью, в том числе низколетящих объектов и малоразмерных, на фоне помех от подсти-

лающей поверхности и местных предметов; надежное подавление помех от подстилающей поверхности, местных объектов, гидрометеоров и пассивных помех, а также высокая помехозащищенность по отношению к активных помехам; обеспечение разрешения объектов; возможность классификации и распознавания типов объектов (в том числе малоразмерных легкомоторных самолетов, беспилотных летательных аппаратов и «зависших» вертолетов); малая излучаемая мощность [1, 2, 3]. Среди радиолокационных станций, отвечающих таким требованиям, были выделены три основные отечественные радиолокационные станции: «Каста-2Е2», «1Л122-1Е» и «Подлет-К1».

Радиолокационная станция Каста-2Е2 – это автоматизированная трехкоординатная твердотельная маловысотная РЛС обнаружения, наведения и целеуказания (ОНЦ) дежурного режима. РЛС предназначена для обнаружения воздушных объектов, в том числе низколетящих, в условиях лесистой среднепересеченной местности и при воздействии активных и всех видов пассивных помех. Каста-2Е2 предназначена для обеспечения следующих задач: автоматическое обнаружение, измерение координат и сопровождение радиолокационных целей – самолетов, вертолетов, крылатых ракет, дистанционно-пилотируемых аппаратов, в том числе перспективных средств воздушного нападения, выполненных по технологии Stealth; определение государственной принадлежности целей, получение от них полетной информации; комплексирование информации о трассах целей – по данным основных эхо-каналов РЛС систем радиолокационного обзора. Радиолокационная станция Каста-2Е2 представлена на рис. 1 [6].

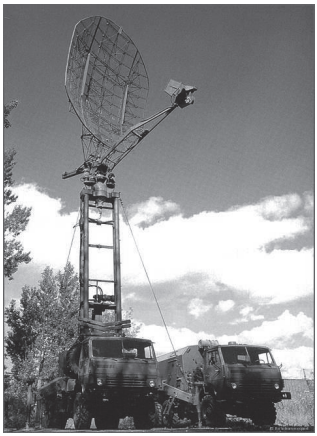


Рис. 1. Радиолокационная станция «Каста – 2Е2»

Рис. 2. Радиолокационная станция 1Л122-1Е

Радиолокационная станция 1Л122-1Е – это трехкоординатная когерентно-импульсная РЛС кругового обзора, работающая в частотном диапазоне L,

с твердотельным передатчиком, с цифровой фазированной антенной решеткой (ФАР). Радиолокационная станция спроектирована по классической схеме, как станция кругового обзора, с механическим вращением антенной решетки в азимутальной плоскости (рис. 2). Данная радиолокационная станция обеспечивает решение следующих задач: автоматическое обнаружение, сопровождение, распознавание, самолетов, крылатых ракет, беспилотных летательных аппаратов; определение государственной принадлежности, обнаруживаемых объектов; автоматическую выдачу трассовой информации о сопровождаемых объектах на комплексы средств систем автоматизации; автоматическую топопривязку и ориентирование с использованием космической навигационной системы ГЛОНАСС и GPS.

Проведя аналитический обзор, одной из наиболее интересных радиолокационных станций является 48Я6-К1 «Подлет-К1». Ее можно считать радикально усовершенствованным низковысотным обнаружителем. Потолок обнаружения целей составляет всего 10 км, а дальность – 300 км. При этом, твердотельная фазированная антенная решетка, работающая в частотном диапазоне X, дает возможность не только сопровождать на проходе, но и захватывать низколетящие крылатые дозвуковые воздушные объекты с малой радиолокационной сигнатурой. Несмотря на возможности работы воздушным судам с различной высотой полета, угломестная зона обзора от минус 2 до +25 град говорит о том, что станция «заточена» под обнаружение исключительно низколетящих радиолокационных целей. Что касается предельной скорости сопровождаемых объектов, то 49Я6-К1 имеет по этому параметру ограничение в 1200 м/с (по гиперзвуковым воздушным объектам со скоростями ≥5М «Подлет» не работает) (рис. 3) [8].

Рис. 3. Радиолокационная станция «Подлет – К1»

Технические характеристики выше радиолокационных станций представлены в табл. 1.

Таблица 1

Технические характеристики радиолокационных станций обнаружения

Параметр	«Каста-2Е2»	1Л122-1Е	«Подлет-К1»
Диапазон	дециметровый	L	
Время развертывания	20		20 мин
Время включения РЛС	3,3		3 мин
Зона обзора – по дальности	10–150 км	1–40	10–200 км
Зона обзора – по азимуту	360 град	360 град	360 град
Зона обзора – по углу места	До 25	–5 до 45	от –2 до 25 град
Зона обзора – по высоте	До 5 км	10	до 9 км
Точность измерения координат цели – по дальности		100	200 м
Точность измерения координат цели – по азимуту		0,5	1,6 град
Точность измерения координат цели – по углу места		1,5	

Как видно из табл. 1, пользуясь открытыми источниками, мы можем однозначно определить только максимальную дальность и высоту обнаружения воздушных объектов. Характеристики радиолокационных станций в общей сложности являются закрытой информацией, поскольку являются военной техникой. Таким образом мы не можем определить рубеж по высоте, на котором начинаются проблемы обнаружения низколетящих целей. Тогда был проведен анализ литературы на предмет информации о проблемах обнаружения в вертикальной плоскости.

Так в исследованиях [9, 10] рассматривалась проблема обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов, которые также способны совершать полет на малых и предельно малых высотах. В разделе, посвященном обнаружения малоразмерных БПЛА радиолокационными станциями, указаны зоны обнаружения БПЛА для разных длин волн и приведен график, представленный на рис. 4, на котором указаны рубежи однозначного обнаружения БПЛА с различными массогабаритными параметрами для РЛС с λ=3 см. Отсюда видно, что до высоты 100 м БПЛА не обнаруживаются с заданной точностью, а точность обнаружения на других высотах зависит от расстояния до объекта обнаружения.

Также в ряде работ, посвященных обзору технических возможностей радиолокационных станций, отмечают, что проблемы обнаружения воздушных объектов возникают на высоте от 50 до 500 м. На такой высоте зона обнаружения принимает «изрезанный» вид. Это обуславливается тем, что точность обнаружения зависит от длины волны, рельефа местности к высоты фазового центра антенны [11].

Учитывая технические характеристики радиолокационных станций и информацию о проблемных зонах обнаружения в вертикальной плоскости,

найденные в открытых источниках, представим условных рубежи обнаружения низколетящих радиолокационных целей на рис. 5.

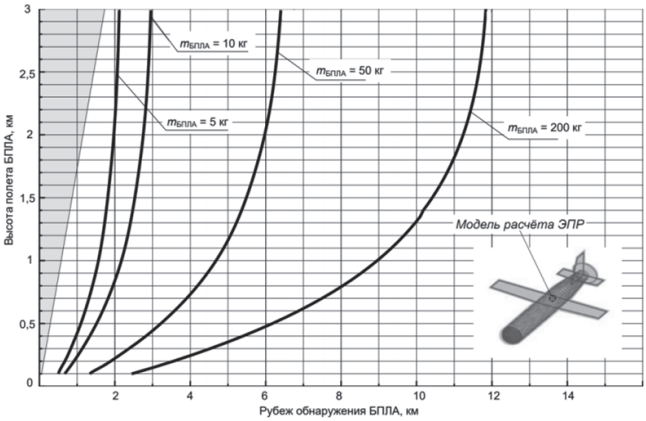


Рис. 4. Рубежи однозначного обнаружения БПЛА с различными массогабаритными параметрами для РЛС с λ=3 см

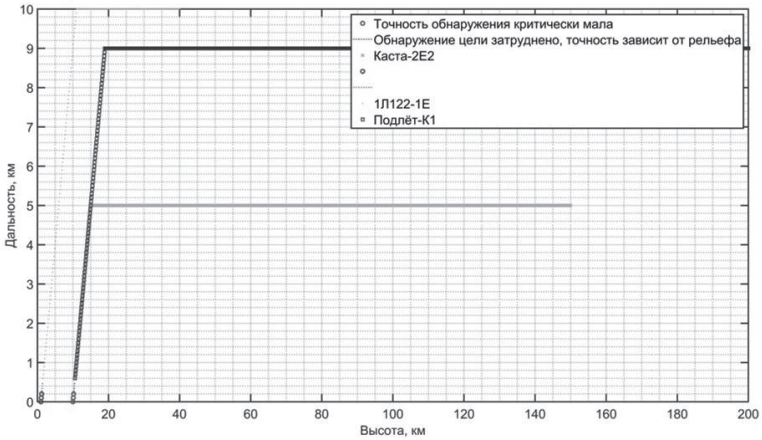


Рис. 5. Рубежи обнаружения низколетящих радиолокационных целей

Из работы видно, что существующие радиолокационные станции не способны определять координаты низколетящих радиолокационных целей, с заданной вероятностью, на высоте от 0 до 500 м на протяжении всего интервала времени зондирования. На данный момент существует большое множество частных решений данной проблемы, таких как описанные в [4, 5]. Однако они

имеют недостатки, основными из которых являются время приведения в работоспособность радиолокационной станции, невозможность обеспечения скрытности обнаружителя и вероятность того что способ обнаружения низколетящей радиолокационной цели, основанный на аналитических и теоретических данных, не будет обеспечивать заданную вероятность обнаружения в реальных полевых условиях. В связи с этим существует необходимость в разработке математического аппарата, способного определить координаты низколетящего объекта на фоне пассивных помех, создаваемых подстилающей поверхностью. Анализ публикаций на тему такого аппарата [12–15] и их нарастающее количество показали, что проблема остается нерешенной, а представленные алгоритмы решают лишь частные задачи. Из этого вытекает необходимость в разработке лабораторных стендов, позволяющих осуществить полунатурную апробацию вновь созданных или существующих алгоритмов с целью определения необходимых условий обнаружения низколетящей радиолокационной цели, апробируемым математическим алгоритмом. Уже сейчас рост вычислительной мощности и стремительное развитие радиоэлектронной промышленности позволяют разработать такие стенды [16], однако многие инженеры и научные сотрудники, имеющие большой опыт и знания в математике и радиолокации низколетящих целей, не успевают осваивать возможности современного высокотехнологичного оборудования. Именно этот факт обуславливает отсутствие таких стендов и невозможность апробировать написанный алгоритм в лабораторных, но приближенным к реальным, условиям.

Библиографический список

1. Сизов Ю. Г., Скоков А. Л. // Вооружение, политика, конверсия. 2005. № 1. С. 33–34.

2. Алексеев Д. Ю., Гвоздев А. Б. Состояние и перспективы развития радиолокационного вооружения ПВО СВ // Вооружение, политика, конверсия. 2012. № 4. С. 45–48.

3. Соколов А. В. Вопросы перспективной радиолокации. М.: Радиотехника, 2003. 512 с.

4. Пат. № 2713645. МПК G01S 13/66 (2006.01), СПК G01S 13/66 (2019.08). Способ обнаружения и сопровождения низколетящих целей / Б. Г. Майоров; заявитель и патентообладатель АО "НПП "Рубин" № 2018139979/18; заявл. 12.11.2018; опубл. 05.02.2020, бюл. № 4.

5. Василин Н. Я., Гуревич А. Л., Зенитный ракетный комплекс «Avenger». URL: https://missilery.info/missile/avenger (дата обращения: 05.03.2021).

6. РЛС Каста-2Е2. Техническое описание. Ч. 1. Общие сведения о РЛС. СПб., 2021. 110 с.

7. Е. С. Фитасов Наземные и вертолетные РЛС разработки ННИИРТ // История отечественной радиолокации. М.: Столичная энциклопедия, 2015. С. 48–78.

8. Мобильная трехкоординатная РЛС малых высот кругового обзора боевого режима межвидового применения. URL: http://bastion-karpenko.ru/podlet-k1-rls-army-2019-3 (дата обращения: 10.03.2021).

9. Макаренко С. И., Тимошенко А. В., Васильченко А. С. Анализ средств и способов противодействия беспилотным летательным аппаратам. Ч. 1. Беспилотный летательный аппарат как объект обнаружения и поражения // Системы управления, связи и безопасности. 2020. № 1. С. 109‑146.

10. Еремин Г. В., Гаврилов А. Д., Назарчук И. И. Малоразмерные беспилотники – новая проблема для ПВО. URL: http://otvaga2004.ru/armiya-i-vpk/armiya-i-vpkvzglyad/malorazmernye-bespilotniki/ (дата обращения: 27.02.2021).

11. Душко И. В., Ивлев Д. Н., Односевцев В. А. Метод разделения лучей в многолучевом радиоканале // Вестник Нижегородского университета им. Н. И. Лобачевского. 2011. № 5–3. С. 237–241.

12. Шаталова В. А., Безняков П. М., Майоров С. Б. Алгоритм обнаружения сигналов, принимаемых от низколетящих целей в условиях воздействия помех и многолучевого ЭМВ // Вопросы радиоэлектроники.

13. Шаталова В. А. Адаптивный алгоритм совместного обнаружения и оценивания сигналов, отраженных от низколетящих целей на фоне негауссовских помех // Вестник воздушно-космической обороны. М.: НПО «Алмаз» им. акад. А. А. Расплетина.

14. Hongyan Xing. Detection of Low-Flying Target under the Sea Clutter Background Based on Volterra Filter. URL: http://otvaga2004.ru/armiya-i-vpk/armiya-i-vpkvzglyad/malorazmernye-bespilotniki/ (дата обращения: 27.02.2021).

15. Xuwang Zhang, Songtao Lu, Jinping Sun. Low-Altitude and Slow-Speed Small Target Detection Based on Spectrum Zoom Processing. URL https://www.hindawi.com/journals/mpe/2018/4146212/ (дата обращения: 26.02.2021).

16. Ермаков А. К., Поваренкин Н. В. Вележев Д. С. Имитатор сигнала низколетящей воздушной цели // XXVI Междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». 2020.

УДК 621.396.96

А. К. Ермаков*
ассистент
Т. Ю. Портнова**
доктор технических наук, профессор
Б. В. Лежанкин**
кандидат технических наук, доцент
В. В. Ерохин**
доктор технических наук, доцент
кандидат филологических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
**Иркутский филиал Московского государственного технического
университета гражданской авиации

АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТРАЕКТОРИЯМИ БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ КОМПЛЕКСОВ ПРИ ПОЛЕТЕ В СОСТАВЕ ГРУППЫ

В настоящее время беспилотные авиационные комплексы (БАК) применяются для решения многочисленных научно-прикладных задач. Одной из проблем эффективного использования БАК является управление траекторией полета в составе группы. В статье предложены алгоритмы управления траекторией на основе статистической теории оптимального управления. Выполнено имитационное статистическое моделирование и проведен сравнительный анализ синтезированных алгоритмов. Моделирование показало, что при реализации алгоритма оптимального управления траекторией на основе максимума меры наблюдаемости можно получить минимально возможные ошибки определения местоположения в любой момент времени.
Ключевые слова: беспилотный авиационный комплекс, групповой полет, оптимальное управление, фильтр Калмана.

A. K. Ermakov*
Assistant
T. Yu. Portnova**
Dr. Sc., Tech., Professor
B. V. Lezhankin**
PhD, Tech., Associate Professor
V. V. Erokhin**
Dr. Sc., Tech., Associate Professor
PhD, Philology, Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
**Moscow State Technical University of Civil Aviation, Irkutsk Branch

TRAJECTORY CONTROL ALGORITHMS FOR UNMANNED AIRCRAFT COMPLEXES FLYING IN FORMATION

Nowadays unmanned aircraft complexes (UAC) are applied for solving numerous scientific applied problems. One of the major points of efficient UAC use is trajectory control when flying in for-

mation. The authors of the article propose trajectory control algorithms based on statistical theory of optimal control. Simulated statistical modelling was carried out and a comparative analysis of the synthesized algorithms was performed. The modelling showed that, in implementing the algorithm for optimal trajectory control on the basis of maximum observability, minimum possible errors of position-fixing could be obtained at any time.
Keywords: unmanned aircraft complex, flying in formation, optimal control, Kalman filter.

Введение

Одно из важнейших направлений в современной авиации связано с широким использованием беспилотных авиационных комплексов (БАК) для решения следующих основных задач: мониторинг экологической обстановки, наблюдение за наземными объектами, поддержание сетевых коммуникаций, контроль морского судоходства, оптическая и радиолокационная разведка и т.д. [1, 2]. В то же время такие задачи как обследование больших по площади участков местности и акваторий морей возлагаются на группы БАК. Кроме того, в сложных погодных условиях, необходимо организовать сбор, удаленных друг от друга БАК, в группу и полет группы в плотных порядках для более эффективного выполнения поставленных задач. Проблеме управления траекториями БАК при полете в составе группы неизменно уделяется повышенное внимание [3, 4]. Параметры траекторного движения определяются в интегрированной системе навигации (ИСН) на основе инерциальных и спутниковых технологий в составе приемника глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС), транспондера системы автоматического зависимого наблюдения вещательного типа (АЗН-В) и бесплатформенной инерциальной навигационной системы (БИНС) [5, 6, 7, 8]. Анализ особенностей применения БАК и функционирования ИСН показывает, что БАК в процессе своего взаимодействия образуют сложную нелинейную стохастическую динамическую систему, а любой из них может выступать в навигационной опорной точки (НОТ), что обуславливает потенциальную возможность оптимизации траектории полета.

Целью статьи является решение актуальной научной проблемы повышения точности позиционирования БАК при полете в составе группы путем синтеза алгоритмов управления траекторией.

Постановка задачи

Математическая модель траекторного движения в стандартной нормальной системе координат OXZ когда движение происходит в горизонтальной плоскости описывается системой дифференциальных уравнений [9]:

$$\begin{cases} x' = V\cos\psi + \vartheta_x, \\ z' = V\sin\psi + \vartheta_z, \\ \psi' = \omega_{\max} u, \end{cases} \qquad (1)$$

где x и z – координаты положения БАК по осям OX и OZ; ψ – угол поворота траектории; $\omega_{\max}$ – максимальная величина допустимой угловой скорости; V – приборная скорость в отсутствие возмущений; ϑ_x и ϑ_z – составляющие вектора скорости ветра; u – управление, удовлетворяющее ограничению $|u| \le 1$.

Вектор состояния в задаче управления траекторией представим в виде $\mathbf{x} = |x\ z\ \psi|^T$ размерности n=3, включающего параметры модели траекторного движения (1). Динамика $\mathbf{x}$ в пространстве состояний описывается уравнением

$$\mathbf{x}_\nu = g_\nu\left(\mathbf{x}_{\nu-1}, u_\nu\right) + \mathbf{G}_\nu \mathbf{n}_{x,\nu} = \mathbf{\Phi}_\nu \mathbf{x}_{\nu-1} + \mathbf{B}_\nu u_{\nu-1} + \mathbf{G}_\nu \mathbf{n}_{x,\nu}, \quad (2)$$

где ν – временной индекс; $g_\nu\left(\mathbf{x}_{\nu-1}, u_\nu\right)$ – n-мерная функция, зависящая от $\mathbf{x}_\nu$ и приложенного управляющего воздействия u_ν в момент времени t_ν, $\nu = 1..N, N$ – количество точек на траектории, в которых производится управление; $u_\nu \in U$, U – область допустимых значений параметра управления; $\mathbf{\Phi}_\nu$ – фундаментальная матрица размерности $(n \times n)$; $\mathbf{G}_\nu$ – известная матрица размера $(n \times p)$; $\mathbf{n}_{x,\nu}$ – p-мерный вектор дискретных белых гауссовских шумов с нулевыми математическими ожиданиями и матрицей дисперсий $\mathbf{Q}_\nu$ размерности $(n \times n)$; $\mathbf{B}_\nu^T = \left[0, 0, \omega_{max}\Delta t\right]$ – вектор коэффициентов управления; $\Delta t = t_\nu - t_{\nu-1}$ – темп выдачи измерительных сигналов.

Оценка вектора состояния производится на основе обработки m-мерного вектора наблюдений ИСН [10, 11]:

$$\xi_\nu = \mathbf{H}_\nu \mathbf{x}_\nu + \mathbf{n}_\nu, \quad (3)$$

где $\xi_\nu = \left[\xi_{1,\nu}, \ldots, \xi_{m,\nu}\right]^T$ – m – количество навигационных спутников (НС) и БАК-НОТ; $\mathbf{n}_\nu$ – m-мерный вектор ДБГШ с нулевыми математическими ожиданиями и матрицей дисперсий $\mathbf{V}$ размерности $(m \times m)$, полагаем, что шумы $\mathbf{n}_{x,\nu}$ и $\mathbf{n}_\nu$ независимы; $\mathbf{H}_\nu$ – матрица направляющих косинусов.

Алгоритм оптимального оценивания вектора состояния $\mathbf{x}$ на основе расширенного фильтра Калмана, минимизирующий критерий

$$\mathbf{P}_\nu = M\left\{\left(\mathbf{x}_\nu - \hat{\mathbf{x}}_\nu\right)\left(\mathbf{x}_\nu - \hat{\mathbf{x}}_\nu\right)^T\right\}, \quad (4)$$

имеет вид [12]:

$$\hat{\mathbf{x}}_{\nu/\nu-1} = \mathbf{\Phi}_\nu \hat{\mathbf{x}}_{\nu-1} + \mathbf{B}_\nu u_\nu + \mathbf{K}_\nu\left(\xi_\nu - \mathbf{H}_\nu\left(\mathbf{\Phi}_\nu \hat{\mathbf{x}}_{\nu-1} + \mathbf{B}_\nu u_\nu\right)\right), \quad (5)$$

$$\mathbf{P}_\nu^{-1} = \left[\mathbf{\Phi}_\nu \mathbf{P}_{\nu-1} \mathbf{\Phi}_\nu^T + \mathbf{G}_\nu \mathbf{Q}_\nu \mathbf{G}_\nu^T\right]^{-1} + \mathbf{H}_\nu^T \mathbf{V}_\nu^{-1} \mathbf{H}_\nu, \quad (6)$$

$$\mathbf{K}_\nu = \mathbf{P}_{\nu/\nu-1} \mathbf{H}_\nu^T \left[\mathbf{H}_\nu \mathbf{P}_{\nu/\nu-1} \mathbf{H}_\nu^T + \mathbf{S}_\nu + \mathbf{V}_\nu\right]^{-1},$$

где $\mathbf{S}_\nu$ – матрица ковариаций ошибок БАК-НОТ.

Алгоритм 1. Обобщенный квадратичный функционал ошибки управления [3, 5, 7], который применительно к рассматриваемому случаю представим в виде:

$$J = \min_{u_1^{N-1} \in U} M\left\{\sum_{\nu=1}^{N}\left[\left(\mathbf{x}_{3,\nu} - \mathbf{x}_{Y,\nu}\right)^T \mathbf{\Theta}_\nu \left(\mathbf{x}_{3,\nu} - \mathbf{x}_{Y,\nu}\right)\right]\right\} = \min_{u_1^{N-1} \in U} M\left\{\sum_{\nu=1}^{N} C_\nu\left(\mathbf{x}_{3,\nu}, \mathbf{x}_{Y,\nu}, u_\nu\right)\right\},$$

где $C_\nu\left(\mathbf{x}_{3,\nu}, \mathbf{x}_{Y,\nu}, u_\nu\right)$ – функция текущих потерь; $\mathbf{x}_{3,\nu}$ – вектор параметров заданной траектории.

Локальный критерий оптимизации имеет вид:

$$J_\nu = M\left\{C_\nu\left(\mathbf{x}_{3,\nu}, \mathbf{x}_{У,\nu}, u_\nu\right)\right\}. \quad (7)$$

Оптимальное управление минимизирующее критерий (7) находится следующим образом [3, 5, 7]:

$$\frac{\partial J_\nu}{\partial u_\nu} = 2\mathbf{B}_\nu^T \mathbf{\Theta}_\nu\left(\mathbf{\Phi}_{\nu/\nu-1}\hat{\mathbf{x}}_{\nu-1} + \mathbf{B}_\nu u_\nu\right) = 0. \quad (8)$$

Решение уравнения (8) представляет собой алгоритм локально-оптимального управления и имеет вид:

$$u_\nu = -\left(\mathbf{B}_\nu^T \mathbf{\Theta}_\nu \mathbf{B}_\nu\right)^{-1} \mathbf{B}_\nu^T \mathbf{\Theta}_\nu(\mathbf{\Phi}_{3,\nu/\nu-1}\mathbf{x}_{3,\nu-1} - \mathbf{\Phi}_{У,\nu/\nu-1}\hat{\mathbf{x}}_{У,\nu-1}) = -\mathbf{L}_\nu\left(\mathbf{x}_{3,\nu-1} - \hat{\mathbf{x}}_{У,\nu-1}\right) = -\mathbf{L}_\nu\hat{\boldsymbol{\varepsilon}}_{\nu-1}. \quad (9)$$

в (9) матричный коэффициент усиления $\mathbf{L}_\nu$ определяется выражением

$$\mathbf{L}_\nu = \left(\mathbf{B}_\nu^T \mathbf{\Theta}_\nu \mathbf{B}_\nu\right)^{-1} \mathbf{B}_\nu^T \mathbf{\Theta}_\nu \mathbf{\Phi}_{\nu/\nu-1}.$$

Алгоритм 2. Для синтеза следующего алгоритма функционалы качества для интегрального и локального критериев без учета терминальных потерь имеют вид [5, 7]:

$$J = M\left\{\sum_{\nu=1}^{N} C_\nu\left(\mathbf{x}_\nu, \hat{\mathbf{x}}_\nu\right)\right\}, \quad (10)$$

$$J_\nu = M\left\{C_\nu\left(\mathbf{x}_\nu, \hat{\mathbf{x}}_\nu\right)\right\}, \quad (11)$$

где J_ν – функционал текущих потерь, отражающий качество навигационных определений в текущий момент времени; J – суммарный функционал потерь; $C_\nu\left(\mathbf{x}_\nu, \hat{\mathbf{x}}_\nu\right)$ – квадратичная функция потерь, которая имеет вид [5, 7]

$$C_\nu\left(\mathbf{x}_\nu, \hat{\mathbf{x}}_\nu\right) = \left(\mathbf{x}_\nu - \hat{\mathbf{x}}_\nu\right)^T \mathbf{\Theta}_\nu\left(\mathbf{x}_\nu - \hat{\mathbf{x}}_\nu\right), \quad (12)$$

где $\mathbf{x}_\nu$ – истинное значение вектора состояния в момент времени t_ν, $\mathbf{\Theta}_\nu$ – положительно определенная весовая матрица штрафов.

Математическое ожидание функции (12) по $\mathbf{x}_\nu$ равно [7]

$$M\left\{C_\nu\left(\mathbf{x}_\nu, \hat{\mathbf{x}}_\nu\right)\right\} = tr\left\{\mathbf{\Theta}_\nu \mathbf{P}_\nu\right\}. \quad (13)$$

Минимизация критерия (4) путем оптимального управления траекторией в момент времени t_ν достигается при максимуме выражения $\mathbf{H}_\nu^T \mathbf{V}_\nu^{-1} \mathbf{H}_\nu$, что обеспечивается за счет улучшения степени наблюдаемости координат БАК [7, 10]. Таким образом, задача оптимизации траектории заключается в минимизации погрешностей определения координат на основе минимизации геометрического фактора (ГФ) $K_\nu = \left(tr\left[\left(\mathbf{H}_\nu^T \mathbf{H}_\nu\right)^{-1}\right]\right)^{1/2}$ или максимизации меры наблюдаемости $\Gamma_\nu = det\left(\mathbf{H}_\nu^T \mathbf{H}_\nu\right)$. Решающее правило оптимизации примет следующий

вид:

$$u_\nu = \underset{u_\nu \in U}{\operatorname{argmin}} \{J_\nu\} = \underset{u_\nu \in U}{\operatorname{argmin}} \left\{ \left(tr\left[\left(\mathbf{H}_\nu^T \mathbf{H}_\nu \right)^{-1} \right] \right)^{1/2} \right\} = \underset{u_\nu \in U}{\operatorname{argmax}} \left\{ \det\left(\mathbf{H}_\nu^T \mathbf{H}_\nu \right) \right\}. \quad (14)$$

В [12] показано, что ГФ является изменяющейся, но детерминированной функцией времени, поэтому динамику состояния, можно представить в виде уравнения

$$\mathbf{x}_\nu = g_\nu\left(\mathbf{x}_{\nu-1}, u_\nu\right),\ \mathbf{x}_0 = \mathbf{x}(t_0).$$

Минимизируем суммарный функционал потерь:

$$u_1^N = \underset{u_1^N \in U}{\operatorname{argmin}} \{J\} = \underset{u_1^N \in U}{\operatorname{argmin}} \left\{ \sum_{\nu=1}^{N} C_\nu\left(\mathbf{x}_\nu, u_\nu\right) \right\}.$$

В соответствии с методом динамического программирования рассмотрим функцию минимальных усеченных потерь (усеченный риск) вида [5, 6]

$$S_\nu\left(\mathbf{x}_\nu\right) = \min_{u_{\nu+1}^N \in U} \left\{ \sum_{i=\nu+1}^{N} C_i\left(\mathbf{x}_i, u_i\right) \right\}. \quad (15)$$

Из (15) следует, что функции минимальных усеченных потерь, относящихся к соседним моментам времени, различаются значением текущих потерь $C_\nu\left(\mathbf{x}_\nu, u_\nu\right)$ и тем, что производится новая максимизация по управлению u_ν. Эти функции связаны соотношением

$$S_{\nu-1}\left(\mathbf{x}_{\nu-1}\right) = \min_{u_\nu \in U} \left\{ C_\nu(\mathbf{x}_\nu, u_\nu) + S_\nu\left(\mathbf{x}_\nu\right)\Big|_{\mathbf{x}_\nu = g_\nu\left(\mathbf{x}_{\nu-1}, u_\nu\right)} \right\} \quad (16)$$

При $\nu = N-1$ уравнение (16) с учетом граничного условия можно записать в виде

$$S_{N-1}\left(\mathbf{x}_{N-1}\right) = \min_{u_N \in U} \left\{ C_N\left(\mathbf{x}_N, u_N\right)\Big|_{\mathbf{x}_N = g_N\left(\mathbf{x}_{N-1}, u_N\right)} \right\}$$

где вместо $\mathbf{x}_N$ в функции потерь $C_N\left(\mathbf{x}_N, u_N\right)$ подставляем значение $\mathbf{x}_N = g_N\left(\mathbf{x}_{N-1}, u_N\right)$. Отсюда при минимизации выражения в фигурных скобках определяется оптимальное управление $u_N\left(\mathbf{x}_{N-1}\right)$ и функция минимальных усеченных потерь $S_{N-1}\left(\mathbf{x}_{N-1}\right)$ для предыдущего момента времени. При этом для каждого $\mathbf{x}_{\nu-1}$ определяются искомые управления $u_\nu\left(\mathbf{x}_{\nu-1}\right) = \underset{u_\nu \in U}{\operatorname{argmin}} \left\{ C_\nu\left(g_\nu(\mathbf{x}_{\nu-1}, u_\nu), u_\nu\right) + S_\nu\left(g_\nu\left(\mathbf{x}_{\nu-1}, u_\nu\right)\right) \right\}$ и одновременно

$$S_\nu\left(\mathbf{x}_{\nu-1}\right) = C_\nu\left(g_\nu\left(\mathbf{x}_{\nu-1}, u_\nu\left(\mathbf{x}_{\nu-1}\right)\right), u_\nu\left(\mathbf{x}_{\nu-1}\right)\right) + S_\nu\left(g_\nu\left(\mathbf{x}_{\nu-1}, u_\nu\left(\mathbf{x}_{\nu-1}\right)\right)\right)$$

при $S_N\left(\mathbf{x}_N\right) = 0$.

На каждой отдельной стадии вычислений в момент времени t_ν значение управления определяется методом прямого поиска [8]:

$$u_\nu[k+1] = u_\nu(k) + h_k p_k,\ k=0,1,2,\ldots,l,$$

где k – номер итерации; $u_v(k)$ – k-е приближение управления; p_k – направление спуска; h_k – шаг поиска для k-той итерации; l – число итераций до получения оптимального значения.

Моделирование и исследование. Для оценки эффективности синтезированного алгоритма проведем исследование точности навигационно-временных определений БАК относительно БАК-НОТ при взаимном перемещении в горизонтальной плоскости. На рисунках 1, 2 представлены реализации ошибок оценивания координат БАК $\varepsilon_x = x - \hat{x}$ и $\varepsilon_z = z - \hat{z}$, соответственно, и графики СКО оценки σ_x и σ_y.

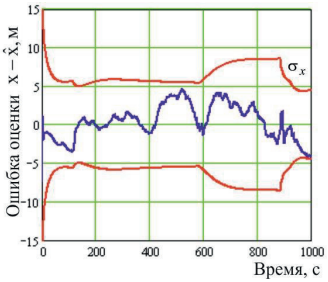


Рис. 1. Ошибка оценки координаты x

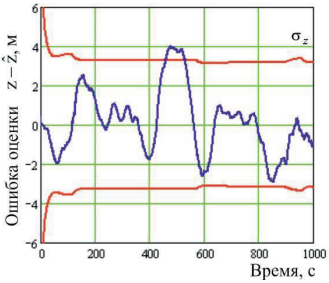


Рис. 2. Ошибка оценки координаты z

Групповой полет выполняется в произвольно установленной локальной системе координат на заданном удалении друг от друга. БАК выполняет навигационные определения по двум БАК-НОТ 1 и БАК-НОТ 2, которые движутся с постоянным курсом на одной высоте и с одинаковой скоростью. Управление траекторией 1 БАК и траекториями полета БАК-НОТ 1, БАК-НОТ 2 реализовано на основе алгоритма 1, траектории полета показаны на рис. 3.

Точность определения местоположения позиционным методом определяется на основе соотношения, которое выберем в качестве целевой функции

$$\sigma_r = \frac{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}}{\sin \alpha_M}, \qquad (17)$$

где σ_r – среднеквадратическая радиальная ошибка определения местоположения БАК; σ_1 и σ_2 – среднеквадратические ошибки, характеризующие погрешности измерения дальностей до БАК-НОТ $(\sigma_1 = \sigma_2)$; α_M – угол пересечения линий положения.

Сигнал траекторного управления зависит от угла α_M. При этом сигнал управления изменяет траекторию полета БАК с целью выполнения условия $\alpha_M = 90°$, обеспечивая наивысшую точность определения местоположения относительно БАК-НОТ в соответствии с критериальной функцией (12). Радиальные ошибки оценки местоположения, рассчитанные для соответствующих траекторий представлены на рис. 4.

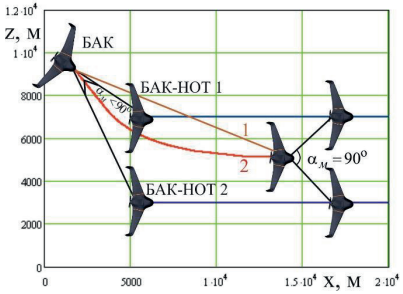


Рис. 3. Траектории полета при реализации алгоритмов управления

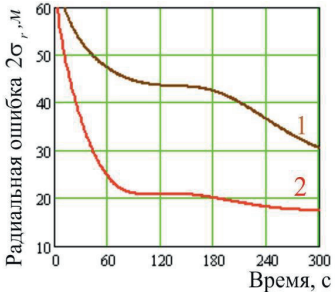


Рис. 4. Радиальные ошибки оценки местоположения, соответствующие траекториям (рис. 3)

Очевидно, что траектория полета 2 обеспечивает более высокую точность определения взаимного местоположения по сравнению с траекторией 1.

Выводы

1. Синтезирован алгоритм управления траекторией БАК при полете по заданному маршруту на основе теории оптимального управления динамическими стохастическими системами и комплексной обработки навигационной информации.

2. Синтезирован алгоритм оптимизации траектории с целью повышения точности оценки фазовых координат БАК. Показано, что применение оптимального управления траекторией позволяет повысить точность взаимного позиционирования БАК при полете в составе группы. Алгоритм 2 позволяет получить минимально возможные ошибки определения местоположения в любой момент времени на всей траектории полета.

3. Результаты проведенных исследований подтвердили работоспособность синтезированных алгоритмов траекторного управления и согласованность с теоретическими основами определения местоположения позиционным методом, что подтверждает возможность их применения для решения задач оптимизации траекторий при полете БАК в составе группы.

Библиографический список

1. Huttunen, M. Civil unmanned aircraft systems and security: The European approach. J Transp Secur. 2019. № 12. P. 83–101.

2. Гончаренко В. И., Лебедев Г. Н., Михайлин Д. А. Задача оперативной двумерной маршрутизации группового полета беспилотных летательных аппаратов // Известия РАН. Теория и системы управления. 2019. № 1. С. 153–165.

3. Samodov I. O., Dmitriev D. D. Synthesis of Control Algorithm for a Leaderheaded UAVs Group // Aerospace Scientific Journal of the Bauman MSTU. 2015. No 04. P. 15–24.

4. Merkulov V. I., Milyakov D. A., Samodov I. O. Optimization algorithm group control drones on a LAN // Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki = Izvestiya SFedU. Engineering sciences. 2014. No 12 (161). P. 157–166.

5. Ярлыков М. С., Богачев А. С., Меркулов В. И., Дрогалин В. В. Радиоэлектронные комплексы навигации, прицеливания и управления вооружением летательных аппаратов / под ред. М. С. Ярлыкова. М.: Радиотехника, 2012. Т. 1. Теоретические основы. 504 с.

6. Bellman R. Dynamic programming. NJ, Princeton: Princeton University Press, 1957.

7. Sage A, White C III. Optimum Systems Control. Eaglewood Cliffs, NJ: RenticeHall, 1977.

8. Тятюшкин А. И. Многометодная технология оптимизации управляемых систем. Новосибирск: Наука, 2006. 343 с.

9. Воронов Е. М., Карпунин А. А. Обеспечение траекторной безопасности в задаче облета динамической круговой зоны // Наука и образование. 2011. № 12. С. 1–12.

10. Emeljancev G., Stepanov A. Integrated inertial and satellite systems of orientation and navigation / ed. by RAS academician V Peshehonov. St. Petersburg: SSC of the RF Concern Elektropribor, 2016.

11. Bruce P., Gibbs A., Advanced Kalman filtering, least-squares and modeling: a practical handbook. John Wiley & Sons, Inc., publication., 2011. 605 p.

12. Скрыпник О. Н., Марюхненко В. С. Повышение эффективности навигационного обеспечения транспортных объектов на основе прогноза точности спутниковой радионавигационной системы // Современные технологии. Системный анализ. Моделирование. Иркутск: ИрГУПС, 2017. № 1(53). С. 136–142.

УДК 535.243.25

С. Н. Затягайлов*
студент
О. Д. Москалец*
кандидат технических наук, доцент
А. С. Параскун*
ассистент
С. В. Кулаков*
доктор технических наук, профессор
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОПТИЧЕСКИЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗАТОР СПЕКТРА СО СКАЧКООБРАЗНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ ПАНОРАМНОГО ГЕТЕРОДИНА

Рассматривается возможность переноса идеи последовательного гетеродинного анализатора в оптический диапазон с тем отличием, что рассматривается случай скачкообразной перестройки частоты панорамного гетеродина. Сформулировано требование к длительности скачка частоты. Отмечается необходимость учитывать стохастические явления в панорамном гетеродине в форме скачкообразно перестраиваемого лазера.
Ключевые слова: анализ спектра, спектральный прибор, последовательный гетеродинный анализатор спектра, панорамный гетеродин, скачкообразное изменение частоты, перемножитель сигналов, аппаратная функция, узкополосный тракт, панорамный лазерный гетеродин.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (РНФ), проект № 19-79-10110.

S. N. Zatiagailov*
Student
O. D. Moskaletz*
PhD, Tech., Associate Professor
A. S. Paraskun*
Assistant
S. V. Kulakov*
Dr. Sc., Tech., Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

SERIAL OPTICAL SPECTRUM ANALYZER WITH FREQUENCY HOPPING OF PANORAMIC HETERODYNE

The possibility of transferring the idea of a sequential heterodyne analyzer to the optical range is provided, with the difference that frequency hopping of a panoramic local oscillator is also provided. A requirement for the duration of the frequency jump is given in this paper. The need to take into account stochastic phenomena in a panoramic heterodyne in the form of a hopping laser is noted.
Keywords: spectrum analysis; spectral device; serial heterodyne spectrum analyzer; panoramic local oscillator; frequency hopping; multiplier of signals; hardware function; narrowband path; panoramic laser heterodyne.

Введение

Анализ гармонического спектра относится к числу важнейших физических измерений, особенно велика его роль при исследовании сигналов оптического диапазона. Разнообразие задач, решаемых методами оптической спектроскопии, приводит к необходимости создания широкой номенклатуры спектральных приборов оптического диапазона и разработки различных методов измерения спектров. Параллельно развиваются как традиционные методы, так и новые находящие все более широкое применение. Однако, в инфракрасном диапазоне имеются определенные трудности в проведении спектроскопических измерений, что требует дальнейшего развития теории и техники спектральных измерений в этом диапазоне. Одним из таких направлений является перенос идеи последовательного гетеродинного анализа спектров радиосигналов [1, 2] в оптический диапазон. Предлагаемое направление исследований является дальнейшим развитием радиооптики, под которой понимается определенный подход к решению весьма широкого класса задач, объединяющий хорошо разработанный в радиотехнике аппарат преобразования сигналов с традиционными оптическими приложениями и, наоборот, позволяющий перенести известные в оптике схемы и принципы в другие частотные диапазоны [3]. Первая попытка распространить принцип последовательного анализа спектров в оптический диапазон предпринята в работе [4], где рассматривалась плавное изменение мгновенной частоты панорамного гетеродина по линейному закону. В данной работе предлагается дальнейшее развитие последовательного анализа спектров, где осуществляется скачкообразная перестройка частоты панорамного гетеродина. Такой режим последовательного анализа спектра оказывается предпочтительным в системах контроля и многоальтернативного автоматического управления [5], где сигнал ошибки формируется по результатам спектроскопических измерений в области некоторого счетного множества спектральных частот.

1. Последовательный гетеродинный анализ спектра

На рис. 1 структурная схема последовательного гетеродинного анализа спектра.

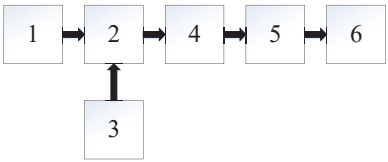


Рис. 1. Структурная схема последовательного гетеродинного анализа спектра: 1 – входное устройство, 2 – перемножитель сигналов, 3 – панорамный гетеродин, 4 – узкополосный тракт, 5 – детектор, 6 – блок обработки спектрометрической информации

Под входным устройством последовательного гетеродинного анализатора спектра в радиодиапазоне понимается широкополосный тракт панорамного радиоприемника [2]. В оптическом диапазоне роль входного устройства выпол-

няют соответствующие оптические системы. В радиодиапазоне роль перемножителей сигналов выполняют хорошо известные элементы супергетеродинных радиоприемников – смесители. В оптическом диапазоне в качестве перемножителей, т.е. оптических смесителей, выступают фотодетекторы. В радиочастотных последовательных гетеродинных анализаторах спектра в качестве панорамного гетеродина используются генераторы с линейным изменением мгновенной частоты. Публикаций, в которых были бы рассмотрены вопросы панорамного приема при скачкообразном изменении частоты панорамного гетеродина, не обнаружено. В оптическом диапазоне роль таких гетеродинов призваны выполнять перестраиваемые лазеры, в данном случае имеются в виду лазеры со скачкообразным изменением частоты генерации. Узкополосными трактами последовательных анализаторов спектра и в радиодиапазоне, и в оптическом диапазоне являются обычные радиотехнические, узкополосные по сравнению с полосой анализируемых частот, устройства. Таким образом после выполнения операции перемножения анализируемого сигнала и сигнала и панорамного гетеродина как в радио-, так и в оптическом диапазоне, сигнал на выходе смесителя является колебательным процессом, поэтому все дальнейшие процессы, связанные с обработкой результата перемножения сигналов, должны описываться в рамках теории колебательных явлений.

2. Аппаратная функция последовательного гетеродинного анализатора спектра

Основной, исчерпывающей, характеристикой любого спектрального прибора является его аппаратная функция, которая определяется при воздействии на входе спектрального прибора либо гармонического колебания, если спектральный прибор является анализатором колебательных процессов радиодиапазона, либо однородная плоская монохроматическая волна в случае измерения спектров оптических излучений. Иными словами, аппаратная функция последовательного анализатора спектра является результатом фильтрации узкополосным трактом результата перемножения монохроматического колебания и колебания панорамного гетеродина, данном случае это колебание со скачкообразным изменением частоты, которое в графической форме представлено на рис. 2.

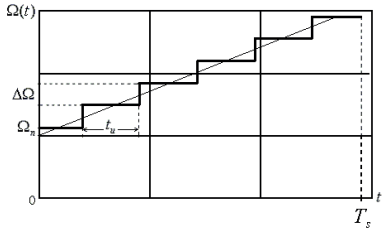


Рис. 2. Скачкообразное изменение частоты панорамного гетеродина

Аналитическая форма скачкообразного изменения частоты панорамного гетеродина дается выражением:

$$\Omega(t) = \sum_{n=1}^{N} \Delta\Omega_n \theta(t - (n-1)\Delta\tau). \qquad (1)$$

В соотношении (3)

$$\theta(t) = \begin{cases} 0, t < 0 \\ 1, t \geq 0 \end{cases} - \qquad (2)$$

– ступенчатая функция Хевисайда; $\Delta\Omega_n > 0 -$ скачок круговой частоты в каждом элементарном импульсе в составе излучения лазерного панорамного гетеродина за один цикл анализа спектра, при этом круговая частота колебаний первого элементарного оптического импульса $\Omega_1 = \Delta\Omega_1$; T_a – время анализа, т.е. время одного цикла анализа спектра, $t \in [kT_s, (k+1)T_s]$; $k = 0,1.2...$; $N -$ число скачков частоты за время анализа; $\Delta\tau = T_a / N -$ длительность элементарного оптического импульса; величина;

$$\sup\Omega(t) = \sum_{m=1}^{N} \Delta\Omega_m = \Omega_a \qquad (3)$$

где Ω_a – полоса анализируемых частот.

Сформированный в течение одного периода анализа спектра сигнал лазерного панорамного гетеродина со скачкообразным изменением частоты описывается выражением:

$$s_г(t) = \sum_{n=1}^{N} S_n \cdot \left(\theta(t - (n-1)\Delta\tau) - \theta(t - n\Delta\tau)\right) \cdot \cos(\Omega_n t + \varphi_n), \qquad (4)$$

причем,

$$\Omega_m(t) = \sum_{m=1}^{n} \Delta\Omega_m \theta(t - (m-1)\Delta\tau), \qquad (5)$$

а S_m – амплитуда колебаний элементарного импульса.

На выходе узкополосного тракта в процессе анализа спектра имеет место колебательный процесс в форме последовательностей идентичных радиоимпульсов: переходный процесс – установившийся режим – переходный процесс, причем, длительность установившегося режима должна быть не менее, чем время, необходимое для фиксации измерения спектра вблизи соответствующей частоты, что определяет минимальное значение $\Delta\tau$ элементарного импульса в соотношениях (1) и (4).

Перенос идеи последовательного гетеродинного анализа спектра в оптический диапазон требует учета стохастических явлений в перестраиваемых лазерах, обусловленных спонтанными переходами при формировании лазерного излучения [4], при этом колебания оптического панорамного гетеродина должны записываться в форме:

$$f_{\Sigma}(t) = \sum_{n=1}^{N} [S_n + \Delta s_n(t)] \cdot \left(\theta(t - (n-1)\Delta\tau) - \theta(t - n\Delta\tau)\right) \cdot \cos[\Omega_n t + \varphi_n + \Delta\varphi_n(t)], \quad (6)$$

где $\Delta s_n(t)$ – стохастическая составляющая амплитудной модуляции; $\Delta\varphi_n(t)$ – стохастическая составляющая угловой модуляции.

Наличие стохастических компонент $\Delta s_n(t)$ и $\Delta\varphi_n(t)$ вызывает специфические искажения при последовательном анализе спектров в оптическом диапазоне.

Заключение

Рассмотрена возможность переноса идеи важнейшего вида аналогового метода измерения спектров в радиодиапазоне – последовательного гетеродинного анализа спектра электрических колебаний в оптический диапазон и предложено направление ее дальнейшего развития, которое заключается в применении панорамного гетеродина со скачкообразной перестройкой частоты генерации. Такой режим работы панорамного гетеродина позволит оперативно по заданной программе выполнять анализ спектра оптического излучения при решении задач контроля спектроскопическими методам и многоальтернативного автоматического управления процессами горения. Основная задача аппаратурной реализации выдвигаемой идеи видится в создании лазерного панорамного гетеродина со скачкообразной перестройкой частоты в заданной полосе анализируемых частот и минимальным наличием стохастических составляющих генерации лазерного излучения.

Библиографический список

1. Харкевич А. А. Спектры и анализ. М.: Либроком, 2008.

2. Мартынов В. А., Селихов Ю. И. Панорамные приемники и анализаторы спектра. М.: Советское радио, 1980.

3. Экспериментальная радиооптика / Под ред. В. А. Зверева и Н. С. Степанова. М.: Наука, 1979. С. 6–10.

4. Москалец О. Д., Суедов Е. И., Фадеев М. А. Последовательный гетеродинный анализ спектров сигналов оптического диапазона // Сб. ст. XXI Междунар. конф. «Волновая электроника и ее применение в информационных и телекоммуникационных системах». СПб.: ГУАП, 2018. С. 197–202.

5. Ваганов М. А., Москалец О. Д. Применение бесконтактной оптической спектроскопии в задачах многоальтернативного автоматического управления физическими и физико-химическими процессами // Датчики и системы. 2019. № 11. С. 5–10.

4. Ахманов С. А., Дьяков Ю. Е., Чиркин А. С. Введение в статистическую радиофизику и оптику. М.: Наука, 1981.

УДК 621.396:681.323

С. И. Зиатдинов
доктор технических наук, профессор
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

СИНТЕЗ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ДИСКРЕТНЫХ ФИЛЬТРОВ МЕТОДОМ СМЕЩЕННОГО БИЛИНЕЙНОГО Z-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Предложена методика синтеза действительных перестраиваемых полосовых и режекторных фильтров с неизменными формой и шириной амплитудно-частотных характеристик независимо от частоты настройки фильтров. В основу синтеза положено представление математической частотной передаточной функции действительного фильтра отдельно в области положительных и отрицательных частот, для каждой из которых применяется смещенное на частоту настройки билинейное *z*-преобразование.
Ключевые слова: дискретные фильтры, частотные характеристики, *z*-преобразование, весовые коэффициенты.

S. I. Ziatdinov
Dr. Sc., Tech., Professor
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

SYNTHESIS OF TUNABLE DISCRETE FILTERS SHIFTED BILINEAR Z-TRANSFORM

A technique for the synthesis of real tunable band-pass and notch filters with constant shape and width of the amplitude-frequency characteristics, regardless of the filter tuning frequency, is proposed. The synthesis is based on the representation of the mathematical frequency transfer function of the real filter separately in the region of positive and negative frequencies, for each of which a bilinear z-transform shifted to the tuning frequency is applied.
Keywords: discrete filters, frequency characteristics, z-transform, weighting factors.

Введение

При разработке разнообразных радиоэлектронных систем и устройств обнаружения и оценки параметров сигналов, систем селекции движущихся целей, систем автоматического сопровождения объектов по дальности, угловым координатам и скорости широко используются линейные системы в виде фильтров нижних и верхних частот, полосовых и режекторных фильтров [1–3].

Наиболее часто синтез дискретных фильтров осуществляется по заданной частотной передаточной функции непрерывного фильтра-аналога с использованием билинейного *z*-преобразования [2]. Метод билинейного *z*-преобразования наиболее эффективен при разработке фильтров нижних и верхних частот. Однако возникают значительные трудности при синтезе полосовых и режекторных фильтров.

Постановка задачи

Полосовые и режекторные фильтры, как правило, являются узкополосными и характеризуются полосой пропускания (режекции) и частотой настройки. Представляет интерес разработка методики синтеза полосовых и режекторных перестраиваемых дискретных фильтров на базе заданных непрерывных фильтров-аналогов с неизменными формой и шириной полосы пропускания или режекции. Решение данной задачи составляет основное содержание статьи.

Частотные передаточные функции непрерывных фильтров

Частотные передаточные функции разнообразных действительных фильтров являются двухсторонними относительно нуля частот. Поэтому для действительных непрерывных полосовых и режекторных фильтров *n*–го порядка с неизменными формой и шириной полосы пропускания или режекции АЧХ предлагается использовать следующую математическую частотную передаточную функцию [1]

$$W(j\omega)=\frac{a_m[j(\omega\pm\omega_0)]^m+a_{m-1}[j(\omega\pm\omega_0)]^{m-1}+...a_1 j(\omega\pm\omega_0)+a_0}{b_n[j(\omega\pm\omega_0)]^n+b_{n-1}[j(\omega\pm\omega_0)]^{n-1}+...b_1 j(\omega\pm\omega_0)+b_0},\ m\le n. \qquad (1)$$

где ω_0 – частота настройки фильтра.

Выражение (1) показывает, что математическая частотная передаточная функция действительных непрерывных фильтров симметрична относительно нуля частот, то есть расположена как в области положительных, так и отрицательных частот.

Синтез дискретных полосовых и режекторных фильтров

В связи с тем, что полосовой фильтр имеет в полосе пропускания коэффициент передачи, близкий к единице, а за ее пределами – близкий к нулю, на основании (1) частотную передаточную функцию полосового фильтра представим в виде следующей

$$W_{\text{п}}(j\omega)=W_1(j\omega)+W_2(j\omega), \qquad (2)$$

Вместе с тем режекторный фильтр в полосе задержания имеет коэффициент передачи, близкий к нулю, а за ее пределами – близкий к единице, частотную передаточную функцию режекторного фильтра представим в виде произведения

$$W_{\text{р}}(j\omega)=W_1(j\omega)*W_2(j\omega),$$

где

$$W_1(j\omega)=\frac{a_m[j(\omega+\omega_0)]^m+a_{m-1}[j(\omega+\omega_0)]^{m-1}+...a_1 j(\omega+\omega_0)+a_0}{b_n[j(\omega+\omega_0)]^n+b_{n-1}[j(\omega+\omega_0)]^{n-1}+...b_1 j(\omega+\omega_0)+b_0}, \qquad (3)$$

$$W_2(j\omega) = \frac{a_m[j(\omega-\omega_0)]^m + a_{m-1}[j(\omega-\omega_0)]^{m-1} + \ldots a_1 j(\omega-\omega_0) + a_0}{b_n[j(\omega-\omega_0)]^n + b_{n-1}[j(\omega-\omega_0)]^{n-1} + \ldots b_1 j(\omega-\omega_0) + b_0}. \qquad (4)$$

В случае синтеза дискретного полосового или режекторного фильтра с частотной передаточной функцией фильтра – аналога (3) воспользуемся смещенным билинейным z-преобразованием [1]

$$j(\omega+\omega_0) = \frac{2}{T}(1 - z_0^{-1}z^{-1}) / (1 + z_0^{-1}z^{-1}), \qquad (5)$$

где $z_0 = e^{j\omega_0 T}$.

Аналогичным образом для частотной передаточной функции (4) необходимо использовать билинейное z-преобразование

$$j(\omega-\omega_0) = \frac{2}{T}(1 - z_0 z^{-1}) / (1 + z_0 z^{-1}), \qquad (6)$$

После подстановки выражения (5) в (3) и (6) в (4) передаточная функция дискретного полосового фильтра на основании соотношений (3-9) принимает вид

$$W_{\text{п}}(\text{z}) = W_1(z) + W_2(z) = \frac{\sum_{i=0}^{n} A_i z_0^{-i} z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^{n} B_i z_0^{-i} z^{-i}} + \frac{\sum_{i=0}^{n} A_i z_0^{i} z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^{n} B_i z_0^{i} z^{-i}}. \qquad (7)$$

где A_i , B_i – весовые коэффициенты разностного уравнения, значения которых будут уточняться при рассмотрении конкретных примеров.

При этом передаточная функция дискретного режекторного фильтра на основании соотношений (3-6) принимает вид

$$W_{\text{р}}(z) = W_1(z) * W_2(z) = \frac{\sum_{i=0}^{n} A_i z_0^{-i} z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^{n} B_i z_0^{-i} z^{-i}} * \frac{\sum_{i=0}^{n} A_i z_0^{i} z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^{n} B_i z_0^{i} z^{-i}}. \qquad (8)$$

Пример 1. Синтезируем дискретный полосовой фильтр на основе непрерывного фильтра – аналога с частотной передаточной функцией

$$W(j\omega) = \frac{\omega_{\text{ср}}^2}{[j(\omega \pm \omega_0)]^2 + j\sqrt{2}\omega_{\text{ср}}(\omega \pm \omega_0) + \omega_{\text{ср}}^2},$$

Результирующая передаточная функция действительного дискретного полосового фильтра согласно (7) принимает вид

$$W_{\text{п}}(z) = \sum_{i=0}^{4} C_i z^{-i} / (1 + \sum_{i=1}^{4} D_i z^{-i}), \qquad (9)$$

где

$$C_0 = 2A_0,\ C_1 = 2(A_1 + A_0 B_1)\cos(\omega_0 T),\ C_2 = 2(A_2 + A_0 B_2)\cos(2\omega_0 T) + A_1 B_1,$$

$$C_3 = 2(A_2 B_1 + A_1 B_2)\cos(2\omega_0 T),\ C_4 = 2A_2 B_2,\ D_1 = 2B_1 \cos(\omega_0 T),$$

$$D_2 = 2B_2 \cos(2\omega_0 T) + B_1^2,\ D_3 = 2B_1 B_2 \cos(\omega_0 T),\ D_4 = B_2^2.\ A_0 = \omega_{\text{ср}}^2 T^2 / d;\ A_1 = 2A_0;$$

$$A_2 = A_0;\ B_1 = (2\omega_{\text{ср}}^2 T^2 - 8) / d;\ B_2 = (4 - 2\sqrt{2}\omega_{\text{ср}} T + \omega_{\text{ср}}^2 T^2) / d;$$

$$d = (4 + 2\sqrt{2}\omega_{\text{ср}} T + \omega_{\text{ср}}^2 T^2).$$

После подстановки в выражение (9) соотношений $z^{-1} = e^{-j\omega T}$, $z^{-2} = e^{-j2\omega T}$, $z^{-3} = e^{-j3\omega T}$ и $z^{-4} = e^{-j4\omega T}$ получим частотную передаточную функцию синтезированного действительного дискретного полосового фильтра

$$W_{\text{п}}(j\omega) = \sum_{i=0}^{4} C_i e^{-ij\omega T} / (1 + \sum_{i=1}^{4} D_i e^{-ij\omega T}).$$

Модуль данной частотной передаточной функции для двух частот настройки $f_0 = \omega_0/2\pi$=100 и 200 Гц в области положительных частот показан на рис. 1. При расчетах были приняты значения частоты среза $f_{\text{ср}} = \omega_{\text{ср}}/2\pi$=8 Гц и периода повторения T=10^{-3}с.

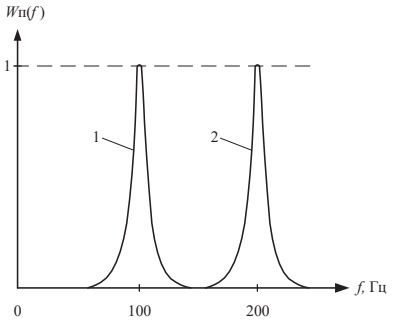


Рис. 1. Амплитудно-частотные характеристики полосовых фильтров: 1 – f = 100 Гц; 2 – f =200 Гц

Можно отметить, что изменение частоты настройки фильтра не приводит к изменению формы и полосы пропускания АЧХ фильтров.

Пример 2. Синтезируем дискретный режекторный фильтр на основе непрерывного фильтра – аналога с частотной передаточной функцией

$$W_{\text{p}}(j\omega) = \frac{[j(\omega \pm \omega_0)]^2}{[j(\omega \pm \omega_0)]^2 + j\sqrt{2}\omega_{\text{ср}}(\omega \pm \omega_0) + \omega_{\text{ср}}^2},$$

где $\omega_{\text{ср}}$ – частота среза фильтра.

Итоговая передаточная функция действительного дискретного режекторного фильтра принимает вид

$$W_{\text{p}}(z) = \sum_{i=0}^{4} C_i z^{-i} / (1 + \sum_{i=1}^{4} D_i z^{-i}),$$

где

$$C_0 = A_0^2,\ C_1 = 2A_0A_1\cos(\omega_0 T),\ C_2 = (A_1^2 + 2A_0A_2)\cos(2\omega_0 T),\ C_3 = 2A_1A_2\cos(\omega_0 T),$$

$$C_4 = 2A^2,\ D_1 = 2B_1\cos(\omega_0 T),\ D_2 = 2B_2\cos(2\omega_0 T) + B_1^2,\ D_3 = 2B_1B_2\cos(\omega_0 T),$$

$$D_4 = B_2^2.$$

где $A_0 = 4/d$; $A_1 = -2A_0$; $A_2 = A_0$; $B_1 = (2\omega_{\text{ср}}^2 T^2 - 8)/d$;

$B_2 = (4 - 2\sqrt{2}\omega_{\text{ср}}T + \omega_{\text{ср}}^2 T^2)/d$; $d = (4 + 2\sqrt{2}\omega_{\text{ср}}T + \omega_{\text{ср}}^2 T^2)$.

В результате получим частотную передаточную функцию синтезированного действительного дискретного режекторного фильтра

$$W_{\text{p}}(j\omega) = \sum_{i=0}^{4} C_i e^{-ij\omega T} / (1 + \sum_{i=1}^{4} D_i e^{-ij\omega T}).$$

Модуль данной частотной передаточной функции для двух частот настройки $f_0 = \omega_0/2\pi$=100 и 200 Гц в области положительных частот показан на рис. 2. При расчетах, как и ранее, были приняты значения частоты среза $f_{\text{ср}} = \omega_{\text{ср}}/2\pi$=8 Гц и периода повторения T=10^{-3}с.

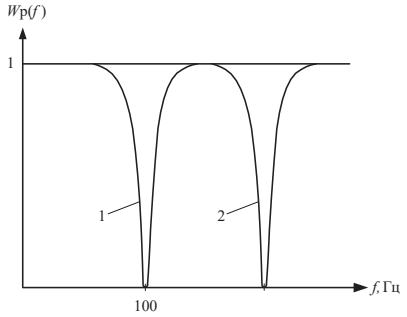


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики режекторных фильтров: 1 – f = 100 Гц; 2 – f =200 Гц

Так же, как и в случае полосового фильтра, можно отметить, что изменение частоты настройки фильтра не приводит к изменению формы и полосы пропускания АЧХ.

Заключение

Изложенная в статье методика разбиения частотной передаточной функции действительного непрерывного фильтра-аналога на две составляющие, расположенные в области положительных и отрицательных частот, с последующим применением к каждой из них смещенного на частоту настройки области билинейного *z*-преобразования позволяет синтезировать перестраиваемые по частоте действительные полосовые и режекторные фильтры с постоянными формой и шириной АЧХ независимо от частоты настройки фильтров.

Библиографический список

1. Зиатдинов С. И. Синтез комплексных дискретных фильтров // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2017. № 4. С. 12–19.

2. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. М.: Техносфера, 2006. 855 с.

3. Куприянов М. С., Матюшкин Б. Д. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Политехника, 2000. 592 с.

УДК 004.932.2

А. Ю. Зилинберг*
кандидат технических наук, доцент
Ю. А. Корнеев*
кандидат технических наук, доцент
А. Ю. Корнеев*
научный сотрудник
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

АВТОМАТИЧЕСКАЯ ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ ЛОКАЦИОННЫХ ДАТЧИКОВ. ЧАСТЬ 2: ОСНОВНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ, ГИДРОЛОКАЦИОННЫХ И ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

В статье детально рассматриваются основные проблемы обработки изображений локационных датчиков. Делается попытка систематизировать эти проблемы для радиолокационных, гидролокационных и оптоэлектронных датчиков.
Ключевые слова: распознавание образов, анализ изображений, радиолокационное изображение, гидролокационное изображение, телевизионное изображение.

A. Yu. Zilinberg*
PhD, Tech., Associate Professor
Yu. A. Korneev*
PhD, Tech., Associate Professor
A. Yu. Korneev*
Research Employee
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

AUTOMATIC IMAGE PROCESSING OF LOCATOR SENSORS. PART 2: MAIN PROBLEMS OF PROCESSING RADAR, SONAR AND OPTOELECTRONIC IMAGES

The article discusses in detail the main problems of image processing of location sensors. An attempt is made to systematize these problems for radar, sonar, and optoelectronic sensors.
Keywords: pattern recognition, image analysis, radak image, sonar image, television image.

Основные проблемы обработки локационных изображений

Основные проблемы, которые возникают при разработке высокоавтоматизированных систем обработки локационной информации, рассматривались в [1]. В данной статье проблемы систематизируются в зависимости от типа используемого датчика: радиолокационного, гидролокационного и оптоэлектронного.

Основные базовые алгоритмы (функции) современной автоматической системы обработки информации (АСОИ), которые реализуются в различных локационных системах: а) обнаружение целей, б) измерение координат целей,

в) классификация целей, г) селекция целей, д) сопровождение целей.

Функции АСОИ, возникли «одновременно» с рождением радио-, гидро- и оптической локации, но на ранних этапах развития локации (до середины 60-х годов прошлого века) их реализовывал человек-оператор. Со временем требования к системе обработки изображений возросли: возникла необходимость выполнять эти функции автоматически с большой по числу наблюдаемых целей пропускной способностью, реализовывать и использовать алгоритмы автоматического сопровождения целей.

Практически все алгоритмы, реализуемые АСОИ, требуют управления, учитывающего особенности окружающей обстановки. При управлении реализуется как регулирование параметров алгоритмов (например, выполняется изменение порога обнаружения), так и изменение структуры самих алгоритмов. Для реализации эффективного управления необходимо максимально учитывать особенности текущей локационной сцены [2]. Например, гидрометеоры, волнение моря, район плавания могут сильно изменять РЛ-картину на экране радара. При обработке РЛ-информации характерна высокая степень априорной неопределенности, преодолевать которую возможно именно автоматическими алгоритмами анализа помехоцелевой обстановки (ПЦО). При такой обработке должны обязательно использоваться блоки в структуре алгоритмов, которые «отвечают» за адаптацию алгоритмов обработки.

При реализации адаптации используется управление алгоритмами обработки. Для реализации такого управления используются результаты классификации помеховой обстановки, оценки параметров помех. Кроме того, для оптимизации алгоритмов обработки для каждой цели (объекта) важно сформировать оценку параметров целей. В локационных системах «полезные» объекты-цели имеют свою специфику: например, радиальная протяженность цели может меняться от долей метра до сотен метров.

Созданные на основе этих «знаний» и реализуемые в АСОИ автоматические алгоритмы позволяют максимально эффективно обрабатывать получаемые локационные изображения.

Проблемы реализации алгоритмов обработки РЛ-изображений

Алгоритмы обработки РЛ-информации можно разбить на три структурных блока: 1) первичная обработка РЛ-информации, 2) вторичная обработка РЛ-информации, 3) информационная поддержка алгоритмов обработки.

Нужно отметить, что информационная поддержка, т.е. знания, полученные при описании и параметризации РЛ-обстановки, позволяют реализовывать алгоритмы, обеспечивающие адаптацию и оптимизацию алгоритмов обработки. Формирование и наполнение данного блока является темой данной статьи.

Рассмотрим подробнее проблемы и особенности блоков обработки РЛ-информации.

Проблемы и особенности первичной обработки РЛ-информации:

1) Обнаруживаемые объекты имеют разную пространственную протяженность (от единиц до сотен метров). Например, береговая черта, может быть как неразрывной («сплошной») на больших расстояниях, так иметь и множе-

ственные разрывы. Решение проблемы оптимизации алгоритмов обработки для объектов с существенно разными геометрическими размерами представляет серьезную задачу для разработчика алгоритмов.

2) Наличие в зоне обзора естественных помех разной природы: а) метеообразования (во многих случаях имеют характерные нестационарные особенности и гладкую модулирующую функцию); б) отражения от морской поверхности (в том числе нерелеевские);

В зависимости от разрешающей способности РЛС по дальности помехи на выходе приемного тракта меняют свою структуру. Например, при длительности зондирующего импульса 1,2 мкс (разрешение по дальности 180 м, «длинные шкалы») отраженный от морской поверхности сигнал на выходе РЛ-приемника по своей структуре близок к релеевскому распределению. При морском волнении 3–4 балла, длина морской волны составляет 10–15 м, при этом волны представляют собой сложную двухмерную структуру – крупные волны и покрывающее их поверхность мелкое волнение, которое (мелкое волнение) и дает основной вклад в РЛ-отражение.

При низком разрешении РЛС по дальности (~ 1,2 мкс) радиоимпульсом реализуется пространственное интегрирование волновой структуры морской поверхности и отдельные морские волны на экране РЛС не видны.

При высоком пространственном разрешении по дальности (длительность импульса 30…50 нсек) морская поверхность «хорошо» аппроксимируется двумасштабной моделью – на экране индикатора хорошо видны отдельные морские волны.

Проблемы и особенности вторичной обработки РЛ-информации:

На ранних этапах развития радиолокации сопровождение объектов было лишь частично автоматизировано и имело низкую пропускную способность по числу сопровождаемых целей (порядка 10 целей). При появлении новой элементной базы – ПЛИС, сигнальных процессоров, обработка РЛ-информации имеет гораздо меньше ограничений по сложности применяемых алгоритмов, а число сопровождаемых целей достигает 150…200. К проблемам и особенностям вторичной обработки можно отнести следующие:

1) обнаруживаемые объекты имеют разные скоростные характеристики. Большой диапазон скоростей объектов вызывает сложности при реализации алгоритмов автозахвата цели на сопровождение.

2) для скоростных надводных целей формируются «усы», это приводит к проблемам обнаружения и сопровождения подвижных объектов. При штиле или малом волнении моря такие «усы» могут создавать трудности для алгоритмов сопровождения. Возникают ситуации, когда сопровождается не только истинная цель, а нескольких «объектов», которые порождены «усами».

3) при высоком разрешении РЛС при нерелеевских отражениях могут происходить автозахваты гребней отдельных морских волн. Это обусловлено тем, что при волнении 3,5…5 баллов и длине морской волны около 15…25 м в РЛС с высокой разрешающей способностью по дальности (5…7 м) на этапе первичной обработки волны обнаруживаются как цели, а на этапе вторичной обработки происходит автозахват волн на сопровождение.

Проблемы и особенности обработки гидролокационных изображений

Основные проблемы, которые возникают при разработке высокоавтоматизированных ГЛ-систем, обусловлены следующими причинами:

- нестационарностью характеристик реверберационных помех (что характерно для донной и поверхностной реверберации), большим динамическим диапазоном обрабатываемых сигналов, изменчивостью характеристик помех в зоне обзора,
- априорной неопределенностью модулирующих функций, распределений реверберационных помех и их параметров [3, 4],
- априорной неопределенностью пространственных размеров, формы и ориентации обнаруживаемых ГЛ БО объектов.

В высокоавтоматизированных и автоматических системах проблемы априорной неопределенности и нестационарности сигнально-помеховой обстановки могут быть решены при применении адекватных условиям ГЛ-наблюдения алгоритмов обработки ГЛ-изображений.

На рис. 1 представлены проблемы, характерные при обработке ГЛ-изображений ГБО (гидролокатор бокового обзора) и ГЛ-ОБО (гидролокатор освещения ближней обстановки).

На рис. 2 приводится классификация характерных особенностей рассеяния акустических сигналов объектами разной структуры.

На рис. 3 приведена классификация характерных типов структур фонов ГЛИ ГБО.

На рис. 4 приведена классификация особенностей донных объектов на ГЛИ.

Проблемы обработки телевизионных изображений в оптоэлектронных системах

Классификация проблем и особенностей при автоматической обработке оптоэлектронных изображений (телевизионных, тепловизионных) приводятся на рис. 1…4. Можно выделить три основные группы проблем и особенностей, которые необходимо учитывать при обработке телевизионных изображений, в частности при обработке изображений, полученных с судовых оптоэлектронных систем:

1) особенности условий наблюдения:

а) формирование шлейфа (скуловых волн, буруна) за скоростной морской целью,

б) наличие границ раздела на изображении: море-небо, море-суша.

Задача выделения границ является очень важной в связи в тем, что обнаруживаемые объекты часто находятся на границе раздела сред. Это в большой степени усложняет и делает ненадежной процедуру обнаружения объектов.

в) обработка групповых целей (индивидуальное обнаружение и сопровождение целей),

г) наличие всплесков на водной поверхности, наличие солнечных бликов

на морской поверхности.

Рис. 1. Проблемы обработки ГЛ-изображений в ГБО и ГЛ-ОБО

Рис. 2. Особенности рассеяния акустических сигналов объектами

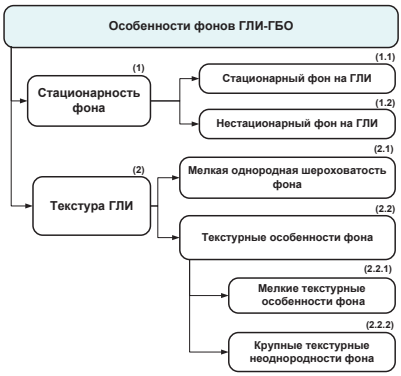


Рис. 3. Особенности фонов ГЛИ ГЛ БО

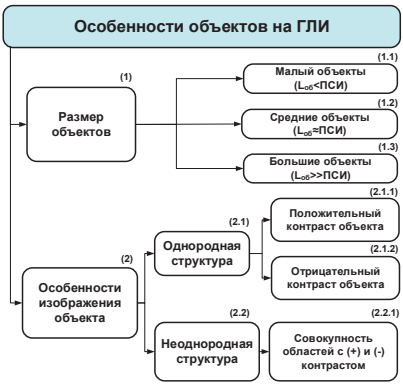


Рис. 4. Особенности изображений объектов на ГЛИ

2) особенности объектов при обнаружении и сопровождении по размерам и подвижности (рис. 5).

3) особенности формирования сцены заднего плана (СЗП) (классификация методов формирования приведена на рис. 6).

Использование СЗП в процедуре обнаружения объектов на ТВИ обусловлено тем, что объекты часто бывают двуконтрастными и разноконтрастными по отношению к окружающему фону.

Рис. 5. Классификация объектов обнаружения/сопровождения по размерам и подвижности

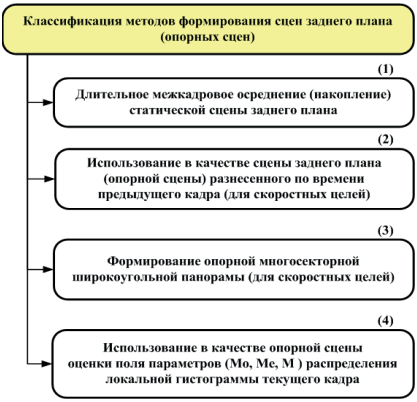


Рис. 6. Классификация методов формирования сцен заднего плана

Заключение

В статье рассмотрены основные проблемы, возникающие при автоматической обработке изображений (локационных сцен) для датчиков разных типов: радиолокационных, гидролокационных, телевизионных. Приводится систематизация особенностей и проблем изображений, которые необходимо учитывать при разработке алгоритмов анализа изображений.

Библиографический список

1. Зилинберг А. Ю., Корнеев Ю. А., Корнеев А. Ю. Автоматическая обработка изображений локационных датчиков. Часть 1: основные проблемы обработки локационных изображений // Волновая электроника и инфокоммуникационные системы: Двадцать третья междунар. науч. конф.: сб. статей: в 2 ч. Ч. 2. СПб.: ГУАП, 2020. С. 57–63 с.

2. Войтов А. А., Корнеев А. Ю., Корнеев Ю. А. Разработка и исследование устойчивых алгоритмов обнаружения и сопровождения объектов применительно к гидролокаторам освещения ближней обстановки // Гидроакустический журнал (Проблемы, методы и средства изучения Мирового океана). 2012. № 9. С. 66–77.

3. Корнеев Ю. А., Козлов Н. Н., Мяльк Р. А. Разработка высокоавтоматизированных систем обработки сигналов перспективных обзорных РЛС: принципы построения, алгоритмы обработки, исследование эффективности // Успехи современной радиоэлектроники. М.: Радиотехника. 2013. № 2. С. 47–55.

4. Войтов А. А., Корнеев Ю. А., Хаметов Р. К. Проблемы реализации устойчивых алгоритмов автоматического обнаружения объектов в гидролокаторах освещения ближней обстановки // Подводные исследования и робототехника. Владивосток, ИПМТ ДВО РАН. 2014. № 1 (17). С. 4–17.

УДК 535.243.2

В. И. Казаков
кандидат технических наук, доцент
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОПТИМИЗАЦИЯ ФУНКЦИИ ПРОПУСКАНИЯ ДИФРАКЦИОННОЙ РЕШЕТКИ ДЛЯ РАБОТЫ В ВЫСШИХ ПОРЯДКАХ

В работе рассматривается вопрос повышения эффективности использования высших дифракционных порядков амплитудной пропускающей дифракционной решетки для целей спектрального анализа оптических излучений. Исследованы пути дальнейшего совершенствования предложенной ранее топологии высокопорядковой дифракционной решетки. Представлен алгоритм и его программная реализация в системе MATLAB для нахождения функции пропускания амплитудной дифракционной решетки для максимально эффективного использования высших дифракционных порядков. Приведены результаты расчетов параметров штрихов дифракционной решетки в относительных единицах.
Ключевые слова: дифракционная решетка, оптимизация, высшие порядки, оптика, функция пропускания, моделирование.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (РНФ), проект № 19-79-10110.

V. I. Kazakov
PhD, Tech., Associate Professor
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

OPTIMIZATION OF THE TRANSMISSION FUNCTION OF THE DIFFRACTION GRATING FOR OPERATION IN HIGHER ORDERS

The paper considers the issue of increasing the efficiency of using higher diffraction orders of an amplitude transmitting diffraction grating for the purposes of spectral analysis of optical radiation. The ways of further improvement of the previously proposed topology of a high-order diffraction grating are investigated. An algorithm and its software implementation in the MATLAB system are presented for finding the transmission function of an amplitude diffraction grating for the most efficient use of higher diffraction orders. The results of calculations of the parameters of the grooves of the diffraction grating in relative units are presented.
Keywords: diffraction grating, optimization, high orders, optics, transmittance function, modeling.

Введение

Дифракционная решетка является одним из важнейших оптических элементов в задачах спектрального анализа оптических излучений [1–4]. Особенностью действия дифракционной решетки является формирование многих дифракционных порядков, что, с одной стороны, позволяет формировать несколько спектральных каналов анализа. С другой стороны энергетика оптического излучения распределяется между дифракционными порядками, что приводит с снижению чувствительности прибора.

Предложенная в работе [5] математическая модель, которая объясняет формирование комплексного спектра анализируемого оптического сигнала в спектральном приборе с дифракционной решеткой, а также изучение свойств спектров высоких дифракционных порядков показывают возможность улучшения разрешающей способности прибора в случае увеличения интенсивности дифрагированного света в более высокие порядки.

В патенте [6] предложена топология высокопорядковой дифракционной решетки, в которой интенсивность дифрагированного света в 3 и 4 порядок значительно увеличена. Однако, синтез функции пропускания такой решетки базировался на эвристических методах и к настоящему моменту не было получено оптимальное решение, позволяющее максимально эффективно использовать высшие порядки.

1. Топология высокопорядковой дифракционной решетки

Топология высокопорядковой дифракционной решетки представляет собой совокупность чередующихся прозрачных и непрозрачных полос разной ширины. Особенностью такой решетки является то, что каждый третий непрозрачный штрих должен быть шире, чем все остальные штрихи.

Функция пропускания такой дифракционной решетки может быть записана в виде:

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

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

На рис. 1 показан результат наблюдения дифракционной картины от такой решетки при ее освещении излучением от гелий-неонового лазера (632 нм) для параметров штрихов: $a=b$, $c=2a$.

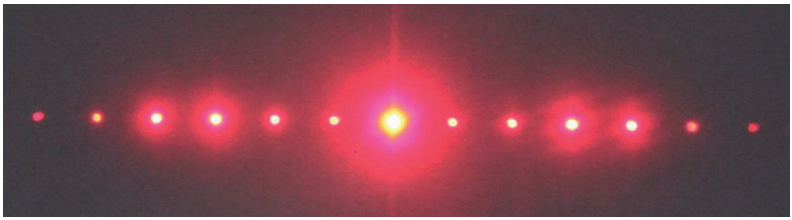


Рис. 1. Дифракция на высокопорядковой решетке

Из рис. 1 видно, что, несмотря на увеличение интенсивности дифрагированного света в высшие порядки (третий и четвертый), данная топология требует дальнейшей оптимизации, поскольку интенсивность дифрагированного света в третий и четвертый порядок примерно одинакова.

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

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

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:

$$C_n = \frac{1}{2T_g} \int_{-\frac{T_g}{2}}^{\frac{T_g}{2}} T(\xi) e^{-in\frac{2\pi}{T_g}\xi} d\xi. \tag{3}$$

Несмотря на увеличение интенсивности света в третий и четвертый дифракционные порядки, данная топология требует дальнейшей оптимизации.

2. Оптимизационная модель высокопорядковой дифракционной решетки

Любая задача оптимизации требует установления критерия, по которому производится оптимизирование. Применительно к дифракционной решетке в качестве критерия оптимизации можно обозначить поиск максимального значения целевой функции:

$$P = \begin{vmatrix} \max C_n(n), \text{ при} \\ \min C_n(n-1) \\ \min C_n(n+1) \end{vmatrix} . \tag{4}$$

Значение коэффициентов C_n зависит от функции пропускания дифракционной решетки $T(\xi)$, которая, в свою очередь может быть выражена через параметры штрихов решетки b,d, t_{f1} и t_{f2}, что иллюстрируется рис. 2.

Алгоритм поиска оптимального решения для соответствующего дифракционного порядка сводится к перебору возможных значений параметров и нахождению максимального значения коэффициента C_n для интересующего дифракционного порядка. Алгоритм поиска оптимальной функции пропускания для соответствующего дифракционного порядка представлен на рис. 3. Параметры функции пропускания дифракционной решетки рассчитываются в относительных единицах.

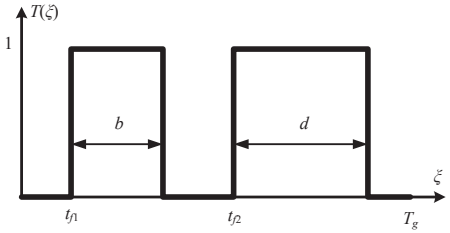


Рис. 2. Оптимизационные параметры функции пропускания решетки

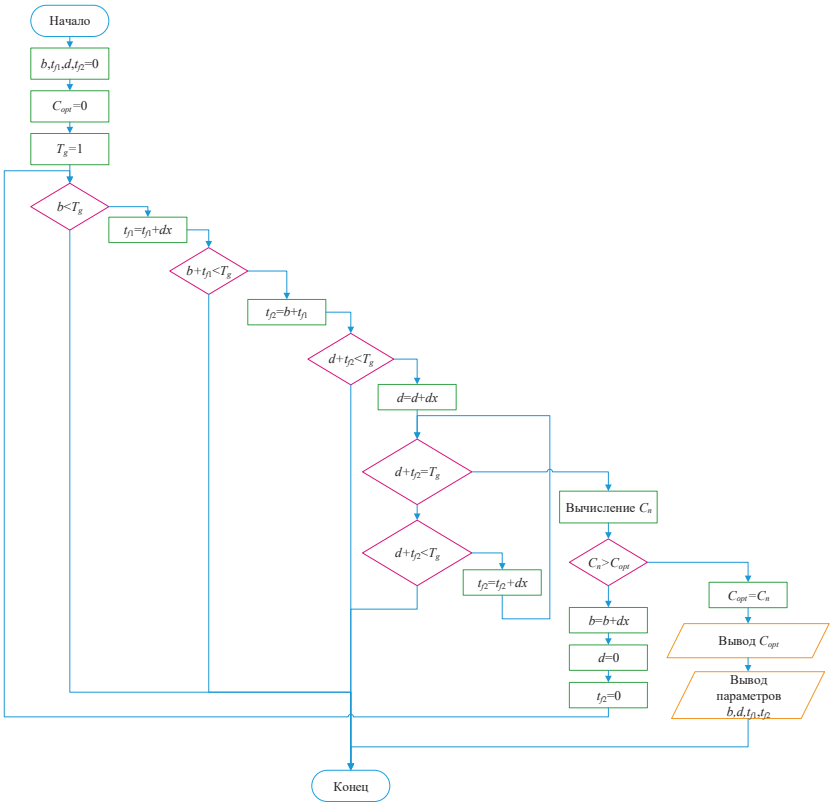


Рис. 3. Алгоритм поиска оптимальной топологии дифракционной решетки

В системе MATLAB была написана программа, реализующая представленный выше алгоритм. Текстовые комментарии приведены для упрощения понимания работы программы. При моделировании была использована специ-

альная функция rectpuls(a,b), которая генерирует прямоугольный импульс длительностью *a* и координатным сдвигом *b*.

Код программы представлен на рис. 4. Данная программа предназначена для поиска оптимальной топологии при работе во втором дифракционном порядке, однако путем изменения параметров может быть использована для поиска топологий для работы в других интересующих дифракционных порядках.

```
clc;
clear all;
dx=0.05; %шаг изменения оптимизационных параметров
Tg=1; %период решетки
fs=10^(3); % интервал дискретизации
x=0:1/fs:Tg; % ось X
n=1:5; %диапазон рассчета коэффициентов разложения
Ref=0;
for b=0:dx:1  %ширина 1-го непрозрачного элемента
    for tfutr_1=b:dx:1 %сдвиг 1-го прозрачного элемента
        for d=b+tfutr_1:dx:1 %ширина 1-го прозрачного элемента
            for tfutr_2=d+tfutr_1+b:dx:1 %сдвиг 2-го непрозрачного элемента
    if d+tfutr_2 == Tg % проверка на соответствие периоду решетки
 nfig = 1;
T=rectpuls(x-tfutr_1,b)+rectpuls(x-tfutr_2,d); %синтез функции пропускания
figure(nfig); nfig = nfig + 1;
clf;
plot(x,T); % график функции пропускания
grid on;
hold on;


% вычсиление коэффициентов разложения
C1=1/Tg*T.*exp(-j*(2*pi/Tg)*x);
G1 =abs(trapz(C1,x));
C2=1/Tg*T.*exp(-j*(4*pi/Tg)*x);
G2 =abs(trapz(C2,x));
C3=1/Tg*T.*exp(-j*(6*pi/Tg)*x);
G3 =abs(trapz(C3,x));
C4=1/Tg*T.*exp(-j*(8*pi/Tg)*x);
G4 =abs(trapz(C4,x));
C5=1/Tg*T.*exp(-j*(10*pi/Tg)*x);
G5 =abs(trapz(C5,x));
if G2>Ref %проверка максимальности искомого коэффициента
   Max=G2;
    figure(nfig); nfig = nfig + 1;
clf;
plot(n,G1,G2,G3,G4,G5); % построение графика коэффициентов разложения
grid on;
hold on;
Ref=G2;
figure(nfig); nfig = nfig + 1;
clf;
plot(x,T);
grid on;
hold on;
end;
end;
end;
end;
end;
end;
```

Рис. 4. Код программы для оптимизации функции пропускания дифракционной решетки

В результате работы программы были получены функция пропускания, оптимизированная для работы во втором дифракционном порядке, а также значения коэффициентов разложения такой функции пропускания, которые определяют интенсивность дифрагированного света в соответствующие дифракци-

онные порядки. Функция пропускания (*а*) и расчет коэффициентов разложения (*б*) представлены на рис. 5.

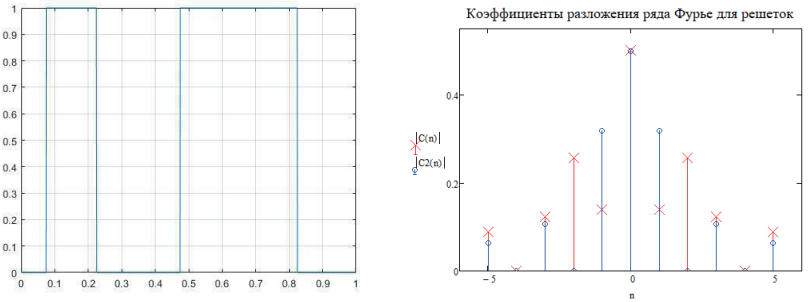


Рис. 5. Результаты работы программы: оптимизированная функция пропускания (а) и коэффициенты разложения (б) для работы во втором порядке

Результаты расчетов коэффициентов разложения приведены в сопоставлении с коэффициентами для обычной дифракционной решетки с равной шириной прозрачных и непрозрачных штрихов. Видно, что применение оптимизационной модели позволило значительно увеличить интенсивность дифрагированного света во второй дифракционный порядок, при этом интенсивность света в 1 и 3 дифракционном порядках оказалась меньше практически в 2 раза.

Заключение

В работе представлены результаты исследования возможностей улучшения спектрального разрешения приборов на дифракционной решетке за счет работы в более высоких порядках. Предложена оптимизационная модель, позволяющая найти параметры функции пропускания дифракционной решетки для работы в искомом дифракционном порядке с максимальной эффективностью дифракции.

Разработан алгоритм оптимизации дифракционной решетки и реализована программа в системе MATLAB. Результаты позволили оптимизировать топологию дифракционной решетки для работы во втором дифракционном порядке с эффективностью дифракции практически равной первому порядку для обычной дифракционной решетки. При этом интенсивность дифрагированного света в соседние порядки значительно снижена.

Библиографический список

1. Беляков Ю. М, Павлычева Н. К. Спектральные приборы: учеб. пособие. Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2007. 203 с.

2. Тарасов К. И. Спектральные приборы. 2-е изд. Л.: Машиностроение. Ленинградское отд., 1977. 367 с.

3. Малышев В. И. Введение в экспериментальную спектроскопию. М.: Наука, 1979. 480 с.

4. Palmer C. A., Loewen E. G. Diffraction grating handbook. N. Y.: Newport Corporation, 2005. 271 p.

5. Казаков В. И, Москалец О. Д. Измерение оптических спектров решеточным спектральным прибором в высших дифракционных порядках // Датчики и системы. 2018. № 12. С. 22–27.

6. Пат. 181375 РФ, МПК8 G01J 3/18, G01J 3/24, G02B 5/18. Дифракционный решеточный спектральный прибор / В. И. Казаков, О. Д. Москалец, А. С. Параскун (РФ). № 2018106621 // Изобретения и полезные модели. 2018. № 20. 2 с.

УДК 621.373.826

В. И. Казаков*
кандидат технических наук, доцент
А. С. Тупицын*
магистрант
С. В. Кулаков*
доктор технических наук, профессор
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ С ТЕПЛОВЫМ КОНВЕКТИВНЫМ ПОТОКОМ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА СПЕКЛ-КАРТИН

Работа посвящена применению лазерных и волоконно-оптических технологий в системах контроля, а также созданию систем контроля и автоматического управления, построенных на принципиально новых принципах. Целью работы является повышение эффективности функционирования систем контроля раннего обнаружения возгораний. Предложена структурная схема системы раннего обнаружения возгораний на основе анализа пространственных характеристик спекл-картин при взаимодействии с тепловым конвективным потоком. Выполнены экспериментальные исследования по измерению пространственных характеристик спекл-картин при взаимодействии с тепловым конвективным потоком от пламени свечи. Измерение пространственных характеристик пучков выполнено с помощью ПЗС-камеры и специального программного обеспечения для анализа оптических пучков BeamGage.
Ключевые слова: пожарный извещатель, тепловой конвективный поток, спекл-картина, оптический пучок, возгорание.

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

V. I. Kazakov*
PhD, Tech., Associate Professor
A. S. Tupitsyn*
Postgraduate Student
S. V. Kulakov*
Dr. Sc., Tech., Professor
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

INVESTIGATION OF THE DYNAMICS OF INTERACTION OF LASER RADIATION WITH A THERMAL CONVECTIVE FLOW BASED ON THE ANALYSIS OF SPECKLE PATTERNS

The paper is devoted to the use of laser and fiber-optic technologies in control systems, as well as the creation of control and automatic control systems based on fundamentally new principles. The aim of the research is to improve the efficiency of the early detection control systems functioning. A structural diagram of an early fire detection system based on an analysis of the spatial characteristics of speckle patterns in interaction with a thermal convective flow is proposed. Experimental studies

have been carried out to measure the spatial characteristics of speckle patterns when interacting with a thermal convective flow from a candle flame. The spatial characteristics of the beams were measured using a CCD camera and special software for the analysis of optical beams BeamGage.
Keywords: fire detector, heat convective flow, speckle pattern, optical beam, fire.

Введение

В настоящее время отечественная и зарубежная промышленность выпускает широкую линейку технических средств (извещателей) для обнаружения возгораний. Чаще всего в пожарных системах используются дымовые извещатели, принцип действия которых основан на детектировании рассеянного оптического излучения на частицах дыма в камере извещателя. К сожалению, срабатывание таких пожарных извещателей происходит в момент, когда очаг возгорания достигает серьезных размеров.

Между тем, принято считать, что самыми ранними признаками начала возгорания являются появление теплового конвективного потока и окиси углерода CO. Тепловой конвективный поток возникает уже на стадии тления, поэтому своевременная его регистрация позволяет максимально быстро обнаружить начало возгорания и предотвратить серьезный материальный ущерб и, возможно, спасти человеческие жизни.

В то же время следует отметить, что на данный момент не существует разработанных и широко применяемых технических средств, способных обнаруживать наличие теплового конвективного потока. Одним из перспективных в этом направлении является применение волоконно-оптических технологий [1, 2], что обусловлено несколькими факторами. Во-первых, волоконно-оптические датчики невосприимчивы к воздействию электромагнитных помех. Во-вторых, сами по себе волоконно-оптические датчики являются абсолютно взрывобезопасными, а блок обработки, содержащий токоведущие части, может быть удален на значительное расстояние от контролируемого объекта, измеряемое километрами. Применение таких систем особо актуально на взрывоопасных объектах и производствах [3]. В работе предлагается система на основе многомодового оптического волокна, которая способна реагировать на изменение пространственных характеристик оптического излучения, выходящего из торца волокна при распространении излучения через тепловой конвективный поток.

Математическая модель формирования спекл-картины

Тепловой конвективный поток [4] от тлеющего объекта представляет собой случайное распределение плотности среды в поле действия массовых сил, что приводит к движению среды и конвекции. При естественной конвекции воздуха на его молекулы действуют сила тяжести и выталкивающая сила, в то время как, в искусственной конвекции воздуха осуществляется при помощи вентилятора. Эффективность теплопередачи конвективным способом определяется скоростью движения частиц, градиента температуры, площадью поверхности объекта и тепловыми свойствами окружающей среды.

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

Для того, чтобы обнаруживать флуктуации изменения пучка предлагается использовать пучок с неравномерным распределением интенсивности по профилю, чтобы изменения пространственных характеристик проявлялись еще сильнее. Для этих целей подходит сколлимированный пучок от торца многомодового оптического волокна. Известно, что поле на торце многомодового оптического волокна представляет собой пятнистую структуру (спекл-картину) [5], которая возникает вследствие особенностей формирования направляемых мод волоке. Пример такой спекл-картины представлен на рис. 1.

В работе предложена структурная схема системы обнаружения теплового конвективного потока на основе многомодового оптического волокна. Оптическая схема представлена на рис. 2.

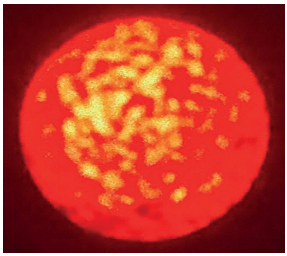


Рис. 1. Спекл-картина на торце многомодового оптического волокна

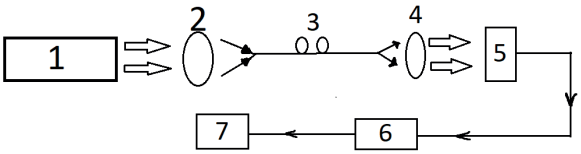


Рис. 2. Структурная схема системы обнаружения теплового конвективного потока

В состав системы входят (рис. 2):

1. Лазерный излучатель;
2. Система ввода излучения в оптическое волокно,
3. Многомодовое оптическое волокно;
4. Система формирования коллимированного пучка со спекл-картиной;
5. Система регистрации пространственных характеристик спекл-картины;
6. Блок обработки;
7. Блок выдачи тревоги.

Система работает следующим образом. Лазерный излучатель может работать как в непрерывном, так и в импульсном (для снижения энергопотребления) режиме. Система ввода излучения в оптическое волокно предназначена для эффективного ввода излучения в многомодовое оптическое волокно и снижения энергетических потерь. На выходе из многомодового волокна формируется расходящийся пучок в пределах числовой апертуры волокна, поэтому назначение системы формирования коллимированного пучка 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.

Результаты экспериментальных исследований

Для подтверждения идеи регистрации изменения пространственных характеристик спекл-картин при взаимодействии с тепловым конвективным потоком был проведен натурный лабораторный эксперимент. Лабораторный макет для экспериментальных исследований приведен на рис. 3.

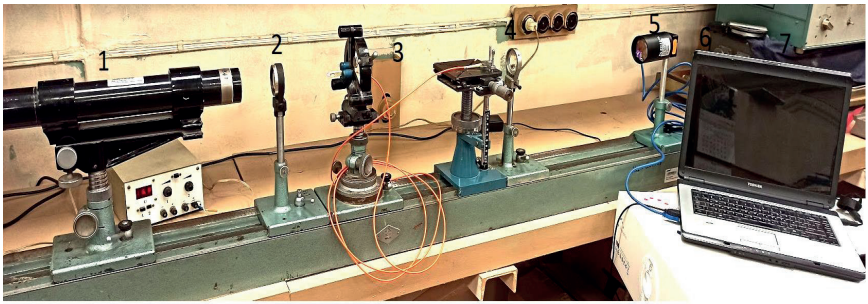


Рис. 3. Лабораторный макет системы раннего обнаружения возгораний

1 – Лазер ЛГН-214 с длиной волны 632 нм;
2 – Собирающая линза с фокусным расстоянием 110 мм;
3 – Многомодовое оптоволокно;
4 – Уменьшитель пучка 4Х;
5 – ПЗС-камера SP928 фирмы Ophir;
6, 7 – Персональный компьютер с установленным программным обеспечением BeamGage.

В экспериментальной установке был использован лазер ЛГН-214, с длиной волны 632 нм. Сформированный луч от лазера попадает в собирающую линзу, для того, чтобы эффективно ввести излучение в многомодовое оптическое волокно. В результате на выходе из многомодового оптического волокна

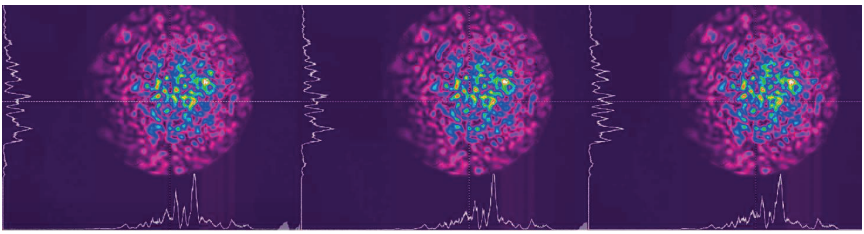
формировалась спекл-картина. Уменьшитель пучка 4X предназначен для согласования пучка с апертурой ПЗС-камеры SP928 фирмы Ophir. ПЗС-камера передает полученные данные на ПК с установленным программным обеспечением BeamGage для анализа пространственных характеристик полученной спекл-картины.

Эксперимент заключался в следующем. Вначале были зарегистрированы пространственные характеристики спекл-картины в отсутствие теплового конвективного потока. Для этого в течение 30 с велась регистрация спекл-картины. Результаты наблюдения показали, что при отсутствии внешних воздействий спекл-картина меняется слабо. Незначительные изменения спекл-картины обусловлены нестабильностью лазерного источника.

Затем в пространство между выходным торцом оптоволокна и уменьшителем пучка 4X было помещено пламя свечи для создания теплового конвективного потока. В результате на экране монитора наблюдалось значительное дрожание спекл-картины, вызванных случайным изменением показателя преломления воздуха из-за теплового конвективного потока.

В результате наблюдалось дрожание спекл-картины, что представлено на рис. 4.

а)



б)

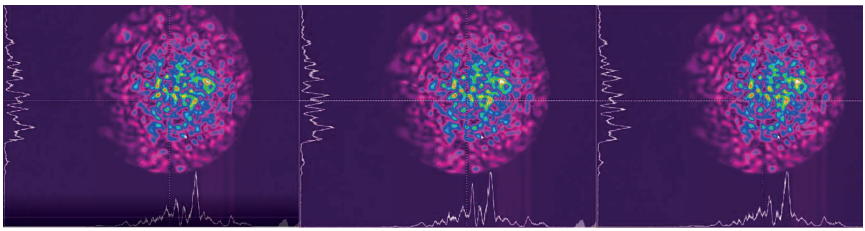


Рис. 4. Спекл-картины при отсутствии (а)
и наличии теплового конвективного потока (б)

На рис. 4*а* приведены пространственные характеристики спекл-картины от лазера с интервалом 1 с в отсутствие теплового потока. На рис. 4*б* представ-

лены характеристики спекл-картины при поджигании свечи и формировании теплового конвективного потока с тем же интервалом.

Как видно из результатов эксперимента при взаимодействии теплового конвективного потока с лазерным пучком от торца многомодового оптического волокна наблюдаются сильные измерения пространственных характеристик, что может быть распознано как начало возгорания при соответствующей обработке полученных сигналов.

Заключение

Практически на любом современном производстве выделяются взрывоопасные зоны, возможность взрыва в которых появляется в случае нарушения технологического процесса, при аварии и т.д. К взрывоопасным зонам относятся лакокрасочные цеха, склады взрывчатых веществ, горюче-смазочных материалов, мукомольное и табачное производства. Одной из актуальнейших задач противопожарной обороны также является защита объектов с повышенным уровнем радиации и с наличием агрессивных химических сред. Защита таких объектов от пожаров требует разработки новых усовершенствованных технических средств обнаружения возгораний.

В работе рассмотрен вопрос о возможности раннего обнаружения возгорания на основе регистрации теплового конвективного потока. Показано, что метод регистрации изменения пространственных характеристик спекл-картин при взаимодействии с тепловым конвективным потоком, является эффективным, что подтверждают результаты эксперимента. Отличительным достоинством предлагаемой системы является ее абсолютная взрывобезопасность, т.к. в пределах контролируемого пространства отсутствуют открытые токоведущие элементы.

Библиографический список

1. Удд Э. Волоконно-оптические датчики. М.: Техносфера, 2008. 520 с.

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. Образцов С. Особенности применения технических средств охраны во взрывоопасных помещениях // Технологии защиты. 2007. № 5.

4. Эккерт Э. Р., Дрейк Р. М., Теория тепло- и массообмена. М. – Л., 1961. 680 с.

5. Dashkevich E. E., Hansuvarov R. A., Kazakov V. I., Moskaletz O. D., Zhdanov A. Yu. Research of speckle-pictures caused by distribution of optical radiation in a multimode optical fiber and a group of optical fibers. XII International conference for young researchers. Wave electronics and Its Applications in the Information and Telecommunication Systems, St. Petersburg. 2009. P. 29.

УДК 621.37

Р. Д. Кожемякин
студент
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

МЕТОДЫ УМЕНЬШЕНИЯ УРОВНЯ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ СЖАТОГО СИГНАЛА НА ВЫХОДЕ ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТИ ПРИЕМНИКА РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ

Для подтверждения актуальности исследований в области разработки методов уменьшения уровня боковых лепестков необходим аналитический обзор существующих методов. Промоделированы возможные ситуации, возникающие при обработке перекрывающихся во времени сигналов. Описано влияние уровня боковых лепестков сжатого сигнала на обнаружение и разрешение сигналов. Рассмотрены известные методы уменьшения уровня боковых лепестков выходного сжатого сигнала. Произведен обзор отечественной и зарубежной литературы по теме статьи.
Ключевые слова: сжатие сигнала, уровень боковых лепестков, линейная частотная модуляция, маскирование, ложное обнаружение, весовая обработка.

R. D. Kozhemyakin
Student
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

METHODS FOR REDUCING THE SIDELOBE LEVEL OF THE COMPRESSED SIGNAL AT THE OUTPUT OF THE LINEAR PART OF THE RADAR RECEIVER

To confirm the relevance of research in the development of methods for reducing the level of side lobes, an analytical review of existing methods is required. Possible situations arising during processing of signals overlapping in time are modeled. The influence of the level of the side lobes of the compressed signal on the indicators of the quality of detection and resolution of signals is described. The well-known methods for reducing the level of the side lobes of the output compressed signal are considered. A review of domestic and foreign literature on the topic of the article is made.
Keywords: signal compression, sidelobe level, linear frequency modulation, masking, false detection, weighting.

Введение

Одними из важнейших технических характеристик радиолокационной станции (РЛС) являются дальность обнаружения и разрешающая способность. Совершенствование этих характеристик в современных РЛС достигается за счет применения сложных сигналов, в том числе сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ).

В РЛС, работающих без сжатия импульсов, пространственное разрешение непосредственно связано с длительностью импульса. В отличие от этого, в РЛС со сжатием импульсов, использующих линейно-частотную модуляцию в импульсе, разрешение зависит от ширины полосы ЛЧМ. В подобных системах,

чаще всего, сжатие принимаемых сигналов осуществляется посредством согласованного фильтра на входе линейной части приемника РЛС. В результате, за пределами основного лепестка выходного сжатого ЛЧМ-сигнала наблюдаются побочные боковые лепестки.

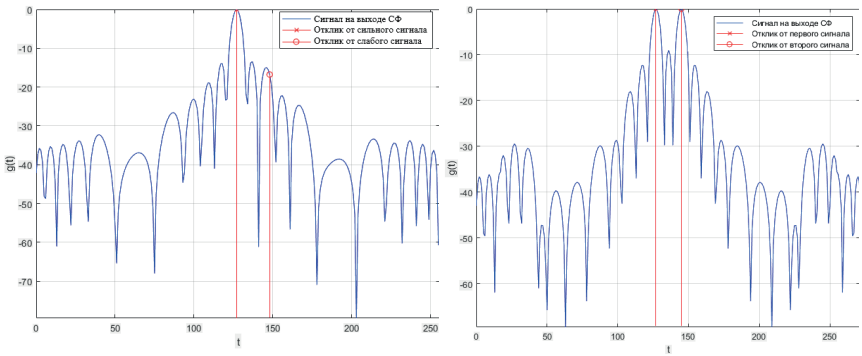
Использование согласованной фильтрации позволяет максимизировать отношение сигнал/шум, при этом уровень боковых лепестков (УБЛ) сигнала на выходе согласованного фильтра всего на 13,2 дБ ниже уровня основного лепестка. Как показывает практика, в обзорных РЛС важно обнаруживать цели с малой эффективной поверхностью рассеяния (ЭПР) на фоне принимаемых сигналов от целей в большой ЭПР. Сложность заключается в том, что величина отклика от слабого сигнала на выходе согласованного фильтра может не превышать максимального уровня боковых лепестков отклика сильного сигнала от близкорасположенной цели.

Известно, что при попадании на вход фильтра сжатия смеси из сигналов, частично перекрывающихся во времени, возможны случаи маскирования и ложного обнаружения сигналов. Маскирование возникает в случае, когда амплитуда слабого сигнала значительно меньше амплитуды сильного, при условии их частичного перекрывания во времени. Сдвиг в данном случае составляет от 1 до (N-1) отсчетов, где N – количество отсчетов в представлении сигнала. В свою очередь, когда уровень боковых лепестков в области перекрывания превышает УБЛ отклика при сжатии одиночного сигнала, увеличивается вероятность ложной тревоги.

Маскирование слабого сигнала

Перейдем к детальному рассмотрению вышеупомянутых ситуаций. В ходе моделирования использовалась смесь из двух перекрывающихся во времени сигналов (сильного и слабого) без добавления шума. Использовались ЛЧМ-сигналы, база сигналов B = 128, слабый сигнал смещен на 22 отсчета относительно сильного при том, что отношение амплитуд этих сигналов 1 к 10.

Известно, что при обработке сигналов, отраженных от двух близко летящих воздушных судов: истребителя с ЭПР от 3 до 5 м^2 и транспортного самолета с ЭПР от 10 до 50 м^2 [1], амплитуда сильного сигнала приблизительно в десять раз превышает амплитуду слабого. При моделировании смещение сигналов выбрано таким образом, чтобы величина отклика согласованного фильтра на сигнал с малой амплитудой, не превышала бы максимального уровня боковых лепестков отклика на сигнал с большой амплитудой. На рис. 1, а показан результат согласованной фильтрации вышеупомянутой смеси сигналов. За основу при моделировании обработки взят алгоритм согласованной фильтрации во временной области. Результаты на рис. 1, а демонстрируют, что даже без добавления шума пик, соответствующий слабому сигналу, не превышает максимальный УБЛ отклика сильного сигнала, что делает невозможным разрешение этого сигнала в системе обнаружения.



а) *б)*

Рис. 1. Результат согласованной фильтрации в логарифмическом масштабе при сдвиге 22 отсчета (а) и 19 отсчетов (б)

Ложное обнаружение сигнала

Рис. 1, б иллюстрирует результат, полученный при обработке аддитивной смеси двух сигналов с одинаковыми амплитудами. В ходе моделирования, использовались ЛЧМ-сигналы с базой $B = 128$ и сдвигом на 19 отсчетов, без добавления шума. Подобное смещение сигналов (сдвиг больше 1 и меньше $2N$-1 отсчетов) приводит к тому, что значение боковых лепестков области перекрытия сильно возрастает.

Из полученных результатов следует, что уровень боковых лепестков в области перекрывания превышает максимальный УБЛ отклика при сжатии одиночного сигнала, тем самым увеличивается вероятность того, что боковой лепесток будет принят за полезный сигнал. Таким образом, снижение максимального уровня боковых лепестков вплоть до полного их отсутствия может повысить показатели качества разрешения и обнаружения сигналов.

Высокий УБЛ, обусловленный френелевскими пульсациями спектра, недопустим во многих РЛС. Поэтому в системах, использующих частотно-модулированные сигналы, необходимы специальные меры по снижению УБЛ. Эти меры основаны на видоизменении характеристик ЛЧМ-сигнала, фильтра сжатия или структуры устройства обработки.

Методы уменьшения уровня боковых лепестков выходного сжатого сигнала

В работах [2–4] представлен обзор методов обработки частотно-модулированных (ЧМ) сигналов. В соответствии с классификацией, представленной в вышеуказанных материалах, можно выделить следующие методы уменьшения уровня боковых лепестков выходного сжатого сигнала: применение весовой обработки в частотной или во временной области, использование

сигналов с нелинейной частотной модуляцией и амплитудно-частотная коррекция принимаемого сигнала.

Применение весовой обработки

Известные из литературы весовые функции (Кайзера-Бесселя, Гаусса, Дольфа-Чебышева и др. [5, 6]) позволяют достичь уменьшения боковых лепестков до уровня минус 40 дБ и менее. Весовые функции вида (1) являются лучшими в части достижимого УБЛ, потерь на рассогласование и расширения основного лепестка.

$$W(f) = k + (1-k) \times \cos^2 \frac{\pi f}{\Delta F}, \qquad (1)$$

где k – высота пьедестала весовой функции.

Хэмминговское взвешивание (k = 0,08) обеспечивает наименьший УБЛ (минус 42,8 дБ) для этого класса функций, в то же время потери на рассогласование составляют 1,34 дБ, а также происходит расширение основного лепестка в 1,47 раза по уровню – 3 дБ [5]. Предельно достижимый уровень боковых лепестков для каждой из весовых функций обеспечивается лишь при строго прямоугольном спектре сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). При малых базах сигнала имеются амплитудные пульсации, и форма спектра существенно отличается от прямоугольной. Поэтому с уменьшением базы сигнала при любой весовой функции *W(f)* наблюдается значительное возрастание УБЛ сжатого сигнала.

Таким образом в радиолокационных станциях (РЛС), использующих ЛЧМ-сигналы с прямоугольной огибающей, из-за френелевских пульсаций спектра не удается достигнуть УБЛ сжатого сигнала, соответствующего потенциальному значению, обеспечиваемому весовыми функциями. При малых базах сигналов уровень дальних боковых лепестков соответствует УБЛ невзвешенного сигнала в случае временного взвешивания или превышает его на 3–5 дБ в случае частотного взвешивания.

Использование специального (нелинейного) закона частотной модуляции

Весовая обработка в случае применения ЛЧМ-сигналов позволяет достичь низкого УБЛ сжатого сигнала, но в то же время приводит к потерям на рассогласование, что требует в свою очередь увеличения мощности передатчика. Это обстоятельство объясняет интерес к сигналам с нелинейной частотной модуляцией (НЧМ), в которых плавное изменение огибающей спектра и, следовательно, низкий УБЛ обеспечиваются при прямоугольной огибающей излучаемого сигнала [7]. Широкому использованию этих сигналов в настоящее время способствовало развитие приборов на поверхностных акустических волнах (ПАВ) и цифровой техники, которое позволило создавать фильтры сжатия НЧМ-сигналов. При этом синтезируемый сигнал должен удовлетворять ряду требований:

1) иметь строго прямоугольную огибающую;

2) спектр сигнала должен занимать полосу ΔF, обеспечивающую требуемое значение базы сигнала;

3) УБЛ сжатого сигнала не должен превышать заданной величины при приемлемом расширении основного лепестка;

4) чувствительность к небольшим доплеровским сдвигам частоты должна быть минимальной.

В сигналах с НЧМ частота изменяется по нелинейному закону симметрично относительно центральной частоты ω_0 [8].

$$\omega(t) = \omega_0 + \beta_0 t + \varpi(t), \qquad (2)$$

где β_0 – скорость изменения частоты опорного ЛЧМ-сигнала; $\varpi(t)$ – нелинейная симметричная корректирующая составляющая ЧМ, в качестве которой используют функции тригонометрического или гиперболического синуса, арктангенса, интеграла вероятности, параболу с нечетными степенями и др.

Указанные функции нелинейной ЧМ импульсного сигнала с прямоугольной огибающей приводят к гладкой, монотонной или скругленной лепестковой форме спектра, который был бы наиболее близок к какой-либо функции частотного окна, гарантирующей заданный УБЛ [8]. Это позволяет избежать больших потерь в отношении сигнал/шум, связанных с весовой обработкой. В литературе [5, 8, 9] подробно рассмотрены сигналы с НЧМ. Полученные УБЛ сжатых сигналов зависят не только от вида выбранной функции ЧМ, но и от базы синтезируемого сигнала.

Достижимый УБЛ сжатого сигнала равен минус 28,8 дБ. Причиной подобных ограничений на достижимый УБЛ являются пульсации спектра сигнала. Методы весовой обработки НЧМ-сигнала значительного снижения УБЛ сжатого сигнала не обеспечивают (от 2 до 5 дБ), но при этом значительно возрастает уровень дальних боковых лепестков.

Таким образом применение НЧМ-сигналов, их формирование и обработка с помощью цифровых методов в обзорных РЛС приводит к повышению разрешающей способности по дальности. В то же время НЧМ-сигналы не находят широкого применения, так как их использование предполагает значительное усложнение систем обработки и формирования сигналов. Это обусловлено необходимостью подбора частотной модуляции для каждого амплитудного спектра, при обеспечении требуемого УБЛ.

Метод амплитудно-частотной коррекции принимаемого сигнала

Суть метода амплитудно-частотной коррекции сигнала заключается в том, чтобы пропустить принимаемый сигнал через такой фильтр, чтобы выходной сигнал не имел фазовой модуляции, а его амплитудно-частотный спектр совпадал с заданной функцией частотного окна, вид которого гарантирует заданный уровень боковых лепестков. В источнике [2] данный метод уменьшения уровня боковых лепестков называют методом обратных пульсаций.

Следует отметить, что при использовании ЛЧМ-сигнала в качестве зондирующего, потери в отношении сигнал/шум больше, чем в случае применения

НЧМ-сигнала [3]. Применение специального (нелинейного) закона частотной модуляции позволяет минимизировать эти потери. Однако при малых базах сигнала наличие пульсаций спектра НЧМ-сигнала затрудняет уменьшение УБЛ [2].

При применении НЧМ-сигнала в качестве частотного окна в данном методе было выбрано окно Наттолла с максимальным уровнем боковых лепестков минус 98 дБ. Показано [3], что для сигнала длительностью 32 мкс потери в отношении сигнал/шум составляют 0.097 дБ.

В работе [3] описывается результат амплитудно-частотной коррекции принимаемого сигнала при применении весовой обработки с окном Хэмминга. В этом случае, при использовании ЛЧМ-сигнала с базой 40, уровень боковых лепестков составляет минус 32 дБ, а потери в отношении сигнал/шум – 1,34 дБ.

Таким образом метод амплитудно-частотной коррекции применим к цифровым фильтрам сжатия ЧМ сигналов, в которых, при отсутствии искажений, достигается УБЛ, соответствующий выбранной весовой функции [2, 4].

Выводы

В данной статье рассмотрены возможные ситуации, возникающие при сжатии перекрывающихся во времени сигналов. Моделирование показало, что снижение максимального уровня боковых лепестков вплоть до полного их отсутствия может повысить показатели качества разрешения и обнаружения сигналов.

В результате аналитического обзора литературы установлено, что применение НЧМ-сигналов с малой базой, даже в совокупности с весовой обработкой, не позволяет достичь приемлемого уровня боковых лепестков сжатого сигнала (ниже минус 40 дБ [3]). Подобные ограничения обусловлены наличием остаточных френелевских пульсаций взвешенного спектра сигнала. Метод амплитудно-частотной коррекции при применении ЛЧМ-сигнала также не позволяет достичь приемлемого УБЛ. Уровень боковых лепестков в этом случае составляет минус 32 дБ, при уровне потерь в отношении сигнал/шум – 1,34 дБ [3].

Таким образом, можно сделать вывод о том, что исследования в области разработки новых и совершенствовании известных методов уменьшения уровня боковых лепестков сжатого сигнала, являются актуальными.

Библиографический список

1. Гришин Ю. П., Ипатов В. П., Казаринов Ю. М. и др. Радиотехнические системы: учебник / Под ред. Ю. М. Казаринова. М.: Высшая школа, 1990.

2. Оконешников В. С., Кочемасов В. Н. Сжатие частотно-модулированных сигналов с небольшим произведением девиации частоты на длительность импульса // Зарубежная радиоэлектроника. 1987. № 1. С. 82–94.

3. Родионов В. В., Рукавишников В. М., Филонов Ю. В. Методы формирования и обработки радиолокационных сигналов с малой базой и низким уровнем боковых лепестков функции неопределенности по дальности // Труды VII Междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, радионавигация, связь». 2001. Т. 3. С. 1460–1467.

4. Монаков А. А. Метод обработки импульсных ЛЧМ сигналов с малой базой // XI Междунар. науч.-техн. конф.«Радиолокация, навигация, связь». 2005. Т. 3. С. 1333–1336.

5. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы / Под ред. В. С. Кельзона. М.: Советское радио, 1971. 566 с.

6. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Под ред. Ю. Н. Александрова. М.: Мир, 1978. 848 с.

7. Кочемасов В. Н., Белов Л. А., Оконешников В. С. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией. М.: Радио и связь, 1983. 192 с.

8. Свистов В. М. Радиолокационные сигналы и их обработка. М.: Советское радио, 1997. 448 с.

9. Справочник по радиолокации / Под ред. М. И. Сколника. В 2 кн. Кн. 1. М.: Техносфера, 2014. 672 с.

УДК 535.015

Е. Н. Котликов*
доктор физико-математических наук, профессор
Н. П. Лавровская*
кандидат физико-математических наук, доцент
Б. Ф. Шифрин*
кандидат физико-математических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

СВЕТОДЕЛИТЕЛИ ДЛЯ ФУРЬЕ-СПЕКТРОФОТОМЕТРОВ БЛИЖНЕГО ИНФРАКРАСНОГО ДИАПАЗОНА СПЕКТРА

Рассматривается проблема создания светоделителей для фурье-спектрофотометров ближнего инфракрасного (ИК) диапазона спектра. Рассчитаны спектры отражения, пропускания, функции качества и фазовые характеристики светоделителей для ближнего ИК диапазона спектра (0,7–1,7 мкм). Анализируются на пригодность и использование однопленочные и двухпленочные светоделительные покрытия. Анализ показал, что критерии качества и спектры мало отличаются друг от друга. Изучение влияния фазы пропускания и отражения спектроделительного покрытия на его работу показало, что фазы играют определяющую роль в формировании конечного сигнала.
Ключевые слова: синтез, анализ, пленки, фазы, отражение, пропускание, светоделители, оптические константы.

Работа выполнена при финансовом участии Министерства образования и науки РФ, грант № FSRF-2020-0004.

E. N. Kotlikov*
Dr. Sc., Phys.-Math., Professor
N. P. Lavrovskaya*
PhD, Phys.-Math., Associate Professor
B. F. Shifrin*
PhD, Phys.-Math., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

BEAM SPLITTERS FOR NEAR-INFRARED RANGE FOURIER SPECTROPHOMETERS

There is the problem of creating of beam splitters for Fourier spectrophotometers in the near-IR range of the spectrum is considered in the article. The spectra of reflection and, transmission, the functions of quality and phase characteristics of beam splitters for the near-IR range of the spectrum (0.7–1.7 μm) are calculated. Single-layer and double-layer optical beam-splitting coatings are analyzed for their suitability and use. The analysis showed that the quality criteria and the spectra of these structures differ little from each other. In view of this, the study of the influence of the transmission phase and reflection phase of the spectroscopic coating on its operation was completed. These factors play a decisive role in the formation of the final signal, as shown in the paper.
Keywords: synthesis, analysis, films, phases, reflection, transmission, beam splitters, optical constants.

Введение

В работе рассматривается проблема создания светоделителей [1, 2] для фурье-спектрофотометров [3] ближнего ИК диапазона спектра. Фурье-спектрофотометры широко используются для исследования спектрального состава газов, жидкостей и твердых тел. Для их работы требуются качественные светоделители. Они изготавливаются с использованием светоделительных покрытий (СП) Последние широко используются в оптическом приборостроении: аппаратуре для космических исследований, лазерной физике, фурье-спектроскопии и других областях науки и техники. Их применение стимулировало синтез новых типов СП, обладающих заданными спектральными и фазовыми характеристиками [3–5]. Конструкции светоделительных покрытий чрезвычайно разнообразны. Они зависят от требований, предъявляемых к СП – от ширины области спектра, в которой излучение делится в заданной пропорции, от угла падения излучения на светоделитель, от отношения интенсивностей прошедшего и отраженного лучей, которое необходимо получить.

Методы расчета амплитудных и фазовых характеристик спектров

Рассмотрим методику расчета и анализа предлагаемых светоделительных покрытий для ближнего ИК диапазона спектра (0,7–1,7 мкм). Для фурье-спектрометров необходимо разделение светового потока на два пучка с соотношением интенсивностей, стремящимся к величине (50/50)%. Для оценки качества светоделителей, работающих в фурье-спектрометрах, обычно используют критерий [5]

$$D(\lambda) = 4R(\lambda)T(\lambda) < 1, \qquad (1)$$

где $R(\lambda)$ – коэффициент отражения, $T(\lambda)$– коэффициент пропускания на длине волны λ. Этот критерий определяет контрастность интерференционной картины (глубину модуляции). Достаточными для работы являются значения $D(\lambda) \geq 0,7$. Это означает, что при примерном равенстве R и T допустимыми являются потери в покрытиях до 10-15%, а отношение T и R при отсутствии поглощения может меняться в широких пределах от 0,25 до 3,0. Для светоделительных покрытий на основе металлических пленок $D(\lambda)<0,3$ [4, 5], поэтому такие светоделительные покрытия, как правило, не используются в фурье-спектрофотометре.

Рассмотрим методику анализа и синтеза светоделительных покрытий. Для расчетов спектров и синтеза покрытий использовались программы синтеза и анализа оптических интерференционных покрытий *FilmMgr* [6]. В программе реализовывалась возможность синтеза и анализа оптических интерференционных покрытий с требуемыми параметрами и встроенной базы данных пленок и материалов. Использовались численные методы анализа и синтеза покрытий [7]. Расчет спектров проводился матричным методом [8].

В программе предусмотрена возможность введения дисперсии показателя преломления n и коэффициента экстинкции k [8] пленок и материалов подложек. В программу были введены дисперсии используемых материалов подложек и пленок в диапазоне 0,3 – 25 мкм, взятые из [9-10].

Дополнительно в программу была введена подпрограмма, позволяющая находить фазы отраженного и прошедшего излучения. Уравнения, описывающие фазу отраженного от пленки (δ_r) и прошедшего (δ_t) через пленку света приведены в [8]. Рассмотрим случай, когда пленка (2) с показателем преломления n_2 окружена средами (1) и (3) с показателями преломления n_1 и n_3. В качестве этих сред могут быть: воздух, подожка или другая пленка. Тогда имеем для нормального падения [8]:

$$\mathrm{tg}\delta_r = \frac{r_{23}(1-r_{12}^2)\sin 2\beta}{r_{12}(1+r_{23}^2)+r_{23}(1+r_{12}^2)\cos 2\beta}; \qquad (2)$$

$$t\mathrm{g}\delta_t = \frac{1-r_{12}r_{23}}{1+r_{12}r_{23}}\cos\beta, \qquad (3)$$

где $\beta=(2\pi/\lambda)n_2h_2$, h_2 – толщина пленки, n_2 – показатель преломления пленки, r_{ik} – френелевские коэффициенты:

$$r_{ik} = (n_i - n_k)/(n_i + n_k)\,. \qquad (4)$$

Уравнения (2) и (3) остаются неизменными при замене β на $(\beta+\pi)$. Т. е. диэлектрические пленки, различающиеся по толщине на величину, кратную $\lambda/2$, обладают одной и той же фазой δ_r (равно как и δ_t). Эти уравнения были введены в программу *FilmMgr*, что позволило рассчитывать фазовые характеристики интерференционных покрытий.

При отражении от оптически более плотной среды фаза отраженного света меняется на π. Кроме того, мы отметим, что фазы в пропускании и отражении зависят от того, с какой стороны падает свет. Эти выводы получены нами на основании численного расчета спектров пленок и анализа формул (2) и (3).

Падение света можно было задавать для любой поляризации под углами от 0˚ до 90˚. Дополнительно в программу была введена подпрограмма, позволяющая находить фазы отраженного и пройденного излучения по формулам (2–4).

Синтез интерференционных покрытий проводится численным методом путем поиска минимума функции качества, взятой в виде [6]:

$$F = \sum_{i=1}^{N} \left| R_{расч}(\lambda_i) - R_{эталон}(\lambda_i) \right| W(\lambda_i), \qquad (5)$$

где $R_{\text{расч}}(\lambda_i)$ и $R_{\text{эталон}}(\lambda_i)$ – расчетное и эталонное (требуемое) значения коэффициента отражения на длине волны $\lambda_i=\lambda_{\min}+(i+1)\Delta\lambda$; $\lambda_{\min}$ – коротковолновая граница спектрального интервала; $\Delta\lambda=(\lambda_{\max}\lambda_{\min})/N$ – величина шага поиска; N – число точек, в которых вычисляется спектр, и $W(\lambda_i)$ – весовой множитель в точке i, задаваемый пользователем. В нашем случае $R_{\text{эталон}}(\lambda_i)=0$. Статистический вес мог задаваться постоянным или в соответствии с функцией видности глаза.

В программе используются два алгоритма поиска минимума функции качества: методом случайного перебора и методом квадратичной аппроксимации Пауэлла [7]. Также реализована загрузка информации из баз данных, заданных

в Excel, которые содержат: значения показателей преломления, коэффициентов поглощения и оцифрованные спектры пропускания или отражения в анализируемом диапазоне длин волн. Существует возможность задавать спектры в цифровом виде для синтеза интерференционных покрытий и пленок.

В основе конструкции фурье-спектрофотометров чаще всего используются два типа интерферометров. Интерферометр Фабри – Перо используется в фурье-спектрофотометрах типа ФСМ. Интерферометр типа «Двойного кошачьего глаза» используется в интерферометрах Инфралюм Люмекс [3]. Эти фурье-спектрофотометры имеют практически одинаковые технические характеристики.

Результаты расчетов

В качестве подложки мы взяли оптическое стекло К8, показатель преломления которого равен 1,52 во всей требуемой области спектра. В качестве светоделительного покрытия мы рассмотрели два типа светоделительных покрытий.

Первый тип – однослойная четвертьволновая пленка, имеющая малое поглощение и такой показатель преломления, который обеспечивает требуемое отражение. Его структура ПВ, где П – подложка, В – четвертьволновая пленка с высоким показателем преломления. В качестве материала пленки выбран As_2Se_3. Пленки As_2Se прозрачны в области спектра 0,7–1,7 мкм и имеют требуемый показатель преломления для получения отражения, близкого к 50%. Толщина пленки – $\lambda_0/4$ (λ_0=1 мкм).

Второй тип – двухслойное покрытие, требования к которому такие же, как и к однослойному. Такое покрытие получалось для структуры ПНВ из четвертьволновых по толщине пленок. Н – пленка с низким показателем преломления, В – с высоким показателем преломления. В качестве пленок мы использовали пленки MgF_2 и As_2Se_3 с толщинами, равными $\lambda_0/4$, где λ_0=1 мкм. Базы данных для оптических констант пленок вводились в программу. Спектры всех покрытий рассчитывались с использованием программы *FilmMgr* [6].

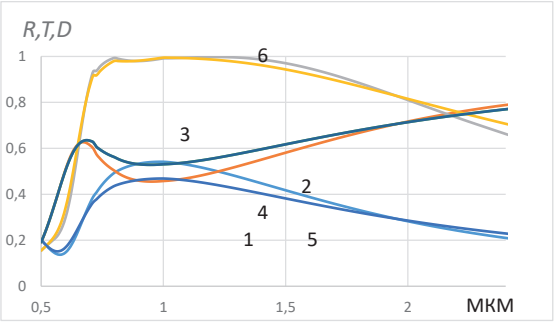


Рис. 1. Спектры светоделителей:
1, 2, 3 – спектры отражения, пропускания и функции качества светоделителя 1-го типа; 4, 5, 6 – спектры отражения, пропускания и функции качества светоделителя 2-го типа

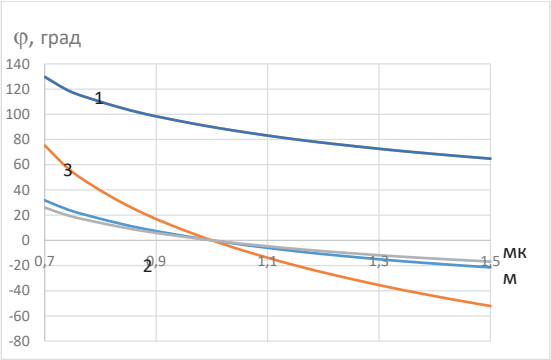


Рис. 2. Фазовые характеристики покрытий:
1, 2 – изменение фазы при прохождении и отражении в светоделителе 1-го типа;
3, 4 – изменение фазы при прохождении и отражении в светоделителе 2-го типа

На рис. 1 приведены спектры отражения, пропускания и функции качества светоделителей. На рис. 2 приведены результаты расчета фаз светоделительных покрытий при отражении и пропускании. 1, 2 – изменение фазы при прохождении и отражении в светоделителе первого типа, 3, 4 – изменение фазы при прохождении и отражении в светоделителе второго типа.

Обсуждение результатов

Проведем анализ синтезированных светоделительных покрытий для фурье-интерферометра в диапазоне длин волн 0,72–2,0 мкм. Из рис. 1 можно сделать следующие выводы. Все спектры светоделителя 1 и 2 во всем диапазоне мало отличаются друг от друга. Функции качества светоделителя 1 и 2 практически одинаковы в диапазоне 0,70–2,0 мкм. С точки зрения анализа функции качества преимущества одного из них по сравнению с другим нет. В литературе [3–5] при анализе качества светоделителей ограничиваются только анализом спектров пропускания и функции качества.

Все фурье-спектрофотометры работают по одному принципу [3–5]. Излучение точечного источника, попадает на расположенный под углом к оптической оси светоделитель. Он делит параллельный световой пучок на два: один из них отражается на неподвижном плоском зеркале, в то время как другой проходит к подвижному зеркалу. После отражения от зеркал каждый из пучков возвращается к светоделителю, на котором снова делится на две части, одна из которых направляется на фотоприемник. Так как две волны когерентны, то они могут интерферировать между собой. В итоге получается сигнал, который и содержит информацию о спектре пропускания образца, помещенного перед фотоприемником

Рассмотрим влияние фазы проходящего и отраженного света на работу фурье-спектрофотометра. Из рис. 2 видно, что изменение фаз для двух используемых типов светоделителей различны. При использовании светоделителя

первого типа разность фаз двух лучей около центральной длины волны λ_0=1 мкм составляет $180^0=\pi$, и сигналы вычитаются. На фотоприемнике фиксируется узел волны так же, как и при отражении от зеркала. При использовании светоделителя второго типа разность фаз двух лучей около центральной длины волны λ_0=1 мкм не равна $180^0=\pi$ и сигналы не вычитаются полностью. Из вышесказанного можно заключить, что для успешной работы светоделителя в интерферометре суммарные оптические толщины всех пленок должны быть кратны половине длины волны.

Нами изготавливались светоделители обеих типов для фурье-спектрофотометра, работающего по схеме «Двойного кошачьего глаза [3]. Фурье-спектрофотометр со светоделителем на основе одной пленки не работал. Использование светоделителя из двух пленок дало хороший результат.

Заключение

В работе описаны светоделители, используемые в фурье-спектрофотометрах ближнего инфракрасного диапазона спектра 0,7–1,7 мкм. Рассмотрены два типа светоделительных покрытий в ближнем инфракрасном диапазоне света. Рассчитаны амплитудные и фазовые характеристики этих светоделителей. Проведен анализ: критерия качества светоделительного покрытия, фазовых и амплитудных спектров. Показано, что функция качества не дает полной картины возможности работы фурье-спектрофотометра. Анализ фазовых характеристик показал, что покрытия с нечетным количеством четвертьволновых слоев не работают. Для изготовления светоделительного покрытия требуются интерференционные покрытия с четным числом четвертьволновых пленок.

Библиографический список

1. Окатов М. А. Справочник технолога-оптика. СПб.: Политехника, 2004. 679 с.

2. Губанова Л. А. Оптические покрытия: учеб. пособие. СПб.: СПбГУ ИТМО, 2012. 101 с.

3. Балашев А. А. Разработка и создание фурье-спектрофотометров непрерывного сканирования: автореф. дисс. М.: РУДН, 2005. 46 с.

4. Котликов Е. Н., Новикова Ю. А., Юрковец Е. В. Синтез ахроматических светоделительных покрытий для фурье-спектрографов дальнего ИК диапазона спектра // Изв. вузов. Приборостроение. 2018. Т. 61. № 6. С. 521–529.

5. Белл Р. Д. Введение в фурье-спектроскопию. М.: Мир, 1975. 380 с.

6. Котликов Е. Н., Коваленко И. И., Новикова Ю. А. Программа синтеза и анализа интерференционных покрытий Film Manager // Информационно-управляющие системы. 2015. № 3(76). С. 51–59.

7. Васильев Ф. П. Численные методы решения экстремальных задач. М.: Наука, 1980. 520 с.

8. Борн М., Вольф Э. Основы оптики / Под ред. Г. П. Мотулевич. М.: Наука, 1970. 856 с.

9. Золотарев В. М., Морозов В. Н., Смирнов Е. В. Оптические постоянные природных и технических средств: справочник. Л.: Химия, 1984. 216 с.

10. Тропин А. Н. Пленкообразующие материалы для тонкослойных оптических покрытий: новые задачи и перспективы (обзор) // УПФ. 2016. Т. 4. № 2. С. 206–211.

УДК 621.317.39.084.2

В. В. Кравченко*
соискатель
А. В. Прусов*
кандидат технических наук, старший научный сотрудник
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

УЧЕТ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ЗАВИСИМОСТИ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ГАЗОВ ПРИ РАЗРАБОТКЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

При разработке радиотехнических систем контроля параметров емкостей, заполненных полярными и неполярными газами, необходим учет влияния температуры на относительную диэлектрическую проницаемость газов в дециметровом диапазоне длин волн.
Ключевые слова: влияние температуры на относительную диэлектрическую проницаемость газов.

V. V. Kravchenko*
Applicant
A. V. Prusov*
PhD, Tech., Senior Research Employee
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

TAKING INTO ACCOUNT THE TEMPERATURE DEPENDENCE OF THE RELATIVE PERMITTIVITY OF GASES IN THE DEVELOPMENT OF RADIO ELECTRONIC MEANS

When developing radio engineering systems for monitoring containers filled with polar and non-polar gases, it is necessary to take into account the effect of temperature on the relative dielectric constant of gases in the decimeter wavelength range.
Keywords: influence of temperature on the relative dielectric constant of gases.

При разработке радиотехнических систем контроля параметров емкостей, заполненных полярными и неполярными газами, необходим учет температурной зависимости относительной диэлектрической проницаемости газов.

Рассмотрим зависимость относительной диэлектрической проницаемости газов от температуры.

Из курса классической молекулярной физики известно [1], что идеальный газ описывается основным уравнением $p=n\cdot k\cdot T$, где n – концентрация молекул газа, k – постоянная Больцмана.

Будем рассматривать температурную зависимость $\varepsilon=\varepsilon(T)$ при постоянном давлении. Зависимость относительной диэлектрической проницаемости газа от абсолютной температуры определяется изменением числа молекул в единице объёма газа, то есть $\varepsilon=\varepsilon(n)$. При повышении температуры из-за рас-

ширения газа концентрация газа уменьшается, а это приведёт к уменьшению относительной диэлектрической проницаемости газа.

Рассмотрим этот процесс более подробно. Известно [2], что все газы характеризуются оптическими видами поляризации, основным из которых является поляризация электронного смещения. Поляризуемость молекул при такой электронной поляризации в прямую не зависит от температуры, но относительная диэлектрическая проницаемость газов возрастает при увеличении их порядкового номера в Периодической системе Д.И. Менделеева, так как при возрастании номера элемента возрастает и диаметр атома, при этом ослабевает связь внешних валентных электронов с ядром атома, а, значит, увеличивается смещение электронных оболочек при воздействии внешнего электрического поля. Поэтому для всех неполярных газов наблюдается следующая зависимость $\varepsilon = \varepsilon(T)$:

1. Относительная диэлектрическая проницаемость газов при фиксированных значениях температуры Т определяется только их местом в Периодической системе элементов Д.И. Менделеева, а именно: чем выше порядковый номер, тем выше значение относительной диэлектрической проницаемости газа;

2. Относительная диэлектрическая проницаемость газа с повышением температуры уменьшается из-за теплового увеличения объёма диэлектрика, при этом происходит уменьшение ещё и концентрации молекул газа n, так как уменьшается число поляризуемых частиц газа в единице объёма.

Рассмотрим в первую очередь неполярные газы.

Для неполярных газов получим температурную зависимость $\varepsilon=\varepsilon(T)$. Из уравнения Клаузиуса – Моссотти [3,4] следует для неполярных газов что,

$$\varepsilon = 1 + 4\pi \cdot n \cdot \alpha_э$$

где $\alpha_э$ – поляризуемость электронного смещения. Из основного уравнения идеального газа следует, что концентрация молекул

$$n = \frac{p}{k \cdot T}, \text{тогда}$$

$$\varepsilon = 1 + 4\pi \cdot \alpha_э \cdot \frac{p}{k \cdot T}.$$

Если давление газа поддерживается постоянным, тогда

$$\varepsilon = 1 + \frac{\text{const}}{T}, \text{ где } \text{const} = \frac{4\pi \cdot \alpha_э \cdot p}{k}.$$

Рассчитаем зависимость $\varepsilon=\varepsilon(T)$ для метана при $p=10^5$Па на частоте f=350МГц:

$$\varepsilon(273\text{K}) = 1{,}000880, \text{ а } \varepsilon(293\text{K}) = 1{,}000820.$$

Известно из справочных данных, что у метана на частоте f=350МГц

$$\varepsilon\ (273\ \text{K}) = 1{,}000950, \text{ а } \varepsilon\ (293\ \text{K}) = 1{,}000752.$$

Тогда определим:

$$\text{const}_1 = \left[\varepsilon\left(273\,\text{K}\right) - 1\right]\cdot 273\text{K} = 0{,}2402K.$$

$$\text{const}_2 = \left[\varepsilon\left(293\,\text{K}\right) - 1\right]\cdot 293\text{K} = 0{,}2403K.$$

Выберем $\text{const}_3 = \dfrac{\text{const}_1 + \text{const}_2}{2} \cong 0{,}24\text{K}.$

Результаты расчёта зависимости $\varepsilon = 1 + \dfrac{\text{const}_3}{T} = 1 + \dfrac{0{,}24\text{K}}{T}$ приведены на рис 1.

Оценим погрешность определения зависимости $\varepsilon = \varepsilon(T)$ для неполярного газа метана. Тогда для температуры 273 К:

$$\Delta\varepsilon(273\text{K}) = \varepsilon_{\text{рассчитанное}}(273\text{K}) - \varepsilon_{\text{справочное}}(273\text{K}) =$$

$$= 1{,}000880 - 1{,}000950 = -0{,}00007$$

$$\frac{\Delta\varepsilon(273\text{K})}{\varepsilon}\% = -\frac{0{,}00007}{1{,}000950}100\% = -0{,}0070\%.$$

Для температуры 293 К:

$$\Delta\varepsilon(293\text{K}) = \varepsilon_{\text{рассчитанное}}(293\text{K}) - \varepsilon_{\text{справочное}}(293\text{K}) = 1{,}00082 - 1{,}000752 = 0{,}000068$$

$$\frac{\Delta\varepsilon(293\text{K})}{\varepsilon}\% = -\frac{0{,}000068}{1{,}000752}100\% = 0{,}0068\%.$$

Отсюда следует, что разность $\varepsilon - 1$ для метана убывает обратно пропорционально абсолютной температуре с погрешностью менее ±0,007%.

Теперь рассмотрим полярные газы. Для полярных газов относительная диэлектрическая проницаемость превышает квадрат показателя преломления практически от низких частот до начала дециметрового диапазона. В полярном газе из-за больших расстояний между молекулами уравнение $\varepsilon = 1 + 4\pi \cdot n \cdot \alpha$ будет справедливо. Однако, вместо поляризуемости электронного смещения в эту формулу войдёт сумма поляризуемости электронного смещения и поляризуемости дипольной ориентации. Тогда для сравнительно низких частот (до начала дециметрового диапазона волн) для полярного газа можно записать

$$\varepsilon = 1 + 4\pi \cdot n \cdot \left(\alpha_э + \frac{\mu_0^2}{3k \cdot T}\right),$$

где μ_0 – дипольный момент молекулы полярного газа. Как уже было показано для неполярных газов, величина $4\pi n\alpha_э$ определяется величиной $\upsilon^2 - 1$, где υ^2 – квадрат показателя преломления газа. Тогда имеем:

$$\varepsilon = 1 + \upsilon^2 - 1 + 4\pi \cdot n \cdot \frac{\mu_0^2}{3k \cdot T} = \upsilon^2 + 4\pi \cdot n \cdot \frac{\mu_0^2}{3k \cdot T}.$$

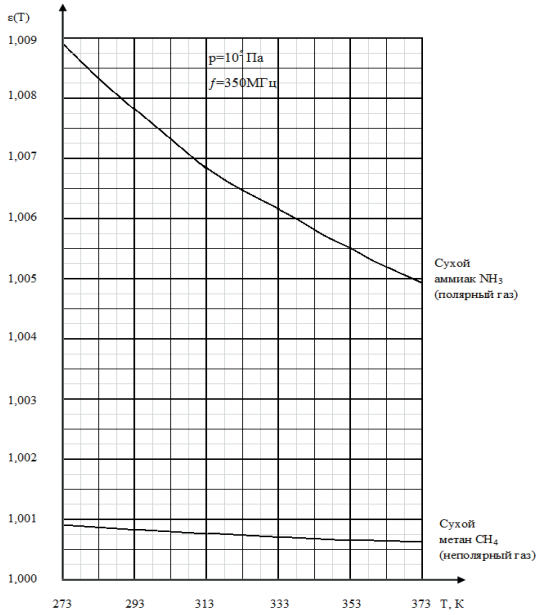


Рис. 1.Температурная зависимость ε(T) газов

Если давление газа поддерживается постоянным, то концентрация молекул определяется $n = \frac{p}{k \cdot T}$ и тогда

$$\varepsilon = \upsilon^2 + 4\pi \cdot \frac{p}{k \cdot T} \cdot \frac{\mu_0^2}{3k \cdot T} = \upsilon^2 + \frac{4\pi \cdot p \cdot \mu_0^2}{3k^2 \cdot T^2} = \upsilon^2 + \frac{\text{const}}{T^2},$$

где $\text{const} = \frac{4\pi \cdot p \cdot \mu_0^2}{3k^2}$.

Рассчитаем ε=ε(*T*) для полярного газа аммиака NH_3. Из справочных данных известно, что в световом диапазоне υ=1,000185, тогда $\upsilon^2 = 1{,}00037$. Также известно, что для *T*=273K на частоте *f*=350МГц ε(273K) =1.00892. Отсюда вычислим значение const.

При p=10^5Па на частоте *f*=350МГц

$$\varepsilon(273K) = 1{,}00037 + \frac{\text{const}}{273^2} = 1{,}00892,$$

Тогда const = 637 K^2.

Результаты расчетов зависимости ε=ε(*T*) для полярного газа аммиака NH_3 приведены на рис. 1.

В заключение отметим, что рассматривая зависимость относительной диэлектрической проницаемости от температуры, можно сделать вывод о том, что температурная зависимость $\varepsilon(T)$ полярных газов на низких частотах и в области дециметровых волн выражена значительно сильнее, чем для неполярных газов даже при стандартном давлении.

При росте давлений газов это отличие зависимостей полярных и неполярных газов еще увеличится.

При разработке радиотехнических систем контроля параметров емкостей, заполненных полярными и неполярными газами, следует учитывать приведенные зависимости относительной диэлектрической проницаемости от температуры. В основном для этих радиотехнических систем эта температурная зависимость $\varepsilon(Tz_{iq})$ является вредной и эти радиотехнические системы должны разрабатываться либо с компенсацией этой зависимости, либо с помощью информационного датчика нечувствительного к изменению температуры.

Библиографический список

1. Яворский Б. М., Детлаф А. А., Лебедев А. К. Справочник по физике для инженеров и студентов вузов. М.: Оникс, Мир и образование, 2006. 1056 с.

2. Кравченко В. В., Прусов А. В. Относительная диэлектрическая проницаемость газов и ее использование в науке и технике // Физика в школе и вузе: междунар. сб. науч. ст. СПб.: РГПУ им. А. И. Герцена, 2018. Вып. 20.

3. Mossotti O. F. Sull'influenza che l'azione di un mezzo dielettrico ha sulla distribuzione dell'elettricita alla superfice di piu corpi elettrici disseminati in esso // Memorie di matematica e di fisica della Societa italiana delle scienze. 1850. 2 pt. 2. P. 49–74.

4. Clausius R. Die mechanische Behandiung der Electricitat. Zweite. Braunschweig: Druck und Veriag von Friedrich Vieweg und Sohn, 1879. 356 p.

УДК 621.396

А. Ф. Крячко*
доктор технических наук, профессор
С. В. Дворников*
доктор технических наук, профессор
Я. Я. Левин*
кандидат технических наук
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОЦЕНКА ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОЛУЧЕВОГО КАНАЛА СВЯЗИ

Рассмотрено влияние параметров многолучевого рассеяния сигналов в системах стандарта CDMA, построенных по методу прямого расширения спектра сигнала. Моделирование импульсной характеристики многолучевого канала связи позволяет оценить параметры системы связи. Значение средних потерь зависит от параметров трассы распространения, архитектуры построения системы, ее технических характеристик. Величину средних потерь необходимо определять не в радиоканале, а в канале модуляции с учетом разнесенного приема.
Ключевые слова: канал связи, многолучевость, импульсная характеристика, средние потери.

A. F. Kryachko*
Dr. Sc., Tech., Professor
S. V. Dvornikov*
Dr. Sc., Tech., Professor
Ya. Ya. Levin*
PhD, Tech.
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

EVALUATION OF IMPULSE RESPONSE OF MULTIPATH COMMUNICATION CHANNEL

Influence of multipath scattering parameters of signals in CDMA systems constructed by method of direct spreading of signal spectrum is considered. Simulation of impulse response of multipath communication channel allows estimating parameters of communication system. The value of the average loss depends on the parameters of the propagation route, the architecture of the system construction, its technical characteristics. The average loss value should be determined not in the radio channel, but in the modulation channel taking into account diversity reception.
Keywords: link, multipath, impulse characteristics, average loss.

Явление многолучевого распространения обусловлено отражением и дифракцией радиоволн на объектах трассы распространения. При этом принимаемый сигнал представляет собой результат интерференции многочисленных эхосигналов – откликов радиоканала, копий переданного колебания со случайными амплитудами, начальными фазами, частотными и временными сдвигами. Таким образом, в ходе многолучевого распространения имеет место рассеяние энергии переданного сигнала по доплеровскому частотному и временному сдвигам.

Свойства многолучевого канала связи однозначно определяются импульсной характеристикой $h(\tau)$ во временной области и передаточной функцией $H(f)$ в частотной области, на основании которых можно определить связь входного и выходного сигналов и их спектров соответственно. В многолучевом канале сигнал распространяется по многим путям и *n*-ый путь характеризуется задержкой сигнала $\tau_n(t)$ и комплексным коэффициентом передачи $\alpha_n(t)$.

На входе приемного устройства наблюдается сигнал $x(t)$, представляющий собой сумму сигналов, распространяющихся различными путями. Такой принятый сигнал можно записать следующим образом:

$$x(t) = \mathrm{Re}\left\{\left[\sum_n \alpha_n(t)\exp\left[-j2\pi f_c \tau_n(t)\right] s_0\left(t-\tau_n(t)\right)\right]\exp\left(j2\pi f_c t\right)\right\}. \quad (1)$$

В соответствии с определением [1] импульсная характеристика $h(\tau)$ линейной системы с фиксированными параметрами является откликом системы на входной δ-импульс. Поэтому импульсная характеристика канала связи при подаче на его вход сигнала (1) с комплексной амплитудой, равной $\delta(t)$ будет иметь вид:

$$h(\tau) = \sum_n \alpha_n \exp\left[-j2\pi f_c \tau_n\right]\delta(\tau-\tau_n). \quad (2)$$

При частотно-территориальном планировании радиосети необходимо использовать модель определения значения напряженности поля, учитывающую структуру трассы распространения сигнала, ландшафт местности, дифракцию электромагнитных волн (ЭМВ) на различных препятствиях и др. В разрабатываемых методиках предполагается, что значения наиболее важных параметров известны с высокой точностью, однако в действительности большинство параметров сети являются случайными или с разной степенью точности неизвестными.

В процессе распространения ЭМВ возникают потери как в свободном пространстве, так и связанные с процессами рассеяния на неоднородностях, препятствиях и за счет переотражений от различных предметов. При этом пространство между передающей и приемной антеннами можно представить из области прямой видимости, полутени и тени. В первой области присутствуют переотражения ЭМВ от поверхности земли и различных объектов: зданий, движущегося транспорта и др.

Многократное переотражение определяет эффекты многолучевого распространения: фединг сигналов в приемном устройстве, а также искажение огибающей принимаемого сигнала. Потери, связанные с замираниями, носят интерференционный характер.

Дифракционные потери считаются дополнительными, но в условиях отсутствия прямой видимости дифракционный механизм возбуждения волн за препятствием становится основным.

В реальном канале связи всегда существуют шумы и помехи различного происхождения. Тогда реальная пропускная способность канала связи может быть определена как:

$$C = \int_{f_H}^{f_B} \log_2 \left[1 + \frac{S_{0BX} H_P(f, l_0)}{\sum_{i=1}^{N} \int_0^{l_0} S_{pi}(f, l) H_P(f, l) dl} \right] df . \qquad (3)$$

В данном выражении f_H, f_B – диапазон частот телекоммуникационной системы, $H_P(f, l_0)$ – коэффициент передачи канала связи по мощности, S_{0BX} – спектральная плотность мощности сигнала на входе канала связи, $S_{pi}(f, l)$ – энергетическая спектральная плотность *i*-го источника помех, расположенного на расстоянии *l* от антенны приемного устройства, l_0 – расстояние от передающей антенны до источника помех, N – количество источников непреднамеренных/преднамеренных помех.

Радиоканал стандарта CDMA обладают определенной спецификой: достаточно высокие рабочие частоты, расстояния между антеннами не превышают единиц – десятков километров, а в городских условиях – уменьшаясь до десятков метров и сравниваясь с высотой окружающих зданий, а также явно выраженная неизотропность распространения радиоволн в различных направлениях, и, как следствие, изменение характера потерь, зависящее от высоты подъема антенн, канальный эффект, проявляющийся в распространении радиоволн вдоль улиц и др.

В настоящее время при анализе особенностей многолучевых каналов связи применяют ряд моделей, учитывающих в той или иной степени специфику пространства, как эмпирического (Okumura – Hata, Hata – Davidson, Lee, COST 231 – Hata), так и детерминистского характера (Kelli, Bertoni, Xia) [2, 3].

В процессе проектирования необходимо оценить, в конечном итоге, потенциальные возможности сети связи. Таким показателем может выступить взвешенная сумма показателей спектральной эффективности отдельных областей:

$$\eta_\Sigma = \sum_{j=1}^{M} \alpha(j) \eta_c(j) \qquad (4)$$

$\alpha(j) = \dfrac{\sum_{i=1}^{N(j)} A(i, j)}{\sum_{j=1}^{M} \sum_{i=1}^{N(j)} A(i, j)}$ – весовые коэффициенты, $A(i, j)$ – трафик, выполненный для *i*-го приемника *j*-й области в час максимальной нагрузки, $\eta_c(j)$ – спектральная эффективность системы [4].

При проектировании системы связи стандарта CDMA требуется провести детальный анализ большого числа факторов, позволяющих оказать влияние на ее экономическую оправданность. К таким факторам относят характеристики среды распространения радиоволн и особенности подстилающей поверхности, приводящие к возникновению многолучевого характера и требующие детального расчета передаточной и импульсной характеристик канала связи.

Считается, что традиционный подход при частотно-территориальном планировании позволяет определить напряженность поля в заданной точке пространства. В реальности большинство факторов, фигурирующих при расчете важнейших характеристик системы являются случайными величинами, что приводит к возникновению дестабилизирующих факторов географического и эксплуатационно-технического характера.

Такая ситуация приводит к тому, что рассчитанная конфигурация сети, обеспечивающая «паспортные» характеристики обладает вероятностной природой.

Библиографический список

1. Гоноровский И. С., Демин М. П. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1994. 480 с.

2. Blaunstein N. Radio Propagation in Cellullar Networks. NY, L.: Artech House Books, 2000. 405 p.

3. Feher K. Wireless digital communications. Upper Saddle River. NJ: Prentice Hall, 1995.

4. Власенко В. И., Дворников С. В., Крячко А. Ф. Энергетические расчеты в электродинамике. СПб.: Лань, 2020. 192 с.

УДК 621.396

А. Ф. Крячко*
доктор технических наук, профессор
Я. Я. Левин*
кандидат технических наук
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

РАССЕЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН НА ТЕЛЕ ПРОИЗВОЛЬНОГО ПОПЕРЕЧНОГО СЕЧЕНИЯ. МЕТОД СИНГУЛЯРНЫХ УРАВНЕНИЙ

В работе рассмотрено решение задачи дифракции электромагнитных волн на теле произвольного поперечного сечения с изломами поверхности методом сингулярных уравнений. Полное поле дифракции представлено как результат суперпозиции первичной волны и полей рассеяния, созданных индуцированными на всех элементах тела токами. Для обеспечения единственности решения исходной электродинамической задачи выполнены условие на ребре в форме Мейкснера, условие излучения Зоммерфельда. Исходная дифракционная задача сведена к системам интегральных уравнений первого рода с гиперсингулярной и логарифмической особенностями. На основании решения системы алгебраических уравнений поля в ближней и дальней зонах определены применением квадратурной формулы Гаусса – Лежандра к интегральным представлениям.
Ключевые слова: электромагнитное поле, дифракция, сингулярное уравнение, квадратурная формула.

A. F. Kryachko*
Dr. Sc., Tech., Professor
Ya. Ya. Levin*
PhD, Tech.
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

SCATTERING OF ELECTROMAGNETIC WAVES ON BODY OF ARBITRARY CROSS SECTION. SINGULAR EQUATION METHOD

The paper considers the solution of the problem of diffraction of electromagnetic waves on the body of an arbitrary cross section with surface fractures by the method of singular equations. The complete diffraction field is represented as a result of the superposition of the primary wave and scattering fields created by currents induced on all elements of the body. To ensure the uniqueness of the solution of the initial electrodynamic problem, the condition on the Meixner-shaped rib, the Sommerfeld radiation condition, are fulfilled. The initial diffraction problem is reduced to systems of integral equations of the first kind with hypersingular and logarithmic features. Based on the solution of the system of algebraic equations, fields in the near and far zones are determined by applying the Gauss-Legendre quadrature formula to integral representations.
Keywords: electromagnetic field, diffraction, singular equation, quadrature formula.

Рассмотрим цилиндр произвольного поперечного сечения, представляющий собой совокупность отражателей, имеющих общие концы. Расположим, в однородной и непроводящей среде с относительными диэлектрической ε и

магнитной μ проницаемостями, систему из n бесконечно тонких идеально проводящих отражателей, бесконечно протяженных вдоль образующих, параллельных оси $0z$ в декартовой системе координат $x\,y\,z$. Боковые поверхности отражателей обозначим через S_j ($j=\overline{1,n}$). Сечения цилиндров плоскостью $z=\text{const}$ ограничим контурами L_j с положительными направлениями обхода против часовой стрелки. Положительные нормали $\vec{n}_j$ направим влево от выбранных обходов. Результирующий контур $L=\sum_{j=1}^{n} L_j$ представим совокупностью лежащих в плоскости $x0y$ направляющих цилиндров (рис. 1).

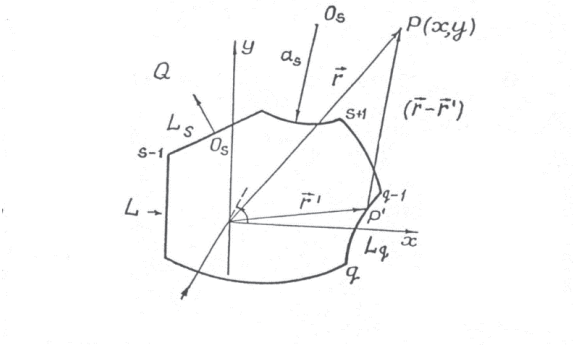


Рис. 1. Результирующий контур

Волновое число k, вмещающей среды, зададим соотношением $k=\omega\sqrt{\varepsilon_a\mu_a}=\dfrac{2\pi}{\lambda}$, где $\varepsilon_a=\varepsilon\varepsilon_0, \mu_a=\mu\mu_0$, ω – круговая частота, λ – длина волны.

Пусть на описанную структуру падает первичная электромагнитная волна, компоненты которой зависят от координаты z:

$$\vec{E}_0(x,y,z)=\vec{E}_0(x,y)e^{izk\cos\theta}e^{-i\omega t},$$
$$\vec{H}_0(x,y,z)=\vec{H}_0(x,y)e^{izk\cos\theta}e^{-i\omega t}. \qquad (1)$$

В данных выражениях и далее i обозначает мнимую единицу, θ – угол между направлением распространения и осью $0z$.

Рассмотрим стационарные во времени волновые процессы, поэтому далее по тексту комплексный множитель $e^{-i\omega t}$ можно опустить. Будем считать, что геометрия тела не зависит от координаты z. Тогда задача дифракции электромагнитных волн сводится к определению суммарного электромагнитного поля

(ЭМП), которое имеет такую же зависимость от координаты z, как и первичное поле:

$$\vec{E}(x,y,z)=\vec{E}(x,y)e^{iz\cos\theta},\qquad \vec{H}(x,y,z)=\vec{H}(x,y)e^{iz\cos\theta}. \tag{2}$$

Известно [1], что рассматриваемую задачу дифракции можно свести к системе интегральных уравнений вида:

– для E-поляризации

$$\frac{\pi i}{2}\sum_{\nu=1}^{n}\int_{-1}^{1} j_\nu(\varsigma)H_0^{(1)}(\kappa r_\nu)d\tau=-E_0(T_{s0},\overline{T}_{s0}); \tag{3}$$

где

$$r_\nu=\left|T_\nu-T_{s0}\right|;\ T_{s0}=T_s(\tau_0);\ -1\le\tau_0\le 1;\ s=\overline{1,\ n};\ T_\nu=T_\nu(\tau);\ j_\nu(\tau)=j_\nu\left[T_\nu\right]\cdot\left|\frac{dT_\nu}{d\tau}\right|,$$

$$\frac{dT_\nu}{d\tau}=T_\nu^{'}=T_\nu^{'}(\tau).$$

– для H-поляризации

$$\frac{\pi i}{4}\kappa^2\sum_{\nu=1}^{n}\int_{-1}^{1} m_\nu(\tau)\left[H_0^{(1)}(\kappa r_\nu)\mathrm{Re}(T_\nu^{'}\overline{T}_{s0}^{'})+H_2^{(1)}(\kappa r_\nu)\mathrm{Re}\left(\frac{\overline{T_\nu-T_{s0}}}{T_\nu-T_{s0}}\right)T_\nu^{'}T_{s0}^{'}\right]d\tau=$$

$$=-\left|T_{s0}^{'}\right|\frac{\partial H_0(T_{s0},\overline{T}_{s0})}{\partial n_{0s}};\ s=\overline{1,\ n} \tag{4}$$

Уравнения (3) и (4) обладают логарифмической особенностью. Выделим логарифмический интеграл в соотношении (3):

$$\int_{-1}^{1} j_s(\tau)L_s(\tau,\tau_0)d\tau-\int_{-1}^{1} j_s(\tau)\ln\left|\tau-\tau_0\right|d\tau+\sum_{\nu\ne s}^{n}\int_{-1}^{1} j_\nu(\tau)M_\nu(\tau,\tau_0)d\tau=-E_0(T_{s0},\overline{T}_{s0});$$

$$s=\overline{1,\ n};\ \nu\ne s;\ \nu=\overline{1,\ n}; \tag{5}$$

где

$$L_s(\tau,\tau_0)=\frac{\pi i}{2}H_0^{(1)}\left(\kappa\left|T_s-T_{s0}\right|\right)+\ln\left|\tau-\tau_0\right|,\tau\ne\tau_0;$$

$$L_s(\tau_0,\tau_0)=\frac{\pi i}{2}-C-\ln\left(\frac{\kappa}{2}\left|T_{s0}^{'}\right|\right);\quad M_\nu(\tau,\tau_0)=\frac{\pi i}{2}H_0^{(1)}\left(\kappa\left|T_\nu-T_{s0}\right|\right). \tag{6}$$

В уравнении (4) выделим гиперсингулярные и логарифмические особенности. В результате получим соотношения вида:

$$\int_{-1}^{1}\frac{m_s(\tau)}{(\tau-\tau_0)^2}d\tau-\int_{-1}^{1}m_s(\tau)P_s(\tau,\tau_0)\ln|\tau-\tau_0|d\tau+\int_{-1}^{1}m_s(\tau)K_s(\tau,\tau_0)d\tau+$$

$$+\sum_{\substack{\nu=1\\ \nu\neq s}}^{n}\int_{-1}^{1}m_\nu(\tau)R_\nu(\tau,\tau_0)d\tau=F_s(\tau_0);\ s=\overline{1,\ n}\ , \qquad (7)$$

где

$$P_s(\tau,\tau_0)=\frac{\kappa^2}{2}\mathrm{Re}(T_s'\overline{T}_s');\ F_s(\tau_0)=-|T_{s0}'|\frac{\partial H_0^{(1)}(T_{s0},\overline{T}_{s0})}{\partial n_{0s}};$$

$$K_s(\tau,\tau_0)=\frac{\kappa^2}{2}\left\{\mathrm{Re}(T_s'\overline{T}_{s0}')\left[\ln|\tau-\tau_0|+\frac{\pi i}{2}H_0^{(1)}\left(\kappa|T_s-T_{s0}|\right)\right]+\frac{\pi i}{2}H_2^{(1)}(\kappa|T_s-T_{s0}|)\times\right.$$

$$\left.\times\mathrm{Re}\left(\frac{\overline{T_s-T_{s0}}}{T_s-T_{s0}}T_s'T_{s0}'\right)\right\}-\frac{1}{(\tau-\tau_0)^2};\ \tau\neq\tau_0;$$

$$K_s(\tau,\tau_0)=\frac{\kappa^2}{2}|T_{s0}'|^2\left[\frac{\pi i}{2}+\frac{1}{2}-C-\ln\left(\frac{\kappa}{2}|T_{s0}'|\right)\right]+\mathrm{Re}\left[\frac{2T_{s0}'''T_{s0}'-2(T_{s0}'')^2}{12(T_{s0}')^2}\right];$$

$$\tau,\tau_0\in(-1,1);$$

$$R_\nu(\tau,\tau_0)=\frac{\pi i}{4}\kappa^2\left\{H_0^{(1)}(T_\nu-T_{s0})\mathrm{Re}(T_\nu'\overline{T}_{s0}')+H_2^{(1)}(\kappa|T_\nu-T_{s0}|)\times\right.$$

$$\left.\times\mathrm{Re}\left(\frac{\overline{T_\nu-T_{s0}}}{T_\nu-T_{s0}}T_\nu'T_{s0}'\right)\right\}. \qquad (8)$$

Гиперсингулярные интегралы будем вычислять в смысле конечного значения по Адамару. Проводя ряд вспомогательных преобразований придем к системе $n(N+1)$ комплексных алгебраических уравнений с nN неизвестными функциями:

$$l=\overline{1,N}\sum_{l=1}^{N}\left\{m_S(\tau_l)\left[S(\tau_l,y_k)-A_l^N P_S(\tau_l,y_k)S_1(\tau_l,y_k)+A_l^N K_S(\tau_l,y_k)\right]+\right.$$

$$\left.+A_l^N\sum_{\substack{\nu=1\\ \nu\neq S}}^{n}m_\nu(\tau_l)R_\nu(\tau_l,y_k)\right\}=F_S(y_k);\ S=\overline{1,n}, \qquad (9)$$

где $S(\tau_l, y_k) = \dfrac{1}{\tau_l - y_k}\left[\dfrac{A_l^N}{\tau_l - y_k} + 2\dfrac{Q'_N(y_k)}{P'_N(\tau_l)}\right]$; $Q_N(y_k) = 0$, $k = \overline{1,(N+1)}$;

$\tau_l, y_k \in (-1,1)$; $S_1(\tau_l, y_k) = \ln\sqrt{1-y_k^2} + Q_1(y_k) + \sum\limits_{m=1}^{N-1} P_m(\tau_l)\left[Q_{m+1}(y_k) - Q_{m-1}(y_k)\right]$;

$T_{Sk} = T_S(y_k)$; $T'_{Sk} = T'_S(y_k)$; $F_S(y_k) = -\left|T'_{Sk}\right|\dfrac{\partial}{\partial n_{0S}} H_0\left(T_{Sk}, \overline{T}_{Sk}\right)$; $T_S(\tau)$ – параметрическое уравнение контура L_S.

В ядрах $R_\nu(\tau, \tau_0)$ выделим стационарные особенности и придем к системе сингулярных интегральных уравнений. Неизвестные $m_\nu(\tau)$ будем искать в классе функций H. Для алгебраизации полученных уравнений в качестве внутренних узлов аппроксимации τ_l и внешних точек коллокации τ_k выберем нули полинома Лежандра: $P_N(\tau_{l,k}) = 0$; l, $k = \overline{1, N}$. Для вычисления квазисингулярного интеграла используем соотношение [2], а остальные слагаемые дискретизуем формулами [3]. Тогда система линейных алгебраических примет вид:

$$\sum_{l=1}^{N} A_l^N \left\{ m_S(\tau_l)\left[-S_0(\tau_l, \tau_k) - P_S(\tau_l, \tau_k) S_1(\tau_l, \tau_k) + K_S(\tau_l, \tau_k)\right] + \right.$$
$$\left. + \sum_{\substack{\nu=1 \\ \nu \neq S}}^{n} m_\nu(\tau_l)\left[R_\nu^*(\tau_l, \tau_k) + \mathrm{Re}\left(z'_\nu(\tau_k)\tilde{S}(\tau_l, \tau_k)\right)\right]\right\} = F_S(\tau_k);\ S = \overline{1,n};\ k = \overline{1,N}, \quad (10)$$

где

$$S_0(\tau_l, \tau_k) = Q'_0(\tau_k) + \sum_{m=1}^{N-1} (2m+1) P_m(\tau_l) Q'_m(\tau_k);$$

$$S_1(\tau_l, \tau_k) = \ln\sqrt{1-\tau_k^2} + Q_1(\tau_k) + \sum_{m=1}^{N-1} P_m(\tau_l)\left[Q_{m+1}(\tau_k) - Q_{m-1}(\tau_k)\right];$$

$$\tilde{S}(\tau_l, \tau_k) = \frac{1}{A_l^N(\tau_l - z_\nu)}\left\{\frac{1}{\tau_l - z_\nu}\left[A_l^N + 2\frac{Q_N(z_\nu)}{P'_N(\tau_l)}\right] + 2\frac{Q'_N(z_\nu)}{P'_N(\tau_l)}\right\};$$

$$z_\nu = \tau_k - \frac{T_{\nu k} - T_{Sk}}{T'_{\nu k}};\ T_{\nu k} = T_\nu(\tau_k);\ z'_\nu(\tau_k) = \frac{dz_\nu}{d\tau_k};\ P_N(\tau_{l,k}) = 0;\ l,\ k = \overline{1,N}.$$

После решения полученных систем алгебраических уравнений (9), (10) поля в ближней и дальней зонах определяем применением квадратурной формулы Гаусса-Лежандра к соотношению для дифракционного поля:

$$\vec{H}(z, \overline{z}) = H_0(z, \overline{z}) - \frac{\pi i}{2}\kappa \sum_{\nu=1}^{n} \int_{-1}^{1} m_\nu(\tau) H_1^{(1)}(\kappa r)\,\mathrm{Im}\left(\frac{T_\nu - z}{r_\nu}\overline{T}'_\nu\right) d\tau;\ r_\nu = \left|T_\nu - z\right|. \quad (11)$$

Заключение

Предложенные алгоритмы при $n=4$, $N=12$ апробированы на известных результатах расчета диаграммы направленности резонансного рассеяния плоской электромагнитной волны на круговом цилиндре радиуса a.

Библиографический список

1. Назарчук З. Т. Численное исследование дифракции волн на цилиндрических структурах. Киев: Наук. думка, 1989. 266 с.

2. Шешко М. А. О сходимости квадратурных процессов для сингулярного интеграла // Изв. вузов. Математика. 1976. № 12. С. 108–118.

3. Марков Г. Т., Чаплин А. Ф. Возбуждение электромагнитных волн. М.: Энергия, 1967. 375 с.

УДК 621.396

А. Ф. Крячко*
доктор технических наук, профессор
Я. Я. Левин*
кандидат технических наук
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОЦЕНКА ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПОТЕНЦИАЛА КАНАЛА СВЯЗИ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Разработка аппаратуры высокоскоростных цифровых радиолиний в тропосферных и спутниковых каналах связи систем передачи данных в режиме реального времени является важной задачей. Энергетический потенциал, выражаемый отношением мощности сигнала к мощности шума в рабочей полосе частот или отношением энергии информационного бита к спектральной плотности мощности шума, – это комплексная характеристика радиолинии связи. Он определяется совокупностью таких параметров, как мощность передающего устройства, коэффициенты усиления антенн передатчика и приемника, ширина полосы рабочих частот, техническая скорость передачи информации, шумовые характеристики трактов приемопередающей аппаратуры, пространственные, интерференционные и поляризационные потери в канале связи, и ряда других. Рассмотрена методика расчета энергетического потенциала радиолинии в пространственном канале связи.
Ключевые слова: радиолиния, энергетический потенциал, отношение сигнал-шум.

A. F. Kryachko*
Dr. Sc., Tech., Professor
Ya. Ya. Levin*
PhD, Tech.
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

EVALUATION OF THE ENERGY POTENTIAL OF THE COMMUNICATION CHANNEL OF THE DATA TRANSMISSION SYSTEM

The development of high-speed digital radio links in the tropospheric and satellite communication channels of real-time data transmission systems is an important task. The energy potential expressed by the ratio of the signal power to the noise power in the operating frequency band, or the ratio of the energy of the information bit to the spectral density of the noise power, is a complex characteristic of the radio link. It is determined by a set of parameters such as the power of the transmitting device, the amplification factors of the antennas of the transmitter and receiver, the bandwidth of the working frequencies, the technical data transfer rate, the noise characteristics of the paths of the receiving and transmitting equipment, spatial, interferon and polarization losses in the communication channel and a number of others. Method of calculation of energy potential of radio line in spatial communication channel is considered.
Keywords: radio line, power potential, signal-to-noise ratio.

Введение

Под анализом энергетического потенциала радиолинии связи понимают выбор таких значений варьируемых параметров ее элементов, при которых

обеспечивается требуемый уровень отношения мощности сигнала на входе демодулятора приемного устройства к мощности шума $\frac{P_C}{P_{Ш}}$, и при этом сами варьируемые параметры (габаритные размеры апертур антенн, мощности передающих и чувствительности приемных устройств, скорость передачи информации, ширина полосы рабочих частот и т.п.) находятся в пределах допустимых интервалов своего изменения для систем передачи данных. В цифровых линиях связи вычисляют отношение энергии информационного бита к спектральной плотности мощности шума $\frac{E_Б}{S_0}$.

Расчет энергетического потенциала радиолинии

На отношение сигнал-шум в линии связи влияет множество различных факторов [1–3]. Оценка цифровых линий связи по энергетике, является многокритериальной задачей, решение которой путем прямого перебора элементов, вообще говоря, представляется невозможным.

В [3] приведены алгоритмы математических моделей, позволяющие вычислить уровень сигнала в различных сложных условиях географического и эксплуатационно-технического характера.

Требуется оценить особенности таких алгоритмов, в том числе при наличии свободного члена, что равносильно введению независимой переменной со значениями, равными единице, а сама модель при этом может иметь вид:

$$\mathbf{Y}_0 = \left(Y - \bar{y}\right) = k^T \left(X - \bar{x}\right) + \varepsilon = k^T \mathbf{X}_0 + Z, \qquad (1)$$

где $\mathbf{Y}_0$ – вектор столбец с элементами $y_i - \bar{y}$ и средним значением $\bar{y} = N^{-1}\sum_{i=1}^{N} y_i$; $\mathbf{X}_0$ – матрица размера $n \times N$ с элементами $x_{ij} - \bar{x}_j$ и средним значением $\bar{x}_j = N^{-1}\sum_{i=1}^{N} x_{ji}$; $\mathbf{k}$ – вектор оценок коэффициентов с компонентами k_i.

Для случая некоррелированных измерений и отсутствия априорных сведений об оценках коэффициентов и их матриц погрешностей система нормальных уравнений имеет вид:

$$\left(X^T \mathbf{Y}_0\right)\hat{k} = X_0^T \mathbf{Y}_0 \qquad (2)$$

и оценками, вычисленными по методу наименьших квадратов $\hat{k} = \left(X^T \mathbf{Y}_0\right)^{-1} X_0^T \mathbf{Y}_0$.

Поделив уравнение (2) на $\left(N-1\right)$ можно записать систему нормальных уравнений через выборочные ковариации соответствующих переменных z_{iq} и z_{iy}:

$$\mathbf{Z}\hat{k} = \mathbf{Z}, \tag{3}$$

где $\mathbf{Z}$ – матрица размера $n \times N$ с элементами $z_{jq} = (N-1)^{-1} \sum_{i=1}^{N} \left(x_{ji} - \bar{x}_i\right)\left(x_{qi} - \bar{x}_q\right)$; $z_{jy} = (N-1)^{-1} \sum_{i=1}^{N} \left(x_{ji} - \bar{x}_i\right)\left(y_i - \bar{y}\right)$; $z_{jj} = \sigma_{xj}^2$; $z_{yy} = \sigma_y^2$.

Рассмотрим определитель

$$\mathbf{Z} = \begin{vmatrix} z_{yy} & z_{j1} & \cdots & z_{ym} \\ z_{1y} & z_{11} & \cdots & z_{1n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ z_{ny} & z_{n1} & \cdots & z_{nn} \end{vmatrix}.. \tag{4}$$

Обозначив через минор определителя $\mathbf{Z}$, полученный вычеркиванием из определителя (4) i-й строки и q-го столбца, коэффициенты модели примут вид:

$$\hat{k}_j = -\frac{z_{yj}}{z_{yy}}, j = 1,...n. \tag{5}$$

После нахождения оценки коэффициентов необходимо провести оценку возможных границ параметров θ, т.к. из-за наличия различных мешающих факторов и неточности знания математической модели, оценки параметров всегда отличаются от истинных значений.

Для построения доверительных интервалов для оценки $\hat{\theta}_i$ можно использовать величину $w_i = \dfrac{\hat{\theta}_i - \theta_i}{\hat{\sigma}_{\theta_i}}$, подчиняющуюся некоторому одномерному закону распределения с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией.

Математическая модель энергетического потенциала радиолинии системы связи может быть построена в предположении, что независимые переменные x_i $(i = 1,..,n)$ определены точно. Однако в реальных условиях значения независимых переменных оказываются известными с некоторой погрешностью, что приводит к возрастанию остаточной дисперсии $\hat{\sigma}^2$ по сравнению с аналогичным значением, получающимся при точно известных значениях x_i. Возникающая дополнительная погрешность эквивалентна наличию некоторого шумового компонента, вносящего неопределенность в получающееся решение [4].

Для определения остаточной дисперсии $\hat{\sigma}^2$ необходимо переменные привести к единому масштабу измерения и оценить зависимость между остаточной и выборочной дисперсиями:

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{N-1}{N-n}\sigma_y^2\left(1 - R^2_{y,x_{1,\ldots,x_n}}\right), \tag{6}$$

где $R^2_{y,x_1,\ldots,x_n}$ – выборочный коэффициент множественной корреляции. Используя методику, приведенную в [4] можно проранжировать все независимые переменные по степени снижения их роли в точности математического описания из-за погрешностей их определения. Такое ранжирование позволяет выявить независимые переменные, которые в первую очередь требуют повышения точности оценки энергетического потенциала радиолинии.

Выводы

Таким образом, при расчете энергетического потенциала в радиолинии связи, используя статистико-вероятностный подход удается, поэтапно уменьшая количество параметров, входящих в уравнение энергетического потенциала, упростить процедуру определения коэффициентов, которые могут меняться в зависимости от характера зонной структуры связного поля, выбираемого разработчиком. Статистическая зависимость полученных оценок и их соответствие физическим представлениям об исследуемом объекте позволяют осуществить прогноз энергетического потенциала радиолинии с требуемой для практики точностью.

Библиографический список

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Вильямс, 2003. 1104 с.

2. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. М.: Связь, 1979. 421 с.

3. Власенко В. И., Дворников С. В., Крячко А. Ф. Энергетические расчеты в электродинамике. СПб.: Лань, 2020. 192 с.

4. Кендалл М., Стюарт А. Статистические выводы и связи. М.: Наука, 1979.

УДК 621.317.34:621.372

И. В. Мажник*
магистрант, инженер
В. Ф. Михайлов*
доктор технических наук, профессор
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА, ЗАКРЫТОГО ТЕПЛОЗАЩИТОЙ И СЛОЕМ ПЛАЗМЫ

Разработана математическая модель бортовой антенны космического аппарата на траектории спуска с учетом теплозащиты и слоя плазмы. Представлены результаты численного расчета потерь электромагнитной энергии в нагретой теплозащите круглого волновода и слоя плазмы. Предложен алгоритм расчета математической модели. Проведен расчет с целью определения влияния изменения толщины и электрических параметров теплозащиты и слоя плазмы на диаграмму излучения и КПД.
Ключевые слова: круглый волновод, однородная теплозащита, полетная плазма, диаграмма излучения, КПД.

I. V. Mazhnik*
Postgraduate Student, Engineer
V. F. Mikhailov*
Dr. Sc., Tech., Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

CALCULATION OF RADIATION CHARACTERISTICS OF A CIRCULAR WAVEGUIDE COVERED WITH THERMAL PROTECTION AND PLASMA LAYER

A mathematical model of an aerospace antenna of a space vehicle on the descending trajectory taking into account thermal protection and plasma layer has been developed. The results of numerical calculation of losses of electromagnetic energy in the heated thermal protection of a circular waveguide and plasma layer are presented. An algorithm for calculating the mathematical model has been suggested. The calculation has been performed to determine the influence of a change in thickness and electric parameters of the thermal protection and plasma layer on the radiation pattern and efficiency.
Keywords: circular waveguide, homogeneous thermal protection, flight plasma, radiation pattern, efficiency.

Эффективное использование космического аппарата (КА) возможно только при обеспечении непрерывной радиосвязи. В настоящее время на траектории спуска КА связь нарушается. Объясняется это тем, что в условиях гиперзвукового полета в плотных слоях атмосферы образующая вокруг аппарата ударная волна порождает высокотемпературный нагрев. Разогрев воздуха, окружающего КА, приводит к термической ионизации воздуха за фронтом ударной волны, т.е. образованию плазменной оболочки, параметры которой резко изменяются по траектории полета. Для защиты от нагрева бортовая ан-

тенна закрывается нагревостойкой радиопрозрачной теплозащитой. Причем бортовая антенна вместе с радиопрозрачной теплозащитой образует единую конструкцию – антенное окно. В этих условиях из-за температурного изменения электрических характеристик теплозащиты, и наличия слоя плазмы, ухудшается распространение радиоволн. Для бесперебойной работы бортовых антенн необходимо обеспечить условия прохождения электромагнитных волн с минимальными потерями энергии. Решение этой задачи невозможно без проведения математического моделирования.

Бортовые антенны летательных аппаратов являются слабонаправленными, что достигается излучением из открытого конца волновода. Задачи расчета взаимодействия бортовой антенны с теплозащитным покрытием и полетной плазмой являются весьма сложными и мало разработанными. В теоретическом плане электродинамическая задача разработки математических моделей в общем виде может быть сформулирована следующим образом. Имеется излучающий раскрыв антенны, изображенный на рис. 1, расположенный на бесконечном экране, перед которым находится диэлектрический слой толщиной d_1 с комплексной диэлектрической проницаемостью ε_{a1} (x,y,z), за ним слой толщиной d_2 с комплексной диэлектрической проницаемостью ε_{a2} (x,y,z). Бесконечный экран соответствует металлическому корпусу КА, первый слой эквивалентен твердому диэлектрическому слою теплозащиты, второй расплавленному слою теплозащитного материала или плазменной оболочке. Расчет совместного влияния теплозащитного диэлектрика и плазмы на характеристики антенн сводится к решению задачи излучения апертуры через двухслойную структуру с параметрами диэлектрика.

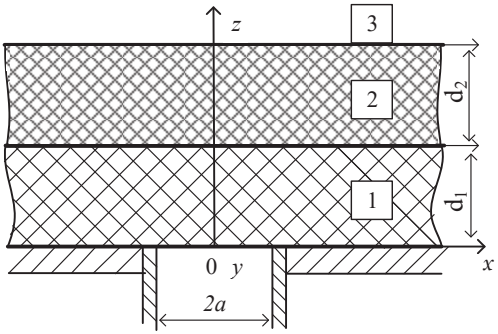


Рис. 1. Электродинамическая модель антенного окна:
d_1 – толщина однородного слоя теплозащиты; d_2 – толщина однородного расплавленного слоя или плазменной оболочки; a – радиус волновода;
x, y, z – декартовы координаты; 1 – область, занимаемая диэлектрической защитой;
2 – область расплавленного слоя или плазменная оболочка,
3 – свободное пространство

Магнитная составляющая электромагнитного поля в декартовой системе координат x, y, z удовлетворяет следующему волновому уравнению [1]

$$\frac{\partial^2 H_x}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2}+\frac{\partial^2 H_x}{\partial z^2}+k^2\varepsilon_a H_x=0, \quad (1)$$

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 H_y}{\partial y^2}+\frac{\partial^2 H_y}{\partial z^2}+k^2\varepsilon_a H_y=0, \quad (2)$$

где k – волновое число, ε_a — абсолютная диэлектрическая проницаемость среды, которая имеет вид:

$$\varepsilon_a=\varepsilon_0(\varepsilon_1'-j\varepsilon_1''),\ \mathrm{tg}\delta=\varepsilon_1''/\varepsilon_1',$$

где ε_0 – электрическая постоянная, ε_1' — относительная диэлектрическая проницаемость, которая принимает следующие обозначения

$$\varepsilon=\begin{cases}\varepsilon_2', \text{ при } d_1\le z\le d_2,\\ \varepsilon_1', \text{ при } 0\le z\le d_1,\\ 1, \text{ при } z>(d_1+d_2).\end{cases}$$

Диэлектрические параметры слоя плазмы, где нет магнитного поля в плазме ($\mu = 1$) и внешнее электромагнитное поле имеет малую напряженность, определяется следующим выражением:

$$\varepsilon_2'=1-\frac{\omega_p^2}{\omega^2+\upsilon^2},\ \varepsilon_2''=\frac{\omega_p^2\,\upsilon/\omega}{\omega^2+\upsilon^2}.$$

В дальнейшем ε_1' и ε_2' будем обозначать, как ε_1 и ε_2.

В области плазменного слоя происходит затухание и отражение. Количественно эти явления зависят от частоты соударения электронов υ, угловой частоты ω и угловой плазменной частоты электронов в плазме ω_p следующим образом:

$$\omega_p=\sqrt{\frac{N_e e^2}{\varepsilon_0 m}},$$

где N_e – концентрация электронов, e – заряд электрона, m – масса электрона.

Приближенное значение $\bar{\upsilon}$, учитывающее постоянную величину эффективного поперечного сечения для данного вида частиц (Q_i), определяется следующим образом:

$$\bar{\upsilon}=\bar{U}\sum_i N_{\rho_i} Q_i,$$

где $\bar{U}=\sqrt{\frac{8kT}{\pi m}}$ средняя тепловая скорость электронов, k – постоянная Больцмана, T – температура, N_{ρ_i} – концентрация i-го вида частиц.

Представим составляющие электромагнитного поля в виде углового спектра плоских волн, для чего применим прямое преобразование Фурье [2]

$$\hat{H}_x = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} H_x(x,y,z)\exp(-j(k_x x + k_y y + k_z z))dxdy, \quad (3)$$

$$\hat{H}_y = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} H_y(x,y,z)\exp(-j(k_x x + k_y y + k_z z))dxdy. \quad (4)$$

с учетом (3), (4) и уравнения (1), (2) перепишем в виде

$$\frac{d^2\hat{H}_x}{dz^2} + (k^2\varepsilon_1 - k_x^2 - k_y^2)\hat{H}_x = 0, \quad (5)$$

$$\frac{d^2\hat{H}_y}{dz^2} + (k^2\varepsilon_1 - k_x^2 - k_y^2)\hat{H}_y = 0. \quad (6)$$

Решение уравнений (5) и (6) для области 1 ($0 \le z \le d_1$) имеет вид

$$\hat{H}_x^{(1)} = A \cdot exp\left(-jk_{z_1} z\right) + B \cdot exp\left(jk_{z_1} z\right),$$

$$\hat{H}_y^{(1)} = L \cdot exp\left(-jk_{z_1} z\right) + M \cdot exp\left(jk_{z_1} z\right),$$

для области 2 ($d_1 \le z \le d_2$)

$$\hat{H}_x^{(2)} = C \cdot exp\left(-jk_{z_2} z\right) + D \cdot exp\left(jk_{z_2} z\right),$$

$$\hat{H}_y^{(2)} = N \cdot exp\left(-jk_{z_2} z\right) + O \cdot exp\left(jk_{z_2} z\right),$$

для области 3 ($z > (d_1 + d_2)$)

$$\hat{H}_x^{(3)} = G \cdot exp\left(-jk_z z\right), \quad (7)$$

$$\hat{H}_y^{(3)} = P \cdot exp\left(-jk_z z\right). \quad (8)$$

Из уравнений Максвелла

$$E_x = -\frac{dH_y}{dz}\Big/ j\omega\varepsilon_0,\ E_y = \frac{dH_x}{dz}\Big/ j\omega\varepsilon_0. \quad (9)$$

Неизвестные константы интегрирования A, B, C, D, G, L, M, N, O, P определяются из граничных условий при z = 0, z = d_1 и z = d_2. Граничные условия при излучении из круглого волновода, определяются волнами типа H_{11}.

Решение уравнения (7) и (8) при условии излучения ($z \to \infty$) и с учётом (9), применяя обратное преобразование Фурье, переходя от спектрального представления к полю *E*, имеет вид

$$E_x^{(3)} = \frac{1}{4\pi^2}\iint_{\Pi} F_{x_1}^{(3)}(x,y,z,x',y',0)E_x(x',y',0)dx'dy' +$$

$$+\frac{1}{4\pi^2}\iint_{\Pi} F_{x_2}^{(3)}(x,y,z,x',y',0)E_y(x',y',0)dx'dy', \quad (10)$$

$$E_y^{(3)} = \frac{1}{4\pi^2}\iint_{\Pi} F_{y_1}^{(3)}(x,y,z,x',y',0)E_x(x',y',0)dx'dy' +$$
$$+\frac{1}{4\pi^2}\iint_{\Pi} F_{y_2}^{(3)}(x,y,z,x',y',0)E_y(x',y',0)dx'dy'. \qquad (11)$$

Здесь Π – область интегрирования по раскрыву волновода, x', y' – координаты, отсчитываемые в раскрыве излучающего волновода, а подынтегральные выражения имеют вид

$$F_{x_1}^{(3)} = \int_{-\infty}^{\infty}\int_0^{2\pi} \frac{-4k_z k_{z_2}}{\Delta}\,(((\exp(jk_{z_2}d_2)+\exp(-jk_{z_2}d_2))(k_x{}^2\varepsilon_1+\varepsilon_2(-k^2\varepsilon_1+k_y{}^2))\times$$
$$\times k_z+(\exp(jk_{z_2}d_2)-\exp(-jk_{z_2}d_2))(-k^2\varepsilon_1+\varepsilon_1k_x{}^2+k_y{}^2)k_{z_2})\varepsilon_2(\exp(jk_{z_1}d_1)-$$
$$-\exp(-jk_{z_1}d_1))(k^2\varepsilon_2-k_x{}^2-k_y{}^2)k_{z_1}+\varepsilon_1(-k^2\varepsilon_1+k_x{}^2+k_y{}^2)((\exp(jk_{z_2}d_2)+$$
$$+\exp(-jk_{z_2}d_2))\varepsilon_2(k^2\varepsilon_2-k_x{}^2-k_y{}^2)k_{z_2}k_z-(\exp(jk_{z_2}d_2)-\exp(-jk_{z_2}d_2))\times$$
$$\times(-k^2\varepsilon_2+\varepsilon_2k_x{}^2+k_y{}^2)k_{z_2}^2)(\exp(jk_{z_1}d_1)+\exp(-jk_{z_1}d_1)))\exp(jk_z(d_1+d_2))\times$$
$$\times\exp(-jk_zz)\exp[-j\beta[(x'-x)\cos a+(y'-y)\sin a]]\beta\,d\beta\,da=$$
$$=\int_{-\infty}^{\infty}\int_0^{2\pi}\varphi_x^{(3)}\exp(-jk_zz)\times\exp[-j\beta[(x'-x)\cos a+(y'-y)\sin a]]\beta\,d\beta\,da; \qquad (12)$$

$$F_{x_2}^{(3)} = \int_{-\infty}^{\infty}\int_0^{2\pi} \frac{-4k_zk_xk_yk_{z_2}}{\Delta}\,(\varepsilon_2(-(\varepsilon_2-\varepsilon_1)(\exp(jk_{z_2}d_2)+\exp(-jk_{z_2}d_2))k_z+$$
$$+(\varepsilon_1-1)k_{z_2}(\exp(jk_{z_2}d_2)-\exp(-jk_{z_2}d_2)))(k^2\varepsilon_2-k_x{}^2-k_y{}^2)(\exp(jk_{z_1}d_1)-$$
$$-\exp(-jk_{z_1}d_1))k_{z_1}-(-k^2\varepsilon_1+k_x{}^2+k_y{}^2)\varepsilon_1(\exp(jk_{z_1}d_1)+\exp(-jk_{z_1}d_1))\times$$
$$\times(\varepsilon_2-1)k_{z_2}^2(\exp(jk_{z_2}d_2)-\exp(-jk_{z_2}d_2)))\exp(jk_z(d_1+d_2))\exp(-jk_zz)\times$$
$$\times\exp[-j\beta[(x'-x)\cos a+(y'-y)\sin a]]\times$$
$$\times\beta d\beta\,da=\int_{-\infty}^{\infty}\int_0^{2\pi}\varphi_y^{(3)}\exp(-jk_zz)[-j\beta[(x'-x)\cos a+(y'-y)\sin a]]\beta d\beta\,da; \qquad (13)$$

$$F_{y_1}^{(3)} = \int_{-\infty}^{\infty}\int_0^{2\pi} \frac{-4k_zk_xk_yk_{z_2}}{\Delta}\,(\varepsilon_2(-(\varepsilon_2-\varepsilon_1)(\exp(jk_{z_2}d_2)+\exp(-jk_{z_2}d_2))k_z+$$
$$+(\varepsilon_1-1)k_{z_2}(\exp(jk_{z_2}d_2)-\exp(-jk_{z_2}d_2)))(k^2\varepsilon_2-k_x{}^2-k_y{}^2)(\exp(jk_{z_1}d_1)-$$
$$-\exp(-jk_{z_1}d_1))k_{z_1}-(-k^2\varepsilon_1+k_x{}^2+k_y{}^2)\varepsilon_1(\exp(jk_{z_1}d_1)+\exp(-jk_{z_1}d_1))(\varepsilon_2-1)k_{z_2}^2\times$$
$$\times(\exp(jk_{z_2}d_2)-\exp(-jk_{z_2}d_2)))\exp(jk_z(d_1+d_2))\exp(-jk_zz)\exp[-j\beta[(x'-x)\cos a+$$
$$+(y'-y)\sin a]]\beta d\beta\,da=$$
$$=\int_{-\infty}^{\infty}\int_0^{2\pi}\xi_x^{(3)}\exp(-jk_zz)[-j\beta[(x'-x)\cos a+(y'-y)\sin a]]\beta d\beta\,da; \qquad (14)$$

$$F_{y_2}^{(3)} = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{0}^{2\pi} \frac{-4k_z k_{z_2}}{\Delta} (((\varepsilon_2 {k_x}^2 - \varepsilon_1(k^2\varepsilon_2 - {k_y}^2))(\exp(jk_{z_2}d_2) + \exp(-jk_{z_2}d_2))k_z +$$

$$+(-k^2\varepsilon_1 + \varepsilon_1 {k_y}^2 + {k_x}^2)k_{z_2}(\exp(jk_{z_2}d_2) - \exp(-jk_{z_2}d_2)))(\exp(jk_{z_1}d_1) - \exp(-jk_{z_1}d_1)))\times$$

$$\times\varepsilon_2(k^2\varepsilon_2 - {k_x}^2 - {k_y}^2)k_{z_1} + \varepsilon_1(-k^2\varepsilon_1 + {k_x}^2 + {k_y}^2)(\exp(jk_{z_1}d_1) + \exp(-jk_{z_1}d_1))\times$$

$$\times((\exp(jk_{z_2}d_2) + \exp(-jk_{z_2}d_2))\varepsilon_2(k^2 e_2 - {k_x}^2 - {k_y}^2)k_{z_2}k_z - (-k^2\varepsilon_2 + \varepsilon_2 {k_y}^2 + {k_x}^2)k_{z_2}^2 \times$$

$$\times(\exp(jk_{z_2}d_2) - \exp(-jk_{z_2}d_2))))k_{z_2}\exp(jk_z(d_1 + d_2))\exp(-jk_z z)\times$$

$$\times\exp\left[-j\beta\left[(x' - x)\cos a + (y' - y)\sin a\right]\beta\, d\beta\, da = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{0}^{2\pi}\xi_y^{(3)}\exp(-jk_z z)\times\right.$$

$$\exp\left[-j\beta\left[(x' - x)\cos a + (y' - y)\sin a\right]\beta\, d\beta\, da.\right. \qquad (15)$$

В уравнениях (12), (13) ,(14), (15) использована следующая замена переменных:

$$k_x = \beta\cos\alpha,\ k_y = \beta\sin\alpha,\ k_z = \sqrt{k^2 - \beta^2}\ ,\ k_{z_1} = \sqrt{k^2\varepsilon_1 - \beta^2}, k_{z_2} = \sqrt{k^2\varepsilon_2 - \beta^2},$$

а выражение для Δ имеет вид

$$\Delta = ((\varepsilon_2(\exp(jk_{z_1}d_1) - \exp(-jk_{z_1}d_1))k_{z_1} + \varepsilon_1(\exp(jk_{z_1}d_1) + \exp(-jk_{z_1}d_1))k_{z_2})\times$$

$$\times(-(\exp(jk_{z_2}d_2) + \exp(-jk_{z_2}d_2))(k^2\varepsilon_2 - {k_x}^2 - {k_y}^2)k_z + (\exp(jk_{z_2}d_2) -$$

$$-\exp(-jk_{z_2}d_2))(-k^2 + {k_x}^2 + {k_y}^2)k_{z_2})(-(\exp(jk_{z_1}d_1) - \exp(-jk_{z_1}d_1))\times$$

$$\times(k^2\varepsilon_2 - {k_x}^2 - {k_y}^2)k_{z_1} + (-k^2\varepsilon_1 + {k_x}^2 + {k_y}^2)(\exp(jk_{z_1}d_1) + \exp(-jk_{z_1}d_1))k_{z_2})\times$$

$$\times((\exp(jk_{z_2}d_2) + \exp(-jk_{z_2}d_2))\varepsilon_2 k_z + k_{z_2}(\exp(jk_{z_2}d_2) - \exp(-jk_{z_2}d_2)))).$$

Составляющие электрического поля в раскрыве при $z = 0$ имеют следующий вид [3]:

$$E_x(x', y', 0) = E_r(r', \varphi') = \frac{-jH_0 a^2\omega\mu_0}{{\eta_{11}}^2 r'} J_1\left(\frac{\eta_{11}r'}{a}\right)\cos\varphi', \qquad (16)$$

$$E_y(x', y', 0) = E_\varphi(r', \varphi') = \frac{jH_0 a\omega\mu_0}{\eta_{11}} J_1'\left(\frac{\eta_{11}r'}{a}\right)\sin\varphi', \qquad (17)$$

где r', φ' — цилиндрическая система координат, H_0 — амплитуда, определяемая мощностью источника поля, μ_0 — абсолютная магнитная проницаемость воздуха, J_1 — функция Бесселя первого порядка, η_{11} — корень функции Бесселя.

Излучаемая мощность для дальней зоны может быть рассчитана по следующему выражению

$$P_{\text{изл}} = \frac{1}{2Z_0}\int_0^{\pi/2}\int_0^{2\pi}\left(|E_\theta|^2 + |E_\varphi|^2\right)r^2\sin\theta d\theta d\varphi, \qquad (18)$$

где

$$E_\theta = E_x \cos\theta\cos\varphi + E_y \cos\theta\sin\varphi - E_z \sin\theta,\ E_\phi = E_y \cos\varphi - E_x \sin\varphi,$$

$$E_z = \frac{1}{j\omega\varepsilon_0 Z_0}\frac{\partial E_x}{\partial x},\ r = \sqrt{z^2 + (x'-x)^2 + (y'-y)^2}.$$

Для круглого волновода с волной H_{11} имеем [3]

$$P_{\text{пад}} = Z_0 H_0^2 \frac{k\pi a^4}{4}\sqrt{k^2 - (\eta_{11}/a)^2}\,(J_1(\eta_{11})/\eta_{11})^2(1 - 1/(\eta_{11}{}^2)), \qquad (19)$$

где Z_0 – волновое сопротивление свободного пространства.

КПД исследуемой антенны определяется уравнениями (18) и (19), и рассчитывается как

$$\eta = P_{\text{изл}} \Big/ P_{\text{пад}}.$$

Для расчёта диаграммы излучения по (10) и (11) совместно с (16) и (17) была разработана программа на языке программирования python [4,5]. Результаты расчета представлены в полярной системе координат.

Расчет по разработанной математической модели диаграммы направленности и КПД бортовых антенн базируется на известных температурных зависимостях теплозащиты и плазмы. Температурные зависимости определяются видом теплозащиты антенны, а значение температуры траекторией полета. Параметры плазмы также определяются траекторией полета.

На рис. 2 и 3 изображены диаграммы направленности КА Орион на 100-70 км траектории спуска, будем считать, что на этих высотах интенсивного нагрева теплозащиты нет и характеристики материала теплозащиты нитрида бора не изменяются, и равны

$$\varepsilon_1 = 4.2,\ \text{tg}\delta = 0.0001.$$

На рис. 2 показаны диаграммы излучения круглого волновода в носовой части аппарата, характеристики плазмы равны: $\varepsilon_2' = 0.988$, $\varepsilon_2'' = 5\cdot10^{-6}$ (100 км), $\varepsilon_2' = 0.715$, $\varepsilon_2'' = 4\cdot10^{-4}$ (90 км), $\varepsilon_2' = 0.138$, $\varepsilon_2'' = 6\cdot10^{-3}$ (80 км). На рис. 3 изображены диаграммы излучения антенны при расположении на боковой поверхности КА. Боковую поверхность будем отсчитывать вдоль конической образующей КА, от точки сопряжения сферической части и конической. Отсчитывая от этой точки 0.4 м, характеристик плазмы принимают следующие значения: $\varepsilon_2' = 0.935$, $\varepsilon_2'' = 7\cdot10^{-4}$ (80 км), $\varepsilon_2' = 0.597$, $\varepsilon_2'' = 6\cdot10^{-3}$ – для 70 км.

Из рис. 2 и 3 следует, что изменение характеристик плазмы, влияет на форму диаграммы направленности. При увеличении толщины плазмы диаграмма направленности становиться более изрезанной.

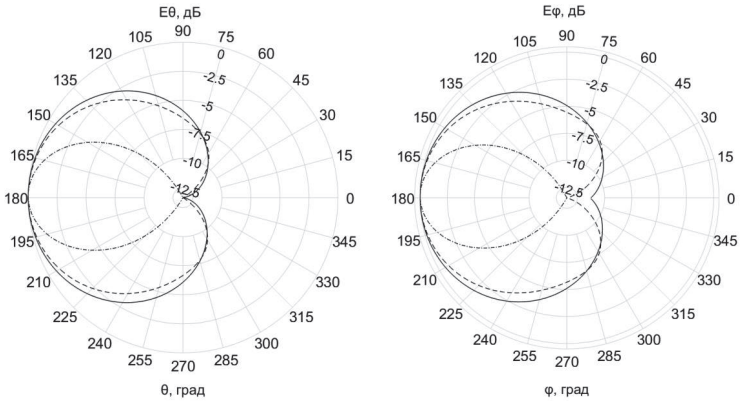


Рис. 2. Нормированная диаграмма излучения круглого волновода в носовой части аппарата с однородной теплозащитой d_1 = 5 см, и толщиной слоя плазмы d_2 = 5 см, для траектории КА Орион; (——) 100 км, (– – –) 90 км, (·–·–·) 80 км

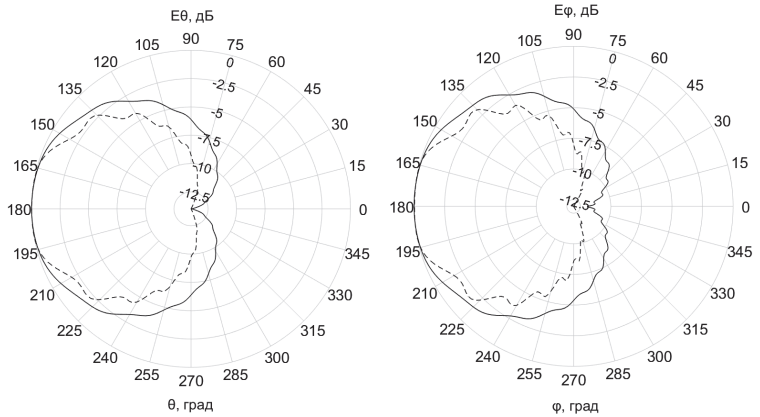


Рис. 3. Нормированная диаграмма излучения круглого волновода на боковой поверхности аппарата с однородной теплозащитой d_1 = 5 см, и толщиной слоя плазмы d_2 = 50 см, для траектории КА Орион; (——) 80 км, (– – –) 70 км

КПД будем рассчитывать для траектории возвращения на землю КА Орион (рис. 4). Если будем считать, что на уровне –30 дБ связь теряется, то потери связи будут на высотах, которые заштрихованы. Когда бортовая антенна расположена на боковой поверхности, время потери связи по высоте меньше.

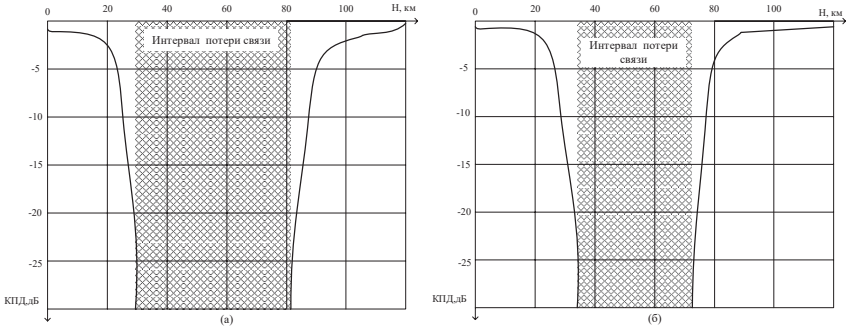


Рис. 4. КПД для траекторий КА Орион;
(а) антенное окно находится в носовой части, с однородной теплозащитой при d_1 = 5 см, и толщиной слоя плазмы d_2 = 5 см
(б) антенное окно находится на боковой поверхности, с однородной теплозащитой при d_1 = 5 см, и толщиной слоя плазмы d_2 = 50 см

По результатам расчета радиотехнических характеристик антенного окна для условий аэродинамического нагрева можно разработать рекомендации по выбору теплозащиты, которая обеспечит наивысшую стабильность характеристик антенн в условиях эксплуатации и снизит чувствительность к воздействию высокотемпературного нагрева. Рассчитывая радиотехнические характеристики, с учетом параметров плазмы, можно разработать рекомендации по расположению антенны на КА.

Библиографический список

1. Михайлов В. Ф. Характеристики излучения круглого волновода через плоскую однородную теплозащиту // Электромагнитные волны и электромагнитные системы. 2019. № 1. С. 12–19.

2. Мажник И. В., Михайлов В. Ф. Расчет характеристик излучения круглого волновода, закрытого теплозащитой // Волновая электроника и инфокоммуникационные системы: мат. XXIII Междунар. науч. конф. В 2 ч. СПб., 2020. С. 118–124.

3. Collin E. R. Foundations for Microwave Engineering. 2nd ed. Wiley-IEEE Press, 2001. P. 194–197.

4. Св-во № RU 2021614062. РФ. Программа расчета диаграммы направленности круглого волновода, закрытого теплозащитой и слоем плазмы / Д. В. Васильева, И. В. Мажник, В. Ф. Михайлов (РФ). № 2021613308 // ФСПИС. 2021. 1 с.

5. Св-во № RU 2021612958. РФ. Программа расчета КПД круглого волновода, закрытого теплозащитой и слоем плазмы / Д. В. Васильева, И. В. Мажник, В. Ф. Михайлов (РФ). № 2021612222 // ФСПИС. 2021. 1 с.

УДК 621.317.34:621.372

В. Ф. Михайлов*
доктор технических наук, профессор
Д. В. Васильева*
ассистент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ИЗЛУЧЕНИЕ КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА ЧЕРЕЗ ТЕПЛОЗАЩИТУ С УЧЕТОМ БОКОВЫХ ВОЛН

Представлены соотношения для учета влияния боковых волн на диаграмму направленности излучения круглого волновода через плоскую однородную радиопрозрачную теплозащиту.
Ключевые слова: круглый волновод, однородная теплозащита, диаграмма направленности, боковая волна.

V. F. Mikhailov*
Dr. Sc., Tech., Professor
D. V. Vasileva*
Assistant
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

RADIATION OF A CIRCULAR WAVEGUIDE THROUGH THERMAL PROTECTION WITH ALLOWANCE FOR SIDE WAVES

Relationships are presented to take into account the effect of side waves on the radiation pattern of a circular waveguide through a flat uniform radio-transparentheat shield.
Keywords: round waveguide, uniform heat protection, directional pattern, side wave.

На траектории спуска на землю космические аппараты подвергаются интенсивному аэродинамическому нагреву. Бортовые антенны возвращаемых космических аппаратов для защиты от аэродинамического нагрева закрываются нагревостойкой радиопрозрачной теплозащитой. В работе [1] получены выражения поля излучения бортовой антенны в виде открытого конца круглого волновода через теплозащиту. Однако при их выводе не учтено, что на поле излучения может влияние оказывать боковая волна. В более строгом подходе определения характеристик излучения необходимо учесть наличие боковой волны.

Поле излучения [1], [2]

$$E_x^{(1,2)} = \iint_{\Pi} F_{x1}^{(1,2)}(x,y,z,x'.y',0) \times E_x(x',y',0)dx'dy' + \\ + \iint_{\Pi} F_{x2}^{(1,2)}(x,y,z,x'.y',0) \times E_y(x',y',0)dx'dy', \quad (1)$$

$$E_y^{(1,2)} = \iint_{\Pi} F_{y1}^{(1,2)}(x,y,z,x'.y',0) \times \times E_x(x',y',0)dx'dy' + \\ + \iint_{\Pi} F_{y2}^{(1,2)}(x,y,z,x'.y',0) \times E_y(x',y',0)dx'dy'. \quad (2)$$

Приведем выражения интегралов F только для второй среды.

$$F_{x1}^{(2)} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{0}^{2\pi} \varphi_x^{(2\}} \exp(-jk_z z) \exp[-j\beta \times \\ \times[(x'-x)\cos\alpha + (y'-y)\sin\alpha]]\beta d\beta d\alpha, \quad (3)$$

$$F_{x2}^{(2)} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{0}^{2\pi} \varphi_y^{(2)} \exp(-jk_z z) \exp[-j\beta \times \\ \times[(x'-x)\cos\alpha + (y'-y)\sin\alpha]]\beta d\beta d\alpha, \quad (4)$$

$$F_{y1}^{(2)} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{0}^{2\pi} \xi_x^{(2)} \exp(-jk_z z) \exp[-j\beta \times \\ \times[(x'-x)\cos\alpha + (y'-y)\sin\alpha]]\beta d\beta d\alpha, \quad (5)$$

$$F_{y2}^{(2)} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{0}^{2\pi} \xi_y^{(2)} \exp(-jk_z z) \exp[-j\beta \times \\ \times[(x'-x)\cos\alpha + (y'-y)\sin\alpha]]\beta d\beta d\alpha. \quad (6)$$

Индекс (1) означает, что приведенные соотношения характеризуют параметры, относящиеся к среде, занимаемой теплозащитой, индекс (2) – к среде за теплозащитой. В уравнениях (1), (2) k – волновое число, П – область интегрирования по раскрыву волновода, x', y' – координаты, отсчитываемые в раскрыве излучающего волновода, при этом использована следующая замена переменных:

Для компактности записи выражения $\varphi_y^{(2)}, \xi_x^{(2)}, \xi_y^{(2)}$ не раскрываем, лишь для примера и анализа приведём выражение для $\varphi_x^{(2)}$

$$\varphi_y^{(2)} = \frac{j2\sin\sqrt{k^2\varepsilon_1 - \beta}}{\Delta}\beta^2 \sin\ \alpha\cos\ \alpha \times \\ \times\sqrt{k^2\varepsilon_1 - \beta^2}k^2\sqrt{k^2 - \beta^2})\exp(j\sqrt{k^2 - \beta^2})d \times \exp[j(k_z + k_{z1})d]. \quad (7)$$

где d – толщина слоя теплозащиты, ε_1 – комплексная диэлектрическая проницаемость материала теплозащиты,

$$\Delta = 2\sqrt{k^2\varepsilon_1 - \beta^2}\sqrt{k^2 - \beta^2}k^2[j\sqrt{k^2 - \beta^2} \times \sin(\sqrt{k^2\varepsilon_1 - \beta^2}d) + \sqrt{k^2\varepsilon_1 - \beta^2} \times$$
$$\times \cos\sqrt{k^2\varepsilon_1 - \beta^2}d\cos\sqrt{k^2\varepsilon_1 - \beta^2}d) + j\sqrt{k^2\varepsilon_1 - \beta^2}\sin(\sqrt{k^2\varepsilon_1 - \beta^2}d). \quad (8)$$

Развернутые выражения $\varphi_y^{(2)}$, $\xi_x^{(2)}$, $\xi_y^{(2)}$ можно найти в [3].

Выражения (1), (2) определяют диаграмму направленности излучения круглого волновода, закрытого однородной теплозащитой. Интегралы (3)-(6) по переменной β могут быть найдены методом перевала. Выражение перевального пути имеет вид

$$\tau_r \pm \varphi = \arccos(sch\tau_j). \quad (9)$$

где τ – комплексный угол, вводимый при замене $\beta = \sin\tau$, $\varphi = arctg(d - z)/(x' - x)$.

Боковые волны могут несколько изменять диаграмму направленности. Боковые волны можно определить по вкладу точек ветвления в поле излучения. Это можно учесть, вычисляя интегралы (3)-(6) по контуру l_B, который охватывает разрез с точками ветвления и проводится так, чтобы подынтегральные функции были однозначными. Из анализа подынтегральных функций интегралов $F_{x_x}, F_{x_2}, F_{y_1}, F_{y_2}$ очевидно, что точки ветвления первого порядка расположены при $\beta_{B_1} = \pm k$ и $\beta_{B2} = \pm k\sqrt{\varepsilon_1}$. Из названных точек необходимо в расчете взять $\beta_{B_1} = k$, $\beta_{B2} = k\sqrt{\varepsilon_1}$, чтобы удовлетворять условиям излучения. Анализ подынтегральных выражений (3)-(6) показал, что разработанные и известные методы асимптотической оценки интегралов по берегам разрезов, охватывающих точки ветвления, справедливые для перевального пути, в данном случае оказываются неприменимыми. По этой причине определить вклад боковой волны в диаграмму излучения можно только численным интегрированием (3)-(6) по контуру l_B .и учете тех точек ветвления, которые будут пересекаться при деформации исходного контура интегрирования в перевальный. Эти точки ветвления будем учитывать введением единичной функции Хевисайда $U(c_B)$, аргумент которой определяется следующим образом:

$$C_B = \mathrm{Re}(\arcsin\frac{\beta_B}{k}) + \varphi - \arccos\times$$
$$\times(sch \times Jm(\arcsin\frac{\beta_B}{k})). \quad (10)$$

Анализ подынтегральных выражений $F_{x_x}, F_{x_2}, F_{y_1}, F_{y_2}$ показал, что разрез целесообразно выбрать так, чтобы это была прямая, параллельная мнимой оси

на комплексной плоскости β. Тогда интеграл по берегам разреза $U(c_B)\int\limits_{l_{b_1}} ...d\beta$ для $F_{x_x}, F_{x_2}, F_{y_1}, F_{y_2}$ для учета вклада в диаграмму направленности боковых волн примет вид

$$U(c_B)\int\limits_{Kyk+jk}^{k} \nu_1(\beta)d\beta + U(c_B)\int\limits_{k}^{\mathrm{Re}k+jk} \nu_2(\beta)d\beta, \qquad (11)$$

где $\nu_1(\beta)$ и $\nu_2(\beta)$ – подынтегральное выражение или $F_x^{(1)}$, или $F_x^{(2)}$, отличающееся знаками перед $\sqrt{k^2-\beta^2}$. Аналогично $U(c_B)\int\limits_{l_{b_1}} ...d\beta$ для выражений $F_x^{(1)}$ и $F_x^{(2)}$ запишется

$$U(c_B)\int\limits_{\mathrm{Re}k\sqrt{\varepsilon_1}+j\infty}^{k\sqrt{\varepsilon_1}} \eta_1(\beta) + U(c_B)\int\limits_{k\sqrt{\varepsilon_1}}^{\mathrm{Re}k\sqrt{\varepsilon_1}+j\infty} \eta_2(\beta) \qquad (12)$$

где $\eta_1(\beta)$ и $\eta_2(\beta)$ – подынтегральное выражение или $F_x^{(1)}$, или $F_x^{(2)}$, отличающееся знаками перед $\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2}$.

Соотношения (11) и (12) необходимы для последующей подстановки в (1) с целью определения поля $E_{x,бок}^{(1,2)}$ или. $E_{x,бок.изл}^{(1,2)}$. Расчет $E_{x,бок}^{(1,2)}$ производится по (11), (12) без множителей в виде функции Хевисайда. Аналогично может быть определена компонента $E_{y,бок}^{(1,2)}$.

Расчет по (10) показывает, что $C_B \succ 0$ для всех точек ветвления, пересекаемых перевальным путем, за исключением случая, когда ε_1 – комплексна и потери в теплозащите достаточно велики ($tg\delta \succ 0{,}5$), что может иметь место при интенсивном нагреве теплозащиты.

Таким образом, вклад боковых волн в диаграмму направленности может стать заметным при достаточно интенсивном нагреве теплозащиты.

Потери излучаемой мощности на боковые волны можно оценить соотношением

$$\vartheta = \frac{P_{бок} - P_{бок.изл}}{P_{пад}},$$

где $P_{бок}$, $P_{пад}$ – мощности боковых волн и падающей (подводимой к излучателю), $P_{бок.изл}$ – мощность боковых волн излученных.

Мощность, отводимая боковыми волнами

$$P_s^{(1,2)} = \frac{1}{2Z_0}\int_0^{\pi/2}\int_0^{2\pi}(|E_\theta|^2 + |E_\varphi|^2)r^2 d\theta d\varphi.$$

В этом выражении

$$E_\theta = E_x\cos\theta\cos\varphi + E_y\cos\theta\sin\varphi - E_z\sin\theta,$$

$$E_\varphi = E_y\cos\varphi - E_x\sin\varphi,$$

$$E_z = \frac{1}{j\omega\varepsilon_0 Z_0}\frac{\partial E_x}{\partial x},$$

где Z_0 – волновое сопротивление свободного пространства.

Для круглого волновода радиусом a для типа волны H_{11}

$$P_f = Z_0 H_0^2 \frac{k\pi a^4}{4}\sqrt{k^2 - \frac{\eta_{11}}{a^2}}\left(\frac{J_1(\eta_{11})}{\eta_{11}}\right)^2\left(1 - \frac{1}{\eta_{11}^2}\right),$$

где J_1 – функция Бесселя первого рода, η_{11} – первый корень функции Бесселя первого рода.

Полученные соотношении при численном интегрировании, входящих в них интегралов, дают результаты для количественной оценки преобразования излучения круглого волновода через плоский слой диэлектрика в боковые волны.

Библиографический список

1. Михайлов В. Ф. Характеристики излучения круглого волновода через плоскую однородную теплозащиту // Электромагнитные волны и электронные системы. 2019. № 1. С. 12–19.

2. Mikhailov V. F. Characteristics of Radiation of a round Waveguide through a Flat Homogeneous Heat Shield/Electromagnetic Propagation and Waveguides in Photonics and Microwave Engineering. London, United Kingdom, 2020. P. 167–179.

3. Михайлов В. Ф., Победоносцев К. А., Брагин И. В. Прогнозирование эксплуатационных характеристик антенн с теплозащитой. СПб.: Судостроение, 1994. 300 с.

УДК 621.317.34:621.372

В. Ф. Михайлов
доктор технических наук, профессор
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ БОРТОВОЙ АНТЕННЫ С УЧЕТОМ ПОВЕРХНОСТНЫХ ВОЛН

Представлены соотношения для учета влияния поверхностных волн на диаграмму направленности излучения прямоугольного волновода через плоскую однородную радиопрозрачную теплозащиту. Приведены результаты расчета по разработанным математическим моделям.
Ключевые слова: прямоугольный волновод, однородная теплозащита, диаграмма направленности, поверхностная волна.

V. F. Mikhailov
Dr. Sc., Tech., Professor
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

RADIO TECHNICAL CHARACTERISTICS OF THE ON-BOARD ANTENNA TAKING INTO ACCOUNT SURFACE WAVES

Relationships are presented to take into account the effect of surface waves on the radiation pattern of a rectangular waveguide through a flat uniform radio-transparent heat shield. The calculation results are given according to the developed mathematical models.
Keywords: rectangular waveguide, uniform thermal protection, radiation pattern, surface wave.

Введение

Бортовые антенны возвращаемых космических аппаратов для защиты от аэродинамического нагрева закрываются нагревостойкой радиопрозрачной теплозащитой. В работе [1] получены выражения поля излучения бортовой антенны в виде открытого конца прямоугольного волновода через теплозащиту. Однако при их выводе не учтено, что на поле излучения может заметное влияние оказывать поверхностная волна. В более строгом подходе определения характеристик излучения необходимо учесть наличие поверхностной волны.

Основная часть

Характеристики излучения прямоугольного волновода, закрытого плоской однородной радиопрозрачной теплозащитой [1]

$$E_x^{(1,2)} = \iint\limits_{\Pi} F_x^{(1,2)}(x, y, z, x', y', 0) E_x(x', y', 0) dx' dy', \qquad (1)$$

где

$$F_x^{(1)}(x,y,z,x',y',0)=\frac{1}{4\pi^2}\int_0^{\infty}\int_0^{2\pi}(\,{}^{1}\!/_{\varepsilon_1}\exp((-j\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2})z)-$$

$$-\sqrt{k^2-\beta^2}\exp(-j\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2}d)\,j\cos(\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2}d)\times$$

$$\times\frac{\left(\begin{array}{c}k^2(k^2\varepsilon_1-\beta^2-\beta^2\varepsilon_1\sin^2\alpha+\beta^2\sin^2\alpha+\\+\varepsilon_1\sqrt{k^2-\beta^2}\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2}+\sin(\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2}d)\end{array}\right)}{j2\sin(\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2}d)\Delta})\times$$

$$\times(\beta^2\sin^2\alpha+\beta^2\varepsilon_1\cos\alpha-k^2\varepsilon_1-\sqrt{k^2-\beta^2}\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2}\,(\exp(-j\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2}z)-$$

$$-\exp(j\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2}z))\exp(-j\beta((x'-x)\cos\alpha+(y'-y)\sin\alpha))\beta d\beta d\alpha=$$

$$=\frac{1}{4\pi^2}\int_0^{\infty}\int_0^{2\pi}\varphi_1 d\beta d\alpha, \qquad (2)$$

$$F_x^{(2)}(x,y,z,x',y',0)=\frac{1}{4\pi^2}\int_0^{\infty}\int_0^{2\pi}\frac{\beta\sqrt{k^2-\beta^2}\,(jctg(\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2}k^2\varepsilon_1\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2}}{\Delta}\times$$

$$\times\frac{\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2}-k^2\varepsilon_1+k^2\beta^2\sin^2\alpha+k^2\beta^2\varepsilon_1\cos^2\alpha}{\Delta}\exp(-j(d(2\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2})- \qquad (3)$$

$$-\sqrt{k^2-\beta^2})+z\sqrt{k^2-\beta^2})\exp(-j\beta((x'-x)\cos\alpha+(y'-y)\sin))\beta d\beta=$$

$$=\frac{1}{4\pi^2}\int_0^{\infty}\int_0^{2\pi}\varphi_2 d\beta d\alpha.$$

Индекс (1) означает, что полученные соотношения относятся к среде, занимаемой теплозащитой, индекс (2) – к среде за теплозащитой, П – область интегрирования по раскрыву волновода.

В уравнениях (2), (3) k – волновое число, x', y' – координаты, отсчитываемые в раскрыве излучающего волновода, d – толщина слоя теплозащиты, ε_1 – комплексная диэлектрическая проницаемость материала теплозащиты.

Использована следующая замена переменных:

$$k_x=\beta\cos\alpha, k_y=\beta\sin\alpha, k_z=\sqrt{k^2-\beta^2},$$

а выражение для Δ имеет вид

$$\Delta=\sqrt{k^2-\beta^2}\sin)\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2}d))((jctg\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2}d)k^2\varepsilon_1\sqrt{k^2-\beta^2}- \qquad (4)$$

$$-k^2\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2}(\sqrt{k^2-\beta^2}-j\sqrt{k^2-\beta^2}ctg(\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2}d)).$$

Выражения (1)-(4) определяют поле в области $z \geq 0$ через касательные составляющие поля в раскрыве. Интеграл (3) по переменной интегрирования β может быть найден методом перевала. Выражение перевального пути

$$\tau_r \pm \zeta = \arccos(sch\tau_j), \tag{5}$$

где комплексный угол τ определяется путем замены

$$\beta = k \sin\tau, \ \zeta = arctg(d - z)/(x' - x).$$

Анализ (2), (3) показывает, что для переменной β существуют особые точки-полюсы, определяющие поверхностные волны.

Условия существования поверхностных волн определяются расположением полюсов подынтегральных функций (2), (3). Полюсы соответствуют равенству нулю знаменателей отмеченных выражений, т.е. условию $\Delta = 0$.

При вычислении интеграла методом перевала необходимо учитывать, что путь перевала пересекает полюсы подынтегральной функции. Обозначая координаты полюсов τ_p, из (5) получим условие, определяющее полюса, пересекаемые при деформации исходного пути интегрирования в перевальный

$$\tau_{rp} \pm \zeta \succ \arccos(sch\tau_{jp}). \tag{6}$$

Полюса, определяемые (6), должны быть учтены при нахождении интеграла (3). Поэтому в общем случае в соответствии с теоремой Коши интеграл может быть представлен в виде

$$F = \frac{1}{4\pi^2} U(C_p) \int_{l_p} ...d\beta,$$

где $U(C_p)$ – единичная функция Хевисайда, C_p – величины, определяемые на основании (6) следующим образом на комплексной плоскости β:

$$C_p = \mathrm{Re}(\arcsin\frac{\beta_p}{k}) \pm \zeta - \arccos(achJm(\arcsin\frac{\beta_p}{k})). \tag{7}$$

После ряда преобразований (5) получаем выражения для определения полюсов в виде следующих дисперсионных уравнений:
Для четных Е мод

$$\varepsilon_1\sqrt{\beta^2 - k^2} = \sqrt{k^2\varepsilon_1 - \beta^2}\, tg(\sqrt{k^2\varepsilon_1 - \beta^2}\, d), \tag{8}$$

Для нечетных Н мод

$$\sqrt{\beta^2 - k^2} = -\sqrt{k^2\varepsilon_1 - \beta^2}\, ctg(\sqrt{k^2\varepsilon_1 - \beta^2}\, d). \tag{9}$$

По теореме Коши интегралы (2), (3) по контуру l_p, охватывающему полюсы, определится следующим образом:

$$\int_{l_p} ...d\beta = \sum_{i=1}^{n} \mathrm{Re}\, s(\beta_i), \tag{10}$$

где β_i – корни уравнений (8), (9), i – номер полюса, n – число полюсов.

Конкретизируя (10), получаем

$$F_{x,E}^{(1)} = \frac{1}{2\pi}\sum_{i=1}^{n} U(C_{pi}) \frac{\int_0^{2\pi} \varphi_1(\alpha,\beta_i)d\alpha\psi_1(\beta_i)}{\psi_1'(\beta_i)}\Bigg|_{\beta_i=\beta_i^E}, \tag{11}$$

$$F_{x,H}^{(1)} = \frac{1}{2\pi}\sum_{i=1}^{n} U(C_{pi}) \frac{\int_0^{2\pi} \varphi_1(\alpha,\beta_i)d\alpha\psi_2(\beta_i)}{\psi_2'(\beta_i)}\Bigg|_{\beta_i=\beta_i^H}, \tag{12}$$

$$F_{x,E}^{(2)} = \frac{1}{2\pi}\sum_{i=1}^{n} U(C_{pi}) \frac{\int_0^{2\pi} \varphi_2(\alpha,\beta_i)d\alpha\psi_1(\beta_i)}{\psi_1'(\beta_i)}\Bigg|_{\beta_i=\beta_i^E}, \tag{13}$$

$$F_{x,H}^{(2)} = \frac{1}{2\pi}\sum_{i=1}^{n} U(C_{pi}) \frac{\int_0^{2\pi} \varphi_2(\alpha,\beta_i)d\alpha\psi_2(\beta_i)}{\psi_2'(\beta_i)}\Bigg|_{\beta_i=\beta_i^H}. \tag{14}$$

В выражениях (11)–(14)

$$\psi_1(\beta) = jctg(\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2}d)k^2\varepsilon_1\sqrt{k^2-\beta^2} - k^2\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2},$$

$$\psi_2(\beta) = \sqrt{k^2-\beta^2} - j\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2}ctg\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2}d.$$

Поверхностные волны могут не только влиять на форму диаграммы направленности, но и при определенных условиях поглощать в себя большую часть подводимой мощности. Расчет мощности, отводимой этими волнами, позволяет оценить энергетический параметры бортовой антенны. Для такого расчета необходимо найти полные выражения поверхностных волн, а не только в точке перевала. Расчет полей поверхностных волн в диэлектрической теплозащите и в воздухе можно выполнить по (1) совместно с (11)–(14), исключая из этих выражений множители в виде функций Хевисайда.

Аналогичным образом, как и для x-компоненты электрического поля по найденному угловому спектру плоских волн можно получить зависимости для y-компонент электрического поля поверхностных волн.

Количественную оценку влияния поверхностных волн будем проводить следующим образом:

$$\eta_1 = \frac{P_{пов}}{P_{пад}}, \eta_2 = \frac{P_{пов} - P_{пов.изл}}{P_{пад}},$$

где $P_{пад}$, $P_{пов}$. $P_{пов.изл}$ – мощность падающая, подводимая к излучателю, мощность поверхностных волн, мощность, излученная в дальнюю зону поверхностными волнами.

Для прямоугольного волновода с волной H_{10} имеем

$$P_{пад} = 377 H_0^2 \frac{a^3 b}{\lambda^2} \sqrt{1 - (\lambda / 2a)^2},$$

$$P_{пов} = \frac{1}{2Z_0} \int_0^{\pi/2} \int_0^{2\pi} (|E_\theta|^2 + |E_\varphi|^2) r^2 \sin\theta d\theta d\varphi,$$

где Z_0 – волновое сопротивление свободного пространства, *a, b* – размеры сечения прямоугольного волновода, λ – рабочая длина волны,

$$E_\theta = E_x \cos\theta\cos\varphi + E_y \cos\theta\sin\varphi - E_z \sin\theta,\ E_\varphi = E_y \cos\varphi - E_x \sin\varphi,$$

$$E_z = \frac{1}{j\omega\varepsilon_0 Z_0} \frac{\partial E_x}{\partial x},$$

$$P_{пов} = P_{пов}^{(1,2)E} + P_{пов}^{(1,2)H}.$$

Заключение

Таким образом, получены соотношения, описывающие структуру поверхностных волн, возникающих при облучении плоской однородной теплозащиты прямоугольным волноводом с волной H_{10} Оценка мощности, отводимой поверхностными волнами, позволяет определить вклад поверхностных волн в диаграмму направленности и определить потери излучаемой мощности, приходящиеся на поверхностные волны.

Библиографический список

1. Михайлов В. Ф., Победоносцев К. А., Брагин И. В. Прогнозирование эксплуатационных характеристик антенн с теплозащитой. СПб.: Судостроение, 1994. 400 с.

УДК 535.12

Д. О. Москалец*
старший преподаватель
О. Д. Москалец**
кандидат технических наук, доцент
А. С. Параскун**
ассистент
*Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
**Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ОТКРЫТЫЙ ТОРЕЦ ОПТИЧЕСКОГО ВОЛОКНА КАК АНТЕННА ОПТИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА

Рассматривается применение оптического волокна в системах бесконтактной оптической спектроскопии, где анализируемое оптическое излучение передается по волоконно-оптической передающей системе. Обоснована необходимость отказаться от традиционных методов ввода оптического излучения в оптическое волокно и рассматривать открытый торец оптического волокна в качестве антенны оптического диапазона. Представлены рассчитанные диаграммы направленности такой антенны для модели оптического поля на торце оптического волокна в форме усеченной гауссовой функции.
Ключевые слова: бесконтактная спектроскопия, оптическое волокно, торец оптического волокна, антенна оптического диапазона

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (РНФ), проект № 19-79-10110.

D. O. Moskaletz*
Senior Lecturer
O. D. Moskaletz**
PhD, Tech., Associate Professor
A. S. Paraskun**
Assistant
*St. Petersburg Electrotechnical University "LETI"
**St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

OPEN END OF OPTICAL FIBER AS AN OPTICAL BAND ANTENNA

In this paper, the application of optical fiber in contactless optical spectroscopy systems, where the analyzed optical radiation is transmitted through a fiber-optic transmission system, is considered. The necessity is substantiated to abandon the traditional methods of inputting optical radiation into an optical fiber and to consider the open end of an optical fiber as an antenna in the optical range. The calculated radiation patterns of such antenna for the model of the optical field at the end of the optical fiber in the form of a truncated Gaussian function are provided.
Keywords: non-contact spectroscopy, optical fiber, optical fiber end, optical range antenna.

Бурное развитие волоконно-оптических технологий обязано широчайшему распространению волоконно-оптических систем передачи информации. В последние годы отмечено применение волоконно-оптических устройств в технике спектроскопических измерений. Традиционные системы измерения спектров оптических сигналов выполняют контактный анализ спектра в том смысле, что анализируемое излучение источника непосредственно падает на вход спектрального прибора. В то же время существует целый ряд актуальных задач, где получение спектроскопической информации невозможно при непосредственном контакте спектральной аппаратуры с полем излучения источника. К числу таких задач относятся изучение различных физических, физико-химических и технологических процессов, которые сопровождаются появлением электромагнитного излучения и протекают в условиях повышенной температуры, влажности, агрессивной химической среды, повышенного уровня взрывоопасности. К числу таких процессов в первую очередь относятся процессы горения.

Решение отмеченных задач порождает острую потребность в таких системах спектральных измерений, которые позволяют выполнять анализ спектра оптического излучения, исключая непосредственный контакт входного устройства спектрального прибора с полем излучения источника. Такой метод спектральных измерений получил название бесконтактного. При бесконтактном анализе оптический сигнал падает не на вход спектрального прибора, а сначала передается на безопасное для прибора расстояние от источника с помощью волоконно-оптической линии передачи [1]. Кроме того, принцип действия параллельного анализатора спектра оптического диапазона [2] предполагает передачу анализируемого оптического излучения по волоконно-оптическому жгуту, что реализует принцип бесконтактной спектроскопии. При разработке аппаратуры, реализующей названные принципы анализа спектра оптических излучений, одним из центральных является вопрос ввода оптического излучения в оптическое волокно и вывода оптического излучения из оптического волокна.

Традиционно оптическое волокно применяется в системах волоконно-оптической связи, применение его для решения задач бесконтактной спектроскопии требует решения некоторых специфических задач. Во-первых, известные методы ввода оптического излучения в оптическое волокно исследуют этот ввод в единственное волокно в некотором смысле оптимальным лучевым способом; во-вторых, при выполнении спектроскопических измерений многоканальным оптическим спектральным прибором [2] анализируемое оптическое излучение вводится в волоконно-оптический жгут, и его отдельные волокна не могут находиться в одинаковых условиях воздействия анализируемого излучения; в-третьих, даже в случае применения единственного оптического волокна при решении спектроскопических задач [1] пространственные характеристики анализируемого излучения не позволяют применить известный лучевой метод, в-четвертых, известные методы ввода оптического излучения в оптическое волокно базируются на принципах лучевой оптики, и их применение для решения задачи вывода оптического излучения из волокна не представилось возможным.

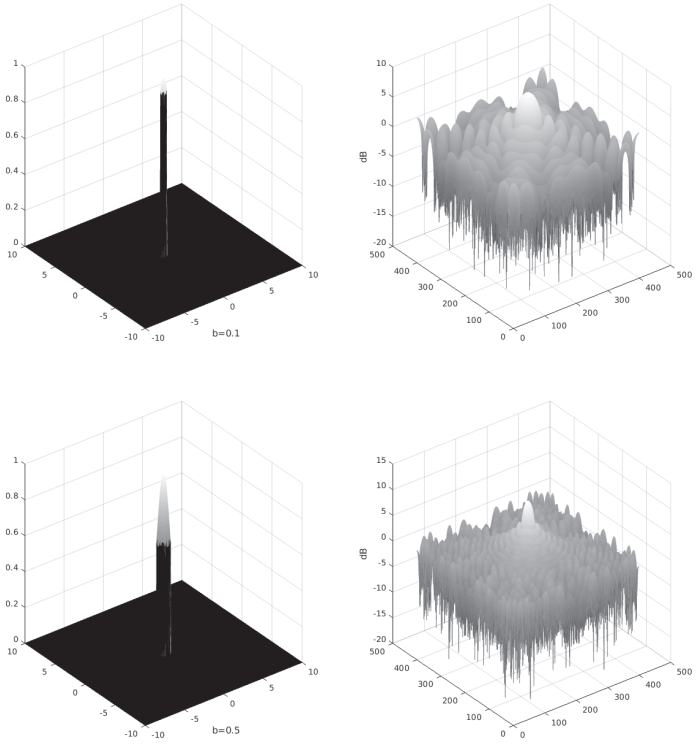
Эта специфика применения оптического волокна в системах бесконтактной оптической спектроскопии потребовала изыскания альтернативного метода опи-

сания действия волоконно-оптической системы передачи, т.е. охарактеризовать торец и прилегающий к нему открытый участок оптического волокна не числовой апертурой, а рассматривать его как диэлектрическую антенну оптического диапазона [3]. При этом один из торцов и прилегающий к нему открытый участок оптического волокна является приемной антенной (ввод оптического излучения) а второй торец и прилегающий к нему открытый участок оптического волокна является передающей антенной (вывод оптического излучения). Оценка дальней зоны рассматриваемой антенны показала, что ее минимальная удаленность имеет порядок 10^{-3} м, таким образом при выполнении оптических спектроскопических измерений бесконтактным методом рассматриваемые антенны в составе волоконно-оптической системы передачи работают в дальних зонах.

Создание, уменьшенное копии диэлектрической антенны оптического диапазона [3] связано с серьезными технологическими трудностями, кроме того, необходимость волоконно-оптического жгута в устройствах параллельного анализа спектра оптических излучений [2] делает создание системы уменьшенных копий диэлектрических антенн едва ли выполнимой. Поэтому в данной работе предпринята попытка рассматривать открытый торец оптического волокна в качестве оптической антенны.

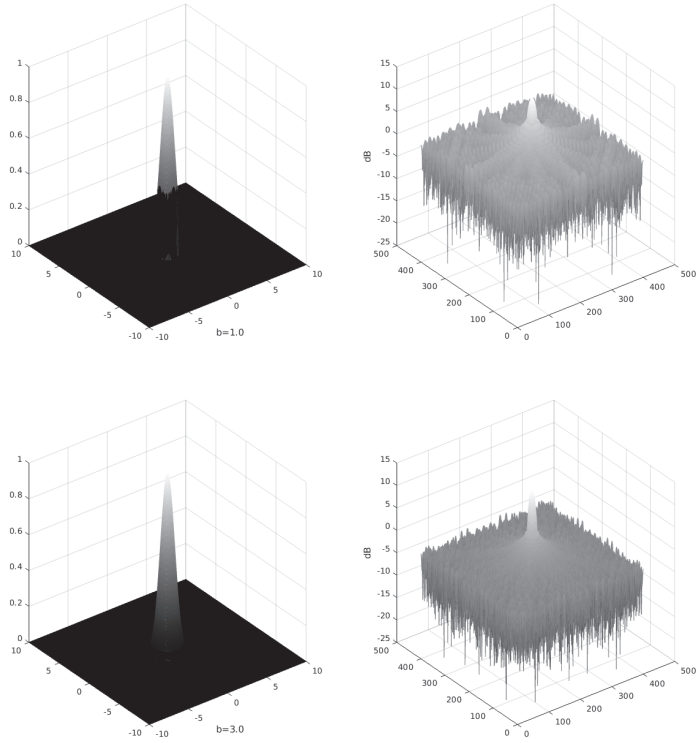
Излучение, формирующееся с торца оптического волокна, можно рассматривать как излучение круглой площадки с центрально-симметричным распределением поля. Поле дальней зоны может быть записано в виде преобразования Фурье от поля излучающей площадки. Размер излучающей апертуры гауссова пучка, распространяющегося в оптическом волокне, характеризуется своей шириной. Эта ширина подобна на среднему квадратическому отклонению в описании нормального распределения [4]. При проведении расчетов удобно положить эту ширину равной 1. Для сравнения результатов расчетов, выполненных для разных размеров излучающих площадок, удобно нормировать ширину излучающей площадки к ширине гауссова пучка. При такой нормировке излучающей площадкой поле будет описываться по нормальному закону с шириной в доли ширины площадки, а по аналогии с нормальным законом – в долях среднего квадратическое отклонения. Для расчета поля дальней зоны можно применить двумерное преобразование Фурье. Численно такой расчет удобно выполнить с помощью дискретного преобразования Фурье. При этом необходимо обеспечить большой защитный интервал с целью исключения трудностей, связанных с алайзингом.

Расчеты проведены для следующих относительных значений апертуры излучающей площадки: 0.1; 0.5; 1.0 и 3.0 (см. рисунки). Соответствующая серия графиков приведена ниже. Левый график соответствует распределению поля излучающей площадки (усеченное нормальное распределение). Распределение считается синфазным. Правый график – квадрат модуля спектральной функции (мощность регистрируемого излучения) в логарифмическом масштабе в относительных единицах. Расчеты проводились в среде MATLAB и для наглядности изображения нуль пространственной частоты соответствует середине интервала относительных пространственных частот, что является следствием использования алгоритма дискретного преобразования Фурье.



Скрипт MATLAB:

```
b = 3.0; % Параметр, определяющий размер апертуры
[X,Y] = meshgrid(-10:0.05:10);
R = X.^2+Y.^2;
Z = exp(-R); % Распределение поля без усечения
XZ = Z > exp(-b); % Порог для усечения
ZZ = Z.*XZ;          % Усечение распределения
FZ = fft2(ZZ);
res = abs(fftshift(FZ)).^2; % сдвиг и расчет квадрата модуля
b_str = sprintf('b=%0.1f',b);
subplot(1,2,1); mesh(X,Y,ZZ), colormap gray, xlabel(b_str)
subplot(1,2,2); mesh(log(res)), colormap gray, zlabel('dB')
```



Появление бесконтактного метода измерения оптических спектров выдвинуло актуальную задачу создания волоконно-оптической системы передачи оптического излучения на вход спектрального прибора. При этом центральным моментом является вопрос ввода оптического излучения в оптическое волокно и в волоконно-оптический жгут и вывода этого излучения с целью передачи его на вход спектрального прибора. В связи с отсутствием возможности воспользоваться методами лучевой оптики при решении поставленной задачи предложено рассматривать торец оптического волокна в качестве антенны оптического диапазона, а всю волоконно-оптическую систему передачи как антенно-фидерную систему оптического диапазона.

Библиографический список

1. Kalinin V. A., Kludzin V. V., Moskaletz O. D., Preslenev L. N. The system of optical spectral measurements system with the transfer of spectroscopic information through optical fiber. Preliminary results of development, Proceedings of

SPIE – The International Society for Optical Engineering. 2006. Vol. 6251. P. 62510V.

2. Пат. 86734. РФ. МПК[8] 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. С. 3.

3. Курылева А. С., Москалец О. Д., Параскун А. С. Волоконно-оптические устройства в составе систем спектроскопии, основанных на бесконтактном методе // Датчики и системы. 2020. № 7. С. 17–22.

3. Фрадин А. З. Антенны сверхвысоких частот. М.: Советское радио, 1957.

4. Ярив А., Юх П. Оптические волны в кристаллах. М.: Мир, 1987.

УДК 535.243

О. Д. Москалец*
доцент
К. В. Сердюк*
ассистент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

РАДИООПТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ПРИЗМЕННОГО СПЕКТРАЛЬНОГО ПРИБОРА

На базе методов радиооптики предлагается альтернативное описание действия призменного спектрального прибора, которое опирается на преобразования оптического сигнала оптическим когерентным фурье-процессором. В оптический когерентный фурье-процессор анализируемое оптическое излучение вводится диспергирующим элементом в виде призмы. Установлены функция пропускания призмы как транспаранта и соотношение вход-выход призменного спектрального прибора для комплексных спектров в форме линейного интегрального оператора, в котором комплексная аппаратная функция определяется функцией пропускания призмы.
Ключевые слова: спектральные измерения, радиооптический подход, комплексный спектр, дифракционный призменный спектральный прибор, оптический когерентный фурье-процессор, призма, транспарант, функция пропускания, 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*
Associate Professor
K. V. Serdiuk*
Assistant
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

RADIO-OPTICAL ANALYSIS OF PRISM SPECTRAL DEVICE

On the basis of radio optics methods, an alternative description of the action of a prism spectral device is proposed, which is based on transformations of an optical signal by an optical coherent Fourier processor. The analyzed optical radiation is introduced into the optical coherent Fourier processor by a dispersing element in the form of a prism. The transmission function of the prism as a transparency and the input-output ratio of the prism spectral device for complex spectra in the form of a linear integral operator, in which the complex instrumental function is determined by the transmission function of the prism, are established.
Keywords: spectral measurements; radio-optical approach; diffraction prism spectral device; optical coherent Fourier processor; prism; transparency; transmission function; instrument function.

Введение

В физике и технике спектральные методы и приборы принадлежат к числу наиболее распространенных, и в настоящее время нет видимых причин, ко-

торые бы привели к изменению этого положения. Анализ гармонического спектра относится к числу важнейших физико-технических измерений. Весьма широкое распространение приборов анализа гармонических спектров обусловлено важностью и разнообразием получаемой с их помощью информации, как в фундаментальных исследованиях строения материи (астрофизика, радиоастрономия, спектроскопия), так и при решении прикладных задач.

Особенно велика роль гармонического анализа в спектроскопии, где спектральные приборы исследуют электромагнитное излучение как сигнал, посылаемый материей и несущий разнообразную спектроскопическую информацию.

Среди приборов для научных исследований аппаратура гармонического анализа занимает особое место: техника спектроскопии развивается в течение многих лет очень высокими темпами, более быстрыми, чем в других областях физического эксперимента и анализа. Результатом этого развития является целый ряд методов анализа гармонических спектров и широчайшая номенклатура спектральных приборов.

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.

Так, основной задачей теории спектральных измерений является установление связи между спектром в математическом понимании и спектром аппаратурным, т.е. зарегистрированным в результате выполнения спектральных измерений [1], иными словами, связи вход-выход спектрального прибора. В рамках теории оптических спектральных измерений решение этой задачи предложено в работе [2], где на базе эвристических рассуждений получен линейный интегральный оператор в форме свертки, которая изначально описывает измерение энергетических спектров. Именно связь вход-выход спектрального прибора в форме свертки послужила основой решения обратной задачи, т.е. редукции к идеальному спектральному прибору. Идеология работы [2] прочно заняла место в известных руководствах по технике оптической спектроскопии [3, 4, 5, 6, 7]. Следует подчеркнуть, что в работе [2] отмечается изменение разрешающей способности в пределах анализируемой полосы длин волн, что противоречит операции свертывания. В дальнейшем, в работе [8] предложена математически корректно установленная общая связь вход-выход линейной системы в форме линейного интегрального оператора.

Характерно, что в отмеченных руководствах [3, 4, 5, 6, 7] ядро интегрального оператора, т.е. аппаратная функция спектрального прибора, непосредственно не связана с параметрами диспергирующих систем дифракционных спектральных приборов. Для решеточных спектральных приборов вопрос непосредственной связи аппаратной функции с параметрами дифракционной решетки в известной мере решен в работах [8, 9, 10, 11]. В данной работе предпринята попытка решить вопрос связи аппаратной функции с параметрами дисперги-

рующей системы для призменного спектрального прибора в рамках установления связи вход-выход спектрального прибор для комплексных спектров оптического излучения.

Функциональная схема дифракционного спектрального прибора и ее радиооптическая интерпретация

Общая функциональная схема дифракционного спектрального прибора [7] приведена на рис. 1 и здесь рассматривается как состоящая из двух частей: коллимирующей системы (A) и анализирующей (разрешающей) системы (B). Коллимирующая система (A) формирует анализируемый сигнала в форме однородного плоского волнового пучка. Анализирующая система (B) включает диспергирующую систему (DS), оптическую систему, состоящую из двух слоев свободного пространства и положительной линзы между ними и регистрирующего устройства. Регистрирующее устройство выполняет фотодетектирование и временное интегрирование его результатов и в конечном счете выдает получателю спектроскопическую информацию в форме энергетического спектра.

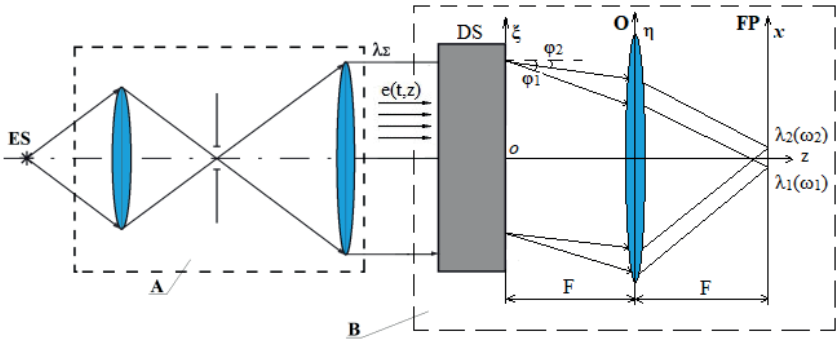


Рис. 1. Оптическая схема дифракционного спектрального прибора

Диспергирующая система, как одномерный транспарант [12], осуществляет ввод анализируемого оптического излучения в анализирующую систему, которая включает два слоя свободного пространства и идеальную тонкую положительную линзу с фокусным расстоянием F между ними.

В рамках радиооптического подхода [13] показано, что оптическая система, включающая в следующем порядке: слой свободного пространства протяженностью F, идеальную тонкую положительную линзу с фокусным расстоянием F и слой свободного пространства протяженностью F. При освещении этой оптической системы однородной плоской монохроматической световой волной выполняется пространственное преобразование функции $f(\xi, z=0)$ в форме [14]:

$$S_s(\omega_s,\omega') = \sqrt{\frac{2\pi c_0 F}{\omega'}} \cdot \exp(i\pi/4) \cdot \hat{F}[f(\xi, z=0)] = \\ = \sqrt{\frac{2\pi c_0 F}{\omega'}} \cdot \exp(i\pi/4) \cdot \int_L f(\xi, z=0) \cdot \exp(-i\omega_x \xi) d\xi, \quad (1)$$

где $S_s(\omega_x,\omega')$ – спектр пространственных частот; $\hat{F}$ – оператор прямого преобразования Фурье; $\omega_x = \dfrac{\omega' x}{c_0 \mathrm{F}}$ – пространственная частота; c_0 – скорость света в вакууме; F – фокусное расстояние идеальной тонкой линзы; ω' – угловая частота падающей на диспергирующую систему однородной плоской монохроматической волны:

$$e(z,t) = \dot{E}_0 \exp[i(\omega' t - k' z)], \quad (2)$$

где $\dot{E}_0$ – комплексная амплитуда; t – текущее время; k' – волновое число; z – направление движения волны $e(z,t)$.

Спектр пространственных частот $S_s(\omega_x,\omega')$ формируется в плоскости (FP) $z = 2\mathrm{F}$ на чувствительной поверхности фотодетектора как пространственная модуляция пространственно-временного сигнала

$$s(x,t) = \dot{E}_0 \exp(i\omega' t) \cdot S_s(\omega_x,\omega'). \quad (3)$$

В данном случае функция $f(\xi, z=0)$ является результатом пространственной модуляции однородной плоской монохроматической волны (2) диспергирующей системой, которая рассматривается как одномерный транспарант. Согласно определению функции пропускания транспаранта [14] далее будет иметься в виду

$$f(\xi, z=0) = \mathrm{T}(\xi). \quad (4)$$

Выполнение пространственного преобразования Фурье (1) послужило основанием называть такую систему оптическим когерентным фурье-процессором [15].

Функция пропускания призмы

Диспергирующей системой призменного спектрального прибора является призма, здесь это прямая треугольная призма с основанием в форме равнобедренного треугольника. Поперечное сечение призмы представлено на рис. 2.

Для установления функции пропускания призмы исходная призма предъявляется в форме двух парциальных равновеликих прямых треугольных призм с исходной высотой и основаниями в форме двух равновеликих прямоугольных треугольников, как представлено на рис. 2. В таком случае функция пропускания транспаранта в форме исходной призмы дается как:

$$\dot{\mathrm{T}}(\xi,\omega') = \dot{\mathrm{T}}'(\xi,\omega') \cdot \mathrm{T}''(\xi,\omega'), \quad (5)$$

где $T'(\xi,\omega')$, $T''(\xi,\omega')$ – функции пропускания парциальных призм, соответственно.

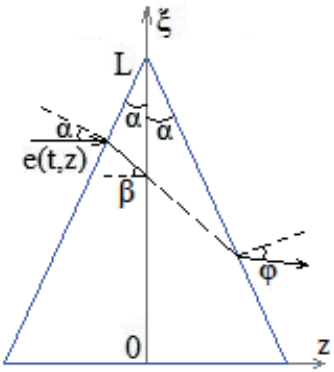


Рис. 2. Оптическая схема диспергирующей системы призменного спектрального прибора

Основными параметрами призмы являются коэффициент преломления материала призмы $n(\omega')$, размер ее входной апертуры L и угол призмы α. Далее полагается, что потери в материале призмы отсутствуют, т.е. $n(\omega')$ – вещественная функция частоты.

Через эти параметры функции пропускания парциальных призм, как фазовых транспарантов, выражаются в формах:

$$\dot{T}(\xi,\omega') = \exp\left[-i\omega' \cdot \frac{n(\omega')(L-\xi)\operatorname{tg}\alpha}{c_0}\right]\cos\alpha, \qquad (6)$$

$$\dot{T}''(\xi,\omega') = \exp\left[-i\omega' \cdot \frac{n(\omega')(L-\xi)\operatorname{tg}\alpha}{c_0}\right]\cos\beta, \qquad (7)$$

Подстановка в выражение (5) соотношений (6) и (7) дает функцию пропускания исходной призмы

$$\dot{T}(\xi,\omega') = \exp\left\{-i\omega'\frac{2(n(\omega')(L-\xi)tg\alpha)}{c_0}\right\}\cdot\cos\alpha\cdot\cos\beta. \qquad (8)$$

Соотношение (8) целесообразно представить в форме:

$$\dot{T}(\xi,\omega') = \exp\left[-i\omega'\frac{2n'(\omega')L\cdot tg\alpha}{c_0}\right]\cdot\exp\left[i\omega'\frac{2n'(\omega')\xi\cdot tg\alpha}{c_0}\right]\cdot\cos\alpha\cdot\cos\beta, \qquad (9)$$

где $0 \le \xi \le L$.

Соотношение вход-выход призменного спектрального прибора для комплексных спектров

Соотношение вход – выход спектрального прибора для комплексных спектров дается в форме линейного интегрального оператора [8]:

$$\dot{S}_a(\omega,t) = \int\limits_{\Delta\Omega} \dot{K}(\omega,\omega',t)\cdot\dot{S}_0(\omega')d\omega', \qquad (10)$$

где $\dot{S}_a(\omega,t)$ – аппаратурный комплексный спектр; ω – текущая временная угловая спектральная частота; $\Delta\Omega$ – полоса анализируемых частот; $\dot{K}(\omega,\omega',t)$ – комплексная аппаратная функция; $\dot{S}_0(\omega')$ – комплексный математический спектр анализируемого оптического колебания $e(t)$, т.е.

$$\dot{S}_0(\omega) = \hat{F}[e(t)] = \int\limits_{T_s} e(t)\exp(-i\omega t)dt, \qquad (11)$$

где T_s – длительность сигнала $e(t)$.

Аппаратная функция, согласно определению общей теории линейных систем, является откликом линейной системы на δ – воздействие, смысл которого определяется решаемой задачей, в случае измерения комплексного спектра δ – воздействием является спектральная функция $\delta(\omega-\omega')$. Тогда комплексная аппаратная функция спектрального прибора дается выражением:

$$\dot{K}(\omega,\omega',t) = \hat{L}[\delta(\omega-\omega')], \qquad (12)$$

где $\hat{L}$ – некоторый линейный ограниченный оператор, который в общем виде устанавливает преобразование спектральной функции (11) при выполнении спектральных измерений и который требует дополнительного истолкования.

Линейный оператор $\hat{L}$ можно представить в форме произведения линейных ограниченных операторов [11]:

$$\hat{L} = \hat{A}_a\hat{V}\hat{F}^{-1}, \qquad (13)$$

где $\hat{F}^{-1}$ – оператор обратного преобразования Фурье, результатом действия которого является преобразование спектральной функции $\delta(\omega-\omega')$ в гармоническое колебание $\exp(i\omega' t)$; оператор $\hat{V}$ преобразует гармоническое колебание $\exp(i\omega' t)$ в однородную плоскую монохроматическую волну $\exp[i(\omega' t - k' z)]$; оператор $\hat{A}_a$ описывает действие анализирующей системы спектрального прибора на однородную плоскую монохроматическую световую волну.

С учетом выражения (13) комплексная аппаратная функция спектрального прибора, как волнового анализатора, в операторной принимает вид:

$$\dot{K}(\omega,\omega',t) = \hat{L}[\delta(\omega-\omega')] = \hat{A}_a\hat{V}\hat{F}^{-1}[\delta(\omega-\omega')], \qquad (14)$$

где комплексная аппаратная функция $\dot{K}(\omega,\omega',t)$ определяет переменные во времени комплексные спектры [11].

Согласно изложенному выше, комплексная аппаратная функция $\dot{K}(\omega,\omega',t)$ является результатом реализации алгоритма действия оптического когерентного фурье-процессора при различных частотах ω' однородной плоской монохроматической световой волны, причем здесь

$$\hat{A}_a = \sqrt{\frac{2\pi c_0 \mathrm{F}}{\omega'}} \cdot \exp(i\pi/4)\hat{F}\,. \tag{15}$$

Тогда с учетом соотношений (1), (3), (4) комплексная аппаратная функция выражается в форме:

$$\dot{K}(\omega,\omega',t) = \sqrt{\frac{2\pi c_0 F}{\omega'}} \cdot \exp(i\pi/4) \cdot \exp(i\omega' t) \cdot \int_0^L T(\xi)\exp(-i\omega_x \xi)d\xi. \tag{16}$$

Подстановка в выражение (15) соотношения (9) приводит к выражению:

$$\dot{K}(\omega,\omega',t) = \sqrt{\frac{2\pi c_0 F}{\omega'}} \cdot \exp(i\pi/4) \cdot \exp(i\omega' t) \cdot \exp\left[-i\omega' \frac{2n(\omega')L \cdot tg\alpha}{c_0}\right] \cdot$$
$$\cdot \cos\alpha \cdot \cos\beta \cdot \int_0^L \exp\left[-i\omega' \frac{2n(\omega')\xi \cdot tg\alpha}{c_0}\right] \cdot \exp(-i\omega_x \xi)d\xi. \tag{17}$$

Интегрирование в выражении (17) дает:

$$\dot{K}(\omega,\omega',t) = \sqrt{\frac{2\pi c_0 F}{\omega'}} \cdot \exp(i\pi/4) \cdot \exp(i\omega' t) \cdot \exp(i\frac{\omega' xL}{2c_0}) \cdot$$
$$\cdot \exp\left[-i\omega' \frac{n(\omega')L \cdot tg\alpha}{c_0}\right] \cdot \frac{\sin\left[\omega' \frac{2n(\omega')tg\alpha}{c_0} - \omega_x\right] \cdot \frac{L}{2}}{\omega' \frac{2n(\omega')tg\alpha}{c_0} - \omega_x} \cdot \cos\alpha \cdot \cos\beta. \tag{18}$$

В соотношении (18) можно выделить следующую часть в форме:

$$\dot{H}(\omega') = \sqrt{\frac{2\pi c_0 F}{\omega'}} \cdot \cos\alpha \cdot \cos\beta \cdot \exp(i\pi/4) \cdot \exp\left(i\frac{\omega' xL}{2c_0}\right) \cdot \exp\left[-i\omega' \frac{n(\omega')L \cdot tg\alpha}{c_0}\right]. \tag{19}$$

и, исходя из соотношения (10), трактовать ее как передаточную функцию некоторого воображаемого четырехполюсника, т.е.

$$\dot{H}(\omega') = \left|\dot{H}(\omega')\right| \cdot \exp(i\arg\dot{H}(\omega')\,. \tag{20}$$

В соотношении (20) функция

$$\left|\dot{H}(\omega')\right| = \sqrt{\frac{2\pi c_0 \mathrm{F}}{\omega'}} \cdot \cos\alpha\cos\beta \tag{21}$$

имеет смысл амплитудно-частотной характеристики, а функция

$$\arg \dot{H}(\omega') = \pi / 4 + \frac{\omega' xL}{2c_0} - \omega' \frac{n(\omega')L \operatorname{tg} \alpha}{c_0} \tag{22}$$

рассматривается в качестве фазо-частотной характеристики.

Воображаемый четырехполюсник с передаточной функцией (20) вводится в процесс измерения комплексного спектра оптического излучения алгоритмом действия призменного спектрального прибора. Это позволяет представить выражение (10) в форме:

$$\dot{S}_a(\omega, t) = \int_{\Delta\Omega} \dot{K}(\omega, \omega', t) \cdot \dot{S}'(\omega') d\omega', \tag{23}$$

в выражении (23)

$$\dot{S}'(\omega') = \dot{H}(\omega')\ \dot{S}_0(\omega'). \tag{24}$$

Констатация воображаемого четырехполюсника воображаемого четырехполюсника позволяет представить комплексную аппаратную функцию призменного спектрального прибора в форме:

$$\dot{K}(\omega, \omega', t) = \frac{\sin\left[(\omega - \omega')\dfrac{T_a}{2}\right]}{\omega - \omega'} \cdot \exp(i\omega' t). \tag{25}$$

На основании выражения (24) комплексный аппаратурный спектр при его измерении призменным спектральным прибором описывается выражением:

$$\dot{S}_a(\omega, t) = \int_{\Delta\Omega} \frac{\sin\left[(\omega - \omega')\dfrac{T_a}{2}\right]}{\omega - \omega'} \cdot \exp(i\omega' t) \cdot \dot{S}'(\omega') d\omega'. \tag{26}$$

Комплексная аппаратная функция (25) устанавливает переменный во времени комплексный спектр (26) и является необходимым и достаточным условием измерения мгновенного комплексного спектра сигнала $e(t)$ [11], определение которого (мгновенного спектра) предложено в работе [16].

В выражении (26) величина

$$\omega = \omega(x, \omega') = \frac{\omega' x}{2n(\omega')F \operatorname{tg} \alpha} \tag{27}$$

является текущей временной спектральной угловой частотой, которая выражается нелинейной функцией координаты x, поскольку показатель преломления материала призмы $n(\omega')$ описывается нелинейной функцией. Далее, величина

$$T_a(\omega') = \frac{n(\omega')L \operatorname{tg} \alpha}{c_0}, \tag{28}$$

имеющая размерность времени, интерпретируется как "время анализа", поскольку определяет разрешающую способность призменного спектрального прибора при измерении мгновенного спектра.

При измерении спектров оптических излучений, т.е сигналов оптического диапазона электромагнитных явлений, получателю спектроскопической информации выдаются энергетические спектры.

Под энергетической спектральной функцией при измерении комплексного мгновенного спектра понимается энергетический спектр $G_a(\omega)$, как результат выполнения следующих операций [11]:

$$G_a(\omega) = \frac{1}{T_R} \int_{T_R} \left| \dot{S}_a(\omega, t) \right|^2 dt, \qquad (29)$$

где представлено временное интегрирование результата фотодетектирования.

Интегрирование в выражении (29) выполнено в работах [8, 11], в результате имеет место соотношение:

$$G_a(\omega) = M \cdot \int_{\Delta\Omega} \frac{\sin^2\left[(\omega - \omega') \frac{T_a}{2} \right]}{(\omega - \omega')^2} \cdot G'(\omega') d\omega', \qquad (30)$$

где $G'(\omega') = \left| \dot{S}'(\omega') \right|^2$; $M = const$.

Соотношения (29) и (30) указывают на то, что фазо-частотные искажения комплексного спектра, обусловленные функцией $\arg \dot{H}(\omega')$ не влияют на результат измерения энергетического спектра, тогда как амплитудно-частотные искажения, которые описываются функцией $\left| \dot{H}(\omega') \right|$ искажают результат измерения энергетического спектра.

Соотношение (30) не является обычной сверткой, поскольку временная спектральная угловая частота ω является функцией ω', кроме того, величина T_a также является функцией ω' и не является константой. В этом заключается внутреннее отличие интегрального оператора (30) от введенного в работе [2] соответствующего интегрального оператора.

Заключение

Данная работа является продолжением применения радиооптического подхода в теории дифракционных оптических спектральных приборов. Ранее методы радиооптики были применены для описания работы решеточного спектрального прибора [8, 10, 11], что позволило дать последовательное описание преобразования спектра оптического излучения от входной апертура спектрально прибора до выдачи получателю спектроскопической информации в форме энергетического спектра. При этом в качестве промежуточного результата является констатация комплексного спектра оптического излучения.

В данной работе применение радиооптических идей позволило также показать обработку спектра оптического излучения от входной апертуры призменного спектрального прибора до получения энергетического спектра и также констатировать комплексные аппаратурные спектры при спектроскопических измерениях в оптическом диапазоне призменным спектральным прибором. Именно, на базе этих комплексных спектров были установлены специфические погрешности анализа энергетических спектров призменным спектральным прибором, несомненно, такие же искажения присущи при спектральных измерениях решеточным спектральным приборам, однако эти искажения не были установлены в работах [8, 10, 11].

Следует подчеркнуть, что отмеченные специфические погрешности при спектральных измерениях в оптическом диапазоне едва ли могут быть установлены в рамках существующей методологии оптической спектрометрии, опирающейся на принципы геометрической оптики.

Библиографический список

1. Горелик Г. С. Колебания и волны. М.: Физматлит, 2007.

2. Раутиан С. Г. Реальные спектральные приборы // Успехи физических наук. 1958. Т. 66. № 3. С. 475–517.

3. Малышев В. И. Введение в экспериментальную спектроскопию. М.: Наука, 1979. 480 с.

4. Тарасов К. И. Спектральные приборы. 2-е изд. Л.: Машиностроение. Ленинградское отд., 1977. 367 с.

5. Лебедева В. В. Техника оптической спектроскопии. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Изд-во Московского ун-та, 1992. 352 с.

6. Беляков Ю. М, Павлычева Н. К. Спектральные приборы: учеб. пособие. Казань: Изд-во Казань. гос. техн. ун-та, 2007. 203 с.

7. Зайдель А. Н., Островская Г. В., Островский Ю. И. Техника и практика спектроскопии. М.: Наука, 1978. 392 с.

8. Moskaletz O. D. Classical and quantum approach to power spectrum measurement by diffractional methods. Proc. SPIE. 1999. Vol. 3900. P. 297–308.

9. Казаков В. И., Москалец О. Д. Комплексные спектры в дифракционном решеточном спектральном приборе // Радиопромышленность. 2016. № 4. С. 32–37.

10. Kazakov V. I., Moskaletz O. D. Alternative theory of diffraction grating spectral device and its application for calculation of convolution and correlation of optical pulse signals // Proc. SPIE 10680, Optical Sensing and Detection. 2018. P. 1068025.

11. Kazakov V. I., Kuryleva A. S., Moskaletz D. O., Moskaletz O. 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 V. 2018. P. 1068025.

12. Борн М., Вольф Э. Основы оптики. М.: Наука, 1970. 856 с.

13. Зверев В. А., Степанов Н. С. Экспериментальная радиооптика. М.: Наука, 1979. С. 6–8.

14. Папулис А. Теория систем и преобразований в оптике. М.: Мир, 1971. 495 с.

15. Престон К. Когерентные оптические вычислительные машины. М.: Мир, 1974. 400 с.

16. Москалец О. Д. Динамические сигналы и спектральные измерения // Успехи современной радиоэлектроники. 2013. № 2. С. 152–158.

УДК 629.735.33

Д. Ю. Мохорт*
студент
Д. А. Музафаров*
студент
А. С. Слободнюк*
студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

РАЗРАБОТКА ДИАГРАММООБРАЗУЮЩЕЙ СХЕМЫ С ЦИФРОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ ДЛЯ ПЛОСКОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ОБНАРУЖЕНИЯ НИЗКОЛЕТЯЩЕЙ ЦЕЛИ

В данной статье был разработан метод цифрового управления диаграммообразующей схемой плоской цифровой антенной решетки радиолокационной станции обнаружения низколетящей цели, который может потребоваться в различных обстоятельствах. Рассмотрены два метода решения проблемы и продемонстрирован пример реализации одного из них на примере лабораторной установки АФАР.
Ключевые слова: цифровое управление, плоская цифровая антенная решетка, низколетящая цель, диаграммообразование.

D. Yu. Mokhort*
Student
D. A. Muzafarov*
Student
A. S. Slobodnyuk*
Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

DEVELOPMENT OF DIAGRAM SCHEME WITH DIGITAL CONTROL FOR PLANE DIGITAL ANTENNA ARRAY RADAR STATION FOR DETECTING LOW-FLYING TARGETS

In this article, a method was developed for digital control of the diagramming circuit of a flat digital antenna array of a radar station for detecting a low-flying target. Which may be required in various circumstances. Two methods of solving the problem are considered, and an example of the implementation of one of them is demonstrated on the example of the AFAR laboratory setup.
Keywords: digital control, flat digital antenna array, low-flying target, diagramming.

Важными элементами системы охраны периметра объектов и территории являются радиоволновые извещатели СВЧ диапазона. Сейчас ключевым направлением развития радиолокационной техники является переход к цифровым системам. Важность развития этого направления обуславливается его существенным превосходством над предыдущим поколением. С увеличением количества станций растет вариативность условий установки и использования.

Есть прямая необходимость в предоставлении различных способов взаимодействия с установкой. Так как работа с установкой требует подготовки и соответсвующего уровня доступа, в ситуациях когда нет возможности предоставить работу подготовленным лицам, нужно предоставить возможность управлять ограниченным функционалом рабочей станции с возможностью быстрой модернизации и закрытым доступом.

Новое поколение цифровых антенных решеток конвертирует аналоговый сигнал в цифровой на ранних этапах приемной части и наоборот в передающей, это исключает образование амплитудных и фазовых ошибок и уменьшает энергетические потери. Используется, как показано на рис. 1, модульное построение решетки.

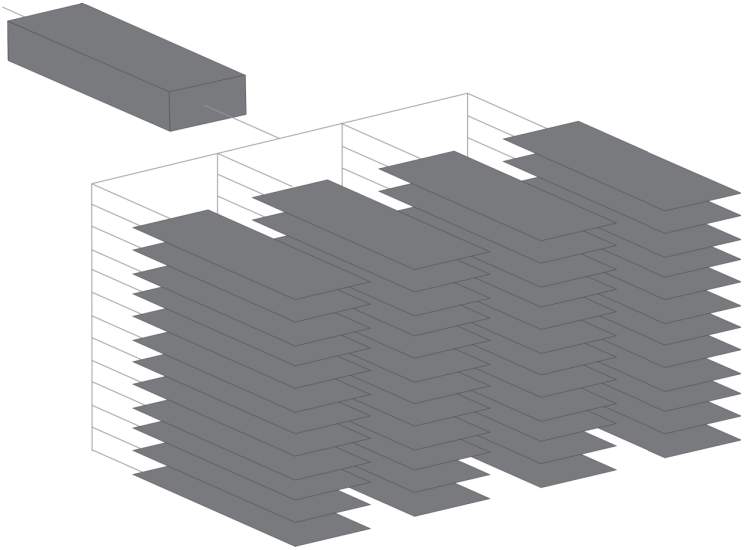


Рис. 1. Структура плоской фазированной антенной решетки

Элементы располагаются в виде матрицы. Итоговое расположение всех блоков на плоскости формирует антенное полотно. Это позволяет нам не ограничиваться одной плоскостью, за счет фазового сдвига, формируемого на каждом блоке отдельно. Но на выходе мы имеем огромный массив данных, с которым необходимо незамедлительно работать. Помимо большой стоимости компонентной базы цифровой антенной решетки, процесс взаимодействия с ее первичной оболочкой является не простой задачей, которая к тому же представляет собой конфиденциальную информацию. Для повышения безопасности системы, необходимо иметь возможность предоставить доступ с ограниченным функционалом, который не будет работать с данными, а лишь поверхностно затрагивать необходимую часть. Это позволит не ознакомленным лицам выпол-

нять поставленную задачу без возможности узнать больше, чем им предоставлено.

Для наглядного примера взята лабораторная установка АФАР и компьютер с предустановленным на нем программным обеспечением. Для дальнейших действий нам необходимо определиться с тем, что именно мы хотим предавать, это может быть как урезанный функционал основной программы, так и полная замена элементов управления на максимально приземленные аналогии, главная задача которых лишь сигнализировать о чем-то или же отображать некий уровень, положение которого необходимо поддерживать. Имея представления о том, к какому функционалу необходимо предоставить доступ, необходимо сформировать общую схему взаимодействия. В нашем случае мы остановлюсь лишь на ограниченном функционале. На рис. 2 представлена схема формирования обратной связи с ограниченным функционалом.

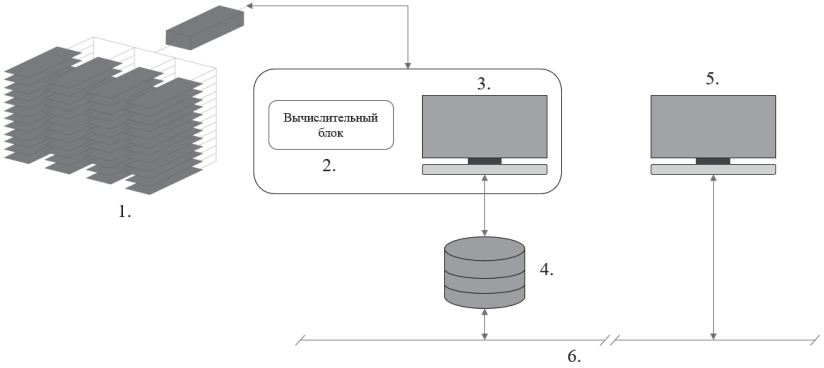


Рис. 2. Схема обратной связи

Описанная схема состоит из плоской цифровой антенной решетки (1), в дальнейшем ЦАР, и компьютера (3) на операционной системе Windows 10, с поставляющимся программным обеспечением для установки. Обработка данных производится в вычислительном блоке (2), который может существовать как отдельный физический вычеслительный элемент в нашем случае он на компьютере (3), по этому нам необходимо передавать лишь выбранные данные прямиком на сервер (4). Таким образом, связующим звеном между пользовательским персональным компьютером (5), в дальнейшем ПК, и ПК (3) выступает сайт, который должен иметь интерфейс, согласно выбранному методу взаимодействия, в нашем случае это будет ограниченный функционал. Для функционирования сайта, а также хронения и передачи данных, необходимо наличие сервера (4). На рис. 3 показано что на ПК (3) присутсвует программа которая позволяет поверхностно взаимодейтсвовать с выбранной областью интерфейса, она играет важную роль так как именно она является связующим звеном между сервером и данными.

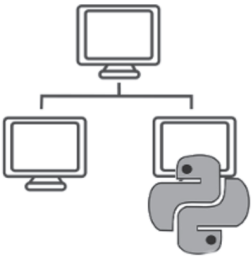


Рис. 3. Интеграция Python скрипта

Ключевым элементом выступит связующий элемент, которым мы сможем легко управлять и в случае чего оперативно менять конфигурацию для предоставления различных уровней доступа. Программа способная на это будет написана на высокоуровневым языке программирования Python. Он обладает рядом преимуществ перед аналогами, которые позволят нам упростить работу. Для примера мы сильно ограничим функционал первичной оболочки, предоставив лишь малую часть функционала. Необходимо открыть доступ к ключевым элементам которые мы будем использовать и зафиксировать их положение, дабы указать программному коду с какой областью необходимо в дальнейшем взаимодействовать на рис. 4 представленая итоговая рабочая область.

Рис. 4. Рабочая область

Тем самым мы исключаем возможность влияния на другие элементы системы. Также есть возможность ограничить доступ к итоговым данным. Мы сами выбираем промежуточные данные которые будут перезаписаны на сервер. После их использования они тут же будут безвозвратно удалены, дабы избежать возможности их дублирования.

Так как компьютер с полным функционалом находится вне общей сети мы исключаем возможность внешнего внедрения. Но чтобы иметь возможность взаимодействовать с ним в указанных нами рамках мы устанавливаем скрипт, описанный ранее, который будет обмениваться ограниченными данными

с сервером, который в свою очередь включен в общую сеть. Для повышения удобства использования было принято решение предоставить пользователю внешнюю оболочку которая будет лишь систематизировать его возможности и никак не будет влиять на данные, она представляет собой фасад этой структуры. В примере был разработан сайт представленный на рис. 5, полностью дублирующий визуальную состовляющую исходной рабочей области, доступный лишь внутри сети ограниченному числу лиц.

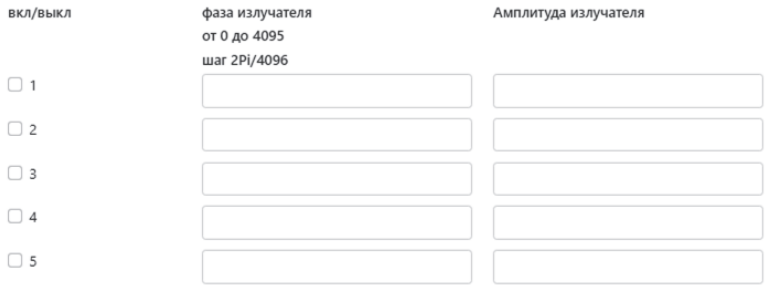


Рис. 5. Пример сайта

При создании сайта необходимо обратить внимание на вариативность использования, так как предугадать как поступить пользовать мы не можем, нужно максимально продумать все мозможные варианты и предотварить возможные ошибки. Данная платформа разработана специально для неподготовленного пользователя, функционал может быть полностью заменен, ведь ему не нужно знать изночальный принцип действия, это позволит сохранить конфеденциальность информации в случае нежелательного использования.

Плоская цифровая антенная решетка представляет собой очень сложную, дорогостоящую структуру которая на выходе предоставляет большой массив данных который необходимо обработать, чтобы получить диаграмму направленности. Каждый элемент системы должен быть соответсвующе защищен и иметь возможность работать в разных условиях. Были представленны два примера предоставления доступа к функционалу, один из которых был реализован, в итоге мы имеем возможность предоставить платформу с ограниченным функционалом рабочей станции с возможностью быстрой модернизации и закрытым доступом.

Библиографический список

1. Е. М. Добычина, Ю. Б. Кольцов. Цифровые антенные решетки в бортовых радиолокационных системах. 2013. С. 16–34.

2. Музыченко А. Фазированная антенная решетка. URL: https://www.radartutorial.eu/06.antennas/an29.ru.html (дата обращения: 27.03.2021).

3. Беленьков С. Н., Беленьков Р. Н. Диаграммообразующая схема цифровой антенной решетки на базе программируемой логической интегральной схемы.

4. Getbootstrap 5 documentation. URL: https://getbootstrap.com/docs/5.0/getting-started/introduction/ (дата обращения: 27.03.2021).

5. PHP documentation. URL: https://www.php.net/manual/ru/ (дата обращения: 27.03.2021).

6. HTML documentation. URL: http://htmlbook.ru/html (дата обращения: 27.03.2021).

УДК 629.735.33

Д. А. Музафаров*
студент
Д. Ю. Мохорт*
студент
А. С. Слободнюк*
студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ КАНАЛООБРАЗУЮЩЕГО МОДУЛЯ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ОБНАРУЖЕНИЯ НИЗКОЛЕТЯЩИХ ЦЕЛЕЙ В САПР SYSTEMVUE

Рассмотрены особенности проектирования структурных схем в САПР SystemVue на конкретной задаче, основной функционал программы, основные элементы. Приведен пример структурной схемы каналообразующего модуля цифровой антенной решетки. Продемонстрированы варианты графиков.
Ключевые слова: каналообразующий модуль, разработка, проектирование в САПР.

D. A. Muzafarov*
Student
D. Yu. Mokhort*
Student
A. S. Slobodnyuk*
Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

FEATURES OF DEVELOPMENT OF CHANNEL FORMING MODULE OF DIGITAL ANTENNA ARRAY OF A RADAR STATION FOR DETECTING LOW-FLY TARGETS IN CAD SYSTEMVUE

The features of designing structural diagrams in CAD SystemVue for a specific task, the main functionality of the program, and the main elements are considered. An example of a block diagram of a channel-forming module of a digital antenna array is given. Variants of graphs are demonstrated.
Keywords: channel-forming module, development, design in CAD.

На сегодняшний день существует не так много систем автоматизированного проектирования (САПР) радиоэлектронных устройств на системном уровне. Для инженеров-радиоэлектронщиков, инженеров-конструкторов, очень важно спроектировать структурную схему электронного устройства на высоком уровне. В данной статье будет поставлена задача на примере разработки каналообразующего модуля цифровой антенной решетки радиолокационной станции обнаружения низколетящих целей в САПР SystemVue, рассмотрен вариант решения, по ходу решения будут показаны некоторые возможности и особенности проектирования в SystemVue.

Требуется разработать каналообразующий модуль цифровой антенной решетки, работающий на прием в диапазоне от 3400 до 3800 МГц. На вход приходит сигнал с центральной частотой 3600 МГц, пройдя через приемный каскад центральная частота сигнала на входе аналого-цифрового преобразователя (АЦП) должна быть 300 МГц. Приемный каскад должен включать в себя: источник, являющийся имитацией излучателя цифровой антенной решетки; малошумящий усилитель; полосовой фильтр; аттенюатор; перестраиваемый гетеродин; смеситель; полосовой ПАВ фильтр. Мощность входного сигнала минус 40 дБм, на вход АЦП должен подаваться сигнал мощностью минус 38 дБм (погрешность не более 0,35 дБм). Далее после АЦП, уже оцифрованный сигнал посредством передачи через физический интерфейс LAN должен быть отправлен в блок, где он будет демодулирован и обработан.

Одним из инструментов, который позволит провести исследование и найти решение данной задачи, является система автоматизированного проектирования SystemVue от компании KeySight Technologies. Есть и другие системы проектирования, одной из таких программ является Simulink (MATLAB). САПР Simulink достаточно проста в визуализации блоков. Ее библиотек достаточно чтобы проделывать математические операции с сигналом, задавать базовые параметры блокам схемы, выводить графики спектра. Программная среда MATLAB, которая содержит в себе пакет Simulink, позволяет комбинировать процесс задачи параметров блокам схемы. Так как сама программа MATLAB является программируемой средой и требует знаний в области написания алгоритма, кода, это не облегчает задачу при задаче значений параметров блокам. Именно поэтому для решения поставленной задачи воспользуемся SystemVue. Она подходит нам для решения нашей задачи.

В данной статье будут рассмотрены и продемонстрированы особенности разработки каналообразующего модуля цифровой антенной решетки радиолокационной станции обнаружения низколетящих целей в САПР SystemVue.

САПР SystemVue многофункциональна, удовлетворяет многим критериям оценивания при проектировании системы радиоэлектронного устройства. Она позволяет задать множество параметров для каждого блока структурной схемы, задать шумы, тип модуляции при проектировании источника, вывести графики плана частот, мощности сигнала, фазы в любом месте структурной схемы. Также можно вывести план частот, уровень шума и мощности от каскада к каскаду. Функционал данной САПР действительно очень хорошо подходит для реализации серьезных задач. Он позволяет рассчитать на стадии проектирования все фильтры, усилители, мощности сигналов, с которыми нужно работать, шумы, присутствующие при приеме сигнала и прохождении его через фидерный тракт. Программа будет полезна при разработке радиоэлектронного устройства на начальных стадиях, для проверки расчетов, предположений и теорий.

Для создания структурной схемы каналообразующего каскада цифровой антенной решетки радиолокационной станции обнаружения низколетящей цели были использованы следующие блоки: Источник, являющийся имитацией приемного модуля цифровой антенной решетки; малошумящий усилитель на монолитной интегральной схеме; полосовой фильтр, который является входной

цепью селекции; аттенюатор, понижающий уровень сигнала до нужного нам уровня; перестраиваемый гетеродин; смеситель, он выполняет задачу переноса полезного спектра сигнала в область низких частот, это требуется для обеспечения нормальной работы аналого-цифрового преобразователя; полосовой фильтр на ПАВ для максимально точного выделения спектра в котором далее будет работать аналого-цифровой преобразователь.

Создадим структурную схему каналообразующего модуля можно рассмотреть на рис. 1. Далее будем задавать параметры каждому блоку созданной структурной схемы в САПР SystemVue.

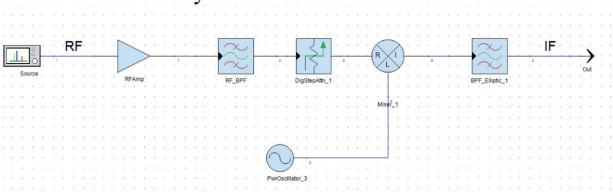


Рис. 1. Каналообразующий модуль цифровой антенной решетки

Для начала нам потребуется задать начальные параметры блокам нашей структурной схемы. Начнем с входных данных, зададим параметры источника сигнала. Центральная частота 3600 МГц, ширина полосы 200 МГц, уровень мощности сигнала –40 дБм. Коэффициент усиления малошумящего усилителя (МШУ) равен 20 дБ. Границы полосового фильтра селекции находятся от 3450 до 3750 МГц, потери равны 2.6 дБ. Потери на аттенюаторе 1.6 дБ. Далее идет смеситель, на который приходит сигнал на частоте 3900 МГц с мощностью 16 дБм. После смесителя ставим полосовой фильтр, с границами от 200 до 400 МГц.

При задаче блоков схемы и их параметров мы воспользовались встроенными библиотеками, а именно RF Design. Библиотеки и вариативность блоков структурной схемы данной программы очень обширны, что тоже является ее преимуществом (рис. 2).

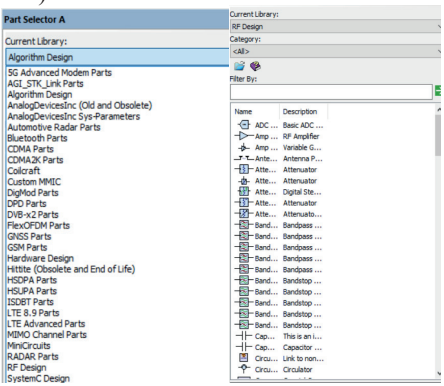


Рис. 2. Ассортимент выбора библиотек и блоков в САПР SystemVue

После проектирования структурной схемы каналообразующего тракта мы можем построить различные графики и диаграммы. Провести анализ каждого каскада, наблюдать за динамикой изменения параметров сигнала. Например, построим график уровня усиления мощности сигнала от каскада к каскаду (рис. 3).

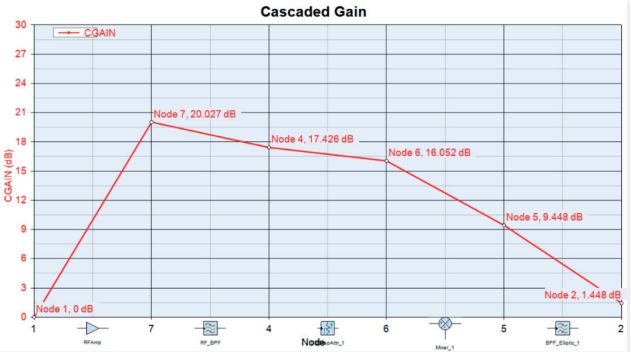


Рис. 3. Уровень усиления от каскада к каскаду

На этом графике можно увидеть, как уровень мощности сигнала увеличивается после малошумящего усилителя, а затем уменьшается на выходе каждого каскада. Также из этого графика мы можем наблюдать и оценивать точные значения уровня сигнала. Оценивая полученные данные, мы можем вносить правки в саму структурную схему изменяя характеристики и значения каждого каскада.

Также есть возможность изучить график уровня шума, изменяющегося от каскада к каскаду. На рис. 4 приведен такой график.

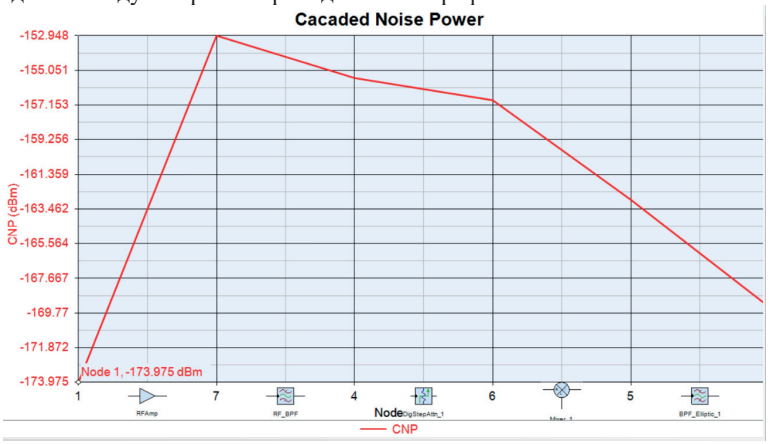


Рис. 4. График уровня шума от каскада к каскаду

На выходе системы мы получили как основной сигнал, который требовалось получить, так и различные комбинационные гармоники (рис. 5). Благодаря правильности выбора элементов структурной схемы, задачи параметров, был выдержан уровень мощности сигнала, точная рабочая частота. Присутствует погрешность в уровне мощности, но это входит в допуск отклонения. Мы можем увидеть спектр сигнала, подаваемого на АЦП на рис. 6.

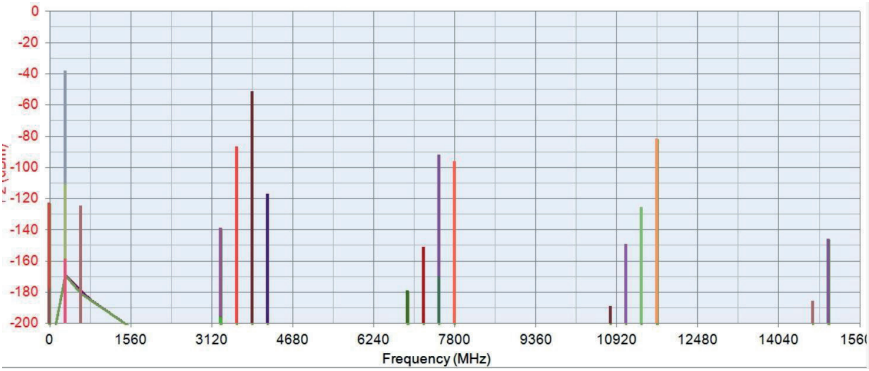


Рис. 5. Спектр преобразованного сигнала на выходе системы

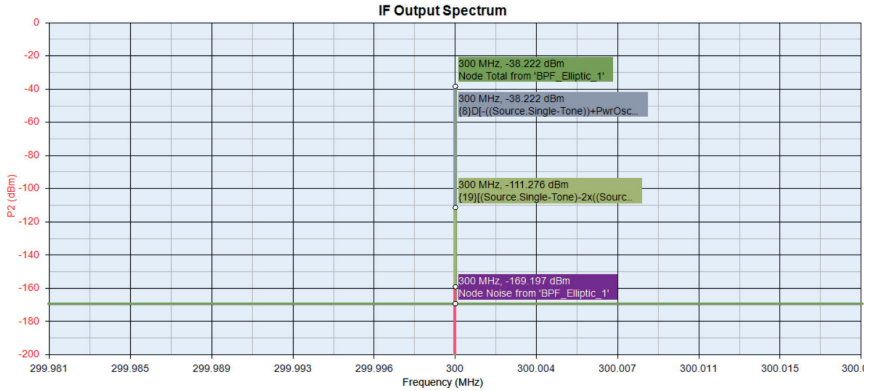


Рис. 6. Спектр полезного сигнала на промежуточной частоте

Действительно, возможности и функционал этой программы очень обширен. Для инженеров-радиоэлектронщиков это очень важно, множество тонкостей нужно учесть при проектировании какого-либо устройства. САПР SystemVue, конечно, не прост в изучении своего функционала, но при его должном знании это очень упростит процесс проектирования электронных устройств на системном уровне. На фоне других программ для проектирования SystemVue однозначно занимает лидирующие позиции, она выигрывает в функционале,

простоте задания параметров, точности внутренних математических операций и вариативности вывода графиков.

Библиографический список

1. Поваренкин Н. В., Мулминов М. В., Романенков Д. А., Вележев Д. С. Параметры каналообразующих модулей цифровых антенных решеток. URL: https://www.elibrary.ru/item.asp?id=38517161 (дата обращения: 10.03.2021).

2. Добычина Е. М., Малахов Р. Ю. Цифровые антенные решетки для бортовых радиолокационных систем. URL: https://cyberleninka.ru/article/n/tsifrovye-antennye-reshetki-dlya-bortovyh-radiolokatsionnyh-sistem/viewer (дата обращения: 12.03.2021).

3. Петров Ю. В. Системы автоматизированного проектирования электронных устройств и систем (E-CAD / EDA-СИСТЕМЫ). 2015. С. 11–16.

4. Артюх А. С., Поваренкин Н. В. Система управления лучом активной цифровой антенной решетки. URL: https://www.elibrary.ru/item.asp?id=37539777 (дата обращения: 15.03.2021).

УДК 551.501.8

Ю. А. Новикова*
кандидат физико-математических наук
М. Б. Рыжиков*
кандидат технических наук
В. Г. Сванидзе*
кандидат технических наук
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОПРЕДЕЛЕНИЕ УГЛОВОГО ДИАПАЗОНА В НИЖНЕЙ ПОЛУСФЕРЕ ДЛЯ СНИЖЕНИЯ УРОВНЯ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ С ЦЕЛЬЮ ПРЕДОТВРАЩЕНИЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ЛОЖНЫХ ОПАСНЫХ ОБЛАСТЕЙ СДВИГА ВЕТРА

Повышение эффективности решения задач навигации и безопасности полетов малой авиации на низких высотах может быть достигнуто посредством оснащения самолетов радиолокаторами, предупреждающими об опасных погодных условиях на пути полета. Представлены результаты моделирования обработки сигналов, переотраженных от земли и пришедших по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны. В результате определены условия полетов − высоты и скорости полета, при которых существенно уменьшается вероятность обнаружения ложных областей опасного сдвига ветра из-за переотражений от земной поверхности. Кроме того, представлена методика и результаты оценки того углового диапазона в нижней полусфере диаграммы направленности, в котором следует добиваться малого уровня боковых лепестков для уменьшения числа случаев ложного обнаружения сдвига ветра.
Ключевые слова: авиационный метеонавигационный радиолокатор, диаграмма направленности, уровень боковых лепестков, сдвиг ветра.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ), проект № 19-07-00205А.

Yu. A. Novikova*
PhD, Phys.-Math.
M. B. Ryzhikov*
PhD, Tech.
V. G. Svanidze*
PhD, Tech.
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

DETERMINING THE ANGULAR RANGE IN THE LOWER HEMISPHERE TO REDUCE THE LEVEL SIDE LOBES OF THE ANTENNA PATTERN TO PREVENT THE DETECTION OF FALSE DANGEROUS AREAS OF WINDSHEAR

Improving the efficiency of solving problems of navigation and safety of small aircraft flights at low altitudes can be achieved by equipping aircraft with radar sensors that warn of dangerous weather conditions on the flight path. The results of modeling the processing of signals re-reflected from the

ground and coming from the side lobes of the antenna radiation pattern are presented. As a result, flight conditions are determined – altitude and flight speed, at which the probability of detecting false areas of dangerous wind shear due to re-reflections from the earth's surface is significantly reduced. In addition, the methodology and results of the evaluation of the angular range in the lower hemisphere of the radiation pattern, in which a small level of the side lobes should be achieved to reduce the number of cases of false wind shear detection, are presented.
Keywords: aviation weather radar, antenna pattern, side lobe level, windshear.

Важнейшей составляющей бортового оборудования современного воздушного судна (ВС) гражданской авиации является метеонавигационный радиолокатор (МРЛС). Он предоставляет экипажу ценную информацию, на базе которой в первую очередь решается задача выбора безопасной траектории полета. Качественно сформированная метеокарта окружающего воздушного пространства может предупредить экипаж о наличии грозовых областей, зонах турбулентности и случаях сдвига ветра. Кроме того, многоканальный (моноимпульсный) режим работы МРЛС предоставляет пилотам ценную информацию о существовании иных ВС (самолетов, вертолетов) в окружающем воздушном пространстве. Указанный режим МРЛС, также как и работа бортовой системы предупреждения о столкновении ВС, предназначены для обеспечения безопасности полетов.

Существенной помехой для формирования детальной карты о метеорологических объектах, а также для получения информации о положении иных воздушных судов моноимпульсным методом являются отражения от подстилающей поверхности. Данная ситуация иллюстрируется на рис. 1: при полете ВС на высоте h МРЛС производит обзор воздушного пространства по курсу пролета. Ближняя и дальняя граница зоны обзора обозначены соответственно R_{min} и R_{max}. Величина R_{max} соответствует масштабу изображения и равна требуемой в соответствии с решаемыми экипажем задачами максимальной дальности обзора. Кроме того, значение R_{max} лимитировано чувствительностью приемника МРЛС. Величина R_{min} зачастую определяется физическими ограничениями, свойственными МРЛС: при отсутствии системы временной регулировки усиления (ВАРУ) R_{min} выбирается большим из-за ограниченности мгновенного динамического диапазона приемника. Очевидно, система ВАРУ позволяет приблизить ближнюю границу обзора к ВС [1].

При условно небольших высотах полета и масштабах зоны обзора приемлема плоская модель земной поверхности, тогда диапазон углов $\Delta\alpha_{бл}$ боковых лепестков суммарной диаграммы направленности (ДН), с которых приходит паразитный сигнал от земной поверхности равен:

$$\Delta\alpha_{бл} = \left[\alpha_{\min};\alpha_{\max}\right] = \left[\arcsin\left(\frac{h}{R_{\max}}\right);\arcsin\left(\frac{h}{R_{\min}}\right)\right]. \qquad (1)$$

Снижение уровня отражений от земной поверхности в диапазоне $\Delta\alpha_{бл}$ является обязательным условием построения качественной метеокарты и точного пеленга точечных целей.

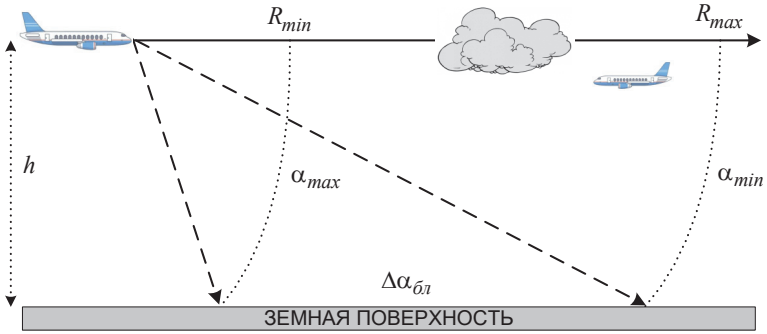


Рис. 1. Модель сканирования воздушного пространства

Усовершенствованный подход подразумевает минимизацию отражений от земной поверхности путем формирования особых амлитудно-фазовых распределений (АФР) [2-3].

В данной статье приведены результаты исследований по определению диапазона углов, в котором помехи от земли, приходящих по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны, способны формировать ложные области опасности сдвига ветра.

Для количественной оценки степени опасности сдвига ветра вводится значение F [4], рассчитанное как:

$$F = F_h + F_v = \frac{\dot{U}}{g} - \frac{W}{V_a};\ F_h = \frac{\dot{U}}{g};\ \ F_v = \frac{-W}{V_a},$$

где $\dot{U}$ – ускорение для горизонтального движения потоков (м/с^2), g – ускорение свободного падения (м/с^2) , W – вертикальная составляющая скорости воздушных потоков (м/с), V_a –воздушная скорость движения ЛА (м/с). Составляющая оценки опасности, определяющаяся через горизонтальный сдвиг ветра, определяется по формуле:

$$F_h = \frac{\dot{U}}{g} = \frac{dU}{gdt} = \frac{dU}{g\left(\frac{dr}{V_g}\right)} = \left(\frac{dU}{dr}\right)\frac{V_g}{g}\ \ ,$$

где t – время, r – расстояние вдоль радиального направления; V_g – значение путевой скорости. Они же являются основой для расчета оценки степени опасности для дискрета дальности с номером n

$$FBAR_n = \frac{1}{B+1}\sum_{b=n-N/2}^{b+N/2} F_k\ ,$$

где $(B+1)$ – нечетное число дискретов дальности, общая протяженность которых по пространству близка к 1 км, b – номера дискретов в скользящем окне, в котором идет усреднение. Для полетов планерных ЛА рекомендован порог опасности сдвига ветра, равный $Thr = 0.13$. В результате для каждого дискрета дальности используется правило формирования бинарного признака опасности

$$BinWS_n = \begin{cases} 1 \;\; if \;\; FBAR_n \geq Thr; \\ 0 \;\; if \;\; FBAR_n < Thr. \end{cases}$$

Учитывая многочисленные условия, при которых принимается решение о том, что область сдвига ветра считается опасной, необходимо определить при каких условиях способны возникать ложные опасные области сдвига ветра при полетах на малой высоте за счет наличия сигнала, сформированного переотражениями от земной поверхности. Была использована следующая математическая модель, которая позволяет сформировать сигнал от земной поверхности, которая представлена в [5] и алгоритмы обработки радиолокационной информации, представленные в [4].

На рис. 5 представлены зависимости значений ложной скорости ветра (сформированной переотражениями от земной поверхности и определенных с помощью бортовой импульсной РЛС с частотой повторения импульсов F= 3,85 кГц) от дальности при разных высотах полета и максимальной скорости полета судов малой авиации, принятой равной 125 м/с. В X-диапазоне длин волн выбранная частота повторения гарантирует однозначное измерения скорости воздушных потоков в интервале [− 30 м/с; 30 м/с]. Значение высоты полета h=700 м соответствует максимальной высоте, при полетах выше которой считается, что сдвиг ветра не опасен.

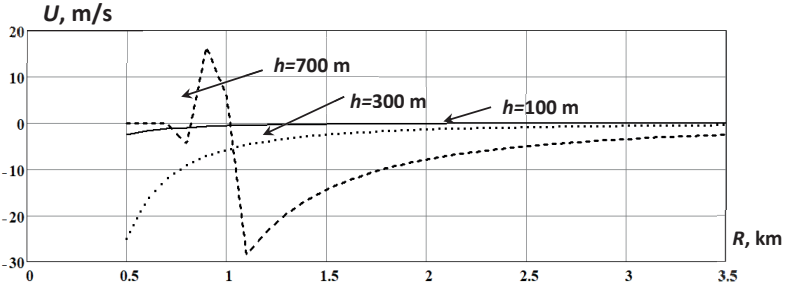


Рис. 2. Оценки ложной скорости ветра в метеорадаре от высоты полета носителя и от дальности вдоль направления полета

Итоговые зависимости ложных значений FBAR, сформированных переотражениями от земной поверхности, полученные для разной высоты полета приведены на рис. 3.

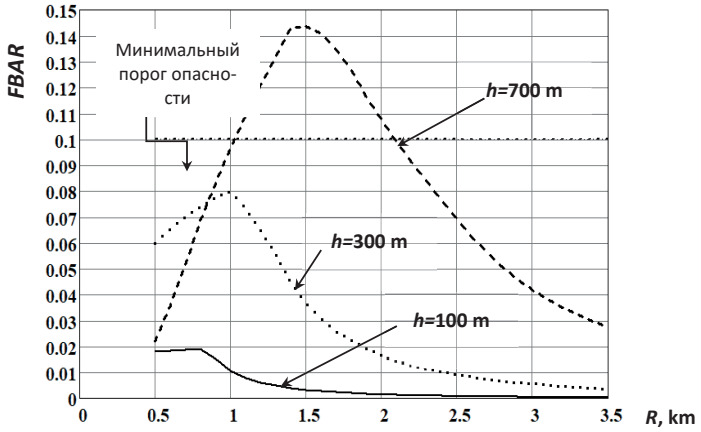


Рис. 3. Графики зависимости ложных коэффициентов опасности от высоты полета, сформированные за счет отражений от земной поверхности

На рис. 4. представлены диаграммы, показывающие области по дальности в пределах которых существует вероятность превышения значением FBAR минимального порога опасности, определенного как значение 0.1 в [6].

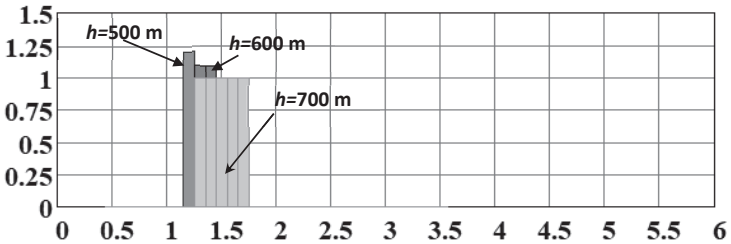


Рис. 4. Графики зависимости коэффициентов опасности от высоты полета, сформированные за счет отражений от земной поверхности

Только на высотах полета свыше 500 м возможно формирование ложных областей сдвига ветра. Это означает, что в соответствии с формулой (1) на различных высотах полета диапазон углов, в которых следует уменьшать уровень боковых лепестков различается:

– при $h \approx 500$ м значения $\alpha \in [22°; 24°]$;
– при $h \approx 600$ м значения $\alpha \in [21{,}5°; 28{,}5°]$;
– при $h \approx 700$ м значения $\alpha \in [22{,}3°; 30{,}2°]$.

Таким образом, если реализовать значительное уменьшение боковых лепестков в диапазоне от 20° до 30°, то можно снизить и вероятность ложного об-

наружения областей сдвига ветра, возникающих из-за переотражений от земной поверхности. В работе [7] показано, что уровень боковых лепестков должен быть меньше, чем минус 28 дБ.

Результаты исследований показали:

– для ВС малой авиации, летающих на относительно высоких скоростях (более 100 м/с) существует вероятность ложного обнаружения областей сдвига ветра, определяемых с помощью бортовой импульсно-доплеровской РЛС при высотах полета выше 500 м;

– для снижения данной вероятности следует рекомендовать пространственную фильтрацию помех от земли, заключенных в угловом секторе $\alpha \in [20°; 30°]$;

– для пространственной фильтрации в нижней полусфере можно рекомендовать использование несимметричных диаграмм направленности методами фильтрации, разработанными в [2, 3].

Библиографический список

1. Авиационные радиолокационные комплексы и системы / Под ред. П. И. Дудника. М.: Изд-во ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 2006. 1112 с.

2. Ryzhikov M. B., Kryachko A. F., Svanidze V. G. Measurement of angular coordinates of point targets in the onboard weather navigation radar based on a multichannel phased antenna array with an assimetic pattern // 2020 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, WECONF. 2020. P. 1–7.

3. Крячко А. Ф., Рыжиков М. Б., Сванидзе В. Г. Уменьшение боковых лепестков диаграммы направленности многоканальной бортовой фазированной антенной решетки в нижней полусфере // Успехи современной радиоэлектроники. 2020. Т. 74. № 11. С. 44–52.

4. Бестугин А. Р., Рыжиков М. Б, Новикова Ю. А, Киршина И. А. Оценка опасности микропорывов в бортовой метеонавигационной РЛС для летательных аппаратов малой авиации // Успехи современной радиоэлектроники. 2020. Т. 74. № 11. С. 23–29.

5. Novikova Y. A., Ryzhikov M. B., Kryachko A. F., Kulik R. V. The Method of Calculation the Range of Dangerous Weather Areas in Airborne Radars with Signal Processing in the Frequency Domain // Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). St. Petersburg, Russia. 2019. P. 1–4.

6. RTCA DO-220, Minimum Operational Performance Standards for Airborne Weather Radar Systems // Radio Technical Commission for Aeronautics. US, Washington, DC, August 2018. 210 p.

7. Ryzhikov M. B., Novikova Y. A. Research of requirements for the antenna pattern of the airborne weather radar to the reduce of false detection of hazards turbulence areas in low-altitude flight condition // Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). St. Petersburg, Russia. 2020. P. 1–6.

УДК 551.501.8

Ю. А. Новикова*
кандидат физико-математических наук
М. Б. Рыжиков*
кандидат технических наук
В. Г. Сванидзе*
кандидат технических наук
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

УХУДШЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МНОГОКАНАЛЬНОЙ АНТЕННЫ С АСИММЕТРИЗАЦИЕЙ НАПРАВЛЕННОСТИ МЕТОДОМ КОМПЕНСАЦИИ В АВИАЦИОННОМ МЕТЕОРАДИОЛОКАТОРЕ ПРИ НАЛИЧИИ ДЕСТАБИЛИЗИРУЮЩИХ ФАКТОРОВ

Применение компенсационного или иного подобного метода для снижения в нижней полусфере уровня боковиков диаграммы направленности фазированной антенной решетки авиационного метеонавигационного радиолокатора является путем решения проблемы паразитных отражений от поверхности Земли при решении задач формирования карты метеообстановки на экране индикатора и пеленга воздушных точечных или групповых целей. Метод имеет ряд побочных эффектов, в числе которых деформация форм суммарной и разностной диаграмм направленности, а также форм пеленгационной характеристики и обратной ей функции. Наличие неточностей и искажений при формировании амплитудно-фазового распределения как основной, так и компенсирующей антенн приводит к снижению эффективности компенсационного метода, к дополнительным искажениям антенных характеристик. Работа посвящена оценке влияния указанных неточностей и искажений в компенсирующей антенне на рабочие характеристики антенной решетки и выработке точностных требований.
Ключевые слова: авиационный метеонавигационный радиолокатор, асимметризация диаграммы направленности, уровень боковых лепестков, обратная пеленгационная характеристика.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ), проект № 19-07-00205А.

Yu. A. Novikova*
PhD, Phys.-Math.
M. B. Ryzhikov*
PhD, Tech.
V. G. Svanidze*
PhD, Tech.
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

DEGRADATION OF CHARACTERISTICS OF MULTYCHANNEL ANTENNA WITH DIRECTIONAL ASYMMETRY BY COMPENSATION METHOD IN AIRCRAFT WEATHER RADAR IN PRESENCE OF DESTABILIZING FACTORS

The use of a compensative or other method to reduce the level of the side lobs of the phased antenna array pattern in the lower hemisphere of an aviation weather navigation radar is a way to solve

the problem of parasitic reflections from the Earth's surface when solving the problems of forming a weather map on the indicator screen and direction finding of air point or group targets. The method has a number of side effects, including deformation of the forms of the total and difference antenna patterns, as well as the forms of the direction finding characteristic and its inverse function. The presence of inaccuracies and distortions in the formation of the amplitude-phase distribution of both the main and compensating antennas leads to a decrease in the efficiency of the compensation method, to additional distortions of the antenna characteristics. The work is devoted to estimating the impact of these inaccuracies and distortions of compensating antenna on the performance of the antenna array and developing accuracy requirements.
Keywords: aviation weather radar, asymmetrization of the antenna pattern, side lobe level, inverse direction finding characteristics.

Введение

В процессе выполнения задач бортовая метеонавигационная радиолокационная станция (МНРЛС) проводит зондирование части окружающего пространства электромагнитными импульсами с последующим приемом и обработкой отражений. В пределах основного луча диаграммы направленности (ДН) фазированной антенной решетки (ФАР) МНРЛС, а также в пределах сильных боковых лепестков ДН могут наблюдаться разные цели: как объекты интереса, так и мешающие объекты, усложняющие работу текущего режима МНРЛС [1]. В режиме построения карты воздушного пространства на отраженные сигналы от объектов интереса – метеообразований и точечных/групповых воздушных целей – накладываются паразитные сигнал от различных предметов, находящихся на земной поверхности. Кроме того, необходимо также разделить отражения от разных объектов интереса, в противном случае взаимное наложение сигналов, например, от облака и самолета, не позволит провести качественную оценку параметров указанных объектов [2].

Усовершенствованный подход подразумевает минимизацию отражений от земной поверхности путем использование компенсационного или иного метода, в результате внедрения которого существенно уменьшаются мешающие отражения от элементов земной поверхности [3, 4]. Применение пеленгационной характеристики (ПХ) и ей обратной функции (ОПХ) позволяет с заданной точностью определить угловое положение точечной цели, и тем самым провести пространственную селекцию сигналов, отраженных от различных метеообразований и точечных/групповых воздушных целей (самолеты, вертолеты) [5].

К сожалению, наличие различных неточностей и искажений в усложненном амлитудо-фазовом распределении (АФР) приводит к снижению эффективности компенсационного метода: уровень бокового излучения в нижней полусфере увеличивается, возникают ошибки в рабочих характеристиках антенной системы: ДН, ПХ и ОПХ. Необходимо провести оценку зависимости ошибок рабочих параметров ФАР от искажений в усложненном АФР и выработать соответствующие требования на указанные искажения для сохранения заданного качества работы МНРЛС.

Модель радиолокатора в режиме пеленгации точечной цели

Ключевым элементом модели радиолокатора является ФАР: последняя разделена на две идентичные парциальные антенны пФАР0 и пФАР1, ДН которых рав-

ны $F_0(\alpha)$ и $F_1(\alpha)$ соответственно. Индексы элементарных излучателей (ЭИ) ФАР и их количество обозначим как $n_x = 0..N_x - 1$ и N_x. Выбором фазового распределения (ФР) луч направляется под углом α_0. Система характеризуется суммарной $F_\Sigma(\alpha)$ и разностной $F_\Delta(\alpha)$ ДН. Сигнальная обработка на уровне СВЧ структуры позволяет получить суммарный Σ и разностный Δ сигналы. В вычислительном блоке пороговой обработкой (Σ_{th} – порог) исключаются цели за пределами рабочего диапазона пеленгационной характеристики $F_p(\alpha)$ и ей обратной $F_{ip}(P)$, формируется пеленгационное значение $P = \Delta/\Sigma$, рассчитывается оценка углового положения цели $\alpha = F_{ip}(P)$.

Рассматриваемый компенсационный метод впервые предложен в [6]. Метод предполагает выделение крайних элементов каждой из парциальных антенн пФАР0 и пФАР1 в отдельную специализированную компенсирующую субантенну (КсА). Так как последняя состоит только из двух элементарных излучателей, её можно определить как интерферометр с амплитудным распределением (АР) $J[n_x = 0] = J[n_x = N_x - 1] = J_{sp}$, ФР $\varphi[n_x = 0] = \varphi_{sp}$ и $\varphi[n_x = N_x - 1] = (-1)\varphi_{sp}$, а также с суммарной $F_{\Sigma.\mathrm{sp}}(\alpha) = F_{0.\mathrm{sp}}(\alpha) + F_{1.\mathrm{sp}}(\alpha)$, и разностной $F_{\Delta.\mathrm{sp}}(\alpha) = F_{0.\mathrm{sp}}(\alpha) - F_{1.\mathrm{sp}}(\alpha)$ ДН, где $F_{0.\mathrm{sp}}(\alpha)$ и $F_{1.\mathrm{sp}}(\alpha)$ – ДН крайних излучателей $n_x = 0$ и $n_x = N_x - 1$ соответственно. Все остальные ЭИ (не входящие в КсА) образуют основную субантенну (ОсА) с АФР $J[n_x]$ и $\varphi[n_x]$, где $n_x = 1..N_x - 2$, с суммарной $F'_\Sigma(\alpha) = F'_0(\alpha) + F'_1(\alpha)$ и разностной $F'_\Delta(\alpha) = F'_0(\alpha) - F'_1(\alpha)$ ДН, где $F'_0(\alpha)$ и $F'_1(\alpha)$ – ДН соответствующих парциальных антенн с исключенными крайними излучателями.

При компенсационном методе справедливы следующие выражения для суммарной ДН $F_\Sigma(\alpha)$, разностной ДН $F_\Delta(\alpha)$, ПХ $F_p(\alpha)$ и ей обратной $F_{ip}(P)$:

$$F_\Sigma(\alpha) = F'_\Sigma(\alpha) + F_{\Sigma.\mathrm{sp}}(\alpha),\ F_\Delta(\alpha) = F'_\Delta(\alpha) + F_{\Delta.\mathrm{sp}}(\alpha),$$

$$F_p(\alpha) = \left[F'_\Delta(\alpha) + F_{\Delta.\mathrm{sp}}(\alpha)\right] \Big/ \left[F'_\Sigma(\alpha) + F_{\Sigma.\mathrm{sp}}(\alpha)\right],\ \alpha = F_{ip}(P) = F_{ip}\left(F_p(\alpha)\right).$$

Рассмотрим ФАР со следующим набором параметров: длина волны $\lambda = 0.03м$; размер антенны $D_x = 0.5м$; число ЭИ $N_x = 32$; расстояние между смежными ЭИ $d_x = 0.0156м$; $\alpha_0 = 0°$. ДН ЭИ $\cos(\alpha)$. Кроме того, рассмотрены АР $J_i[x]$ в виде:

$$J[n_x] = \begin{cases} \left(J_{sp}\right) для\ n_x = 0\ или\ n_x = N_x - 1 \\ h + (1-h)\cos^s\left(\dfrac{\pi}{D_x} x_{\mathrm{er}}[n_x]\right) для\ n_x = 1..N_x - 2 \end{cases},$$

где h и s – параметры (табл. 1); $x_{\mathrm{er}}[n_x]$ – положение ЭИ на оси антенны OX.

Таблица 1

Параметры АФР

	$J_1(x)$	$J_2(x)$	$J_3(x)$
s	0	1	2
h	1.0	0.3	0.2

В работе [3] для указанных выше параметров были найдены оптимальные значения $\left(J_{sp},\varphi_{sp}\right)$ в смысле двух минимизирующих критериев: $\min\left(\mathrm{L}_{\max}\right)$ (критерий 1) и $\min\left(\mathrm{L}_{\mathrm{mean}}\right)$ (критерий 2) (где $\mathrm{L}_{\max}$ – значение максимального бокового лепестка $F_{\Sigma}(\alpha)$ в диапазоне $\alpha=[0;-45°]$, $\mathrm{L}_{\mathrm{mean}}$ – значение среднего уровня боковых лепестков $F_{\Sigma}(\alpha)$ в диапазоне $\alpha=[0;-45°]$). Значения оптимизированных параметров обозначены $\left(J_{sp}^{\max},\varphi_{sp}^{\max},\mathrm{L}_{\max}^{\max},\mathrm{L}_{\mathrm{mean}}^{\max}\right)$ для критерия 1 и $\left(J_{sp}^{\mathrm{mean}},\varphi_{sp}^{\mathrm{mean}},\mathrm{L}_{\max}^{\mathrm{mean}},\mathrm{L}_{\mathrm{mean}}^{\mathrm{mean}}\right)$ для критерия 2.

Оценка искажений характеристик многоканальной антенной решетки с асимметризацией направленности компенсационным методом

Как было указано, несоответствие фактического АФР рассчитанному приводит к деформации рабочих характеристик антенны и приёмного тракта в целом. Наиболее существенные искажения наблюдаются при ошибках в АФР КсА, поэтому уделим этим ошибкам особое внимание. Пусть фактические значения амплитуды и фазы ЭИ $n_x=0$ (один из двух элементов КсА) равны:

$$J'\left[n_x=0\right]=k_u J_{sp},\ \varphi\left[n_x=0\right]=\varphi_{sp}+\varphi_u,$$

где k_u и φ_u – коэффициент амплитудного искажения и фаза искажения соответственно. В следствие $k_u\neq 1$ и $\varphi_u\neq 0°$ имеют место приращения:

$$\Delta\mathrm{L}_{\max}\left(k_u,\varphi_u\right)=\mathrm{L}'_{\max}\left(k_u,\varphi_u\right)-\mathrm{L}_{\max}^{\max/\mathrm{mean}},$$

$$\Delta\mathrm{L}_{\mathrm{mean}}\left(k_u,\varphi_u\right)=\mathrm{L}'_{\mathrm{mean}}\left(k_u,\varphi_u\right)-\mathrm{L}_{\max}^{\max/\mathrm{mean}},$$

где $\mathrm{L}'_{\max}\left(k_u,\varphi_u\right)$ и $\mathrm{L}'_{\mathrm{mean}}\left(k_u,\varphi_u\right)$ – фактические значения $\mathrm{L}_{\max}$ и $\mathrm{L}_{\mathrm{mean}}$ при искажениях. На представленных ниже рис. 1 изображены графики приращений $\Delta\mathrm{L}_{\max}$ и $\Delta\mathrm{L}_{\mathrm{mean}}$ для различных АФР для обоих минимизирующих критериев в угловом диапазоне $\alpha=[0;-45°]$.

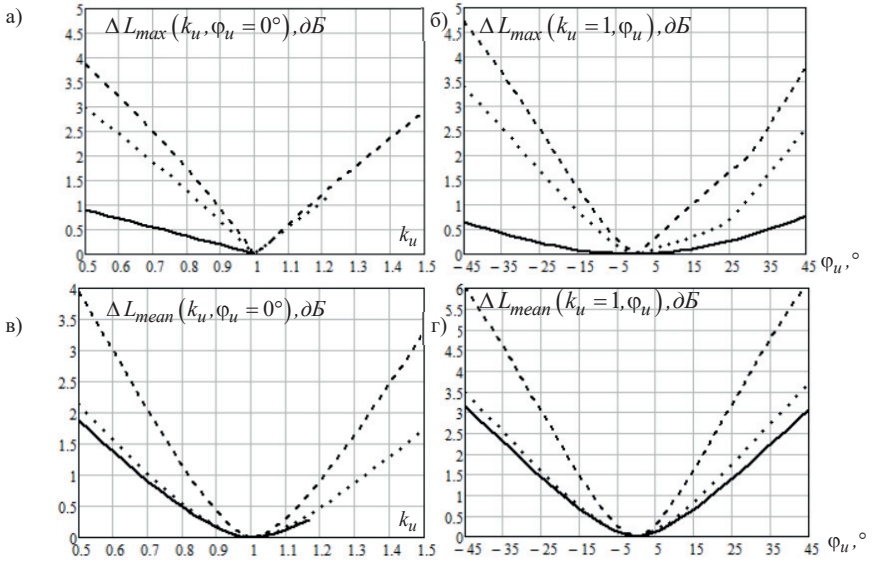


Рис. 1. Графики $\Delta L_{mean}(k_u, \varphi_u = 0°)$ *(а,в) и* $\Delta L_{mean}(k_u = 1, \varphi_u)$ *(б,г) для* $J_1(x)$ (——), $J_2(x)$ (····) *и* $J_3(x)$ (- - - -) *при критериях 1 (а,б) и 2 (в,г).*

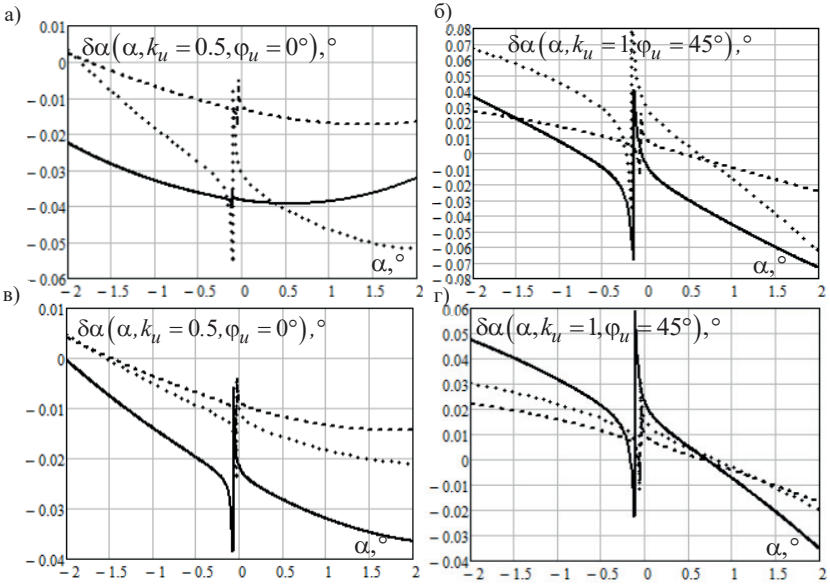


Рис. 2. Графики $\delta\alpha(\alpha, k_u \neq 1, \varphi_u)$ *(а,в) и* $\delta\alpha(\alpha, k_u, \varphi_u \neq 0°)$ *(б,г) для* $J_1(x)$ (——), $J_2(x)$ (····) *и* $J_3(x)$ (- - - -) *при критериях 1 (а,б) и 2 (в,г).*

Кроме того, при $k_u \neq 1$ и $\varphi_u \neq 0°$ возникает ошибка $\delta\alpha(\alpha)$ определения направления на цель по пеленгационной характеристике $\delta\alpha(\alpha, k_u, \varphi_u) = F_{ip}\left(F'_p(\alpha)\right) - \alpha$, где $\alpha'(k_u, \varphi_u)$ – ошибочная оценка угла, $F'_p(P)$ – деформированная ПХ (рис. 2).

Заключение

В процессе работы для рассматриваемой ФАР проведены оценки приращений ΔL_{max} и ΔL_{mean} ДН $F_\Sigma(\alpha)$ в диапазоне $\alpha = [0; -45°]$ для заданных АФР при искажениях в компенсирующей субантенне. Из графиков на рис. 1 (а,б) видно, что при предельно допустимом значении ΔL_{max} равным 1дБ значения k_u должно быть в пределах $[0.5;1]$, $[0.93;1.09]$ и $[0.95;1.08]$, а величина φ_u не должна выходить за диапазоны $[-45°;45°]$, $[-11°;21°]$ и $[7°;8°]$ для J_1, J_2 и J_3 соответственно. Если такое же ограничение будет наложено на ΔL_{mean}, то k_u должен принадлежать диапазонам $[0.68;1.17]$, $[0.70;1.33]$ и $[0.82;1.21]$, а φ_u следует находиться в пределах $[-20°;21°]$, $[-19°;17°]$ и $[12°;11°]$ для $J_1(x)$, $J_2(x)$ и $J_3(x)$ соответственно (рис. 1 (в,г))

Кроме того, на графиках рисунка 2 показано, что в рабочем диапазоне ОПХ $[-2°;2°]$ ошибка $\delta\alpha(\alpha, k_u, \varphi_u)$ может принимать существенные значения (до 0.08° по модулю) в том случае, если k_u и φ_u достигают значений 0.5 и 45° соответственно.

Библиографический список

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

2. Авиационные радиолокационные комплексы и системы / Под ред. П. И. Дудника. М.: Изд-во ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 2006. 1112 с.

3. Ryzhikov M. B., Kryachko A. F., Svanidze V.G. Measurement of angular coordinates of point targets in the onboard weather navigation radar based on a multichannel phased antenna array with an assimetic pattern // Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, WECONF. 2020. P. 1–7.

4. Крячко А. Ф., Рыжиков М. Б., Сванидзе В. Г. Уменьшение боковых лепестков диаграммы направленности многоканальной бортовой фазированной антенной решетки в нижней полусфере // Успехи современной радиоэлектроники. 2020. Т. 74. № 11. С. 44–52.

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

6. Jafar Ramadhan Mohammed and Khalil H. Sayidmarie. Synthesizing Asymmetric Side Lobe Pattern with Steered Nulling in Nonuniformly Excited Linear Arrays by Controlling Edge Elements // Hindawi, International Journal of Antennas and Propagation. 2017. Vol. Article ID 9293031. P. 7.

УДК 004.4'42

А. С. Петров*
студент
М. А. Миронов*
студент
К. В. Аникин*
студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

МЕТАОБЪЕКТНАЯ СИСТЕМА QT

В статье рассматриваются положительные и отрицательные стороны библиотеки Qt, способы работы с ее метаобъектной системой через определенный препроцессор, называемый метаобъектным компилятором.
Ключевые слова: C++, Qt, препроцессор, метаобъектная система, moc.

A. S. Petrov*
Student
M. A. Mironov*
Student
K. V. Anikin*
Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

META-OBJECT SYSTEM OF QT

The article discusses the positive and negative aspects of the Qt library, how to work with its meta-object system through a specific preprocessor, called a meta-object compiler.
Keywords: C++, Qt, preprocessor, meta-object system, moc.

Введение

Для удобства работы с языком программирования C++ разрабатывается множество библиотек, одной из которых является Qt. Сама библиотека является довольно популярной и удобной, возможности работы с ней описаны в [1, 2]. Но все нестандартные способности Qt, так или иначе, достигаются с помощью метаобъектной системы.

Положительные стороны системы: сигналы-слоты, свойства, связь C++ и QML, invoke методы, легкость работы с периферией и т.д.

Из недостатков метаобъектной системы Qt можно отметить большой объем памяти, занимаемый конечными программами, увеличение времени компиляции проектов.

Работа с moc

Moc – meta-object compiler или метаобъектный компилятор. В своей сути – это дополнительный препроцессор, анализируемый, в основном заголо-

вочные файлы для программ на C++. Макрос Q_OBJECT в классах – это метка для moc, заметив его в пользовательском классе, moc генерирует дополнительный файл исходных кодов, которые должны компилироваться и линковаться вместе с основным кодом. За это отвечает qmake – утилита автоматизации сборки проектов на Qt, она генерирует части общего make-файла программы.

Листинг 1. Макрос Q_OBJECT

```
class MyClass : public QObject ///< Наследованиеот QObject
{Q_OBJECT ///< Макрос, раскрывающийся в дополнительном .cpp файле
public:MyClass(QObject *parent = nullptr);///< Параметр – указатель на объект-родитель.
~MyClass();
signals: void mySignal();
public slots: voidmySlot();};
```

Листинг 2. Свойства

```
class MyClass : public QObject
{Q_OBJECT
///  Имя свойства и методы доступа к нему
Q_PROPERTY(MyFeature feature READ feature WRITE setFeature)
Q_ENUMS(MyFeature) ///< Определение типов, используемых в свойствах
public:
enum MyFeature {LUCKY, KIND, CLEVER};
MyClass(QObject *parent = nullptr);
~MyClass();
void setFeature(MyFeature feature) { m_ feature = feature; }
MyFeature feature ()
const { return m_ feature; }
private:MyFeature m_feature;};
```

Макрос Q_PROPERTY позволяет задать свойство и методы доступа к нему, а макрос Q_ENUM регистрирует пользовательские типы, используемые в свойствах.

Помимо свойств и сигнал-слотовых соединений Qt предоставляет мета-информацию о классе, хранящуюся в виде пар: ключ – значение. За это отвечает класс Q_CLASSINFO.

Листинг 3. Q_CLASSINFO

```
class MyClass : public QObject{
Q_OBJECT
Q_CLASSINFO("Author", "Alexandr Petrov")
public: MyClass(QObject *parent = nullptr);
~MyClass();};
```

Начало и конец кода, которое, по задумке пользователя, не должен обрабатывать moc обозначаются, также, как указано в листинге 4.

Листинг 4. Пропуск кода препроцессором Qt

```
#ifndef Q_MOC_RUN
void helloWorld(){std::cout << “Hello, world!\n”};
#endif
```

Ограничения при работе с moc: класс не должен являться шаблонным, класс обязан быть наследником QObject, параметрами сигналов и слотов не должны являться указателями на функции, типы данных обязаны быть уточнены полностью с помощью оператора разрешения видимости.

Реализация moc

Листинг 5. Определение Q_OBJECT

```
#define Q_OBJECT \
public: \
 QT_WARNING_PUSH \
 Q_OBJECT_NO_OVERRIDE_WARNING \
 static const QMetaObject staticMetaObject; \
 virtual const QMetaObject *metaObject() const; \
 virtual void *qt_metacast(const char *); \
 virtual int qt_metacall(QMetaObject::Call, int, void **); \
 QT_TR_FUNCTIONS \private: \
 Q_OBJECT_NO_ATTRIBUTES_WARNING \
 Q_DECL_HIDDEN_STATIC_METACALL static void qt_static_metacall(QObject *,QMetaObject::Call, int, void **); \
 QT_WARNING_POP \
 struct QPrivateSignal {}; \
 QT_ANNOTATE_CLASS(qt_qobject, "")
```

Макрос добавляет объявление некоторых методов для работы метаобъектной системы. Сначала идет проверка на правильность использования Q_OBJECT, затем, статическое поле – staticMetaObject, хранящий всю метаинформацию. Для преобразования типов используют qt_metacast. Все функции и макросы, имеющий в названии “tr” – это инструменты для работы с локализацией. Основой метаобъектной системы выступают qt_metacall и qt_static_metacall. Сигналы, недоступные из вне класса определяются с помощью QPrivateSignal.

Листинг 6. Проверка используемой версии библиотеки

```
#include ...///< Подключение заголовочных файлов
#if !defined(Q_MOC_OUTPUT_REVISION)
#error "The header file 'mainwindow.h' doesn't include <QObject>."
#elif Q_MOC_OUTPUT_REVISION != 67
#error ...///< Вывод ошибки компиляции
#endif
```

После проверки версии Qt объявляется структура для хранения данных о классе в строковом виде. stringdata0 – названия, data – указатели на данные из stringdata0.

Листинг 7. Объявление структуры данных класса

```
QT_BEGIN_MOC_NAMESPACE
QT_WARNING_PUSH
QT_WARNING_DISABLE_DEPRECATED
```

struct qt_meta_stringdata_MainWindow_t { QByteArrayData data[1]; char stringdata0[11];};

Листинг 8. Макрос получения сдвига в stringdata0.

```
#define QT_MOC_LITERAL(idx, ofs, len) \
Q_STATIC_BYTE_ARRAY_DATA_HEADER_INITIALIZER_WITH_OFFSET(len, \
 qptrdiff(offsetof(qt_meta_stringdata_MainWindow_t, stringdata0) + ofs \
 – idx * sizeof(QByteArrayData)) \ )
```

Листинг 9. Заполнение структуры stringdata.

```
static const qt_meta_stringdata_MainWindow_t qt_meta_stringdata_MainWindow =
{
{/// Подобных макросов будет по количеству строк в stringdata0
QT_MOC_LITERAL(0, 0, 10) // "MainWindow"
},
 "MainWindow"
};
#undef QT_MOC_LITERAL
```

Следующая структура описывает всю метаинформацию о классе.

Листинг 10. Способ хранения метаинформации.

```
static const uint qt_meta_data_MainWindow[] = {
// content:
8, // Ревизия
0, // идентификатор имени класса
0, 0, // Описание дополнительных параметров
0, 0, // Количество методов и сдвиг
0, 0, // Количество свойств и сдвиг
0, 0, // Количество перечислений и сдвиг
0, 0, // Количество конструкторов, объявленных, как invokable
0, // Флаги
0, // Количество сигналов
0 // eod};
```

После идет описание сигналов и слотов по шаблону:
Идентификатор в stringdata0, количество параметров, сдвиг для параметров, тэги, флаг.

После описания сигналов и слотов описываются их параметры: возвращаемый тип, параметры метода.

Листинг 11. Описание параметров

```
// signals: parameters
QMetaType::Void,
QMetaType::Void,
QMetaType::QString,
2QMetaType::Float,
// slots: parameters
QMetaType::Int,
QMetaType::Bool, 10
```

```
// methods: parameters
```

Листинг 12. Описание свойств и перечислений.

```
// properties: name, type, flags
12, QMetaType::Int, 0x00495103,
// properties: notify_signal_id
2,
//enums: name, lags, count, data
13, 0x0, 2, 68,
//enum data: key, value
14, uint(MyClass::FirstValue),
14, uint(MyClass::SecondValue),
0 // eod
```

После всех описаний идет объявление qt_static_metacall. Он связывает класс с возможностями метаобъектной системы.

Листинг 13. Определений qt_static_metacall

```
void MainWindow::qt_static_metacall(QObject *_o, QMetaObject::Call _c, int _id,
void **_a)
{
 if (_c == QMetaObject::InvokeMetaMethod) {
 auto *_t = static_cast<MainWindow *>(_o);
Q_UNUSED(_t)
switch (_id) {
case 0: _t->sendData((*reinterpret_cast< structChangeMWindPData(*)>(_a[1])));
break;
case 1: _t->startTCP(); break;
case 2: _t->slotApplyClicked(); break;
default: ;
 } } else if (_c == QMetaObject::IndexOfMethod) {
 int *result = reinterpret_cast<int *>(_a[0]);
 { using _t = void (MainWindow::*)(structChangeMWindPData );
 if (*reinterpret_cast< _t *>(_a[1]) == static_cast< _t>(&MainWindow::sendData)) {
 *result = 0;
  return;
   }
 }
{ using _t = void (MainWindow::*)();
 if (*reinterpret_cast< _t *>(_a[1]) == static_cast< _t>(&MainWindow::startTCP)) {
*result = 1;
 return;
}}}}
```

Метод metaObject возвращает метаобъект класса.

Еще одним уровнем абстракции является qt_metacall.

Листинг 14. Определение метода qt_metacall

```
int MainWindow::qt_metacall(QMetaObject::Call _c, int _id, void **_a)
{
```

```
 _id = QMainWindow::qt_metacall(_c, _id, _a);
 if (_id < 0)
 return _id;
 if (_c == QMetaObject::InvokeMetaMethod)
 { if (_id < 9)
 qt_static_metacall(this, _c, _id, _a);
 _id -= 9;
 } else if (_c == QMetaObject::RegisterMethodArgumentMetaType) {
if (_id < 9)
 *reinterpret_cast<int*>(_a[0]) = -1;
_id -= 9;
 }
 return _id;}
```

В конце файла, сгенерированного moc, приводятся определения сигналов, используемых в классе

Листинг 15. Определение сигналов

```
// SIGNAL 0
void MainWindow::sendData(structChangeMWindPData _t1)
{ void *_a[] = { nullptr, const_cast<void*>(reinterpret_cast<const
void*>(std::addressof(_t1))) }; QMetaObject::activate(this, &staticMetaObject, 0,
_a);}
```

Заключение

В данной статье было проведено исследование moc системы Qt, показаны примеры ееиспользования, а также реализация в самой библиотеке. Помимо этого, рассмотренывозможности, предоставляемые moc, и достоинства и недостатки, связанные с Qt.

Библиографический список

1. Mark Summerfield. Advanced Qt programming. Addition-Wesley, 2010.

2. Шлее М. Qt 5.10. Профессиональное программирование на C++. СПб.: БХВ-Петербург, 2018.

3. Субъективный объективизм. URL: http://scurator.me/post/2011/12/08/Qt-pitfalls.aspx (дата обращения: 29.03.2021).

4. Документация Qt. URL: https://doc.qt.io/qt-5/moc.html (дата обращения: 29.03.2021).

5. Хабр. URL: https://habr.com/ru/company/infopusle/blog/327176 (дата обращения: 29.03.2021).

УДК 621.396.96

Н. В. Поваренкин*
кандидат технических наук, доцент
О. А. Горбачев
кандидат технических наук, доцент
Б. В. Лежанкин**
кандидат технических наук, доцент
В. В. Ерохин**
доктор технических наук, доцент
кандидат филологических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
**Иркутский филиал Московского государственного технического
университета гражданской авиации

АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ ПЕРЕДАТЧИКА ТРАНСПОНДЕРА СИСТЕМЫ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНОГО АВТОМАТИЧЕСКОГО ЗАВИСИМОГО НАБЛЮДЕНИЯ

Перспективным направлением совершенствования системы организации и управления воздушным движением (УВД) является реализация концепции «связь, навигация, наблюдение и организация воздушного движения» (CNS/ATM), разработанной международной организацией гражданской авиации (ИКАО). Концепция (CNS/ATM) основывается на принципах радиовещательного автоматического зависимого наблюдения (АЗН-В). Одной из проблем эффективного использования системы является проявление эффекта «ближний-дальний». Для устранения данной проблемы предложен оригинальный алгоритм оптимального управления выходной мощностью передатчика транспондера на основе оценки времени прихода сигнала в АЗН-В. Выполнено имитационное моделирование и проведен сравнительный анализ полученных зависимостей. Моделирование показало, что при реализации алгоритма оптимального управления излучаемой мощностью возможно выравнивание уровней сигналов, приходящих от разноудаленных объектов.
Ключевые слова: синхронная система, время задержки, управление мощностью, фильтр Калмана.

N. V. Povarenkin*
PhD, Tech., Associate Professor
O. A. Gorbachev**
PhD, Tech., Associate Professor
B. V. Lezhankin**
PhD, Tech., Associate Professor
V. V. Erochin**
Dr. Sc., Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
**Moscow State Technical University of Civil Aviation, Irkutsk Branch

ALGORITHM FOR OPTIMAL CONTROL OF THE OUTPUT POWER OF THE TRANSPONDER TRANSMITTER OF THE BROADCASTING AUTOMATIC DEPENDENT SURVEILLANCE SYSTEM

A promising direction for improving the air traffic management system (ATC) is the implementation of the concept-communication, navigation, surveillance and air traffic management (CNS/ATM) developed by the International Civil Aviation Organization (ICAO). The concept (CNS/ATM) is based on the principles of broadcast automatic dependent surveillance (AZN-B). To eliminate this problem, an original algorithm for optimal control of the output power of the transponder transmitter is proposed based on the estimation of the signal arrival time in the AZN-B. Simulation modeling was performed and a comparative analysis of the obtained dependencies was carried out. The simulation showed that when implementing the algorithm for optimal control of the radiated power, it is possible to equalize the levels of signals coming from objects that are variously distant.
Keywords: synchronous system, delay time, power control, Kalman filter.

Введение

Автоматическое зависимое наблюдение представляет собой навигационное наблюдение при котором воздушные суда (ВС) автоматически по цифровой линии передачи данных (ЛПД) предоставляют взаимодействующим объектам навигационную информацию своих бортовых систем [1, 2]. Применительно к системам с множественным доступом известно, что различия в уровнях мощности принимаемых сигналов, вызванные неодинаковой удаленностью пользовательских терминалов от передающей станции приводит к проявлению эффекта "ближний-дальний" [3, 4, 5, 6].

В системе АЗН-В применяется УКВ ЛПД, допустимое отношение сигнал/шум (ОСШ) при функционировании которой составляет 12 дБ [2]. В процессе обмена данными между разно удаленными объектами при наложении сигналов транспондер декодирует более мощный сигнал, оставив слабый ниже шумового порога. Эффект «ближний-дальний» проявляется в том, что приемник захватывает относительно мощный сигнал, и тем самым делает невозможным обнаружение и прием более слабых сигналов. Проблема заключается в ограниченном динамическом диапазоне аналого-цифрового преобразователя (АЦП) приемника, что снижает способность по обнаружению слабого сигнала в присутствии более мощного.

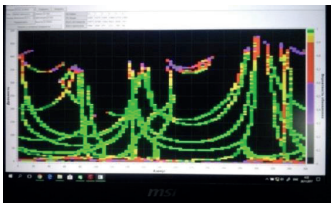


Рис. 1. Вероятность обновления сигналов транспондера АЗН-В на плоскости азимут-дальность

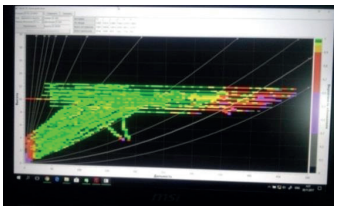


Рис. 2. Вероятность обновления сигналов транспондера АЗН-В на плоскости высота-дальность

Эффект «ближний-дальний» проявляется в уменьшении вероятности обновления сигналов приходящих от наблюдаемых ВС в транспондере системы АЗН-В на разных плоскостях, что снижает ситуационную осведомленность диспетчера о воздушной обстановке (рис. 1 и 2).

Возможные пути решения данной проблемы проявления эффекта «ближний-дальний» [4–8]: 1) увеличение динамического диапазона приемника – использование более высокого разрешения АЦП; 2) динамическое управление выходной мощностью передатчика.

Цель статьи – синтез и исследование оптимального алгоритма управления выходной мощностью передатчика транспондера системы АЗН-В.

Постановка задачи исследований

Показателем качества приема в АЗН-В является вероятность правильного приема сообщения, состоящего из определенного числа стандартных блоков:

$$P_{сбщ}\left(N_Б\right)=\left(P_Б\right)^N,$$

где $P_Б$ – вероятность правильного приема блока; $N_Б$ – число блоков, из которых состоит сообщение.

Вероятность ошибочного приема элементарного сигнала P_e существенно зависит от отсутствия или наличия сигнала объекта сети АЗН-В на текущей рабочей частоте:

$$P_0 = p\left(\frac{E}{N_0}\right),\ P_i = p\left(\frac{E_i}{N_j + N_0}\right).$$

Значение вероятности P_e от которой зависит $P_Б$, определяют следующие параметры: E – величина сигнала на входе приемника; N_0 – спектральная плотность шума; N_j – спектральная плотность сигнала от *j*-того объекта. Указанные параметры E_i и N_j в свою очередь, зависят от технических характеристик транспондеров и от их взаимного расположения, а именно

$$E_i = \frac{P_i}{d_i^2},\ N_j = \frac{P_j}{d_j^2}, \qquad (1)$$

где P_i и P_j – соответственно мощности сигналов *i*-го и *j*-го передатчиков; d_i и d_j – расстояния от *i*-го и *j*-го источников сигналов до приемника.

Отношение E / N_0, от которого зависит вероятность P_e, имеет вид

$$\frac{E_i}{N_0} = \frac{E_i}{N_j + N_0}.$$

Анализ выражений (1) показывает, что энергетические характеристики канала обмена данными зависят от взаимных дальностей взаимодействующих

объектов. В работах показано [3, 5], что если расстояние между передающей и приемной антеннами увеличивается, то мощность радиосигнала экспоненциально снижается по логарифмическому закону. Мощность принимаемого сигнала в децибелах может быть представлена как функция дальности d:

$$P_{ПРМ}(d) = P_{ПРД} - 10\gamma log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) - 20log_{10}K - n_p, \quad (2)$$

где $P_{ПРД}$ – мощность сигнала, излучаемого передатчиком; d_0 – калибровочное значение дальности; K – калибровочное значение мощности на дальности d_0; γ – коэффициент потерь энергии электромагнитных колебаний сигнала в среде; n_p – белый гауссовский шум с нулевым математическим ожиданием и известной дисперсий σ_p^2, выраженной в децибелах.

В соответствии с (2) требуемая мощность принимаемого сигнала будет иметь вид

$$P_{ПРМ,тр}(d) = P_{ПРД,тр} - 10\gamma log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) - 20log_{10}K - n_p. \quad (3)$$

Отсюда получаем требуемую мощность передатчика необходимую для выполнения требуемых энергетических соотношений

$$P_{ПРД,тр} = P_{ПРМ,тр}(d) + 10\gamma log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + 20log_{10}K + n_p.$$

Измеренная дальность между передатчиком и приемником является основной исходной информацией для реализации регулировки мощности передатчиков.

Алгоритм оптимального управления

Уравнение динамики для требуемой мощности $P_{тр}$ представим в виде

$$P_{тр,\nu} = a_{тр,\nu}P_{тр,\nu-1} + n_{тр,\nu}, \quad (4)$$

где $a_{тр,\nu}$ – коэффициент динамики мощности, ν – отсчет времени.

Рекуррентное уравнение динамики управляемой выходной мощности передатчика представим в виде:

$$P_{У,\nu} = a_{У,\nu}P_{У,\nu-1} + b_{У,\nu}u_\nu, \quad (5)$$

$a_{У,\nu}$, $b_{У,\nu}$ – соответственно коэффициенты динамики управляемой мощности и управляющих воздействий системы; u_ν – управляющее воздействие.

Задача синтеза – формирование таких управляющих воздействий u_ν, при которых управляемое значение мощности $P_{У,\nu}$ наилучшим образом воспроизводит значение мощности $P_{тр,\nu}$. Для поиска оптимального управления используется функционал качества

$$u_1^N = \underset{u_1^T \in U}{\operatorname{argmin}} \{J\},\ J = M\left\{C_\nu\left(\hat{P}_{mp,\nu}, P_{Y,\nu}\right)\right\} \to min,\ u_\nu = f\left(\xi_1^{\nu-1}\right), \quad (6)$$

где $C_\nu\left(\hat{P}_{mp,\nu}, P_{Y,\nu}\right)$ – функция потерь, которая возрастает с увеличением отклонения управляемой мощности относительно требуемого значения.

При синтезе алгоритма используется квадратичная функция потерь:

$$C_\nu\left(\hat{P}_{mp,\nu}, P_{Y,\nu}\right) = M\left\{\left(\hat{P}_{mp,\nu} - P_{Y,\nu}\right)^2\right\},$$

где $\hat{P}_{mp,\nu}$ – оптимальная по критерию минимума среднего квадратического отклонения оценка требуемой мощности, $M\{\cdot\}$ – операция взятия математического ожидания.

В данной задаче отсутствует контур оценки P_Y, так как эта величина известная. Однако остается система слежения за требуемой мощностью $\hat{P}_{mp}$ и система формирования управляемой мощности P_Y, для которых справедливы следующие соотношения:

$$\hat{P}_{mp,\nu} = a_{mp,\nu}\hat{P}_{mp,\nu-1} + K_{mp,\nu}z_\nu, \quad (7)$$

$$P_{Y,\nu} = a_{Y,\nu}P_{Y,\nu-1} + b_{Y,\nu}u_\nu, \quad (8)$$

где z_ν – невязка измерений, $K_{mp,\nu}$ – коэффициент усиления фильтра.

Введем следующее обозначение $\delta_\nu = P_{mp,\nu} - P_{Y,\nu}$. На основании уравнений (7), (8) можно получить уравнение динамики δ_ν:

$$\delta_\nu = a_{mp,\nu}P_{mp,\nu-1} - a_{Y,\nu}P_{Y,\nu-1} + b_{Y,\nu}u_\nu + n_{mp,\nu}.$$

Таким образом, получаем задачу оптимального управления стохастической линейной системой с квадратичным критерием качества, решение которой представляет собой алгоритм локально-оптимального управления:

$$u_\nu = -\frac{a_{Y,\nu}}{b_{Y,\nu}}\hat{\delta}_{\nu-1} = -l_{Y,\nu}\hat{\delta}_{\nu-1}. \quad (9)$$

При формировании оптимального управления в (9) используется оценка отклонения управляемой мощности от требуемой:

$$\hat{\delta}_{\nu-1} = \hat{P}_{mp,\nu-1} - P_{Y,\nu-1},$$

где P_Y находится из уравнения (8) как детерминированная функция от управления u, а оценка $\hat{P}_{mp}$ получается на основе Калмановской фильтрации из уравнения (7).

Данный результат можно получить и на основе общего подхода, объединив P_{mp} и P_Y в один вектор $\mathbf{P}^T = \left\{P_{mp}, P_Y\right\}$, для которого уравнение динамики имеет вид

$$\mathbf{P}_\nu = \mathbf{A}_\nu\mathbf{P}_{\nu-1} + \mathbf{B}_\nu\mathbf{u}_\nu + \mathbf{n}_\nu,$$

где $\mathbf{A}_\nu = \begin{bmatrix} a_{mp,\nu} & 0 \\ 0 & a_{Y,\nu} \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}_\nu = \begin{bmatrix} 0 \\ b_{Y,\nu} \end{bmatrix}$, $\mathbf{n}_\nu = \begin{bmatrix} n_{mp,\nu} \\ 0 \end{bmatrix}$.

Функция потерь в критерии оптимизации (6) будет иметь следующий вид

$$C_\nu\left(\mathbf{P}_\nu\right) = \mathbf{P}_\nu^T \mathbf{Q}_\nu \mathbf{P}_\nu . \tag{10}$$

Оптимальное управление находится из выражения $\mathbf{u}_\nu = -\mathbf{B}_\nu^{-1}\mathbf{A}_\nu\left(\hat{P}_{mp,\nu-1} - P_{Y,\nu-1}\right)$, что обеспечивает минимум критерия (10). В работе решение задачи управления мощностью основано на измерении псевдодальности в каналах обмена данными системы АЗН-В режима VDL-4 [11, 12, 13]. Измеренная псевдодальность d между объектами сети определяется по временной задержке момента τ_i приема сигнала i-м объектом относительно априорно известного момента τ_j излучения этого сигнала j-м объектом

$$d = c\left(\tau_i - \tau_j\right) = c\tau ,$$

где c – скорость распространения радиосигнала, τ – время задержки.

Алгоритм оптимальной фильтрации

В некогерентном приемнике осуществляется слежение за задержкой огибающей сигнала и доплеровским смещением частоты, поэтому можно вести два эквивалентных наблюдения [14]:

$$\xi_\nu = \tau_\nu + n_{\tau,\nu},\ \xi_{\omega,\nu} = \omega_\nu + n_{\omega,\nu},$$

где $n_{\tau,\nu}$ – шум эквивалентного наблюдения по задержке огибающей сигнала, который получается в результате пересчета шума с выхода дискриминатора задержки с дисперсией D_{n_τ}; $n_{\omega,\nu}$ – шум эквивалентного наблюдения по частоте с дисперсией D_{n_ω}.

Модель динамики оцениваемых параметров задается уравнениями [14]:

$$\tau_\nu = \tau_{\nu-1} + TV_{\tau,\nu-1}, \tag{11}$$

$$V_{\tau,\nu} = V_{\tau,\nu-1} + n_{V,\nu-1}, \tag{12}$$

$$\omega_\nu = 2\pi f_0 V_{\tau,\nu}, \tag{13}$$

где T – интервал времени наблюдения; n_V – дискретный белый гауссовский шум с дисперсией D_{nV}; V_τ – скорость изменения времени задержки; f_0 – несущая частота сигнала.

Выполним синтез алгоритма оптимальной фильтрации в предположении, что априорная информация о модели изменения задержки определяется (11), (12). Уравнения фильтра Калмана применительно к рассматриваемой модели имеют вид:

$$\hat{\mathbf{x}}_\nu = \tilde{\mathbf{x}}_\nu + \mathbf{K}_\nu\left(\boldsymbol{\xi}_\nu - \mathbf{H}_\nu\tilde{\mathbf{x}}_\nu\right),\ \tilde{\mathbf{x}}_\nu = \boldsymbol{\Phi}_\nu\hat{\mathbf{x}}_{\nu-1} ,$$

$$\mathbf{R}_\nu^{-1} = \left[\mathbf{\Phi}_\nu \mathbf{R}_{\nu-1} \mathbf{\Phi}_\nu^T + \mathbf{G}_\nu \mathbf{Q}_\nu \mathbf{G}_\nu^T\right]^{-1} + \mathbf{H}_\nu^T \mathbf{N}_\nu^{-1} \mathbf{H}_\nu ,$$

где $\mathbf{R}$ – ковариационная матрица ошибок фильтрации переменных вектора состояния

$$\mathbf{x} = \left|\tau \; V_\tau \; \omega\right|^T ; \; \mathbf{\Phi} = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 2\pi f_0 & 0 \end{bmatrix} ; \; \mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} ; \; \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} ; \; \mathbf{N} = \begin{bmatrix} D_{n_\tau} & 0 \\ 0 & D_{n_\omega} \end{bmatrix}.$$

Структурная схема оптимальной системы управления изображена на рис. 3.

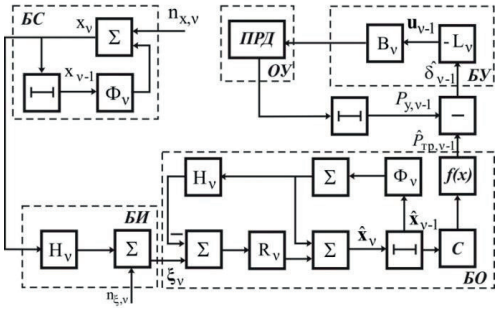


Рис. 3. Структура системы оптимального управления с оценкой состояния. ОУ – объект управления, БУ – блок управления, БИ – блок измерения, БО – блок оценивания, БС – блок сообщения, $f(x) = 10log_{10}(x)$

Моделирование и исследование

Исследования энергетических характеристик проводились методами имитационного статистического моделирования.

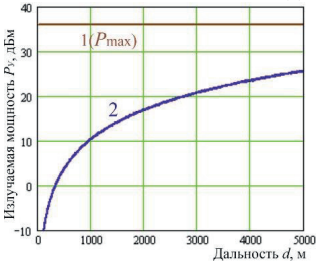


Рис. 4. Зависимость мощности излучаемого сигнала от дальности (1 – без управления; 2 – с управлением)

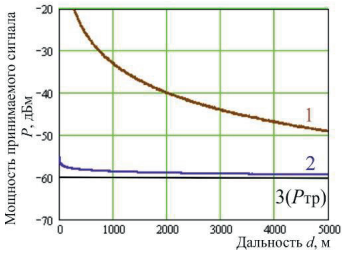


Рис. 5. Зависимость мощности принимаемого сигнала от дальности (1 – без управления; 2 – с управлением)

Исходные данные соответствуют реализованной в системе АЗН-В УКВ ЛПД режима 4: начальное значение мощности излучаемого сигнала 32 дБм;

диапазон частот: 112–138 МГц; шаг перестройки частоты 25 КГц; применяемый способ модуляции – фазовый с гауссовой фильтрацией (GFSK); скорость передачи информации – 19200 бод; чувствительность приемника – 100 дБм [2, 11, 12]. Результаты исследования алгоритма управления мощностью с учетом $\gamma = 3,71$ и $\sigma = 3,65$ dB [5] представлены на рис. 4. Результаты сравнительного анализа энергетических характеристик без управления и при реализации управления мощностью показаны на рис. 5.

Анализ результатов исследований показывает, что за счет применения алгоритма управления выходной мощностью возможно выравнивание уровня сигналов приходящих от разноудаленных абонентов. Управление мощностью позволяет уменьшить динамический диапазон уровня принимаемых сигналов на 10–20 ДБм на основе информации о дальности.

Заключение

Анализ полученных зависимостей показывает, что реализация предложенного алгоритма позволяет обеспечить требуемые энергетические характеристики для нормального функционирования транспондеров АЗН-В взаимодействующих объектов.

Оптимальное управление мощностью транспондера синхронной системы с многостанционным доступом позволяет устранить проблему «ближний-дальний». Предложенный способ позволит измерять с высокой точностью время задержки сигнала и формировать управляющее воздействие на изменение мощности.

Разработанный алгоритм можно реализовать в наземной станции автоматического зависимого наблюдения «ЛИРА-АЗН», у которой в дистанционном режиме работы предусмотрена возможность изменения выходной мощности передатчика.

Библиографический список

1. Крыжановский Г. А. Концепция и системы CNS/ATM в гражданской авиации. М.: Академкнига, 2003. 415 с.

2. Ахмедов Р. М., Бибутов А. А., Васильев А. В. Автоматизированные системы управления воздушным движением. Новые информационные технологии в авиации. СПб.: Политехника, 2004. 446 с.

3. Naga Bhaskar Ch. V., Silva Lorraine K. J., Venkata Ratnam D. Analysis of Near-Far Problem using Power Control Technique for GNSS based Applications // International Journal of Engineering and Science. 2014. Vol. 4, iss. 11. P. 01–08.

4. Qin F., Dai X., John Mitchell E. Effective-SNR estimation for wireless sensor network using Kalman filter // Ad Hoc Networks. 2013. Vol. 11, iss. 3. P. 944–958.

5. Parsons J. D. The Mobile Radio Propagation Channel. 2nd ed. West Sussex: John Wiley & Sons. 2000. P. 418.

6. Goldsmith A. Wireless Communications. NY: Cambridge University Press, 2005. 571 p.

7. Gatsis K., Ribeiro A., Pappas G. J. Optimal power management in wireless control systems // American Control Conference (ACC). Washington, DC, USA. 2013. P. 1565–1572.

8. Артюшенко В. М., Енютин К. А. Управление уровнем мощности в системах подвижной связи // Электротехнические и информационные комплексы и системы. 2008. Т. 4. № 1, 2. С. 80–83.

9. Sage A, White C. III. Optimum Systems Control Eaglewood Cliffs. 2nd ed. NJ: RenticeHall, 1977.

10. Bruce P., Gibbs A. Advanced Kalman filtering, least-squares and modeling: a practical handbook. John Wiley & Sons, Inc., publication, 2011. P. 605.

11. A Abdulaziz, A. S. Yaro, A. A. Adam, M. T. Kabir, H. B. Salau. Optimum Receiver for Decoding Automatic Dependent Surveillance Broadcast (ADS-B) Signals // American Journal of Signal Processing. 2015. Vol. 5(2). P. 23–31.

12. Chen Y-H., Lo S., Akos D. M., Wong G., Enge P. A. Testbed for Studying Automatic Dependent Surveillance Broadcast (ADS-B) Based Range and Positioning Performance to Support Alternative Position Navigation and Timing (APNT) // Proceedings of the 26th International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS+ 2013). Nashville, TN: 09-2013. P. 263–273.

13. Strohmeier M., Lenders V., Martinovic I. On the Security of the Automatic Dependent Surveillance-Broadcast Protocol // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 04-2014. Vol. 17 (2). P. 1066–1087.

14. Перов А. И., Харисов В. Н. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. 4-е изд. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.

УДК 629.735.33

Н. В. Поваренкин*
кандидат технических наук, доцент
А. К. Ермаков*
ассистент
Н. А. Венедиктов*
инженер
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОБОСНОВАНИЕ ТРЕБУЕМЫХ ТАКТИКО-ТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ ОБЗОРА ВОЗДУШНОГО ПРОСТРАНСТВА ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ СВОЕВРЕМЕННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ МАЛОЙ АВИАЦИИ

Рассмотрены требуемые тактико-технические характеристики радиолокационных станций, используемых для контроля воздушного пространства. Основным источником опасности для магистральных воздушных судов являются малоразмерные летательные аппараты. Такие воздушные суда по своим летно-техническим характеристикам способны совершать полеты на большое расстояние во всем диапазоне высот, на которых могут находиться завершающие или начинающие полет пилотируемые магистральные воздушные суда. В статье предпринята попытка предъявить на основе имеющейся нормативной базы и летных характеристик малоразмерных воздушных судов необходимые технические характеристики, при которых обнаружение воздушных судов-нарушителей будет обеспечено с вероятностью не менее 0,5–0,99.
Ключевые слова: радиолокационная станция обзора воздушного пространства, малоразмерные воздушные суда, взлетно-посадочная полоса, летно-технические характеристики воздушных судов, пилотируемое воздушное судно, тактико-технические характеристики радиолокационных станций.

N. V. Povarenkin*
PhD, Tech., Associate Professor
A. K. Ermakov*
Assistant
N. A. Venediktov
Engineer
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

JUSTIFICATION OF THE REQUIRED TACTICAL AND TECHNICAL CHARACTERISTICS OF AIR SPACE SURVEY RADARS TO ENSURE TIMELY DETECTION OF SMALL AIRCRAFT

The required tactical and technical characteristics of radar stations used for air space control are considered. The main source of danger for mainline aircraft is small-sized aircraft. Such aircraft, according to their flight performance characteristics, are capable of flying over a long distance in the entire range of altitudes at which the manned mainline aircraft may be located at the end or beginning of the flight. The article attempts to present, on the basis of the existing regulatory framework and flight

characteristics of small-sized aircraft, the necessary technical characteristics, in which the detection of infringing aircraft will be provided with a probability of at least 0.5–0.99.
Keywords: air space survey radar, small-sized aircraft, runway, aircraft flight characteristics, manned aircraft, tactical and technical characteristics of radar stations.

Введение

Проблема безопасности полетов стала актуальной сразу же после того, как первый человек смог совершить полет на самолете. Эта проблема и по сей день остается актуальной, сложной и до конца не изученной. Актуальность проблемы состоит в том, что в результате нарушения установленных правил гибнут люди, причем имеющие солидный опыт, выходит из строя авиационная техника, нарушается инфраструктура, тратятся большие средства на ликвидацию последствий аварий и катастроф. Сложность решения проблемы обусловлена тем, что она не является общей для всех происшествий. В рамках рассматриваемой статьи авторы предлагают выделить проблему, связанную с использованием малой, в том числе и сверхмалой авиации и возникающими при этом предпосылками к летным происшествиям, результатом которых может в большинстве случаев быть авиационная катастрофа.

Основная часть

Несмотря на то, что использование воздушного пространства регламентировано законодательно [1, 2, 3] достаточно часто возникают ситуации, когда полеты малоразмерных воздушных судов совершаются самостоятельно без получения разрешения на выполнение полетов, либо же выполнение полетов производится без учета высоты препятствий на пути маршрута следования или же возникают ситуации, когда в зоне полетов оказываются одновременно несколько воздушных судов [3].

Вместе с тем наибольшую опасность при решении задач обеспечения полетов представляют собой полеты на малых высотах. В соответствии с действующими авиационными правилами [1] полеты воздушных судов запрещаются на высотах ниже 300 м над самым высоким препятствием в пределах горизонтального радиуса в 500 м вокруг воздушного судна. Например, если средняя высота опоры линии электропередачи составляет около 40 м, то минимальная высота полета воздушного судна в этом районе не может быть ниже 340–350 м. Под эти критерии не попадают ситуации совершения полетов над населенными пунктами.

Вместе с тем в нашей стране полеты на таких высотах и даже ниже встречаются чаще чем хотелось бы. Причин много. Во-первых, очень много энтузиастов, которые имеют за плечами большой опыт пилотирования, но уже не являются действующими пилотами. Такие люди, зная специфику организации воздушного движения на свой страх и риск совершают полеты без подачи заявки в органы управления воздушным движением. Полеты в таком случае совершаются в диапазоне от 200 до 400 м. Эти высоты вне населенных пунктов являются не опасными, так как позволяют преодолевать практически все препятствия. Во-вторых, техника полетов на малых высотах являлась необходимым

условием выполнения полетов пилотами государственной авиации при решении задач, возложенных на них. В результате сформированный у них навык остался, и они им во всю пользуются при совершении кратковременных полетов на воздушных судах малой авиации. В-третьих, инженеры, посвятившие практически всю свою жизнь авиации, не редко занимаются самостоятельным изготовлением легких самолетов. Апробирование таких летательных аппаратов зачастую производится вдоль русла рек на уровне кромки деревьев, что позволяет выполнять такие полеты практически не замеченным.

На основании проведенного анализа можно определить основные причины, которые могут привести к летному происшествию это:

– сложность своевременного обнаружения проводов линий электропередач, временных телефонных линий и линий передачи данных;

– возможность столкновения со стаей птиц. Если одна птица может отклониться от легкомоторного воздушного судна, то для стаи такую задачу решить уже сложнее;

– сдвиги ветра у поверхности земли, приводящие к изменению траектории полета воздушного судна.

Все вышеописанное позволяет сделать вывод о том, что для повышения уровня безопасности полетов необходимо обеспечить контроль воздушного пространства таким образом, чтобы своевременно обнаруживать не только сами воздушные суда, совершающие полеты с нарушением существующего законодательства, но и определять место их взлета и посадки для последующего принятия решения о запрете эксплуатации таких воздушных судов. Вместе с тем особую опасность малоразмерные воздушные суда могут оказывать самолетам, выполняющим авиационные работы, либо магистральным самолетам, находящихся на этапах взлета или посадки. Для решения этой задачи необходимо знать летно-техническими характеристиками малоразмерных воздушных судов, способных совершать длительные полеты на малых высотах, в том числе и в условиях пересеченной местности. Основные параметры наиболее используемых воздушных судов малой авиации приведены в табл. 1.

Таблица 1

Летно-технические характеристики воздушных судов малой авиации

Тип воздушного судна	Страна-производитель	Крейсерская скорость, км/ч	Дальность полета, км	Максимальная высота полета, м
Piper Seneca PA-34	США	350	1611	7620
Be 76 Duchess	США	280	1445	6800
Cessna 172	США	228	2172	4116
Рысачок	Россия	400	2000	6000
L-410	Чехия	400	990	4200
Morava L200D	Чехия	256	1710	5700

Тактико-технические характеристики представляют собой совокупность качественных и количественных параметров авиационной техники, описывающие ее эксплуатационные возможности. Рассмотрение тактико-технических характеристики необходимо для того, чтобы определить возможности существующих типов радиолокационных станций по своевременному обнаружению объектов малой авиации, выполняющих полеты с нарушением действующего законодательства, и обеспечить своевременную выдачу информации о наличии малоразмерных радиолокационных целей в контролируемой зоне воздушного пространства. К основным тактико-техническим характеристикам радиолокационных станций относится: зона обзора радиолокационной станции, измеряемые координаты, точность измерения координат и скоростей радиолокационных целей, разрешающая способность, эксплуатационная надежность и помехозащищенность.

Зона обзора радиолокационной станции – область воздушного пространства, в пределах которой воздушное судно, обладающее заданными отражательными свойствами (эффективной площадью рассеяния), может быть обнаружено с вероятностью правильного обнаружения не хуже, чем 0,5–0,99. Этот параметр характеризуется минимальной и максимальной дальностью обнаружения, секторами обзора по азимуту и углу места (рис. 1).

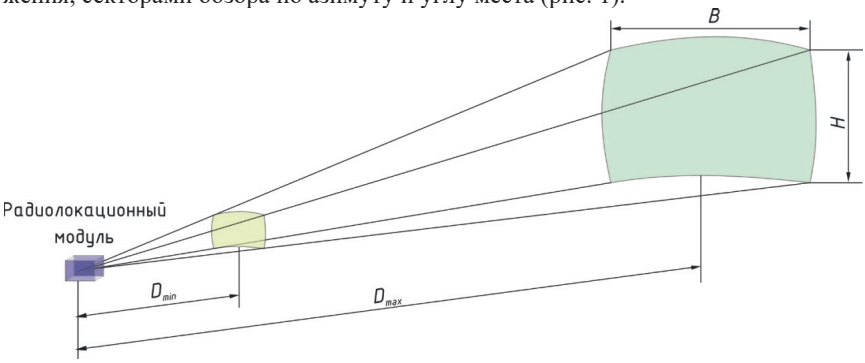


Рис. 1. Зона обзора радиолокационной станцией воздушного пространства

Определение требуемых технических характеристик существующих радиолокационных станций будем производить исходя из условий совершения несанкционированного полета объектом малой авиации вблизи взлетно-посадочной полосы аэропорта Пулково.

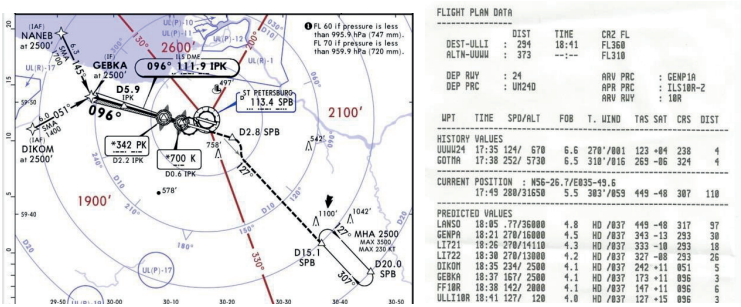
Вначале определим минимальную дальность D_{min} обнаружения радиолокационными станциями обзора воздушного пространства самолетов малой авиации.

Теоретически расстояния, на которых может появиться самолет, являющийся помехой для воздушного судна, находящегося на этапе взлета или посадки могут быть достаточно малы. В связи с этим необходимо определить минимальное значение дальности обнаружения малоразмерных воздушных судов.

Эта дальность должна обеспечивать достаточный временной запас для передачи команды о нахождении препятствия в районе взлетно-посадочной полосы на борт воздушного судна. В дальнейшем в зависимости от того на каком этапе полета находится воздушное судно оно либо имеет возможность ухода на второй круг, либо же прекращает взлет. Поскольку прекратить взлет легче, чем возвратить воздушное судно на второй круг непосредственно на глиссаде определим необходимое удаление воздушного судна, при котором выдача команды ухода на второй круг будет связана с минимальным риском для пилотирования воздушного судна.

На этапе посадки пилотируемое воздушное судно входит в глиссаду для последующего приземления на взлетно-посадочную полосу. В аэропорту Пулково (г. Санкт-Петербург) существует две взлетно-посадочные полосы и, соответственно, четыре направления для осуществления посадки. В качестве примера рассмотрим одну из них и два различных направления для посадки: 10R и 28L [5]. Посадка на полосу 10R (рис. 2, а) осуществляется по схеме захода, которая содержит прохождение шести промежуточных пунктов маршрута, после чего осуществляется вход в глиссаду и посадка.

Согласно плану полета, представленному на рис. 2, б, при посадке на полосу 10R расстояние, начинаемое от входа в аэродромную зону и заканчиваемое полной остановкой воздушного судна, составляет 91 морскую милю (около 168 км), время прохождения всего маршрута – 20 минут.



а)

```
FLIGHT PLAN DATA
----------------
  DEST-ULLI  :  294   18:41   FL360
  ALTN-UUWW  :  373   --:--   FL310

  DEP RWY    : 24                ARV PRC    : GENP1A
  DEP PRC    : UM24D             APR PRC    : ILS10R-Z
                                 ARV RWY    : 10R

 WPT    TIME   SPD/ALT    FOB  T. WIND    TAS SAT  CRS  DIST
-------------------------------------------------------------
HISTORY VALUES
UUUU24 17:35 124/  670    6.6 270°/001  123 +04  238     4
GOTMA  17:38 252/ 5730    6.5 310°/016  265 -06  324     4
-------------------------------------------------------------
CURRENT POSITION  : N56-26.7/E035-49.6
        17:49 280/31650   5.5 303°/059  449 -48  307   110
-------------------------------------------------------------
PREDICTED VALUES
LANSO  18:05 .77/36000    4.8  HD /037  449 -48  317    97
GENPA  18:21 270/16000    4.5  HD /037  343 -13  293    30
LI721  18:26 270/14110    4.3  HD /037  333 -10  293    18
LI722  18:30 270/13000    4.2  HD /037  327 -08  293    26
DIKOM  18:35 234/ 2500    4.1  HD /037  242 +11  051     5
GEBKA  18:37 167/ 2500    4.1  HD /037  173 +11  096     3
FF10R  18:38 142/ 2000    4.1  HD /037  147 +11  096     6
ULLI10R 18:41 127/  120   4.0  HD /037  127 +15  096     3
```

б)

Рис. 2. Пояснение к посадке воздушного судна на полосу 10R:
а – карта полета; б – план полета

Сам этап посадки начинается при входе в глиссаду. В этой схеме он осуществляется на удалении от взлетно-посадочной полосы на расстоянии 6 морских миль (около 12 км) на высоте 2000 футов (около 600 м). Перед входом в глиссаду пилотируемое воздушное судно проходит два промежуточных пункта маршрута. Отсюда полное расстояние S проходимое воздушным судном до касания взлетно-посадочной полосы при скорости υ, равной 220 – 240 км/ч составляет приблизительно 15 морских миль (около 30 км).

На основании сказанного общее время необходимое воздушному судну для полета от точки безопасного ухода на второй круг до приземления составляет

$$t_{\min} = \frac{S}{\upsilon} = \frac{30}{240} = 0{,}125 \text{ час} = 7{,}5 \text{ мин},$$

$$t_{\max} = \frac{S}{\upsilon} = \frac{30}{220} = 0{,}14 \text{ час} = 8{,}4 \text{ мин}.$$

Таким образом, расчетное время необходимое воздушному судну, совершающему посадку на осуществление маневров от входа в глиссаду до полной остановки, составляет 7,5 минут.

Далее определим минимальную дальность обнаружения малоразмерного воздушного судна, после обнаружения которого еще возможно передать команду для ухода на второй круг. Принимая во внимание, что после обнаружения воздушного судна нарушителя радиолокационными средствами и передачи соответствующей команды диспетчером пункта «подход» на борт воздушного судна уходит до 1 минуты, а также минимально и максимально возможные скорости полета малоразмерный судов (табл. 1) получим:
для воздушного судна типа Cessna 172

$$D_{\min} = \upsilon \cdot \left(t_{\min} + 1 \text{мин}\right) = 228 \cdot 0{,}142 = 32{,}3 \text{ км};$$

для воздушного судна типа Рысачок

$$D_{\min} = \upsilon \cdot \left(t_{\min} + 1 \text{мин}\right) = 400 \cdot 0{,}142 = 56{,}8 \text{ км}.$$

На основании проведённых расчётов следует, что необходимое значение минимальной дальности обнаружения малоразмерных воздушны судов должно быть не менее 56,8 км.

Для определения сектора обзора по азимуту В и углу места Н примем во внимание следующее. Перед совершением посадки воздушное судно проходит точку, с которой командир воздушного судна может безопасно прервать процедуру посадки и принять решение об уходе на второй круг. Согласно подпункту г Приложения к Правилам Приказа Минтранаса России № 128 «абсолютная высота принятия решения или относительная высота принятия решения – установленная абсолютная или относительная высота при заходе по схеме точного захода на посадку или заходе на посадку с вертикальным наведением, на которой должен быть начат прерванный заход на посадку (уход на второй круг) в случае, если не установлен необходимый визуальный контакт с ориентирами для продолжения захода на посадку» [1]. Также этот подпункт говорит о том, что высота принятия решения при заходе на посадку зависит от типа и категории аэродрома и по допустимому метеоминимуму не может быть более 60 метров.

Согласно [1, 2, 3] высота полета малоразмерного воздушного судна может быть достаточно большой и лежать (табл. 1) в пределах от 990 до 7200 метров. Также стоит отметить, что высота полета пилотируемого воздушного суд-

на над дальним маркерным маяком в аэропорту Пулково составляет приблизительно 240 метров, а над ближним маркерным маяком около 90 метров (рис. 3). В связи с этим возникает необходимость обнаружения и сопровождения самолетов нарушителей на высотах до 90 метров, так как их характеристики позволяют совершать полеты во всех диапазонах высот, на которых производят снижение воздушные суда и тем самым привести к угрозе их столкновения.

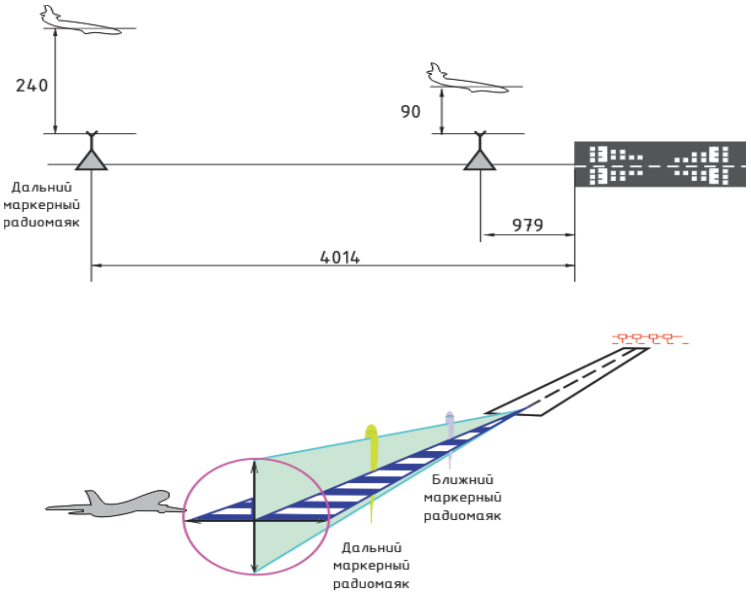


Рис. 3. К обоснованию зоны обзора

Ширина зоны обзора по азимуту определяется исходя из необходимости создания сплошного радиолокационного поля в пределах периметра ограждения вокруг взлетно-посадочной полосы. Например, если радиолокационная станция будет установлена вдоль оси взлетно-посадочной полосы соответствующего направлению 10R, то зона внешнего ограждения аэропорта расположена на удалении 600 м в ту и другую сторону.

Следовательно, для обеспечения перекрытия всего участка, равного 1200 м необходимо обеспечить радиолокационный контроль в секторе определяемым выражением

$$\Theta = \operatorname{arctg}\left(\frac{D}{L}\right),$$

где D – расстояние до внешнего ограждения вдоль взлетно-посадочной полосы; L – расстояние до внешнего ограждения поперек взлетно-посадочной полосы.

Тогда необходимый сектор сканирования будет равен

$$\Theta = arctg\left(\frac{360}{650}\right) \approx 30\,град.$$

Соответственно полный сектор наблюдения будет равен 60 град.

Следующим шагом является нахождение разрешающей способности радиолокационной станции. Разрешающая способность по дальности оценивается минимальным расстоянием между двумя целями, находящимися на одном направлении, при котором эти цели наблюдаются отдельно. Она рассчитывается по следующей формуле:

$$\Delta D = \frac{c \cdot \tau_и}{2},$$

где c – скорость света; $\tau_и$ – длительность сжатого импульса;

В результате получаем

$$\Delta D = \frac{c \cdot \tau_и}{2} = \frac{3 \cdot 10^8 \cdot 1{,}8 \cdot 10^{-6}}{2} = 270.$$

Если расстояние между двумя целями окажется менее 270 м, то система воспримет их как одну цель.

Заключение

Таким образом, малоразмерные воздушные суда обладают достаточными характеристиками, чтобы оказаться в зоне аэродрома и создать аварийную ситуацию на этапе посадке магистрального воздушного судна. Поэтому дальность обнаружения радиолокационной станции должна составлять не менее 57 км. Это расстояние является оптимальным для своевременного обнаружения малоразмерной цели, оповещения соответствующих служб о несанкционированном полете, а также предотвращения столкновения воздушного судна с этим летательным аппаратом. Высота обнаружения малоразмерных судов должна составлять до 300 м.

Библиографический список

1. Приказ Минтранса РФ от 31 июля 2009 г. № 128 «Об утверждении Федеральных авиационных правил "Подготовка и выполнение полетов в гражданской авиации Российской Федерации"» // Консультант плюс. URL: http://www.consultant.ru (дата обращения: 16.03.2021).

2. Приказ Минтранса РФ от 17.07.2008 № 108 (ред. от 23.06.2009) Об утверждении Федеральных авиационных правил «Подготовка и выполнение полетов в гражданской авиации Российской Федерации» (Зарегистрировано в Минюсте РФ 14.08.2008 № 12119). URL: http://www.consultant.ru. (дата обращения: 16.03.2021).

3. Федеральные правила использования воздушного пространства РФ: введены Постановлением Правительства РФ от 11.03.2010 № 138 (ред. от 02.12.2020) «Об утверждении Федеральных правил использования воздушного

пространства Российской Федерации». URL: http://www.consultant.ru/cons/cgi/online.cgi?req=home;rnd=0.5968759733346269 (дата обращения: 16.03.2021).

4. Авиафорум. Катастрофа ЕЭВС самолета Piper PA-28-180 RA-2659G в Ленинградской области 08.01.2021. URL: https://aviaforum.ru/threads/katastrofa-eehvs-samoleta-piper-pa-28-180-ra-2659g-v-leningradskoj-oblasti-08-01-2021.48372/page-2 (дата обращения: 29.03.2021).

5. Аэропорт ULLY. URL: https://www.platinumairways.org/ files/DOTW_Charts/ULLICharts201806.pdf (дата обращения: 04.04.2021).

6. Рысачок. Авиационная энциклопедия «Уголок неба». URL: http://www.airwar.ru/enc/la/rysachok.html (дата обращения: 04.04.2021).

УДК 621.372

С. С. Поддубный*
кандидат технических наук, доцент
В. С. Осипов*
магистр
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ЦИКЛ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ «ИССЛЕДОВАНИЕ ФУНКЦИЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ РАДИОСИГНАЛОВ»

Представленный цикл лабораторных работ предназначен для студентов высших учебных заведений, обучающихся по программам подготовки бакалавров 11.03.01 «Радиотехника», 05.12.14 «Радиолокация и радионавигация» и магистров 11.04.01 «Радиотехника», 03.03.03, 03.04.03 «Радиофизика» и др. Цикл лабораторных работ выполнен в виде программы, написанной с помощью математического программного обеспечения MATLAB. Программа позволяет рассматривать простые и сложные сигналы с графической визуализацией их корреляционных функций, амплитудно-частотных спектров и функций неопределенностей. С помощью изменения параметров выбранного сигнала, возможно вычисление коэффициента сжатия сигнала и определение значения потенциальной разрешающей способности сигнала по дальности и по скорости.
Ключевые слова: простые и сложные сигналы, функция неопределенности, корреляционная функция, разрешающая способность, коэффициент сжатия.

S. S. Poddubny*
PhD, Tech., Associate Professor
V. S. Osipov*
Master
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

LABORATORY WORK CYCLE «INVESTIGATION OF UNCERTAINTY FUNCTIONS OF RADIO SIGNALS»

Presented cycle of laboratory works is designed for the students of higher educational institutions, studying on training programs of Bachelor's 11.03.01 "Radio Engineering", 05.12.14 "Radiolocation and Radio Navigation" and Master's 11.04.01 "Radio Engineering" etc. The cycle of laboratory works is executed as a programme written with MATLAB mathematical software. The programme allows to consider simple and complex signals with graphic visualisation of their correlation functions, amplitude-frequency spectra and uncertainty functions. By changing the parameters of the selected signal it is possible to calculate the signal compression ratio and to determine the value of the signal's potential range and velocity resolving power.
Keywords: simple and complex signals, uncertainty function, correlation function, resolution, compression coefficient.

Программа для выполнения лабораторных работ «Функции неопределенности простых и сложных сигналов» [1–7] позволяет выполнять расчеты и построение моделей простых и сложных сигналов, а также:

– демонстрировать на графиках различные виды сигналов (простых и сложных) при заданных начальных параметрах (длительность сигнала, начальная фаза сигнала, частота несущей сигнала и др.), вводимых с клавиатуры;

– сравнивать между собой сигналы с различным видом модуляции (амплитудная, частотная, фазовая);

– вычислять и визуализировать на графике автокорреляционную функцию выбранного сигнала;

– вычислять и визуализировать на графике функцию неопределенности выбранного сигнала с возможностью отображения сечений функции неопределенности в горизонтальной и вертикальной плоскостях;

– определять сравнительную потенциальную разрешающую способность простых и сложных сигналов по дальности и скорости.

Интерфейс рабочего окна программы к лабораторным работам по теме «Функции неопределенности простых и сложных радиосигналов» представлен на рис. 1.

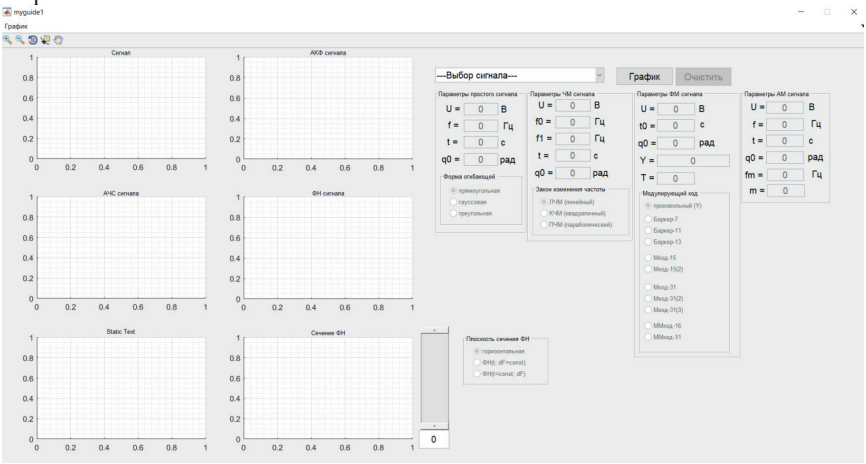


Рис. 1. Интерфейс программы к лабораторным работам по теме «Функции неопределенности простых и сложных радиосигналов»

В данной программе простые сигналы представлены в виде гармонических колебанийс возможностью выбора вида огибающей: прямоугольная, треугольная, гауссовая.

Сложные сигналы представляют модулированные радиосигналы с разными видами модуляции: амплитудной (АМ), частотной (ЧМ), фазовой (ФМ). Для АМ сигналов задается коэффициент модуляции. Для ЧМ сигналов возможен выбор закона изменения частоты: линейный, квадратичный, параболический. Для ФМ сигналов задается закон изменения фазы, который определяется выбранной кодовой последовательностью в формате {0,1}. Кодовая последовательность может задаваться произвольной или выбираться из предложенного списка: коды Баркера длиной *N*, равной 7, 11, 13; М-последовательности дли-

ной N, равной 15 и 31, минимаксные последовательности (ММ) длиной N, равной 16 и 32.

В рабочем окне программы (см. рис. 1) для каждого вида сигнала задана панель ввода начальных параметров сигналов, которая активируется при выборе того или иного вида сигнала.

Панель параметров для простого сигнала позволяет задаватьамплитуду сигнала (U, В), несущую частоту сигнала (f, Гц), длительность сигнала (t, с), начальную фазу сигнала (q_0, рад) и форму огибающей сигнала.

Форма записи исследуемого простого сигнала:

$$s(t) = A(t) \cdot U \cdot \cos(2\pi f_0 t + \Psi(t) + \phi_0),$$

где $A(t)$ – форма огибающей сигнала: прямоугольная, $A(t) = 1$; гауссовая, $A(t) = U_0 \cdot \exp \cdot (-\pi \cdot (\frac{t}{t_{имп}})^2)$; треугольная, $A(t) = 1 \pm \frac{t}{t_{имп}/2}$; $\Psi(t)$ – внутриимпульсная модуляция, $\Psi(t) = 0$.

Панель параметров для ЧМ сигналапозволяет задавать амплитуду сигнала (U, В), начальную частоту сигнала (f_0, Гц), конечную частоту сигнала (f_1, Гц), длительность сигнала (t, с), начальную фазу сигнала (q_0, рад), закон изменения частоты сигнала.

Форма записи ЧМ сигнала с линейным законом изменения частоты:

$$s(t) = U \cdot \cos\left[2\pi \cdot (f + \frac{bt}{2})t + \phi_0\right],$$

где f – центральное значение несущей частоты, $f = \frac{f1 + f0}{2}$, $b = \frac{f1 - f0}{t}$.

Форма записи ЧМ сигнала с квадратичным законом изменения частоты:

$$s(t) = U \cdot \cos\left[2\pi \cdot (f + \frac{bt^2}{3})t + \phi_0\right],$$

где f – центральное значение несущей частоты, $f = \frac{f1 + f0}{2}$, $b = \frac{f1 - f0}{t^2}$;

Форма записи ЧМ сигнала с параболическим законом изменения частоты:

$$s(t) = U \cdot \cos\left[2\pi \cdot (f + \frac{2bt^{1,5}}{3})t + \phi_0\right],$$

где f – центральное значение несущей частоты, $f = \frac{f1 + f0}{2}$, $b = \frac{f1 - f0}{\sqrt{t}}$.

Панель параметров для ФМ сигнала позволяет задаватьамплитуду сигнала (U, В), длительность парциального импульса ($t0$, с),начальную фазу сигна-

ла (*q0*, рад),количество периодов (*T*), закон изменения фазы в формате {1,0}, где значению {1} соответствует значение фазы сигнала 0º, а значению {0} – значение фазы сигнала 180º. При выборе произвольного закона изменения фазы *Y* – задаётся закон изменения фазы в формате {1,0}. При выборе фиксированного закона изменения фазы предлагается на выбор:

– код Баркера длиной *N*, равной 7, 11, 13;
– Мкод (М-последовательность длиной*N*, равной 15 и 31);
– ММкод (минимаксные коды длиной *N*, равной 16 и 32).

Форма записи ФМ сигнала:

$$s(t)_{\text{ФМ}} = U \cdot \cos(2\pi f_0 t + \Psi(t) + \phi_0),$$

где $\Psi(t)$ – внутриимпульсная модуляция, т.е. закон изменения фазы сигнала:

– Баркер-7, Ψ(t) = {1110010};
– Баркер-11, Ψ(t) = {11100010010};
– Баркер-13, Ψ(t) = {1111100110101};
– Мкод-15, Ψ(t) = {100011110101100};
– Мкод-15(2), Ψ(t) = {100010011010111};
– Мкод-31, Ψ(t) = {10000101011101100011111100110100};
– Мкод-31(2), Ψ(t) = {10000100101100111110000110111010};
– Мкод-31(3), Ψ(t) = {10000110010011111101110001010110};
– ММкод-16, Ψ(t) = {1111000101011011};
– ММкод-32, Ψ(t) = {10100101111100001100110111011111};

С помощью панели меню «График» рабочего окна программы возможно отображение выбранного графика в отдельном окне для более детального рассмотрения. Для удобства просмотра и изменения выбранных графиков под панелью меню «График» расположена панель инструментов, с помощью которой возможны функции масштабирования, вращения, перемещения выбранного графика в пределах окна отображения, а также функции выделения точек с отображением значений координат на выбранном графике.

Порядок работы с программой следующий: необходимо на панели выбора сигнала определить тип сигнала (простой, АМ сигнал, ЧМ сигнал, ФМ сигнал). Затем, в соответствии с выбранным типом сигнала, задать начальные параметры сигнала и нажать кнопку «График». На экране отобразятся графики соответствующих функций, расположенные в соответствующих областях рабочего окна программы. После чего возможна работа с графиками в рабочем окне программы или в отдельном окне. Для построения новых графиков другого типа сигнала или такого же типа сигнала, но с новыми параметрами, необходимо очистить текущие графики, нажав кнопку «Очистить», а затем провести новое построение с необходимыми параметрами сигнала.

Для примера на рис. 2 приведен результат работы программы для простого сигнала с прямоугольной огибающей и на рис. 3 для ЧМ сигнала с линейным законом изменения частоты.

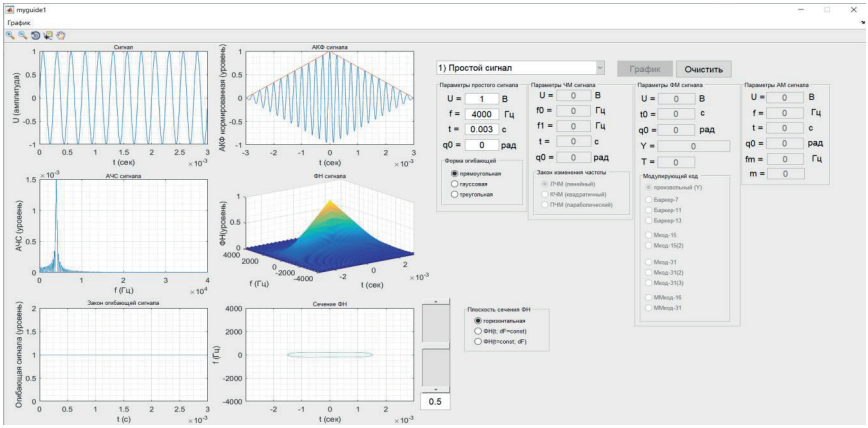


Рис. 2. Параметры модели: простой сигнал, f=4000 Гц, t=3мс

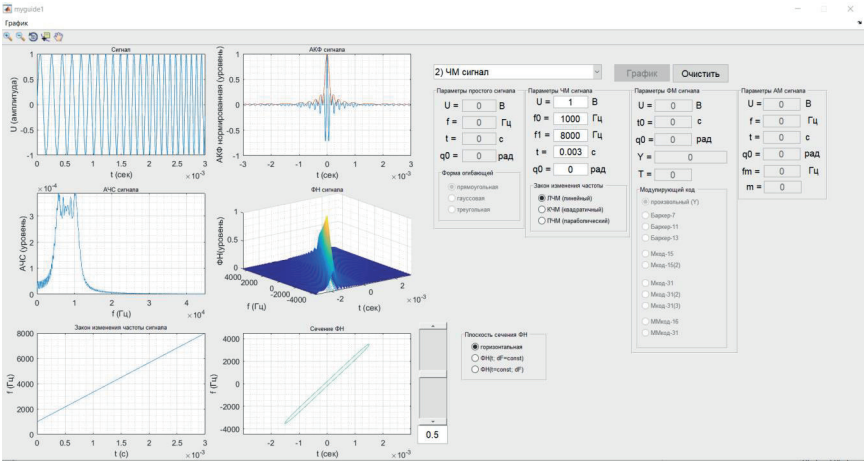


Рис. 3. Параметры модели: ЧМ сигнал, закон изменения частоты – линейный, f0=1 кГц, f1=8 кГц, t=3 мс

Цикл лабораторных работ «Исследование функций неопределенности радиосигналов» рассчитан для студентов, изучающих параметры и свойства простых и сложных сигналов. С помощью разработанной программы студенты могут проводить исследования в области определения разрешающей способности сигналов по дальности и по скорости, понимать процесс сжатия сигналов для разных видов модуляций и вычислять коэффициент сжатия, рассматривать сечения функций неопределенностей выбранных сигналов с заданными параметрами вместе с их АЧС и АКФ. Интерфейс программы разработан с помо-

щью математического ПО MATLAB, который интуитивно понятен и при работе с которым у студентов не должно возникнуть серьезных затруднений. Помимо лабораторных работ с помощью данной программы возможно чтение курса лекций и проведение практический работ преподавателем с целью визуальной демонстрации получаемых результатов.

Библиографический список

1. Маковецкий П. В., Охонский А. Г., Поддубный С. С. Сложные сигналы: учеб.-метод. пособие. СПб.: ГУАП, 2010. 66 с.

2. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. М: Советское радио, 1971. 587 с.

3. Варакин Л. Е. Теория сложных сигналов. М.: Советское радио, 1970. 380 с.

4. Бакулев П. А. Радиолокационные системы. М.: Радиотехника, 2004. 320 с.

5. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. В 2 т. Т. 2. М.: Мир, 1983. 256 с.

6. Гришин Ю. П., Ипатов В. П., Казаринов Ю. М. и др. Радиотехнические системы. М.: Высш. шк., 1990. 496 с.

7. Мэтьюз Г. Численные методы. Использование MATLAB. М.: Вильямс, 2001. 720 с.

УДК 621.317.39.084.2

А. В. Прусов*
кандидат технических наук, старший научный сотрудник
В. В. Кравченко*
соискатель
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ИЗМЕРЕНИЕ ЗАВИСИМОСТИ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ГАЗОВ ОТ ТЕМПЕРАТУРЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

Рассмотрен радиотехнический метод измерения температурной зависимости относительной диэлектрической проницаемости газов с применением термостабильных резонаторов измерительного и эталонного генераторов.
Ключевые слова: температурная зависимость относительной диэлектрической проницаемости газов, термостабильный резонатор.

A. V. Prusov*
PhD, Tech., Senior Research Employee
V. V. Kravchenko*
Applicant
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

MEASUREMENT OF THE DEPENDENCE OF THE RELATIVE DIELECTRIC CONSTANT OF GASES ON TEMPERATURE BY RADIO ENGINEERING

A radio engineering method for measuring the temperature dependence of the relative dielectric constant of gases using thermostable resonators of the measuring and reference generators is considered.
Keywords: temperature dependence of the relative dielectric constant of gases, thermostable resonator.

Рассмотрим результаты измерения зависимости относительной диэлектрической проницаемости от температуры в дециметровом диапазоне длин волн радиотехническим методом с применением термостабильных резонаторов измерительного и эталонного генераторов.

Эта температурная зависимость измерялась с помощью устройства, схема электрическая структурная которого приведена на рис. 1.

В основе этого устройства измерения $\varepsilon(T)$ газов лежат два генератора дециметрового диапазона с термостабильными резонаторами: измерительный, заполненный измеряемым газом, и эталонный с резонатором, заполненным техническим вакуумом. Термостабильность измерительного и эталонного резонаторов необходима для повышения точности измерения температурной зависимости относительной диэлектрической проницаемости газов. Термостабилизация резонаторов в этом устройстве решена применением термостабильного резонатора, защищенного Патентом РФ [1] и специально разработанного для создания этого устройства измерения $\varepsilon(T)$ газов.

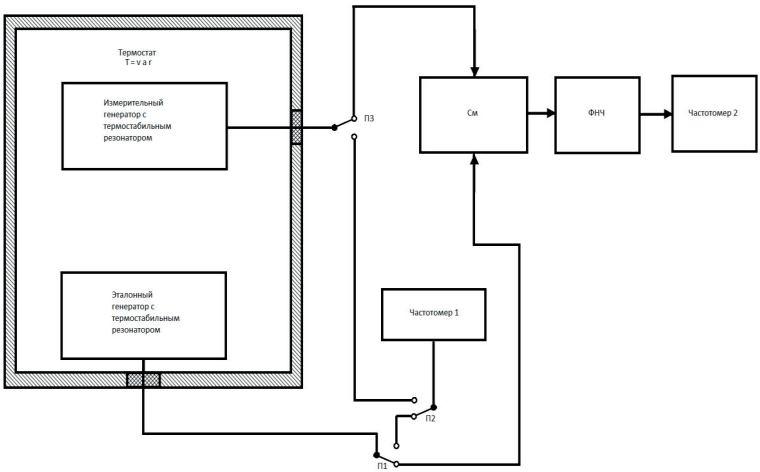


Рис. 1. Устройство измерения ε(T) газов. Схема электрическая структурная

В режиме калибровки при T=273К и P=10^5Па (причем давление может быть любым) генераторы измерительный и эталонный заполнены техническим вакуумом с ε_o=1. По частотомеру 1 пусть частота эталонного генератора f_o=350МГц.

Длина короткозамкнутого коаксиального измерительного генератора при ε_o=1

$$l_1(\text{см}) = \frac{c(\text{см}/\text{с})}{2\pi \cdot f_1} \cdot \operatorname{arctg} \frac{5{,}3c(\text{см}/\text{с})}{f_1 \cdot C_o(\text{пФ}) \cdot 138 \lg \frac{D}{d}}.$$

где c=3·10^{10}см/с – скорость электромагнитных волн в вакууме; C_0 – входная ёмкость активного элемента и ёмкость монтажа; D и d – диаметры внешнего и внутреннего проводников коаксиальной линии соответственно [2].

Частота измерительного генератора при калибровке равна f_1=351МГц. Тогда Δf_o=1МГц=f_1–f_o.

При заполнении резонатора измерительного генератора газом с ε(T) при фиксированном давлении p=const длина резонатора измерительного генератора будет равна

$$l_2(\text{см}) = \frac{c(\text{см}/\text{с})}{2\pi \cdot f_2} \cdot \operatorname{arctg} \frac{5{,}3c(\text{см}/\text{с}) \cdot \sqrt{\varepsilon(T)}}{f_2 \cdot C_o(\text{пФ}) \cdot 138 \lg \frac{D}{d}}.$$

При применении термостабильного резонатора [1] при изменении температуры T в широких пределах l_1(см)= l_2(см)= l(см).

Тогда

$$\frac{2\pi f_1 l(\text{см})}{c(\text{см}/\text{с})} = \operatorname{arctg}\frac{5{,}3\cdot c(\text{см}/\text{с})}{f_1\cdot C_o(\text{пФ})\cdot 138\lg\frac{D}{d}}.$$

Так как Δf_o=1МГц=f_1–f_o, то f_1=Δf_o+f_o=351МГц.

$$\frac{2\pi(\triangle f_o + f_o)\cdot l(\text{см})}{c(\text{см}/\text{с})} =$$

$$= \operatorname{arctg}\frac{5{,}3\cdot c(\text{см}/\text{с})}{(\triangle f_o + f_o)\cdot C_o(\text{пФ})\cdot 138\lg\frac{D}{d}}.$$

При заполнении газом с $\varepsilon(T)$ частота измерительного генератора

$$f_2 = f_1 + \triangle f_\text{ч} = \triangle f_o + f_o + \triangle f_\text{ч},$$

где $\triangle f_\text{ч}$ – показания второго частотомера. Тогда

$$\frac{2\pi(\triangle f_o + f_o + \triangle f_\text{ч})\cdot l(\text{см})}{c(\text{см}/\text{с})} =$$

$$= \operatorname{arctg}\frac{5{,}3\cdot c(\text{см}/\text{с})\cdot\sqrt{\varepsilon(T)}}{(\triangle f_o + f_o + \triangle f_\text{ч})\cdot C_o(\text{пФ})\cdot 138\lg\frac{D}{d}}.$$

Так как при заполнении резонатора измерительного генератора измеряемым газом с $\varepsilon(T)$ длина резонатора l(см) не меняется, то

$$\frac{1}{\triangle f_o + f_o}\operatorname{arctg}\frac{5{,}3\cdot c(\text{см}/\text{с})\cdot\sqrt{\varepsilon(T)}}{(\triangle f_o + f_o)\cdot C_o(\text{пФ})\cdot 138\lg\frac{D}{d}} =$$

$$= \frac{1}{\triangle f_o + f_o + \triangle f_\text{ч}}\operatorname{arctg}\frac{5{,}3\cdot c(\text{см}/\text{с})\cdot\sqrt{\varepsilon(T)}}{(\triangle f_o + f_o + \triangle f_\text{ч})\cdot C_o(\text{пФ})\cdot 138\lg\frac{D}{d}}.$$

Отсюда имеем

$$\operatorname{arctg}\frac{5{,}3\cdot c(\text{см}/\text{с})\cdot\sqrt{\varepsilon(T)}}{(\triangle f_o + f_o + \triangle f_\text{ч})\cdot C_o(\text{пФ})\cdot 138\lg\frac{D}{d}} =$$

$$= \frac{(\triangle f_o + f_o + \triangle f_\text{ч})}{\triangle f_o + f_o}\operatorname{arctg}\frac{5{,}3\cdot c(\text{см}/\text{с})}{(\triangle f_o + f_o)\cdot C_o(\text{пФ})\cdot 138\lg\frac{D}{d}}.$$

После несложных преобразований получим

$$\varepsilon(T)=\left\{\frac{\left(\triangle f_o+f_o\right)\cdot C_o(\text{пФ})\cdot 138\lg\frac{D}{d}}{5{,}3\cdot c\left(\text{см}/\text{с}\right)}\times\right.$$
$$\left.\times\operatorname{tg}\left[\left(\frac{\left(\triangle f_o+f_o+\triangle f_\text{ч}\right)}{\triangle f_o+f_o}\right)\operatorname{arctg}\frac{5{,}3\cdot c\left(\text{см}/\text{с}\right)}{\left(\triangle f_o+f_o\right)\cdot C_o(\text{пФ})\cdot 138\lg\frac{D}{d}}\right]\right\}^2. \quad (1)$$

Результаты измерений и вычислений значений ε(T) по уравнению (1) для газов влажного метана CH_4 (неполярный газ) с относительной влажностью m=50%, и для сухого аммиака NH_3 (полярный газ) с относительной влажностью m=0% при давлении p=10^5Па на частоте измерительного генератора, близкой к f=351МГц, сведем в табл. 1.

Таблица 1

Результаты измерений ε(T) для газов

	Влажный метан CH_4 с m=50%, p=10^5Па, f=351МГц		Сухой аммиак NH_3 с m=0%, p=10^5Па, f=351МГц	
T, К	$\varepsilon_{изм}$	$\varepsilon_{теор}$	$\varepsilon_{изм}$	$\varepsilon_{теор}$
273	1,000100	1,000908	1,008920	1,008678
283	1,000850	1,000906	1.008340	1,008101
293	1,000920	1,000904	1.007750	1.007583
303	1,000920	1,000903	1,007100	1,007114
313	1,000850	1,000901	1,006502	1,006690
323	1,000890	1,000900	1,006203	1,006305
333	1,000830	1,000899	1,005807	1,005954
343	1,000930	1,000898	1,005600	1,005633
353	1,000990	1,000897	1,005250	1,005339
363	1,000900	1,000896	1,005215	1,005069
373	1,000920	1,000895	1,005005	1,004821

По этим результатам измерений и вычислений зависимости ε(T) построим графики, приведенные на рис. 2.

В заключение отметим, что экспериментальные результаты измерения зависимости относительной диэлектрической проницаемости полярных и неполярных газов от температуры хорошо согласуются с теоретической температурной зависимостью относительной диэлектрической проницаемости газов в дециметровом диапазоне длин волн. Для полярных газов результаты экспериментов в начале дециметрового диапазона длин волн подтвердили справедливость использования уравнения Клаузиуса – Моссотти [3, 4] при наличии суммирования поляризуемости электронного смещения и поляризуемости дипольной ориентации.

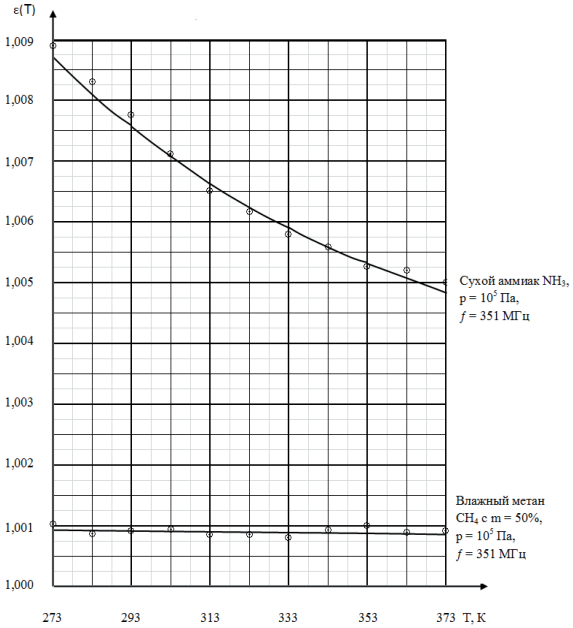


Рис. 2. Результаты экспериментов по измерению ε(T) газов
– теоретическое значение
– экспериментальные точки

При увеличении частоты дипольная поляризуемость перестает определять зависимость относительной диэлектрической проницаемости полярных газов, поэтому при разработке радиотехнических систем контроля параметров емкостей, заполненных полярными газами, необходимо снимать экспериментальную зависимость ε(T) полярных газов для рабочих диапазонов частот.

Библиографический список

1. Термостабильный резонатор: пат. на полезную модель. № 192872 РФ / В. В. Кравченко, А. Ф. Крячко, А. В. Прусов. Опубл. 03.10.2019; бюл. № 28.

2. Тимофеев В. М. Проектирование радиопередающих устройств. М.: Связь, 1965.

3. Mossotti O. F. Sull'influenza che l'azione di un mezzo dielettrico ha sulla distribuzione dell'elettricita alla superfice di piu corpi elettrici disseminati in esso // Memorie di matematica e di fisica della Societa italiana delle scienze. 1850. 2 pt. 2. C. 49–74

4. Clausius R. Die mechanische Behandiung der Electricitat. Zweite. Braunschweig: Druck und Veriag von Friedrich Vieweg und Sohn, 1879. 356 p.

УДК 551.501.8

М. Б. Рыжиков*
кандидат технических наук
Ю. А. Новикова*
кандидат физико-математических наук
В. Г. Сванидзе*
кандидат технических наук
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

О ПРОБЛЕМАХ РЕАЛИЗАЦИИ СИНТЕТИЧЕСКОГО МЕТОДА АСИММЕТРИЗАЦИИ НАПРАВЛЕННОСТИ МНОГОКАНАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ В АВИАЦИОННОМ МЕТЕОНАВИГАЦИОННОМ РАДИОЛОКАТОРЕ

Рассматриваемый в настоящей статье синтетический метод одностороннего снижение уровня боковых лепестков суммарной диаграммы направленности антенной системы является одним из вариантов защиты бортовой метеонавигационной станции, работающей в целевых режимах обзора воздушного пространства на предмет поиска опасных метеообразований и (или) точечных и групповых воздушных целей (пилотируемые самолеты и вертолеты либо беспилотники), от помеховых сигналов, приходящих от подстилающей поверхности. Метод является адаптивным: помеховые сигналы от Земли подвергаются пространственной режекции в целевом угломестном диапазоне, определяемом размерами по дальности текущей зоны обзора. К сожалению, практическая реализация метода обычно сопряжена с множеством дестабилизирующих факторов, например, ошибками амплитудно-фазового распределения по антенной решетке. В настоящей работе уделено особое внимание анализу влияния таких дестабилизирующих факторов на эффективность синтетического метода, а также на характеристики направленности и пеленга антенны бортового радиолокатора.
Ключевые слова: метеонавигационный радиолокатор, пространственная селекция помех, пеленгационная характеристика.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ), проект № 19-07-00205.

M. B. Rizhikov*
PhD, Tech.
Yu. A. Novikova*
PhD, Phys.-Math.
V. G. Svanidze*
PhD, Tech.
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ABOUT PROBLEMS OF IMPLEMENTING SYNTHETIC METHOD OF DIRECTIONAL ASYMMETRIZATION OF MULTYCHANNEL ANTENNA ARRAY IN AVIATION WEATHER NAVIGATION RADAR

Considered in this article synthetic method of a one-side reduction of the side lobes level of the total radiation pattern of the antenna system is one of the options to protect onboard weather radars, oper-

ating in the modes of airspace overview for searching for dangerous weather formations and/or point and group air targets (manned planes and helicopters or drones), from interference signals coming from the underlying surface. The method is adaptive: interference signals from the ground are subjected to spatial rejection in the purpose angular range, determined by the size of the range of the current overviewing area. Unfortunately, the practical implementation of the method is usually associated with many destabilizing factors, for example, errors in the amplitude-phase distribution over the antenna array. In this paper, special attention is paid to the analysis of the influence of the such destabilizing factors on the effectiveness of the synthetic method, as well as on the characteristics of the direction and direction-finding of antenna of the onboard radar.
Keywords: weather radar, spatial interference selection, direction finding characteristics.

Введение

В состав современного бортового оборудования летательного аппарата (ЛА) гражданской авиации входит метеонавигационный радиолокатор (МРЛС), который является наиболее важной его составляющей. Безопасность полета ЛА является ключевым фактором и именно на базе информации, полученной от МРЛС, экипаж может успешно решать задачи выбора безопасной траектории полета. В том случае, если на первоначальной траектории полета ЛА (заданной обычно бортовым компьютером) возникают, например, грозовые области или области сильных осадков, МРЛС предупредит экипаж о сложной метеорологической обстановке, в результате чего штурман скорректирует траекторию полета и ЛА обойдет атмосферное образование на безопасном расстоянии от него. Кроме того, моноимпульсный (многоканальный) режим работы МРЛС предоставляет экипажу ценную информацию о существовании иных ЛА (самолетов, вертолетов) в окружающем воздушном пространстве, что также способствует минимизации числа инцидентов в воздухе [1, 2].

Как для формировании детальной карты метеорологических объектов, так и для оценки углового положения ЛА моноимпульсным методом существенной проблемой является отражения от земной поверхности. Пусть ближняя и дальняя граница области обзора МРЛС определяется значениями $R_{\min}$ и $R_{\max}$, тогда при условии небольших высот полета ЛА h диапазон углов $\Delta\alpha_{бл}=[\alpha_{\min}; \alpha_{\max}]$ боковых лепестков суммарной диаграммы направленности (ДН), с которых приходит паразитный сигнал от земной поверхности определяется выражениями:

$$\alpha_{\min} = \arcsin\left(h/R_{\max}\right), \alpha_{\max} = \arcsin\left(h/R_{\min}\right).$$

В работах [3, 4] рассмотрены синтетический и компенсационный методы снижения уровня боковиков суммарной ДН в нижней полусфере в пределах диапазона углов $\Delta\alpha_{бл}$. В последующих разделах статьи рассматриваются особенности реализации синтетического метода и влияние дестабилизирующих факторов на уровень боковиков в указанном угловом диапазоне и на ошибку пеленга.

Особенности синтетического способа подавления боковых лепестков суммарной диаграммы направленности в заданном диапазоне угловых направлений

В работе [3] при описании синтетического метода сначала был рассмотрен сплошной (непрерывный) прототип линейного излучателя неограниченной

длины $D_x \to \infty$. Для такой антенны «идеальный» в смысле полного одностороннего подавления бокового излучения или приема множитель решетки (МН) $M_i(\chi)$ имеет вид:

$$M_{\mathrm{i}}(\chi)=\begin{cases}0 & \textit{если} \quad \chi<0\\ 2M_b(\chi) & \textit{если} \quad \chi\ge 0\end{cases},\ \chi=k\sin(\alpha), \tag{1}$$

где $M_b(\chi)$ – исходный «родительский» МН с симметричными боковыми лепестками, сформированный некоторым исходным амплитудо-фазовым распределением (АФР) $J_b(x)$; α – текущее направление (откладывается от нормали к антенне); $k=2\pi/\lambda$ – волновое число в воздушном пространстве; λ – длина волны в воздушном пространстве.

Множитель (1) удобно задать в виде следующей комплексной суммы [5]:

$$M_{\mathrm{i}}(\chi)=M_b(\chi)+jM_b^*(\chi), \tag{2}$$

где $M_b^*(\chi)$ определяется как сопряженный МН, которому соответствует сопряженное АФР $J_b^*(x)$; j – мнимая единица.

Равенство правых частей уравнений (1) и (2) имеет место только при следующем условии:

$$M_b^*(\chi)=-j\,\mathrm{sgn}(\chi)M_b(\chi),\ \mathrm{sgn}(\chi)=\begin{cases}1 & \textit{если} \quad \chi<0\\ -1 & \textit{если} \quad \chi\ge 0\end{cases}. \tag{3}$$

В соответствии с [6] МН и АФР прямолинейного излучателя бесконечной длины с точностью до множителя связаны между собой прямым и обратным преобразованиями Фурье:

$$M_b(\chi)=\int_{-\infty}^{\infty}J_b(x)\exp(j\chi x)dx;\ \ M_b^*(\chi)=\int_{-\infty}^{\infty}J_b^*(x)\exp(j\chi x)dx;$$

$$J_b(x)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}M_b(\chi)\exp(-j\chi x)d\chi;\ \ J_b^*(x)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}M_b^*(\chi)\exp(-j\chi x)d\chi, \tag{4}$$

где x – координатная ось вдоль линейной антенны.

Так как сопряженный МН равен произведению функции $-j\,sgn(\chi)$ и исходного $M_b(\chi)$, то по правилу свёртки

$$J_b^*(x)=J_b(x)\otimes F^{-1}\left[-j\,\mathrm{sgn}(\chi)\right]=\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{J_b(x')}{x-x'}dx', \tag{5}$$

где $\otimes$ – символ свёртки; $F^{-1}[.]$ – оператор обратного преобразования Фурье; x' – аргумент интегрирования. Выражение (5) для сопряженного МН представляет собой преобразование Гильберта от исходного МН.

Свойство линейности преобразований Фурье (4) позволяет сделать заключение, что для линейного излучателя неограниченной длины «идеальный» МН получается в случае формирования АФР в следующем виде

$$J_i(x) = J_b(x) + jJ_b^*(x). \qquad (7)$$

При переходе к ФАР конечной длины D_x интегралы в бесконечных пределах (4) и (5) заменяются конечными суммами по длине решетки D_x, а $J_b(x)$ и $J_b^*(x)$ дискретизируются [7]. Таким образом, выражение (7) преобразуется к виду:

$$J(n_x) = J_b(n_x) + jJ_b^*(n_x),\ J_b^*(n_x) = \frac{1}{\pi}\int\limits_{-0.5D_x}^{0.5D_x} \frac{J_b(x')}{x_{\text{er}}[n_x] - x'}dx',$$

где $x_{er}[n_x]$ – положение ЭИ на оси решетки OX, $n_x = 0..\ N_x–1$ – номер ЭИ, N_x – число ЭИ.

Оценка искажений и ошибок характеристик многоканальной антенной решетки с асимметризацией направленности синтетическим методом

При моделировании приняты следующие значения параметров: λ=0,03м; D_x=0,8м; N_x=80 и расстояние между соседними ЭИ d_x=0,01м. ДН ЭИ: cos(α). В качестве «родительских» АФР приняты распределения прямоугольной (m=1) и трапецеидальной (m=2) формы:

$$J_{b.1}(x) = \begin{cases} 1 & \text{если} \quad x \in \left[-0.5D_{\text{j.1}}; 0.5D_{\text{j.1}}\right] \\ 0 & \text{если} \quad x \notin \left[-0.5D_{\text{j.1}}; 0.5D_{\text{j.1}}\right] \end{cases},$$

$$J_{b.2}(x) = \begin{cases} \delta_2^{-1}\left(x + 0.5D_{\text{j.2}}\right) & \text{если} \quad x \in \left[-0.5D_{\text{j.2}}; -0.5D_{\text{j.2}} + \delta_2\right] \\ 1 & \text{если} \quad x \in \left[-0.5D_{\text{j.2}} + \delta; 0.5D_{\text{j.2}} - \delta_2\right] \\ -\delta_2^{-1}\left(x - 0.5D_{\text{j.2}}\right) & \text{если} \quad x \in \left[0.5D_{\text{j.2}} - \delta_2; 0.5D_{\text{j.2}}\right] \\ 0 & \text{если} \quad x \notin \left[-0.5D_{\text{j.2}}; 0.5D_{\text{j.2}}\right] \end{cases}.$$

Значения параметров АФР выбраны такими: $D_{j.1} = D_{j.2} = 0{,}5D_x$, $\delta_2 = 0{,}125D_{j.2}$

Пусть АФР задано с ошибками в некоторых ЭИ. Так для данных ЭИ распределение:

$$\left|J'(n_x)\right| = k_u\left|J(n_x)\right| \text{ и } \varphi'(n_x) = \varphi(n_x) + \varphi_u. \qquad (8)$$

где k_u и φ_u – коэффициент амплитудного искажения и фаза искажения соответственно.

Рассмотрим искажения характеристик антенной решетки при ошибках в каждом из трех различных ЭИ антенны в соответствии с табл. 1:

Таблица 1

Номера ЭИ с ошибочным АФР

m	$n0_x$	$n1_x$	$n2_x$
1	15	20	39
2	15	24	39

ЭИ с номером $n1_x$ характеризуется наибольшим значением $J(n_x)$. Номеру $n2_x$ соответствует один из центральных ЭИ решетки. Искажения (8) приводят к изменению среднего уровня боковых лепестков $L_m(k_u, \varphi_u)$ суммарной ДН $F_{\Sigma}(\alpha)$ в заданном диапазоне направлений $\Delta\alpha_{бл}$, с которых ожидается помеха от земной поверхности:

На рис. 1 представлены графики $L_m(k_u, \varphi_u)$ для различных ЭИ из табл. 1, для обоих АФР: m=1 и m=2. Необходимо отметить, что α_{min} выбран равным минус 45º, а α_{max} –направление, разделяющее главный лепесток и боковые лепестки в нижней полусфере.

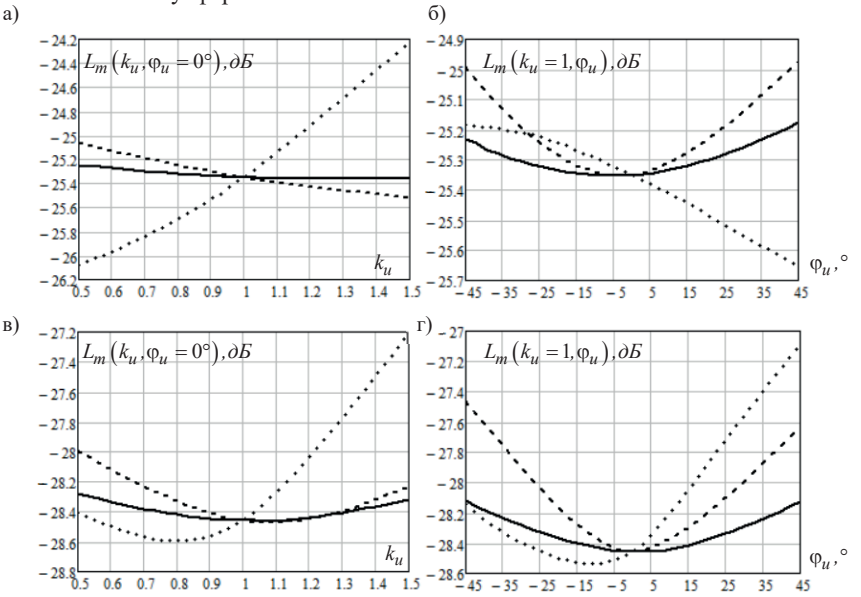


Рис. 1. Графики ε_1 (а, в) и δ (б, г)
для $n0_x$ (——), $n1_x$ (· · · ·) и $n2_x$ (- - - -) для m=1 (а, б) и m=2 (в, г)

Кроме изменения $L_m(k_u, \varphi_u)$, при $k_u \neq 1$ и $\varphi_u \neq 0$º наблюдается ошибка $\delta\alpha(\alpha)$ определения направления на цель по пеленгационной характеристике (ПХ), характеризуемая выражением: $\succ 0{,}5$, где $F_{ip}(P)$ – обратная пеленгационная характеристика (ОПХ), $F'_p(\alpha)$ – искаженная ПХ (рис. 2).

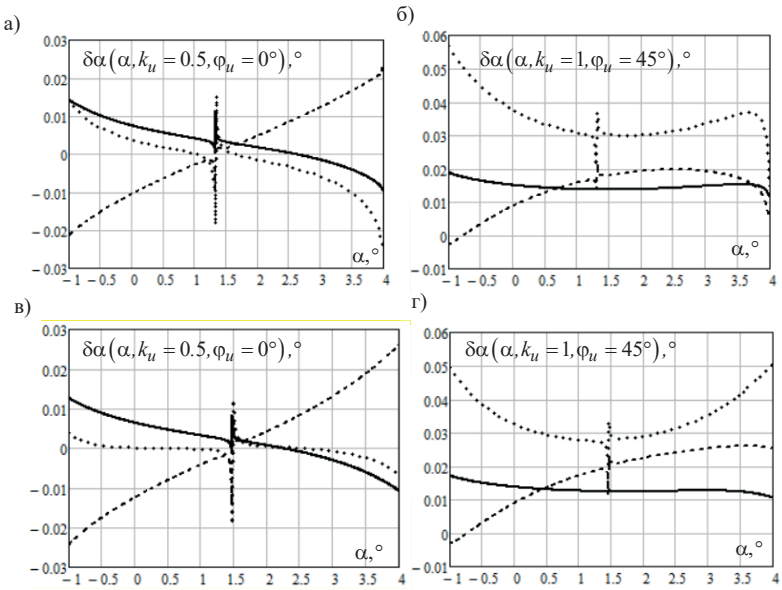


Рис. 2. Графики $\vartheta = \dfrac{P_{бок} - P_{бок.изл}}{P_{пад}}$ *(а, в) и* $P_{бок.изл}$ *(б, г) для* $n0_x$ (——), $n1_x$ (· · · ·) и $n2_x$ (- - - -)*для* m*=1 (а, б) и* m*=2 (в, г)*

Заключение

Рассмотрено влияние амплитудного коэффициента искажения k_u и фазы искажения φ_u на значение среднего уровня боковых лепестков $L_m(k_u, \varphi_u)$ суммарной ДН в диапазоне от первых боковых лепестков до минус 45º. Показано, что при значениях k_u от 0,5 до 1,5, а также при значениях φ_u от минус 45º до плюс 45º для отдельных ЭИ увеличение $L_m(k_u, \varphi_u)$ может быть до 1,1дБ для распределения m=1 и до 1,3дБ для m=2 (рис. 1). Наиболее значимый рост $L_m(k_u, \varphi_u)$ наблюдается при наиболее мощном ЭИ $n1_x$. В некоторых случаях наблюдается дополнительное уменьшение $L_m(k_u, \varphi_u)$. Это связано с тем, что рассмотренный подход к одностороннему снижению боковиков не сводился к оптимизационной задаче, поэтому могут иметь место подобные исключения. Тем не менее, такие проявления искажений редки, в основном искажения приводят к ухудшению характеристик ДН в смысле заданных критериев.

Кроме того, ошибки в АФР приводят к неточности определения направления на объект по ОПХ. На рис. 2 показано, что при k_u=0,5 отдельных ЭИ ошибка по углу $\delta\alpha(\alpha, k_u, \varphi_u)$ по модулю может достигать 0.025º как для распределения m=1, так и для m=2. При этом максимальные значения ошибки при ЭИ $n1_x$ и при ЭИ $n2_x$. Что касается влияния ошибок в фазовом распределении на качество

пеленга, то величина $\delta\alpha(\alpha, k_u, \varphi_u)$ может принимать значения до 0.06º при φ_u=45º (рис. 2). Наибольшие фазовые ошибки в наиболее мощном ЭИ $n1_x$.

Библиографический список

1. Авиационные радиолокационные комплексы и системы / Под редакцией П. И. Дудника. М.: Изд-во ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 2006. 1112 с.

2. Верба В. С., Ильчук А. Р., Лепехина Т. А. и др. Радиолокационные системы авиационно-космического мониторинга земной поверхности и воздушного пространства / Под ред. В. С. Вербы, Б. Г. Татарского. М.: Радиотехника, 2014. 574 с.

3. Крячко А. Ф., Рыжиков М. Б., Сванидзе В. Г. Уменьшение боковых лепестков диаграммы направленности многоканальной бортовой фазированной антенной решетки в нижней полусфере // Успехи современной радиоэлектроники. 2020. Т. 74. № 11. С. 44–52.

4. Ryzhikov M. B., Kryachko A. F., Svanidze V. G. Measurement of angular coordinates of point targets in the onboard weather navigation radar based on a multichannel phased antenna array with an assimetic pattern // Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, WECONF. 2020. P. 1–7.

5. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 2016. 528 с.

6. Сазонов Д. М. Многоэлементные антенные системы. Матричный подход. М.: Радиотехника, 2015. 144 с.

7. Robert J. Mailloux. Phased Array Antenna Handbook. 3rd ed. Artech House, 2017.

УДК 629.735.33

Е. В. Силяков*
кандидат технических наук, доцент
Ю. В. Бакшеева*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОЦЕНИВАНИЕ ТРАНСПОРТНЫХ ЗАПАЗДЫВАНИЙ СИГНАЛОВ В КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЯХ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ЧИСЛЕННЫХ МЕТОДОВ

Рассмотрен анализ адаптивного алгоритма оценивания транспортных запаздываний сигналов в корреляционных измерителях скорости и угла сноса на основе численных методов. Приведена итерационная процедура на основе уравнений Ньютона – Рафсона и его вариация с фиксированной производной.
Ключевые слова: измерители скорости и угла сноса, алгоритм измерения транспортных запаздываний, численные методы анализа параметров движения.

E. V. Silyakov*
PhD, Tech., Associate Professor
Yu. V. Baksheeva*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ESTIMATION OF TRANSPORT DELAYS OF SIGNALS IN CORRELATION METERS OF MOTION PARAMETERS BASED ON NUMERICAL METHODS

Analysis of adaptive algorithm for estimation of transport delays of signals in correlation meters of speed and angle of demolition based on numerical methods is considered. An iterative procedure based on the Newton-Raphson equations is given, and its variation is with a fixed derivative.
Keywords: speed and demolition angle meters, transport lag measurement algorithm, numerical methods of motion parameter analysis.

При разработке бортовых информационно управляющих систем беспилотных летательных аппаратов применяются вопросы, решенные в системах автоматического управления и системного анализа, подразумевающие при создании сложных комплексов управления в виде декомпозиции на более мелкие подсистемы, оптимизация которых проводится с учетом частных критериев [1, 4]. Несмотря на отличия в конструкциях аэродинамического управления беспилотных летательных аппаратов, структуры их информационно-управляющих систем являются во многом общими, что следует из теории систем управления движущимися объектами.

При работе с навигационными параметрами, при ведении беспилотного летательного аппарата по заданной траектории в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки, при условиях ограничения массы, располагаемого на

борту оборудования, повышается необходимость использовании автономных измерителей параметров движения, обладающих доступными массогабаритными параметрами. В частности к таким системам можно отнести корреляционный измеритель скорости и угла сноса, способный обеспечить информацию о векторе путевой скорости в гиростабилизированной системе координат, которая совместно с координатором, необходима для формирования сигнала управления.

Для повышения точности измерения навигационных параметров представляет интерес рассмотреть алгоритм оценивания транспортных запаздываний в системах корреляционных измерителей путевой скорости и угла сноса на основе численных методов вычисления оценок максимального правдоподобия.

Измеритель имеет три приемных канала для определения путевой скорости и угла сноса. При измерении сигналов каналов взаимно корреляционной обработки рассогласования $\Delta_i = \tau_{Pi} - \tau_{Ti}$, $(i = 1,2)$, между неизвестной транспортной задержкой τ_{Ti} и регулируемой задержкой τ_{Pi} не превышают эффективную ширину Δ_E интервала взаимной корреляции сигналов. При моделировании и расчетах принято, что смеси сигналов на выходах линейных трактов являются нормальными случайными процессами и характеризуются корреляционной матрицей-функцией $\mathbf{R}(\Delta_1, \Delta_2)$, при условии рассогласования $\Delta_i = \tau_{Pi} - \tau_{Ti}$ $(i = 1,2)$. Аргументы МКФ $\mathbf{R}(\Delta_1, \Delta_2)$ и параметры $\{V, \alpha\}$ связаны соотношениями $V = f_1(\Delta_1, \Delta_2; \tau_{p1}, \tau_{p2})$, $\alpha = f_2(\Delta_1, \Delta_2; \tau_{p1}, \tau_{p2})$, где выражения для функций $f_1(\bullet)$, $f_2(\bullet)$ определяются геометрией антенной системы и в силу принципа инвариантности устанавливают также связь между оценками максимального правдоподобия параметров $\hat{\tau}_{T1} = \tau_{p1} + \hat{\Delta}_1$, $\hat{\tau}_{T2} = \tau_{p2} + \hat{\Delta}_2$ и параметров $\hat{V} = f_1(\hat{\tau}_{p1}, \hat{\tau}_{p2})$, $\hat{\alpha} = f_2(\hat{\tau}_{p1}, \hat{\tau}_{p2})$.

Моделирование проведено для одной пары каналов, в предположении, что результаты расчетов для второй пары каналов будут идентичными. Статистическое описание сигналов выполнено в дискретном времени. Для упрощения реализации отсчетов задержки сигналов регулируемых каналов, целесообразно использовать цифровую обработку.

На выходе линейных трактов, в момент времени t_m, формируются отсчеты комплексных огибающих полезных сигналов и внутриприемных шумов z_{1m} и z_{2m}, задержанного на τ_{p1} и нерегулируемого соответственно. На интервале наблюдения формируется выборка $\mathbf{Z} = \{\mathbf{Z}_m\}$, $\mathbf{Z}_m = \{z_{1m}, z_{2m}\}^T$, независимых двумерных комплексных дискретных гауссовых процесса, свойства смесей принятых сигналов описывается матрицей корреляционных функций.

$$\mathbf{R}(\Delta) = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12}(\Delta) \\ R_{21}(\Delta) & R_{22} \end{bmatrix}, \qquad (1)$$

При неизвестных параметрах $\{\Delta, \mathbf{R}(\Delta)\}$, формируем дополнительную выборку $\mathbf{Z} = \{\mathbf{Z}_1 ... \mathbf{Z}_M, \mathbf{Z}_{M+!} ... \mathbf{Z}_{M+L}\}$, для преодоления априорной неопределенности.

Функция правдоподобия $L(\mathbf{R}(\Delta)/\mathbf{Z})$ для полученной выборки $\mathbf{Z}$ при условии, что $\Delta < \Delta_E$, определяется выражением

$$L(\Delta/\mathbf{Z}) = L_1((\mathbf{R}(\Delta)/\mathbf{Z}_1 ... \mathbf{Z}_M) L_2((\mathbf{R}(\Delta)/\mathbf{Z}_{M+1} ... \mathbf{Z}_{M+L}) =$$

$$= \prod_{m=1}^{M} \frac{\exp\left\{-Z_m^{\sim}\left[\mathbf{R}^{-1}(\Delta)\right]Z_m\right\}}{\pi^2 |\mathbf{R}(\Delta)|} \prod_{m=M+1}^{M+L} \frac{\exp\left\{-Z_m^{\sim}\left[\mathbf{R}^{-1}(\Delta)\right]Z_m\right\}}{\pi^2 |\mathbf{R}(\Delta)|}. \qquad (2)$$

Система уравнений, определяющая условия максимального правдоподобия для оценок $\{\Delta, \mathbf{R}(\Delta)\}$, обеспечивающая их идентифицируемость, имеет вид

$$\begin{cases} \dfrac{\partial}{\partial \Delta} \ln L_1\left(\mathbf{R}(\Delta)/\mathbf{Z}_1 ... \mathbf{Z}_M\right) = \Big|_{\Delta = \hat{\Delta}} 0 \\ \nabla_{\mathbf{R}} \ln L\left(\mathbf{R}(\Delta)/\mathbf{Z}_1, \mathbf{Z}_2 .. \mathbf{Z}_{M+L}\right) = \Big|_{\mathbf{R} = \hat{\mathbf{R}}} 0 \end{cases}. \qquad (3)$$

Здесь $\nabla_{\mathbf{R}} = \left[\partial/\partial R_{11}, \partial/\partial R_{12}, \partial/\partial R_{21}, \partial/\partial R_{22}\right]^T$ – оператор градиента по элементам матрицы корреляционных функций (1).

Для решения системы (3) использованы итерационный алгоритм Ньютона-Рафсона – алгоритм с фиксированной производной [1,4], поскольку данная система не разрешима относительно параметра Δ.

Согласно алгоритму с фиксированной производной, при известном аналитическом для матрицы корреляционной функции, вычислительная процедура имеет вид

$$\Delta_{n+1} = \Delta_n - c \cdot \left\{ -Msp\left[\left(\frac{\partial}{\partial \Delta}\mathbf{R}(\Delta_k)\right)\mathbf{R}^{-1}(\Delta_k)\right] + \right.$$

$$\left. + sp\left[\sum_{m=1}^{M}\left(Z_m Z_m^{\sim}\right)\mathbf{R}^{-1}(\Delta_n)\left(\frac{\partial}{\partial \Delta}\mathbf{R}(\Delta_n)\right)\mathbf{R}^{-1}(\Delta_n)\right]\right\}, \qquad (4)$$

где $n = 0,1...$ – номер шага итерационной процедуры, «с» – коэффициент, выбираемый в зависимости от закона распределения данных наблюдения [1]. При условии, что известно аналитическое выражение для матрицы корреляционных функций, итерационный алгоритм (4) позволяет вычислить оценку $\hat{\Delta}$ и, соответственно, оценку транспортного запаздывания сигналов $\hat{\tau}_T = \tau_P - \hat{\Delta}$.

При неизвестных матрица корреляционных и ее аргумент. Поэтому при использовании оценок требуется изменить вычислительную процедуру, основанную на алгоритме (4)

В соответствии с методом максимального правдоподобия информативный параметр τ_T на интервале оценивания считается неизвестным, но неизменным. Регулируемая задержка τ_{Pk}, $k=0,1...$, является параметром управления наблюдениями и используется для оценки транспортного запаздывания сигналов τ_T компенсационным методом [2,3]. Поэтому на n-м шаге процедуры формируется очередная совокупность выборочных данных $\{\mathbf{Z}_1...\mathbf{Z}_M, \mathbf{Z}_{M+!}...\mathbf{Z}_{M+L}\}$ при значении τ_{Pn}, полученном на предыдущем шаге, вычисляется оценка $\hat{\mathbf{R}}(\Delta_k)$, используемая в производной логарифма функции правдоподобия для формирования поправки и рассчитывается новое значение Δ_{n+1} для следующего цикла измерения транспортного запаздывания. На начальном шаге величина регулируемой задержки выбирается исходя из ее значения в момент принятия системой поиска решения о переводе системы в режим измерения.

Из второго уравнения системы (3) следует выражение для оценки максимального правдоподобия матрицы корреляционной функции, полученной при фиксированном значении Δ

$$\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{M+L}}(\mathbf{Z_1...Z}_{M+L}/\Delta)=\frac{1}{(M+L)}\left[\sum_{m=1}^{M}\mathbf{Z}_m\mathbf{Z}_m^{\sim}+\sum_{L=1}^{L}\mathbf{Z}_l\mathbf{Z}_l^{\sim}\right]. \qquad (5)$$

В результате подстановки оценки максимального правдоподобия из (5) в (4), и, с учетом, случая, приводящего к вырожденности информационной матрицы, при использовании только рабочей выборки, совместных оценок совокупности параметров $\{\Delta,\mathbf{R}(\Delta)\}$ матрицы корреляционной функции получить нельзя, и совокупность параметров $\{\Delta,\mathbf{R}(\Delta)\}$ является неидентифицируемой.

$$\Delta_{n+1}=\Delta_n-c\left\{sp\left[\sum_{l=1}^{M}\left(\mathbf{Z_l}\mathbf{Z_l}^{\sim}\right)\hat{\mathbf{R}}_{M+L}^{-1}(\Delta_n)\left(\frac{\partial}{\partial\Delta}\hat{\mathbf{R}}_{M+L}(\Delta_n)\right)\hat{\mathbf{R}}_{M+L}^{-1}(\Delta_n)\right]-\right.$$

$$\left.-Msp\left[\left(\frac{\partial}{\partial\Delta}\hat{\mathbf{R}}_{M+L}(\Delta_n)\right)\hat{\mathbf{R}}_{M+L}^{-1}(\Delta_n)\right]\right\}. \qquad (6)$$

Вследствие изложенного представляет интерес рассмотреть процедуру оценивания, основанную на классическом алгоритме Ньютона-Рафсона [1,4]. В этом случае вместо первого уравнения системы (3) при решении задачи используем процедуру

$$\Delta_{n+1}=\Delta_n-\frac{(\partial/\partial\Delta)\ln L\left(\mathbf{R}(\Delta_n)/\mathbf{Z_1...Z_M}\right)}{\left(\partial^2/\Delta^2\right)\ln L\left(\mathbf{R}(\Delta_n)/\mathbf{Z_1...Z_M}\right)},\ n=1,2,... \qquad (7)$$

Подставим в (7) выражения для первой и второй производных логарифма функции правдоподобия по параметру Δ и используем в них оценки макси-

мального правдоподобия матриц корреляционных функций. Выражение для второй производной имеет вид

$$\frac{\partial^2}{\partial\Delta^2}\ln L_1\left(\boldsymbol{\theta}/\mathbf{Z_1}...\mathbf{Z}_M\right)=$$

$$=-Msp\left\{\left[\left(\frac{\partial}{\partial\Delta^2}^2\mathbf{R}(\Delta)\right)\mathbf{R}^{-1}(\Delta)\right]-\left[\left(\frac{\partial}{\partial\Delta}\mathbf{R}(\Delta)\right)\mathbf{R}^{-1}(\Delta)\left(\frac{\partial}{\partial\Delta}\mathbf{R}(\Delta)\right)\mathbf{R}^{-1}\right]\right\}+$$

$$+sp\left\{\sum_{i=1}^{M}\left(\mathbf{Z_m}\mathbf{Z}_{\mathbf{m}}^{\sim}\right)\left[\left(-\mathbf{R}^{-1}(\Delta)\left(\frac{\partial}{\partial\Delta}\mathbf{R}(\Delta)\right)\mathbf{R}^{-1}(\Delta)\right)\frac{\partial}{\partial\Delta}\mathbf{R}(\Delta)\mathbf{R}^{-1}(\Delta)\right)+\right.$$

$$\left.+\mathbf{R}^{-1}(\Delta)\left(\frac{\partial^2}{\partial\Delta^2}\mathbf{R}(\Delta)\mathbf{R}^{-1}(\Delta)-\left(\frac{\partial}{\partial\Delta}\mathbf{R}(\Delta)\right)\mathbf{R}^{-1}(\Delta)\frac{\partial}{\partial\Delta}\mathbf{R}(\Delta)\mathbf{R}^{-1}(\Delta)\right)\right]\right\}. \quad (8)$$

Видно, что в результате подстановки в (7) выражений для первой и второй производных логарифм функции правдоподобия, замене неизвестной матрице корреляционных функций $\mathbf{R}(\Delta)$ оценкой максимального правдоподобия и использовании вместо оценок производных $\partial R(\Delta)/\partial\Delta$ и $\partial^2\mathbf{R}(\Delta)/\partial\Delta^2$ – конечных разностей соответствующего порядка [2], вычислительная процедура на основе алгоритма (7) окажется достаточно сложной.

Проиллюстрируем скорость сходимости процедур (4) и (6). Для описания реальной $r_C(\Delta)$ и мнимой $r_S(\Delta)$ составляющих комплексного взаимного коэффициента корреляции полезных сигналов на генеральной совокупности воспользуемся соотношениями, справедливыми при аппроксимации осесимметричных диаграмм направленности гауссовыми функциями [3]. В этом случае выражения для действительной и мнимой составляющих определяются соотношениями

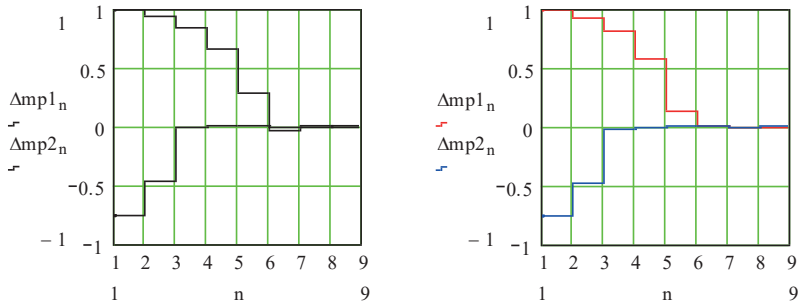
$$r_C(\Delta)=c\cdot\exp(-\Delta_E{}^2\cdot\Delta^2/2),$$

$$r_S(\Delta)=c\cdot\sqrt{\frac{2}{\pi}}\times(\Delta_E\times\Delta)\times{}_1F_1\left(1,\frac{3}{2},\frac{(\Delta_E\times\Delta)^2}{2}\right), \quad (9)$$

где c – множитель, учитывающий влияние разноса антенн нерегулируемых каналов относительно первой в направлении, перпендикулярном оси беспилотного летательного аппарата, где ${}_1F_1(\alpha,\beta,z)$ – вырожденная гипергеометрическая функция.

На рис. 1 показано поведение аппроксимирующих последовательностей $\Delta mp1$ и $\Delta mp2$, сходящихся к значению $\Delta=\tau_3-\tau_E=0$, в зависимости от номера шага итерационной процедуры (4), использующей аналитически заданную матрицу корреляционных функций (1) с применением (9), для начальных значений $\Delta=1$ и $\Delta=-0.75$ соответственно, на правом графике приведены аналогичные зависимости для адаптивной процедуры (6), полученные методом мате-

матического моделирования, при отношения (по мощности) сигнал/шум в канале измерителя $a_{C1}^2 = a_{C1}^2 = a_C^2 = 13$ дБ.



Поведение аппроксимирующих последовательностей в зависимости от номера шага итерационной процедуры при аналитически заданной матрице и адаптивной процедуры полученной методом математического моделирования

Объем выборочных данных для процедуры (4) принят равным M=20. В адаптивной процедуре (6), требующей оценки матрицы корреляционной функции, объем выборочных данных на каждом шаге процедуры принят равным M=100, что иллюстрирует затраты на преодоление априорной неопределенности. Следуя [1] можно рассчитать дисперсии оценок, формируемых рассмотренными итерационными процедурами.

Видно, что предложенный алгоритм позволяет упростить вычислительные операции и уменьшить объем выборочных данных. Однако для повышения точности, с использованием данной процедуры, оценок необходимы расчеты качественных параметров.

Библиографический список

1. Закс Ш. Теория статистических выводов. М.: Мир, 1975. 776 с.

2. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Под общ. ред. И. Г. Арамановича. М.: Наука, 1968. 720 с.

3. Байдаков М. П., Силяков Е. В., Силяков В. А., Хоменко А. А. Адаптивная обработка сигналов в следящих системах корреляционных измерителей параметров движения ЛА. М.: Оборонная техника, 2003. Вып. 9. С. 32–35.

4. Системный анализ и принятие решений: словарь-справочник: учеб. пособие для вузов / Под ред. В. Н. Волковой, В. Н. Козлова. М.: Высш. шк., 2004. 616 с.

УДК 629.735.33

А. С. Слободнюк*
студент
Д. Ю. Мохорт*
студент
Д. А. Музафаров*
студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОБЗОР СУЩЕСТВУЮЩИХ МЕТОДОВ ОБНАРУЖЕНИЯ НИЗКОЛЕТЯЩЕЙ ЦЕЛИ

Рассмотрены методы обнаружения низколетящих целей. Описаны особенности и недостатки каждого метода.
Ключевые слова: низколетящая цель, радиолокация, обнаружение.

A. S. Slobodnyuk*
Student
D. Yu. Mokhort*
Student
D. A. Muzafarov*
Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

REVIEW OF EXISTING METHODS FOR DETECTING LOW-FLYING TARGETS

The article describes methods for detecting low-flying targets. Authors describe features and disadvantages of each method.
Keywords: low-flying targets, radar, detecting.

Обнаружение низколетящих целей – одна из самых трудных задач в радиолокации. Определение координат объектов осуществляется на фоне помех в условиях многократного переотражения сигнала от рельефа местности. В городе проблема обнаружения НЛЦ осложняется наличием большого количества высотных зданий и движущихся объектов. А уменьшение размера летательных аппаратов приводит к увеличению вероятности пропуска их РЛС.

Традиционным методом является использование стационарных радиолокационных станций обнаружения маловысотных целей (МРЛС). Такие РЛС располагаются на вышках и получают радиолокационную информацию непрерывно – азимут измеряется формированием диаграмм антенны в горизонтальной плоскости, дальность – временем запаздывания сигнала, который отражен от цели. Однако такие станции легко обнаружить и, как следствие, вывести из строя. Кроме того, зоны обнаружения НЛЦ ограничены, что приводит к уменьшению эффективности использования стационарных РЛС [1].

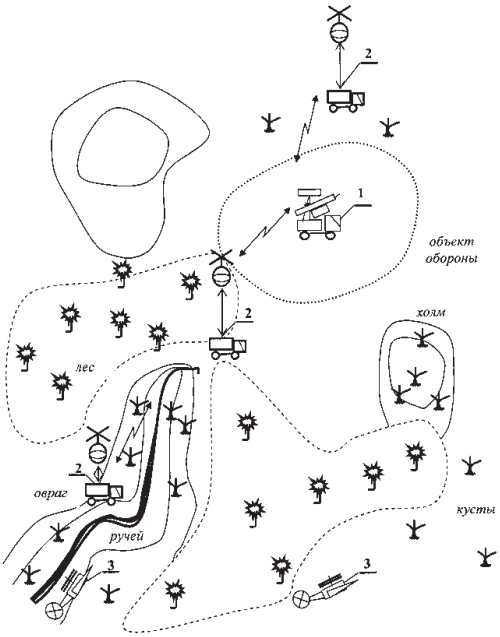
Зону обнаружения РЛС можно менять, используя мобильные РЛС. В состав транспортируемого радиолокационного комплекса входит легкая мачта или сборно-разборная металлическая опора (30–50 м), которая осуществляет подъем фазового центра антенны на необходимую для обнаружения высоту. Данный метод позволяет перебазировать РЛС на любые расстояния. Следует отметить, что габариты аппаратуры и антенн не должны усложнять транспортировку системы [2]. В случае с мобильными РЛС обнаружение целей осуществляется только в активном режиме излучения сигнала, что увеличивает вероятность обнаружения комплекса противником. Поэтому выбирается режим работы с последующим молчанием станции, что в свою очередь приводит к прекращению обнаружения.

Еще одним методом обнаружения низколетящих целей является применение РЛС загоризонтного обнаружения (РЛС ЗГО). Такие РЛС способны отслеживать перемещение воздушных объектов, находящихся на любой высоте, на расстоянии свыше 2000 км. Высокая дальность обнаружения обеспечивается тем, что ЗГ РЛС работают с декаметровыми волнами, которые отражаются от ионосферы. Несмотря на то, что движение ионосферы затрудняет обнаружение НЛЦ, такие станции могут обнаруживать как массовый взлет летательных аппаратов, так и одиночных объектов. Тем не менее их потенциала недостаточно для правильного обнаружения целей с малой ЭПР, что значительно ограничивает использование загоризонтных РЛС для малых и сверхмалых высот.

В последнее время широко исследуется метод, при котором производится подъем РЛС в воздух на летательных аппаратах. Несмотря на сложность эксплуатации, ограничение использования в сложных метеоусловиях и невозможность непрерывного сканирования, этот метод решает, пожалуй, главную задачу – дальность обнаружения низколетящей цели малых размеров увеличивается.

Рассмотрим способ обнаружения НЛЦ беспилотными вертолетами. В этом случае РЛС располагают на летательном аппарате и поднимают в воздух на высоту 0,5–1 км [3]. Сами беспилотные вертолеты имеют малые размеры (не более 2 м), могут зависать в воздухе, набирать скорость до 400 км/ч и менять направление полета на 180°. Это, безусловно, дает пространство для маневра: такая РЛС может скрываться от луча локатора, используя рельеф местности (русла рек, горы, деревья, строения). Такая станция работает в режиме активного излучения сигнала. Поэтому она также подвержена обнаружению противником, как и рассмотренные выше МРЛС.

Решение проблемы активного излучения сигналов от работающего летательного аппарата с РЛС предлагается в патенте № RU 2713645 C1. Предлагается использовать в качестве ЛА квадрокоптеры с установленными на них оптико-электронными системами. Такие системы наблюдения имеют малый вес оптики и малые габариты, что существенно снижает вероятность их обнаружения. И, пожалуй, главным преимуществом рассматриваемого метода является то, что обнаружение происходит без излучения радиоволн (в пассивном режиме). Кроме того, определение координат НЛЦ осуществимо при любых погодных условиях и в любое время суток в пределах прямой видимости.



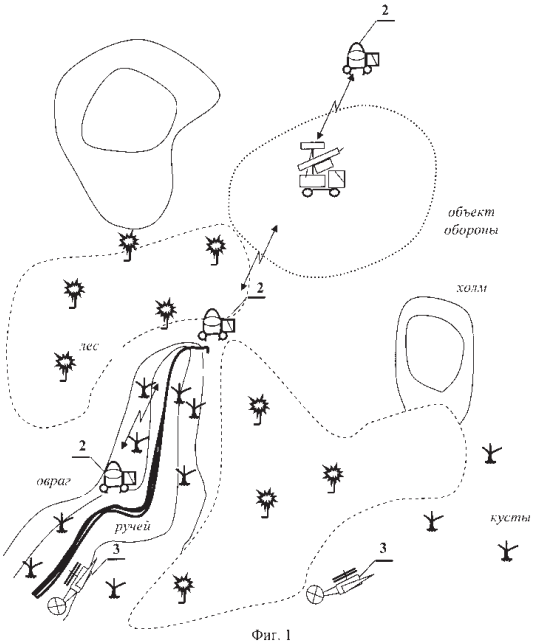
Фиг. 1

Рис. 1. Условная схема противовоздушной обороны объекта: зенитно-ракетный комплекс (1), мобильный пост воздушного наблюдения (2) с оптико-электронной системой, низколетящая цель (3)

ЭВМ обрабатывает полученную информацию – азимутальные углы, углы места и расстояние до цели [4]. Очевидным недостатком данного метода является сложность при обнаружении объекта, прячущегося в сложном микрорельефе. Также возникают трудности с определением координат закамуфлированного летательного объекта. Корректное обнаружение может быть обеспечено большим количеством квадрокоптеров, которые будут обозревать всю местность.

Оптико-электронная система обнаружения используется и в наземных комплексах. ЭВМ такой системы обрабатывает полученные радиолокационные сигналы. После проведенного анализа на обнаруженный объект нацеливается оптико-электронная система. Наблюдение за целью продолжается уже в пассивном режиме; осуществляется обработка полученных видеосигналов от НЛЦ [5].

В патенте № RU 2361235 C1 описывается система обнаружения низколетящих целей посредством установки выносных оптико-электронных систем на рельефах местности, которые осуществляют обнаружение НЛЦ при помощи РЛС и бортовой оптико-электронной системы [6].



Фиг. 1

Рис. 2. Схема противовоздушной обороны объекта: зенитно-ракетный комплекс (1), выносная оптико-электронная система (2), низколетящая цель (3)

Данный комплекс отличается компактным расположением РЛС обзора и целеуказания с фазированной антенной решеткой, оптико-электронной системы. Обнаружение происходит в активном режиме излучения сигнала с последующим молчанием. Необходимо учитывать тот факт, что дальность обнаружения связана с размерами входных зрачков системы. Поэтому обеспечение большей дальности обнаружения ведет за собой увеличение габаритов и массы системы. Кроме того, масса нагрузки, моменты инерции и трения будут расти при уменьшении ближней зоны. Оптико-электронные системы, имеющиеся на мировом рынке, позволяют обнаруживать цели при любых погодных условиях днем и ночью. Они обладают высокой чувствительностью, имеют высокие характеристики по дальности.

Главная задача в обнаружении низколетящих целей заключается в сохранении баланса между тактико-техническими характеристиками и технической реализацией комплексов. Важно понимать, что улучшение одних характеристик влечет за собой изменение других.

Традиционные методы обнаружения модернизируются, улучшаются их тактико-технические характеристики. Также исследуется внедрение новых методов, таких как использование оптико-электронных систем. Они, в свою оче-

редь, имеют свои особенности: они более мобильны, так как имеют меньший размер. Их можно разместить как на летательных аппаратах – квадрокоптерах или беспилотных вертолетах –, так и на наземных зенитно-ракетных комплексах. Маневренность таких систем характеризуется числом степеней свободы перемещения до 3D [8]. Помимо этого, стоимость оптико-электронной системы в разы меньше стоимости РЛС.

В настоящее время общего решения по обнаружению НЛЦ современными радиолокационными системами и другими системами обнаружения не существует.

Библиографический список

1. Маринко Г. И. Метод обнаружения скоростных маловысотных целей для «просветного» радиолокационного комплекса на базе загоризонтных РЛС наземного базирования // Журнал Сибирского федерального университета. Техника и технологии. 2017. № 10(4). С. 484–496.

2. Образцов Е., Пушков О. Маловысотные РЛС: шаг за шагом. URL: http://www.vko.ru/oruzhie/malovysotnye-rls-shag-za-shagom (дата обращения: 30.03.2021).

3. Табачук И. С., Ташкеев Л. Л. Угрозы с предельно малых высот // Воздушно-космическая оборона. 2007. № 1. С. 50–57.

4. Пат. № RU 2713645 C1, 05.02.2020. Способ обнаружения и сопровождения низколетящих целей / Б. Г. Майоров // Пат. РФ № 2018139979. 2020; бюл. № 4.

5. Василин Н. Я., Гуревич А. Л. Информационная система «Ракетная техника»: Зенитный ракетный комплекс «Avenger». Зенитные ракетные комплексы. Мн.: Попурри, 2002. 464 с.

6. Пат. № RU 2361235 C1, 10.07.2009. Способ обнаружения и сопровождения низколетящих целей / В. С. Безяев, Ю. А. Гайнов, Б. Г. Майоров // Пат. РФ № 2007145017/09. 2009; бюл. № 19.

7. Христенко А. В. Обнаружение низколетящих малоразмерных целей методом фоновой радиолокации: автореф. дис. Томск, 2019. 23 с.

8. Пат. № RU 2715499 C1, 28.02.2020. Способ непрерывной оптической связи с низколетящей целью / Б. Г. Майоров // Патент РФ № 2019107946. 2020; бюл. № 7.

УДК 621.397.46

В. М. Смирнов
кандидат технических наук, доцент
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

СПЕЦИФИКА ТЕХНОЛОГИИ OLED-ДИСПЛЕЕВ ДЛЯ СИСТЕМ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

В статье описан принцип работы органических светодиодов и систематизированы технологии дисплеев, работающих на их базе. Приведено описание OLED-технологий с учетом специфики применения их в устройствах отображения информации. Рассмотрены основные достоинства и недостатки данных технологий.
Ключевые слова: дисплей, OLED, TOLED, FOLED, SOLED.

V. M. Smirnov
PhD, Tech., Associate Professor
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

SPECIFICITY OF OLED DISPLAY TECHNOLOGIES FOR INFORMATION DISPLAY SYSTEMS

The article describes the principle of operation of organic light emitting diodes, and systematizes the displays implementation technologies based on them. Description of OLED designs technologies is given, taking into account the specifics of their application in information display devices. The main advantages and disadvantages of these technologies are considered.
Keywords: display, OLED, TOLED, FOLED, SOLED.

Введение

Сегодня все большее внимание уделяется разработке ТВ-экранов и дисплеев на основе новых технологий. Одним из направлений является использование органических светоизлучающих диодов.

Технология OLED первоначально называлась LEP-технология (Light Emitting Plastics). Началом исследований можно считать открытие в 1989 году группой химиков научной лаборатории Кембриджского университета веществ – светоизлучающих полимеров. В процессе исследования выяснилось, что открытые вещества обладают рядом свойств, которые позволяют использовать их при создании устройств отображения информации нового поколения [1, 2].

Светоизлучающие полимеры – это одна из разновидностей сопряженных полимеров, электропроводность разных представителей которых лежит в весьма широком диапазоне. Эти полимеры являются полупроводниками и, кроме того имеют свойство самоизолируемости. Но основное свойство этих материалов состоит в том, что при протекании через них электрического тока излучается свет.

Учитывая хорошую проводимость этих материалов, по проводимости они приближаются к меди, и свойство самоизолируемости первым применением стали изготовленные из них проводники. Поэтому они нашли применение для

изготовления проводящего покрытия электростатических динамиков, антистатических покрытий. А свойство самоизолированности позволило использовать их для изготовления электродов в аккумуляторах и батарейках.

Однако, наиболее интересной и перспективной технической областью применения, стало использование способности излучать свет при протекании электрического тока. Эта особенность полимерных пленок позволила создать различные устройства отображения визуальной информации, то есть дисплеев различного назначения – от маленьких, отображающих буквенно-цифровую информацию (дискретные индикаторы), до больших дисплеев для отображения графической информации и телевизионных экранов. Физический принцип работы органических светодиодов очень похож на работу светоизлучающего диода (LED – Light Emitting Diode), поэтому в настоящее время их называют OLED (Organic Light Emitting Diode) [3].

Принцип работы ячейки OLED

Ячейка OLED-дисплея представляет собой набор, выполненный путем последовательного размещения друг над другом тонких органических пленок между двумя проводниками (катодом и анодом). Таким образом, создается многослойная тонкопленочная структура. При подаче напряжения источника питания между катодом и анодом такой ячейки она начинает излучать свет.

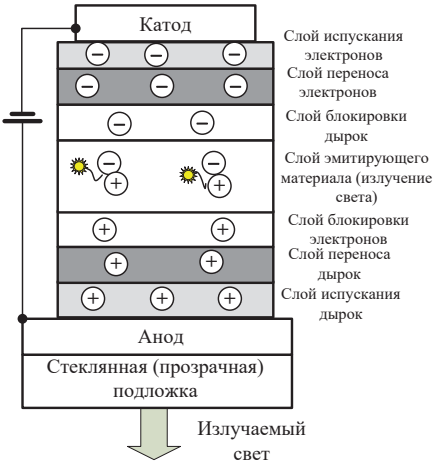


Рис. 1. Конструкция OLED-ячейки

Порядок расположения тонких пленок показан на рис. 1 [4, 5]. Каждая пленка выполняет определенные функции: генерация электронов или дырок (положительно заряженные частицы), слои переноса соответствующих носителей (электронов и дырок), слои блокировки и главный имитирующий слой. Работу OLED-ячейки можно пояснить, воспользовавшись рис. 1.

Положительное напряжение на аноде относительно катода приводит к генерации положительных частиц – дырок. Катод отдает электроны в слой испускания электронов. Под действием электрического поля начинает протекать электрический ток, то есть дырки движутся в слое переноса дырок к катоду, а электроны движутся в слое переноса электронов к аноду. В органических полупроводниках дырки обладают большей подвижностью, что обеспечивает им большую скорость движения по сравнению с электронами, поэтому эмитирующий слой, в котором электроны и дырки встречаются и происходит процесс рекомбинации находится ближе к катоду. При рекомбинации электрон захватывается дыркой, при этом происходит понижение энергии электрона. Избыток энергии излучается в виде электромагнитного излучения, в том числе в области видимого диапазона. В процессе рекомбинации участвуют не все носители заряда и, соответственно свободные электроны устремятся к аноду, а дырки к катоду. Слои блокировки электронов и дырок препятствуют движению последних соответственно к катоду и аноду. Кроме того, слой блокировки дырок увеличивает вероятность рекомбинации электронов и дырок в эмитирующем слое.

Для обеспечения инжекции электронов в слой испускания электронов материал катода должен обладать низкой работой выхода. В качестве таких материалов используются металлы, обладающие хорошей проводимостью: *Ca*, *Mg*, *Al*, магний легированный серебром *Mg* : *Ag*, или литий легированный алюминием *Li* : *Al,*. Поскольку свет проходит через аноды, то к ним, кроме свойства высокой проводимости, предъявляется еще одно дополнительное требование – они должны быть прозрачными. Аноды изготавливаются из проводящего материала – оксида индия, легированного оловом (InO_2 : *Sn*). Хорошая проводимость, большой коэффициент прозрачности для видимого света, высокая работа выхода, которая способствует инжекции дырок в слой испускания дырок делают этот материал незаменимым для изготовления катодов.

Технологии OLED-дисплеев

Особый интерес представляют большие дисплеи для отображения графической информации. Исследования, проведенные различными компаниями по используемым материалам, привели к созданию OLED-дисплеев, отличающихся по типу, конструкции и назначению. Каждая из технологий имеет свои практические преимущества и, следовательно, дальнейшую перспективу развития.

Для получения органических пленок используются в основном две технологии – микромолекулы (*sm*-OLED) и полимеры (PLED). Достоинством первой технологии является возможность нанесения микромолекул с помощью струйной печати. В полимерах применяются как полимерорганические соединения (POLED), так и фосфоресцирующие материалы (PHOLED), которые добавляются для увеличения светоотдачи.

По аналогии с дисплеями на жидких кристаллах, OLED-дисплеи могут быть изготовлены на основе пассивной или активной матрицы [5, 6]. В пассивной матрице OLED-дисплея каждый пиксель, являясь органическим светодиодом, находится на пересечении линии строки и столбца. Именно такой принцип адресации и управления использовался в первых OLED-матрицах. Это означа-

ет, что для активизации пикселя необходимо приложить напряжение к линиям строки и столбца, на пересечении которых находится выбранный пиксель (тип дисплея PMOLED – Passive Matrix OLED*)*. Чем больший ток протекает через каждый пиксель, тем больше яркость наблюдаемого свечения. Однако на пересечении электродов строки и столбца образуется паразитная емкость, которая отрицательно сказывается быстродействие матрицы. Кроме того, паразитный заряд на емкости приводит к дополнительному свечению не выбранных пикселей, а это несколько уменьшает контраст.

В дисплеи с активной матрицей (AMOLED – Active Matrix OLED) для управления пикселем вводится активный элемент, тонкопленочный транзистор. Эта технология применяется в электролюминесцентных матрицах и LCD-матрицах и носит название TFT (Thin Film Transistors). Пиксель состоит из тех же органических светодиодов, но в отличие от пассивной матрицы, включенных последовательно с тонкопленочным транзистором. Транзистор выполняет функцию коммутатора и регулятора уровня тока через органический светодиод.

Для создания цветных дисплеев, согласно первому закон Грассмана, необходимо иметь органические светодиоды, способные излучать свет трех независимых цветов. Для дисплеев такими цветами являются красный (*R*), зеленый (*G*) и синий (*B*) цвета. Для получения белого цвета существуют три возможных способа [4, 5, 6]:

– схема с раздельными цветными излучателями;

– схема WOLED+CF (Wait OLED + Color Filter – белые излучатели + цветные фильтры);

– схема с преобразованием коротковолнового излучения одного излучателя в цвета других длин волн.

Самый простой и привычный способ, используемый с момента появления цветных дисплеев еще на электронно-лучевой трубке (кинескопе) – обычная трехцветная модель, которая в технологии OLED называется моделью с раздельными цветными излучателями. Три органических светодиода излучают свет независимых цветов – *R*, *G* и *B*. С позиции использования энергии этот вариант является самым эффективным, однако, на практике оказалось довольно сложно подобрать материалы, которые будут излучать свет необходимой длины волны и с соответствующей яркостью для получения белого света. В принятой в нашей стране системе коэффициентов (относительных яркостей) NTSC для белого цвета типа *C* цветовое уравнение имеет вид

$$C = 0{,}299R + 0{,}587G + 0{,}114B.$$

Во втором способе, WOLED+CF, используется такой же принцип получения цвета, как в LCD-матрицах. Три одинаковых белых излучателя излучают белый свет, который проходит через цветные фильтры. Этот вариант получения белого света значительно проигрывает первому варианту по эффективности использования энергии, поскольку значительная часть излученного света теряется в фильтрах. Кроме того, приходится подбирать цветовые фильтры, чтобы обеспечить получение белого цвета.

В третьем способе применяются голубые излучатели и специально подобранные люминесцентные материалы, которые поглощают коротковолновое излучение и преобразуют его в более длинноволновые – красный и зеленый. Голубой излучатель, естественно, излучает «напрямую». Такой принцип получения цвета используется в обыкновенных светодиодах белого свечения и в больших плазменных панелях.

По конструкции и использованию материалов с разными свойствами можно выделить несколько разновидностей дисплеев [1, 4, 5].

PHOLED (Phosphorescent OLED) – фосфоресцирующие OLED. Излучение света в органических пленках основано на явлении флюоресценции. Добавление флуоресцентных материалов по теоретическим оценкам, подтвержденным экспериментальными данными, дает максимальную эффективность до 25%. Это ограничение снимается при использовании в качестве добавок электрофосфоресцентных материалов, которым присуще не только одиночное, так и тройное возбужденное состояние, что повышает эффективность светоотдачи. Эта технология получила название PHOLED, эффективность светоотдачи, приближается практически к 100%. Кроме того, применение этой технологии позволяет оптимизировать такую характеристику дисплея, как чистоту цвета. Особенно это важно при создании дисплеев с большой диагональю.

Рис. 2. TOLED-дисплей

TOLED (Transparent OLED) – прозрачные OLED. В качестве основы в дисплеях TOLED используется прозрачная пленка. При использовании различных комбинаций пленок можно создавать дисплеи с излучением только вперед, только назад или в оба направления (рис. 2). Прозрачность TOLED-матрицы в выключенном состоянии достигает 70%. Это дает возможность, при использовании совместно с технологией FOLED, встраивать такой дисплей, к примеру, в автостекла автомобиля и отображать на нем различную информацию о дорожном движении. При этом прозрачность дисплея, как видно из рис. 2, практически не влияет на восприятия пространства за ним.

Если в качестве подложки в TOLED-дисплеях использовать металл или другие непрозрачных материалы, имеющие низкий коэффициент отражения (черный фон), то может быть значительно увеличен контраст по сравнению, например, с LCD-дисплеями. Это особенно важно в условиях работы при ярком солнечном свете.

FOLED (Flexible OLED) – гибкие OLED. Традиционные дисплеи в качестве основы использовали стеклянную или другую твердую подложку. В этом отношении гибкие материалы в качестве подложки обладают существенными преимуществами.

Использование гибких материалов в качестве подложки, позволило создать исключительные по своим качествам гибкие дисплеи – FOLED.

Материалы, используемые в FOLED-технологии, позволяют изгибать и скручивать дисплеи, приспосабливая их к любой поверхности. Нельзя забывать и о таком простом преимуществе, как вес, что особенно важно для дисплеев сотовых телефонов и ноутбуков.

Рис. 3. FOLED-дисплей

Дисплеи FOLED обладают повышенной стойкостью к многократным изгибам, устойчивостью к внешним воздействиям и более длительным сроком службы по сравнению с аналогами на стеклянной основе. На рис. 3 показан FOLED-дисплей в авторучке.

Рис. 4. Изогнутый FOLED-дисплей

В системах отображения информации, особенно при использовании индикаторов коллективного пользования, приходится наблюдать информацию на больших экранах. Такой экран не помещается в зоне ясного видения зрительного анализатора оператора, поэтому при восприятии информации на разных частях такого экрана приходится переводить взор. При этом, поскольку меняется расстояние до экрана, происходит перестройка зрительной системы. Во-первых, перестройка зрительной системы занимает время, в течение которого функции

зрительной системы или ухудшаются, или часть из них блокируется, при этом за это время наблюдаемая ситуация может измениться. Во-вторых, частая перестройка зрительной системы приводит к утомлению оператора. Чтобы избежать этого в системах отображения информации предлагается использовать вогнутые экраны (рис. 4) по принципу гороптера и фузионной зоны Панума (ФЗП), в соответствии с которой все точки экрана, попадающие в ФЗП, дают сингулярное изображения без перенастройки зрительной системы [7].

SOLED (Staked OLED) – сложенные OLED. Самой интересной технологией и перспективной для применения в дисплеях с большой диагональю является технология SOLED – «сложенных OLED». В них используется принципиально новая архитектура организации пикселя [4, 5, 8]. В дисплеях SOLED цветная ячейка образуется расположенными друг над другом в вертикальной плоскости красного, зеленого и синего субпикселей (рис. 5а), что принципиально отличается от расположения субпикселей в одной плоскости один возле другого, как в обычных дисплеях на основе ЭЛТ, плазменных панелях или LCD (рис. 5б).

Такое расположение субпикселей улучшает разрешающую способность дисплея практически в три раза, при этом значительно повышает качество цветопередачи.

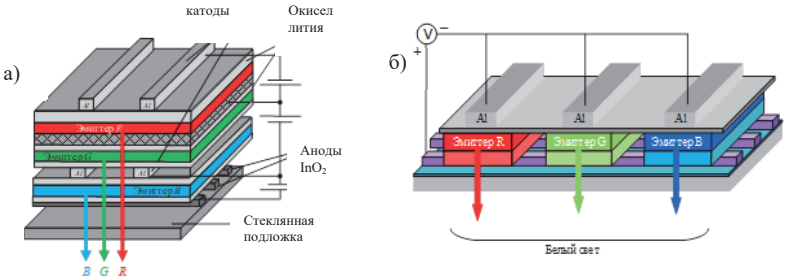


Рис. 5. Конструкции субпикселей:
а – ячейка с планарным расположением субпикселей; б – SOLED-ячейки

Действительно, при горизонтальном расположении субпикселей размер самого пикселя, а соответственно и разрешающая способность определяются суммой размеров всех трех субпикселей. Кроме того, желание получить равномерно окрашенный экран в один из основных цветов приводит к тому, что два других субпикселя выключаются, то есть дают нулевую яркость. Самих субпикселей зрительный анализатор не различает, поскольку они значительно меньше разрешающей способности зрения при рекомендуемом расстоянии наблюдения, но при этом воспринимаемая яркость значительно падает, цвета становятся вялыми, менее насыщенными.

Увеличение разрешающей способности определяется коэффициентом заполнения. Практически 100%-й коэффициент заполнения достигается за счет того, что размер пикселя определяется не шириной трех субпикселей, а разме-

ром только одного субпикселя. Это позволяет получить более высокое разрешение и лучшую цветопередачу. Для дисплеев с большой диагональю существует проблема равномерности цветопередачи. Увеличение диагонали дисплея (размера экрана) и желание сохранения количества пикселей без изменения, приводит к увеличению их размеров. Увеличение размера пикселя приводит к тому, что с малого расстояния наблюдения они становятся заметными. При этом нарушается третий закон смешения цветов Грассмана: субпиксели видны раздельно. В традиционных ЭЛТ- и LCD-дисплеях глаз с близкого расстояния может увидеть раздельные красный, зеленый и синий цвета вместо эквивалентной смеси, это и есть нарушение третьего закона смешения цветов. У технологии SOLED-дисплеев каждый пиксель излучает желаемый цвет, и поэтому цвет пикселя правильно воспринимается независимо от его размера и расстояния, с которого он наблюдается.

Возможность раздельного управления по анодам и общего управления по катоду позволяют регулировать яркость и цвет независимо друг от друга. Задание цвета выполняется за счет индивидуальной регулировки напряжения на соответствующих анодах, а регулировка яркости достигается изменением общего тока через катод ячейки. Само управление яркостью осуществляется с использованием свойства зрительного анализатора. Управление осуществляется за счет широтно-импульсной модуляцией сигналов управления, подаваемых на аноды субпикселей. Согласно закону Тальбота визуально воспринимаемая яркость будет определяться средней яркостью за период наблюдения. Такой же принцип управления яркостью осуществляется в больших плазменных панелях и видеопроекторах, использующих микрозеркальную технологию.

Таким образом, технология SOLED вполне может считаться одной из первых демонстраций вертикально-интегрированной структуры, в которой яркость, цвет и шкала серого могут настраиваться независимо друг от друга и при этом обеспечивается полноцветное изображение с высоким разрешением.

Основными преимуществами (характеристиками) OLED-дисплеев можно считать [9]:

• отсутствие блока подсветки, необходимого, например, для работы LCD-дисплеев. Органические светодиоды самостоятельно излучают свет и для формирования изображения им не нужен дополнительный источник света, а это значительно снижает энергетические затраты;

• яркость излучения в зависимости от типа и назначения может варьироваться от нескольких кд/м^2 до 100 000 и выше, причем регулировка яркости может осуществляться в очень широком динамическом диапазоне. Но при этом следует учесть, что службы дисплея обратно пропорционален его яркости, поэтому рекомендуется работать при более умеренных уровнях яркости – до 1 000 кд/м^2;

• контраст OLED-дисплеи по заявлению производителей достигает величины 1000 000:1;

• угол обзора составляет почти 180° независимо от направления обзора без потери качества изображения, в отличии от LCD-дисплеев;

• энергопотребление OLED-дисплеев в 1,5 раза меньше, чем LCD-дисплеев с той же диагональю;

• практическое отсутствие инерционности. OLED-матрицы имеют время отклика 10–100 мкс, что значительно меньше требований для дисплеев систем отображения информации.

Заключение

Несмотря на такое большое количество преимуществ технологии OLED-дисплеев перед другими технологиями, их широкое использование пока еще ограничено, по крайней мере в сфере дисплеев с большой диагональю. Основная проблема в высокой стоимости. Второй проблемой является недостаточное время непрерывной работы используемых органических светодиодов. Это связано с тем, что красный и зеленый OLED-материалы могут непрерывно работать на десятки тысяч часов дольше, чем синий. Уменьшение светоотдачи можно сравнить с потерей эмиссии одного из прожекторов электронно-лучевой трубки. В результате этого со временем происходит искажение цвета изображения, нарушается баланс белого. На сегодняшний день заявленное время непрерывной работы синего OLED составляет примерно 20 тыс. ч.

Библиографический список

1. Староверов К. Технология OLED: история, состояние, перспективы // Новости электроники. 2005. № 4. С. 8–11.

2. Майская В. Органические светодиоды. Новые звезды малых экранов // Электроника НТБ. 2005. № 8. С. 10–14.

3. Романова И. Органические светодиоды. Новые материалы, новые технологии // Электроника НТБ. 2012. № 6. С. 50–56.

4. Marco Mazzeo. Organic-lightemitting-diode/organic-light-emitting-diodes-for-white-light-emission / http://www.intechopen.com/books. Edited by Marco Mazzeo. 2010. 224 p.

5. Смирнов В. М. Технические средства телевизионных систем наблюдения. СПб.: ГУАП, 2016. 330 с.

6. Самарин А. В. OLED-дисплей: от мифов к реальности // Компоненты и технологии. 2007. № 2. С. 113–124.

7. Смирнов В. М. Системы отображения информации. Инженерная психология. СПб.: Лань, 2020. 172 с.

8. Bhrijesh N. Patel, Mrugesh M. Prajapati. OLED: A Modern Display Technology // International Journal of Scientific and Research Publications. June 2014. Vol. 4, iss. 6. P. 1–5.

9. Самарин А. В. Внешний контраст для OLED-дисплеев // Компоненты и технологии. 2007. № 7. С. 22–26.

УДК 621.396.62

Л. Б. Фридман*
доктор технических наук
Е. А. Синицын**
доктор технических наук, профессор
*ООО «НПК «ТИМ»
**НТЦ АО «Челябинский радиозавод «Полет»

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ИСКАЖЕНИЙ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИХ ОБРАБОТКИ

Приводятся результаты анализа эффективности обработки (сжатия) фазоманипулированных сигналов при учете влияния их искажений в приемо-передающих трактах радиолокаторов. При этом в качестве фильтров сжатия рассматриваются согласованный и подоптимальный фильтр, а в качестве сигналов – двоичные и полифазные коды Баркера, «оптимальные» коды, а также различные виды кодов с законом фазовой манипуляции, аналогичным линейной частотной модуляции. В качестве искажения рассматривается снижение амплитуды зондирующих импульсов (скос импульса). С учетом выполненного анализа даются рекомендации по выбору пары «зондирующий сигнал – фильтр сжатия» с целью минимизации влияния искажений радиолокационного сигнала.
Ключевые слова: согласованный фильтр сжатия, подоптимальный фильтр сжатия, широкополосные радиолокационные сигналы с внутриимпульсной фазовой манипуляцией, коды Баркера, уровень боковых лепестков.

L. B. Fridman*
Dr. Sc., Tech.
E. A. Sinitsin**
Dr. Sc., Tech., Professor
*LLC «NPK «TIM»
**STC JSC «Chelyabinsk radio plant «Polet»

THE EFFECTIVENESS OF WIDEBAND RADAR SIGNALS PROCESSING IN THE PRESENCE OF ITS DISTORTION

The effectiveness analysis of PSK signals processing (compression) is carried out in the presence of the distortion of signals in receiving and transmitting paths of radars. At that the conventional matched and the mismatched filters were considered as the compression filters. The amplitude decrease of transmitted pulses was considered as the signal distortion. Taking into account the performed analysis, the recommendations are given for choosing the pair ‘transmitted signal – compression filter’ in order to minimize the signal distortion influence.
Keywords: the matched compression filter, the mismatched compression filter, PSK signals, Barker codes, sidelobe level.

Введение

В современных первичных радиолокационных станциях широко применяются сложные зондирующие радиоимпульсы с фазовой манипуляцией и последующей обработкой (сжатием) отраженных сигналов. При обработке таких

сигналов решение проблемы обеспечения максимальной дальности действия радиолокатора (при сохранении разрешающей способности по дальности) является одной из наиболее важных задач.

Сжатие сигналов с фазовой манипуляцией (ФМ сигналов) обычно осуществляется при помощи согласованного (оптимального) фильтра [1]. Однако пиковый уровень боковых лепестков (УБЛ), возникающих на выходе согласованного фильтра, в некоторых случаях оказывается недопустимо высоким. В связи с этим с целью снижения УБЛ применяют подоптимальные фильтры сжатия. В [2] был предложен метод подавления боковых лепестков при помощи подоптимального фильтра. При использовании такого фильтра при сжатии ряда ФМ сигналов снижение отношения сигнал/шум (ОСШ) относительно согласованного фильтра оказалось незначительным [2].

Теоретические положения

Импульсная характеристика (ИХ) подоптимального фильтра

$$\lambda(n) = h_{dec}(n) * p(-n) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} p(-j)\, h_{dec}(n-j),$$

где $*$ обозначает свёртку; $n = -\infty,\ldots,\infty$, $h_{dec}(n) = F^{-1}\left\{\dfrac{1}{F\{h_C(n)\}}\right\};$; F и F^{-1} – операторы соответственно прямого и обратного дискретных преобразований Фурье; $h_C(n) = \sum_{i=0}^{n_B-1} a_i \delta(n - i n_S)$ – ИХ кодирующего фильтра; $a_i = \pm 1$; $\delta(n)$ – дельта-функция; n_S – количество дискрет в одном элементе кода фазовой манипуляции; n_B – количество элементов кода; $p(n) = \sum_{i=0}^{n_S-1} \delta(i-n)$ – элементарный импульс. $\kappa(n)$ принимает нулевые значения при $n < 0$ и при $n > n_S(n_B - 1)$.

ИХ стандартного согласованного фильтра является зеркальным отражением ФМ сигнала, т.е.

$$\mu(n) = \kappa(-n) = h_C(-n) * p(-n), \qquad n = -\infty,\ldots,\infty .$$

В данной работе выполнен анализ влияния искажений в приёмопередающих трактах радиолокаторов на эффективность сжатия ФМ сигналов. При этом в качестве количественной характеристики искажения рассматривается снижение амплитуды зондирующих импульсов (скос импульса) за время, равное длительности одного элемента ФМ кода

$$\Delta A = 1 - \left(\frac{A(t_0 + T_P)}{A(t_0)}\right) \cdot 100\,\%,$$

где t_0 – время начала передачи элемента ФМ кода; T_P – длительность одного элемента ФМ кода; $A(t)$ – амплитуда ФМ сигнала.

Результаты проведённого анализа были получены с помощью имитационного математического моделирования.

Эффективность обработки фазоманипулированного радиолокационного сигнала при наличии его искажений

Если фильтр сжатия рассчитан на ФМ сигнал без искажений, то его параметры не будут соответствовать принимаемому сигналу. В результате, будет иметь место снижение эффективности сжатия ФМ сигнала, в частности, повышение УБЛ и снижение ОСШ [3, 4]. Указанное снижение эффективности сжатия можно наблюдать при сравнении рис. 1 и 2. Как следует из рис. 1, при использовании подоптимального фильтра [2] боковые лепестки на выходе фильтра оказались полностью подавлены (идеализированный случай, характеризующийся отсутствием искажений в приемо-передающем тракте).

На рис. 2 показан отклик подоптимального фильтра при обработке реальных радиолокационных данных. Как видно из рис. 2, наличие искажений ФМ сигнала в реальном приемо-передающем тракте радиолокатора привело к образованию боковых лепестков на выходе подоптимального фильтра сжатия. При этом пиковый УБЛ составил порядка минус 20÷27 дБ, что практически соответствует УБЛ при согласованном сжатии данного сигнала.

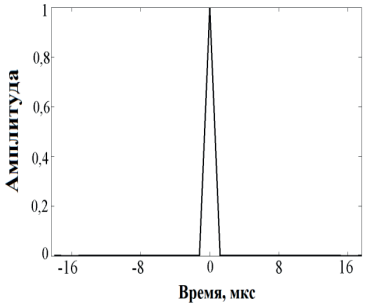


Рис. 1. Выходной сигнал подоптимального фильтра при отсутствии искажений

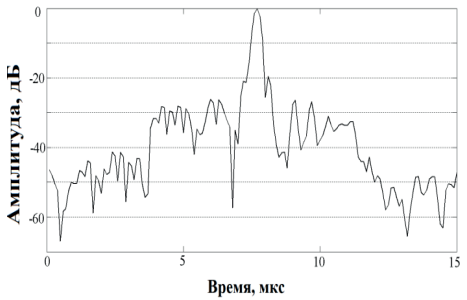


Рис. 2. Выходной сигнал подоптимального фильтра при наличии искажений в приемо-передающем тракте

Как следует из рис. 3, наличие скоса амплитуды импульса привело и к скосу боковых лепестков на выходе согласованного фильтра. При этом произошло повышение УБЛ.

Как следует из рис. 4, наличие скоса амплитуды привело к образованию боковых лепестков на выходе подоптимального фильтра. При этом УБЛ составил около минус 30 дБ.

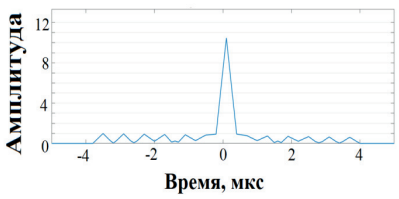


Рис. 3. Выходной сигнал согласованного фильтра при ΔA=3%

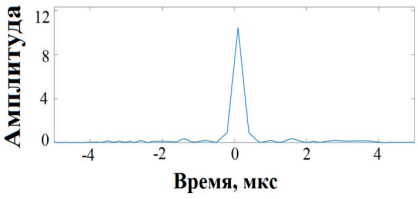


Рис. 4. Выходной сигнал подоптимального фильтра при ΔA=3%

Как следует из рис. 5, при подоптимальном сжатии УБЛ составил от минус 43 дБ до минус 29 дБ при изменении величины скоса от 0,8 до 3% (скос – за время, равное длительности одного элемента кода, а не за время одного импульса). Здесь величина скоса выбрана, исходя из реальных встречающихся на практике свойств передатчиков. Минимальное значение ΔA=0,8% соответствует "хорошим" передатчикам (с относительно малым скосом), а величина ΔA=3% – "плохим" (с относительно большим скосом).

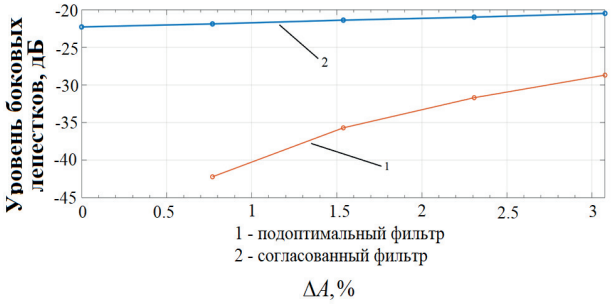


Рис. 5. Зависимость УБЛ от величины скоса амплитуды радиоимпульсов при использовании 13-элементного кода Баркера

На рис. 6 представлены величины пикового УБЛ при скосе амплитуды 0,8% и использовании различных кодов различной длины. При этом УБЛ при использовании полифазных кодов Баркера и Р3-кодов в большинстве случаев на несколько дБ ниже, чем при использовании оптимальных двоичных кодов [5]. Наиболее предпочтительными являются полифазные коды Баркера, т.к. при их использовании есть возможность выбрать длину кода, при которой они обеспечат более низкий УБЛ, чем Р3-коды.

Как следует из сравнения рис. 6 и 7, при скосах амплитуды, равных 0,8 и 3%, зависимости УБЛ от длины кода имеют один и тот же вид. Отличие состоит в том, что при увеличении скоса с 0,8 до 3% УБЛ на выходе подоптимального фильтра повысился приблизительно на 15 дБ.

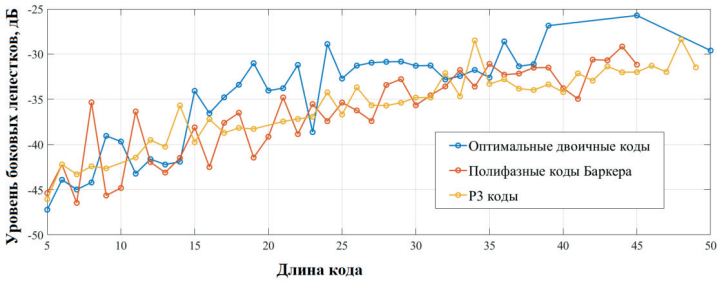


Рис. 6. Зависимость УБЛ на выходе подоптимального фильтра от длины кода при ΔA=0,8%

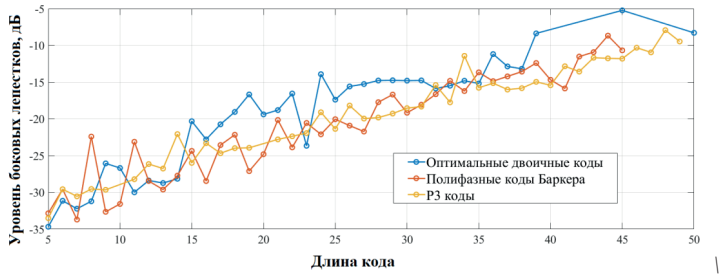


Рис. 7. Зависимость УБЛ на выходе подоптимального фильтра от длины кода при ΔA=3%

Следует отметить, что обычно рассматривают влияние доплеровского сдвига частоты (а не скос амплитуды радиоимпульсов) на эффективность сжатия ФМ сигнала. Однако, как показывают рис. 4–7, скос амплитуды радиоимпульсов является фактором, который может оказывать значительное влияние на эффективность обработки ФМ сигнала. Пользуясь рис. 6 и 7, разработчик может, зная характеристики своего передающего устройства, выбрать тип и длину ФМ кода, обеспечивающего требуемый УБЛ. С помощью рис. 6 и 7 возможно решение и обратной задачи: задавшись требуемым УБЛ и выбрав тип и длину ФМ кода, разработчик может определить требуемые характеристики передатчика (величину скоса амплитуды).

Выводы

1. При подоптимальном сжатии ФМ сигналов скос радиоимпульса привел к образованию боковых лепестков на выходе фильтра сжатия. Однако при относительно небольшой величине скоса (0,8%) УБЛ на выходе подоптимального фильтра составил от минус 45 до минус 26 дБ (для кодов длиной от 5 до 50 элементов), что значительно ниже, чем при стандартной согласованной фильтрации.

В то же время, при относительно большой величине скоса (3%) УБЛ существенно вырос и составил от минус 35 до минус 5 дБ (в зависимости от длины кода).

Следовательно, величина скоса амплитуды импульсов передатчика является параметром, существенно влияющим на эффективность подоптимальной обработки ФМ сигналов.

Величину скоса обычно не учитывают при анализе эффективности обработки сложных сигналов, однако результаты работы показали, что ее необходимо учитывать.

2. Полученные зависимости позволяют выбрать тип и длину ФМ кода с учетом требований к величине скоса. Также, результаты работы позволяют определить требования к передающим устройствам (с точки зрения величины скоса амплитуды).

3. Результаты проведенного анализа предполагаются к использованию при определении требуемых параметров передающих устройств и обработке ФМ сигналов в обзорном первичном радиолокаторе.

Библиографический список

1. Levanon N., Mozeson E. Radar signals. John Wiley & Sons, Inc., 2004. 411 p.

2. Lehtinen M., Damtie B., Nygren T. Optimal binary phase codes and sidelobe-free decoding filters with application to incoherent scatter radar // Annales Geophysicae. 2004. Vol. 22. P. 1623–1632.

3. Фридман Л. Б., Матвеев С. А., Синицын В. А., Синицын Е. А., Страхов С. Ю. Методы, алгоритмы и устройства обработки сложных фазоманипулированных радиолокационных сигналов для первичных радиолокационных станций. СПб.: Изд-во БГТУ «Военмех» им. Д. Ф. Устинова, 2018. 220 с.

4. Fridman L. B., Ershov G. A., Sinitsin E. A., Myasnikov S. A., Perelomov V. N. Compression of phase-shift keyed signals by means of the mismatched sidelobe-free filter with application to coherent pulse radar // Proc. of 14th European Radar Conference (EuRAD). Nuremberg, Germany, Oct. 11–13, 2017. P. 235–238.

5. Damtie B., Lehtinen M., Orispaa M., Vierinen J. Optimal long binary phase code-mismatched filter pairs with applications to ionospheric radars // Bulletin of the Astronomical Society of India. 2007. Vol. 35. P. 619–623.

УДК 621.396.62

Л. Б. Фридман*
доктор технических наук
Е. А. Синицын**
доктор технических наук, профессор
*ООО «НПК «ТИМ»
**НТЦ АО «Челябинский радиозавод «Полет»

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ НАЗЕМНОЙ И БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ БЛИЖНЕЙ НАВИГАЦИИ

Выполняется оценка точностных характеристик дальномерных каналов радиотехнических систем ближней навигации. Рассматривается влияние отражений от местных объектов, синхронных и несинхронных внутрисистемных помех, особенностей реализации бортовой и наземной (азимутально-дальномерный радиомаяк) аппаратуры радиотехнических систем ближней навигации на общую погрешность измерения дальности. Определяется общая погрешность измерения дальности, а также составляющая погрешности, вносимая аппаратурой наземного азимутально-дальномерного радиомаяка.
Ключевые слова: азимутально-дальномерный радиомаяк, запрос дальности, радиотехническая система ближней навигации, многолучевое распространение сигналов, среднеквадратическая ошибка.

L. B. Fridman*
Dr. Sc., Tech.
E. A. Sinitsin**
Dr. Sc., Tech., Professor
*LLC «NPK «TIM»
**STC JSC «Chelyabinsk radio plant «Polet»

THE EFFECTIVENESS EVALUATION OF GROUND AND AIRBORNE EQUIPMENT OF SHORT-RANGE NAVIGATION SYSTEMS

The precision evaluation of the range measuring channels for short-range navigation systems is performed. The interference environment as well as the features of the hardware implementation of onboard and ground equipment of short-range navigation systems is considered. The overall error in the range finding is determined as well as the part of the error introduced by the equipment of the ground range-azimuth beacon.
Keywords: range-azimuth beacon, range request, range-azimuth beacon, multipath propagation of signals, RMS error.

Введение

Канал дальности (КД) радиотехнической системы ближней навигации (РСБН) работает по принципу «запрос-ответ» и реализует импульсный (временной) метод определения дальности. Информация о дальности заключена в интервале времени между моментом излучения с летательного аппарата (ЛА) сигнала запроса дальности (ЗД) и моментом приема сигнала ответа дальности (ОД) с наземного азимутально-дальномерного радиомаяка (АДРМ):

$$t_D = 2D / c + t_{a.з.}, \quad (1)$$

где D – расстояние от ЛА до АДРМ; c – скорость распространения радиоволн; $t_{a.з.}$ – аппаратурная задержка сигнала.

В состав канала дальности входит бортовое оборудование – запросчик дальномера и наземный АДРМ, называемый также ответчиком дальномера. Одновременно с запуском измерителя времени включается передатчик запросчика и излучается кодированный сигнал ЗД на частоте f_{u1}. Принятый на АДРМ сигнал ЗД после приемника декодируется, задерживается на определенное время и вновь кодируется в устройстве обработки сигналов, после чего поступает на запуск передатчика. Последний излучает сигнал ОД на частоте f_{u2}. На борту ЛА сигнал ОД усиливается, декодируется в приемнике и используется для выключения (остановки) измерителя времени. Задержка сигнала в аппаратуре АДРМ ($t_{a.з.}$) поддерживается постоянной и учитывается при измерении.

Импульсный характер дальномерных сигналов позволяет АДРМ работать одновременно с несколькими запросчиками, т. е. способствует увеличению пропускной способности КД [1]. Применение различных частот и кодов для сигналов ЗД и ОД повышает помехоустойчивость запросчиков к сигналам ЗД других ЛА и предотвращает запуск АДРМ собственными сигналами, отраженными от местных объектов.

Сигналы КД представляют собой импульсы колоколообразной формы с длительностью 1,5 мкс (ЗД) и 1,25 мкс (ОД). Сигналы ЗД (ОД) состоят из трех (двух) импульсов, разделенных кодовыми интервалами длительностью в несколько десятков микросекунд. Кодирование служит для повышения помехоустойчивости КД и облегчения опознавания радиомаяков. Кодовые интервалы различны для разных радиомаяков, что в сочетании с разными несущими частотами используется для выбора нужного радиомаяка.

Пары импульсов повторяются со средней частотой $F_{П}$, которая выбирается из условия однозначности отсчета дальности $F_{П} \le c / (2R_{\max})$, где $R_{\max}$ – дальность действия КД. Следует отметить, что увеличение $F_{П}$ способствует повышению вероятности правильного обнаружения сигнала, но снижает пропускную способность КД. Поэтому при переходе в режим сопровождения по дальности частота $F_{П}$ уменьшается в 5-10 раз.

Следует отметить, что сигналы ЗД и ОД всегда отличаются друг от друга несущими частотами и кодовыми интервалами. Различия кодовых интервалов и несущих частот сигналов ЗД и ОД позволяют повысить помехоустойчивость запросчиков к сигналам запросов других ЛА и предотвратить запуск АДРМ собственными сигналами, отраженными от окружающих его объектов.

Основные факторы, влияющие на точностные характеристики дальномерного канала

Отличительной особенностью КД является работа запросчика и ответчика в специфической помеховой обстановке, когда существуют внутрисистемные синхронные и несинхронные помехи.

Синхронные помехи создаются сигналами ЗД, отраженными от окружающих АДРМ объектов и вызывающими повторный (ложный) запуск этого радиомаяка. Для исключения синхронных помех ответчик запирается на некоторое защитное время $t_{защ}$ после приема первого (пришедшего по кратчайшему пути) импульса запроса. Однако при этом возможно уменьшение числа ответов другим ЛА, чьи запросные сигналы попадают на интервал $t_{защ}$. Поэтому запросчики всегда рассчитываются на число ответов $N_{отв}$, меньшее числа запросов $N_{зап}$ (коэффициент ответов $K_{отв} = N_{отв}/N_{зап} < 1$).

Несинхронные внутрисистемные помехи создаются, главным образом, сигналами ОД другим («чужим») ЛА. Для борьбы с несинхронными помехами, т.е. для выделения «своего» ответного сигнала, применяют нестабилизированные генераторы, задающие период повторения сигналов ЗД, и частота повторения $F_{П}$ излучаемых запросных сигналов изменяется случайным образом относительно определенного среднего значения $F_{П}$. При этом «свой» ответный сигнал оказывается задержанным относительно ЗД на время t_R, которое можно считать постоянным на интервале в несколько периодов повторения $T_{П}$ сигналов ЗД, а «чужие» сигналы ОД представляют собой несинхронные помехи, избавиться от которых можно с помощью стробирования приемного тракта (или его части) по времени.

Использование ответчика способствует увеличению отношения мощностей сигнала и шума на входе измерителя времени запросчика. Поэтому преобладающее влияние на точность дальнометрии оказывает не флуктуационная, а аппаратурная погрешность. Так как измерители времени реализуются в цифровом варианте, основной составляющей этой погрешности может быть дискретность отсчета. Для ее уменьшения используют высокие (порядка нескольких мегагерц) частоты следования счетных импульсов.

Точность измерения дальности зависит главным образом от тех факторов, которые приводят к искажению временного положения переднего фронта ОД, так как измерение интервала времени производят обычно по передним фронтам импульсов. К числу таких факторов можно отнести отражения от местных объектов, помехи, принимаемые одновременно с полезным сигналом, и искажения сигнала в бортовом приемнике.

Влиянием отражений от местных объектов на бортовое оборудование можно пренебречь, так как передний фронт полезного импульса всегда соответствует кратчайшему расстоянию между АДРМ и ЛА [2]. Все отраженные сигналы проходят больший путь и поэтому могут исказить только огибающую и задний фронт импульса. Исключение составляют сигналы ЗД, отраженные от местных объектов. Эти сигналы могут вызвать повторный запуск ответчика и появление мощных ОД на борту самолета, которые синхронны с импульсами ЗД. Для исключения этого явления в АДРМ вслед за принятым ЗД приемник запирается на защитное время $t_{защ}$. Запирание необходимо также для восстановления чувствительности приемника.

Влияние внешних помех на канал дальности мало из-за применяемого импульсного кодирования.

Источником погрешностей также является измеритель времени, аппаратурные погрешности которого оказывают влияние на точность измерения дальности. Кроме того, на точность измерения влияет задержка сигнала в сравнительно узкополосных усилителях приемного тракта запросчика, которая зависит от уровня усиливаемого сигнала, нестабильности температуры и уходов несущей частоты.

Точность определения дальности в бортовой аппаратуре

В канале дальности РСБН используются цифровые следящие импульсные радиодальномеры (РД), измеряющие время запаздывания сигнала ОД относительно сигнала ЗД по второму импульсу пары импульсов, разделенных кодовым интервалом (совмещение второго и первого импульсов ОД выполняется в декодирующем устройстве бортовой аппаратуры). При постоянстве и известном значении задержки сигнала в АДРМ основное уравнение рассматриваемого дальномера, согласно (1), имеет вид

$$D = 0{,}5ct_R = Mt_R, \qquad (2)$$

где $t_R = t_D - t_{a.з.}$

Из (2) следует, что масштабный коэффициент M не зависит от проектировщика системы, и точность РД определяется только точностью измерения t_R и степенью стабильности скорости распространения радиоволн.

Из (2) получаем среднеквадратичную погрешность (СКП) измерения дальности с помощью РД [3]:

$$\sigma_R = D\left[\left(\frac{\sigma_M}{M}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_t}{t_R}\right)^2\right]^{1/2}, \qquad (3)$$

где σ_M – составляющая СКП, определяемая нестабильностью скорости распространения радиоволн; σ_t – составляющая СКП, определяемая аппаратурной погрешностью измерения t_R.

Анализ уравнения (3) показывает, что σ_M, даже в наихудших условиях, когда $(\sigma_c/c) = 10^{-4}$ (σ_c – среднеквадратичное отклонение скорости распространения радиоволн), а $D = 600$ км (высота полета ЛА – около 20 км), составляет примерно 60 м, что позволяет в обычных условиях использования РСБН не учитывать нестабильность скорости распространения радиоволн и считать, что основной вклад в бюджет точности КД вносит аппаратурная погрешность измерения времени задержки t_R сигнала ОД.

В цифровом РД к указанным составляющим добавляется погрешность дискретности отсчета $\sigma_{ДС} = (0{,}5cT_{СЧ})/\sqrt{12}$, зависящая от периода повторения счетных импульсов $T_{СЧ}$ [3].

Реальная точность КД характеризуется СКП $\sigma_R \approx 100$ м.

Оценка погрешности, вносимой наземным радиомаяком в измерение дальности на борту ЛА

Оценим погрешность, вносимую АДРМ в измерение дальности на борту ЛА. В отличие от канала измерения азимута, канал измерения дальности с точки зрения погрешности измерения может быть разделен на две независимые составляющие: наземную и бортовую.

Так как по условиям задачи АДРМ должен работать с уже существующим бортовым оборудованием, достаточно оценить только «вклад» АДРМ в общую погрешность.

Погрешность, вносимая аппаратурой АДРМ в общую погрешность измерения дальности, складывается из следующих основных частей

$$\sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2},$$

где σ_1 – ошибка определения временного положения запросного сигнала; σ_2 – ошибка формирования временной задержки ответного сигнала; σ_3 – ошибки кодирующе-декодирующих устройств и формирователей ответного сигнала.

Момент фиксации видеоимпульса в случае простой фиксации по переднему фронту изменяется на величину длительности фронта, составляющую в формате системы РСБН 0,3-0,4 мкс [3]. Следовательно, при использовании простого фиксатора по переднему фронту в любом случае ошибка не превысит этой величины, т.е. диапазон изменения момента фиксации дальномерного канала не превысит 60 м. Если юстировка сделана, ориентируясь на сигналы, мощность которых занимает среднее положение между минимальным и максимальным значениями, ошибка фиксации будет меняться в пределах ±30 м, т.е. $\sigma_1 = 10$ м.

Максимальная ошибка временной задержки, возникающая за счет нестабильности кварцевого генератора (задержка формируется цифровым способом)

$$\Delta_2 = \Delta f \cdot \frac{T_i \cdot c}{2},$$

где Δf – относительная нестабильность кварцевого генератора; $T_1 = 61 \cdot 10^{-6}$ с – задержка ответного сигнала в направленном режиме, $T_2 = 183{,}4 \cdot 10^{-6}$ с – задержка ответного сигнала во всенаправленном режиме.

Соответственно, среднеквадратическая ошибка для направленного и всенаправленного режимов $\sigma_{2н} = 0{,}03$ м, $\sigma_{2в} = 0{,}1$ м.

Наконец, при частоте тактового генератора в 8 МГц максимальная ошибка, возникающая из-за наличия временной дискретности в работе дешифратора составит ±9,4 м, следовательно, $\sigma_3 \cong 3{,}1$ м.

Отсюда $\sigma_{н,в} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2} \cong 10$ м.

Заключение

Точность дальномерного канала РСБН характеризуется среднеквадратичной погрешностью, составляющей порядка 100 м. При этом на точность измерения дальности влияет задержка сигнала в усилителях приемного тракта запросчика (бортового оборудования летательного аппарата), которая зависит от уровня усиливаемого сигнала, нестабильности температуры и уходов несущей частоты. Кроме того, источником погрешностей является измеритель времени, аппаратурные погрешности которого оказывают влияние на точность измерения дальности.

В то же время, влиянием отражений от местных объектов на бортовое оборудование можно пренебречь, а влияние внешних помех мало из-за применяемого импульсного кодирования. Влияние нестабильности скорости распространения радиоволн также пренебрежимо мало.

Погрешность, вносимая аппаратурой АДРМ в общую погрешность измерения дальности, характеризуется среднеквадратичной погрешностью, составляющей около 10 м. При этом величина погрешности, вносимой аппаратурой АДРМ, определяется ошибкой определения временного положения запросного сигнала (влияние остальных факторов пренебрежимо мало). Момент фиксации видеоимпульса (в случае простой фиксации по переднему фронту) изменяется на величину длительности фронта, составляющую в формате системы РСБН 0,3–0,4 мкс. Таким образом, величина погрешности, вносимой аппаратурой АДРМ, определяется длительностью фронта импульсов канала дальности.

Библиографический список

1. Сосновский А. А., Хаймович И. А. Авиационная радионавигация: справочник. М.: Транспорт, 1980. 255 с.

2. Фридман Л. Б., Ершов Г. А., Недобежкин М. И., Синицын Е. А. Повышение помехоустойчивости дальномерного и информационного радиоканалов системы ПРМГ при действии внутрисистемных помех // 28-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». 2018. С. 398–402.

3. Бакулев П. А., Сосновский А. А. Радионавигационные системы. М.: Радиотехника, 2005. 224 с.

УДК 621.621.396.96

А. А. Хоменко
кандидат технических наук, доцент
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

РАЗРАБОТКА И ОБОСНОВАНИЕ АЛГОРИТМА ПРОСТРАНСТВЕННОГО АДАПТИВНОГО ПОДАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ

Рассматриваются возможные подходы к разработке алгоритмов адаптивного пространственного подавления импульсных помех в радиолокационной станции (РЛС) с фазированной антенной решеткой (ФАР). Показано преимущество предложенного метода пространственной адаптации с формированием веера компенсационных лучей.
Ключевые слова: импульсная помеха, пространственная адаптация, фазированная антенная решетка, моноимпульсная пеленгация.

A. A. Khomenko
PhD, Tech., Associate Professor
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

DEVELOPMENT AND JUSTIFICATION OF ALGORITHM FOR SPATIAL ADAPTIVE SUPPRESSION OF PULSE INTERFERENCE

Possible approaches to the development of algorithms for adaptive spatial suppression of impulse interference in radar with phased array are considered. Advantage of method of spatial adaptation with formation of fan of compensating beams is shown.
Keywords: impulse interference, spatial adaptation, phased antenna array, monopulse direction finding.

Введение

Классические процедуры пространственного подавления мешающих излучений предусматривают формирование вектора амплитудно-фазового распределения (АФР) на раскрыве ФАР, которому соответствует диаграмма направленности с глубокими провалами в направлении источников помех. Чтобы обеспечить пеленгование целей моноимпульсными методами, необходимо сформировать вектор АФР разностного канала с аналогичным подавлением помех и обеспечивающим требуемую форму пеленгационной характеристики [1].

Другая интерпретация пространственных методов подавления, заключается в формировании компенсационных лучей в направлениях на источники помех и последующим весовым суммированием сигналов основных и компенсационных лучей. При этом предполагается знание (или определение) числа и угловых координат постановщиков помех. Эта задача может решаться с помощью включенного в структуру РЛС анализатора помеховой обстановки [1]. Анализ обстановки можно осуществлять, например, по процедуре, описанной в [2]. В данной работе интерес представляет пространственная часть обработки пространственно-узкополосных сигналов, поэтому в обозначениях пространственно-временных величин в дальнейшем будем опускать зависимость от времени.

Выбор метода пространственной обработки

Для синтеза алгоритма обработки необходимо обосновать выбор критерия качества. Естественным критерием выбора всех этапов первичной обработки является требование максимизации вероятности обнаружения всех целей в зоне обзора и минимизации среднеквадратического отклонения (СКО) измерений их координат при фиксированном числе ложных отметок за обзор. Однако последовательное применение такого критерия на всех этапах первичной обработки встречает серьезные затруднения [1]. Применительно к задачам проверки статистических гипотез используется ряд частных критериев, которые монотонно зависят от энергетического отношения сигнал/шум на выходе линейной части системы обработки [1, 3]. Поэтому критерий максимума отношения сигнал/шум (МСШ) представляется удобным для сравнения различных алгоритмов.

Как известно, выходной сигнал пространственной обработки (пространственного фильтра) записывается в виде:

$$y_{вых} = \mathbf{X}^H \mathbf{W}, \tag{1}$$

где вектор $\mathbf{X} = \left(x_1, x_2, ..., x_k\right)^H$ представляет собой входной сигнал ФАР, включающий в себя полезный сигнал **S**, сигналы от M источников помех и внутриприемный гауссов шум, k – количество каналов приема ФАР, H – символ эрмитова сопряжения; **W**-весовой вектор пространственной обработки.

$$\mathbf{X} = s\mathbf{V}_0 + \sum_{m=1}^{M} \sqrt{P_m}\mathbf{V}_m + \mathbf{N}, \tag{2}$$

где $\mathbf{V}_0$ – вектор размерности $1\times k$, определяющий вектор волнового фронта (ВВФ) сигнала с опорного направления θ_0; $\mathbf{V}_m$ – ВВФ m-го источника излучения с направления θ_m; M – количество источников помех; P_m – мощность источника помех; **N –** внутриприемный гауссов шум.Тогда:

$$y_{вых} = \left(s\mathbf{V}_0^H + \sum_{m=1}^{M} \sqrt{P_m}\mathbf{V}_m^H + \mathbf{N}^H \right)\mathbf{W}. \tag{3}$$

С учетом статистической независимости полезного сигнала, излучений мешающих источников и собственных шумов, мощность выходного сигнала:

$$\left\langle \left| y_{вых} \right|^2 \right\rangle = P_s \left| \mathbf{V}_0^H \mathbf{W} \right|^2 + \mathbf{W}^H \left(\sum_{m=1}^{M} P_m \mathbf{V}_m \mathbf{V}_m^H + \mathbf{diag}\sigma_k^2 \right)\mathbf{W} = P_s \left| \mathbf{V}_0^H \mathbf{W} \right|^2 + \mathbf{W}^H \mathbf{B}\mathbf{W}, \tag{4}$$

где **B** – матрица межканальных ковариаций помех и шумов, P_s – мощность сигнала, $\mathbf{diag}\sigma_k^2$ – диагональная матрица внутриприемных шумов в каналах ФАР. Первое слагаемое представляет собой мощность сигнальной составляющей на выходе пространственного фильтра, заданного вектором **W**, а второе – выходную мощность внешних помех и собственных шумов. Тогда отношение

сигнал/шум на выходе антенной решетки:

$$q = \frac{P_s \left| \mathbf{V}_0^H \mathbf{W} \right|^2}{\mathbf{W}^H \mathbf{B}^{-1} \mathbf{W}}. \quad (5)$$

Оптимизация пространственной обработки формулируется как задача нахождения весового вектора **W,** при котором достигается максимум отношения сигнал/шум.

Используя метод неопределенных множителей Лагранжа, учитывая при этом, что энергия сигнала ограничена на конечном раскрыве решетки, получаем

$$\mathbf{W}_{opt} = \dot{b} \mathbf{B}^{-1} \mathbf{V}_0, \quad (6)$$

где b – множитель, определяющий нормировку вектора.

При моноимпульсном методе пеленгации необходимо определять весовые векторы для суммарного Σ и разностного Δ каналов:

$$\mathbf{W}_\Sigma = \dot{b} \mathbf{B}^{-1} \mathbf{V}_0, \; \mathbf{W}_\Delta = \dot{b} \mathbf{B}^{-1} d\mathbf{V}_0, \quad (7)$$

где $d\mathbf{V}_0$– производная ВВФ с опорного направления.

В зависимости от способа формирования **B** возможно большое разнообразие конкретных реализаций адаптивных алгоритмов [1–4].

Методы проекций псевдорешений

Большой класс алгоритмов адаптации ФАР, обладающих устойчивостью решения при высокой скорости настройки, может быть получен путем разложения k-мерного пространства представления сигналов в прямую сумму подпространств при помощи операторов проектирования. Рассмотрим систему линейных уравнений вида:

$$\mathbf{B} \; \mathbf{W} - \dot{b} \mathbf{V}_0 = 0, \quad (8)$$

где **B** определена в соотношении (4) и может быть преобразована к виду:

$$\mathbf{B} = \mathbf{I} + \sum_{m+1}^{M} \frac{P_m}{\sigma_k^2} \mathbf{V}_m \mathbf{V}_m^H = \mathbf{I} + \sum_{m+1}^{M} a_m^2 \mathbf{V}_m \mathbf{V}_m^H, \quad (9)$$

где a_m^2 – отношение мощности m-го источника мешающих излучений к мощности собственных шумов антенной решетки.

Если угловые координаты мешающих источников не совпадают, то в силу линейной независимости совокупность векторов волновых фронтов $\{\mathbf{V}_m\}(m = 1,...,M)$ образует базис M-мерного подпространства. При $k>M$ полное k-мерное пространство может быть разложено в прямую сумму инвариантных подпространств размерности M и k-M=L. Это разложение реализуется матрицами проектирования ($k \times k$) [1,3]:

$$\mathbf{P}_M = \mathbf{U}_M \left(\mathbf{U}_M^H \mathbf{U}_M \right)^{-1} \mathbf{U}_M^H ; \mathbf{P}_{k-M} = \mathbf{I} - \mathbf{P}_M , \tag{10}$$

где $\mathbf{U}_M = \left[\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2, ..., \mathbf{V}_M \right]$ – матрица ($k \times M$), состоящая из векторов-столбцов ВВФ M источников помех. Тогда

$$\mathbf{P}_{k-M}\mathbf{B}\ \mathbf{P}_{k-M}\mathbf{W} + \mathbf{P}_M\mathbf{B}\ \mathbf{P}_M\mathbf{W} = \mathbf{P}_{k-M}\mathbf{V}_0 + \mathbf{P}_M\mathbf{V}_0. \tag{11}$$

После соответствующих преобразований можно получить:

$$\mathbf{W} = \mathbf{W}_L + \mathbf{W}_M = \left\{ \left[\mathbf{P}_{k-M}\mathbf{B}\ \mathbf{P}_{k-M} \right]^+ + \left[\mathbf{P}_M\mathbf{B}\ \mathbf{P}_M \right]^+ \right\} \mathbf{V}_0, \tag{12}$$

где символ $[]^+$ – операция псевдообращения матрицы по Муру и Пенроузу.

Будем полагать, что произведена временная дискредитация наблюдаемых сигналов так, что выборочные значения статистически независимы. Тогда выборка объемом n представляется матрицей вида:

$$\mathbf{H}_n = \left[\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, ..., \mathbf{X}_n \right]. \tag{13}$$

В этом случае выборочная ковариационная матрица будет определяться соотношением:

$$\hat{\mathbf{B}}(n) = \frac{1}{n}\mathbf{H}_n\mathbf{H}_n^H = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\mathbf{X}_i\mathbf{X}_i^H. \tag{14}$$

Поскольку она является суммой n матриц ранга 1, то для всех $n<k$ $\hat{\mathbf{B}}(n)$ – вырожденная матрица и ее ранг не превышает n. Переходя от $\mathbf{B}$ к её выборочной оценке $\hat{\mathbf{B}}(n)$ и учитывая инвариантность структуры проектора, получаем:

$$\mathbf{W}_\Sigma(n) = \hat{\mathbf{B}}^+_{(n)}\mathbf{V}_0 + \left[\mathbf{I}_k - \hat{\mathbf{B}}^+_{(n)}\hat{\mathbf{B}}_{(n)} \right] \mathbf{V}_0. \tag{15}$$

Первое слагаемое в (12) и (15) является проекцией $\mathbf{V}_0$ на k–M (L) – мерное подпространство, ортогональное всем мешающим источникам. Эта составляющая является вектором полного подавления, который реализует условно-оптимальную обработку, максимизируя отношение сигнал/шум в направлении θ_0 при полном подавлении всех сигналов M мешающих источников. Второе слагаемое, норма которого при $n>k$ близка к нулю, для $n<M$ дает основной вклад в формирование $\mathbf{W}_\Sigma$ и таким образом форсирует процедуру адаптации.

Аналогичное соотношение имеет место для $\mathbf{W}_\Delta(\mathrm{n})$.

Обоснованием для отыскания решения в форме (15) служит тот факт, что при малом объеме выборки $n<k$ формальная система уравнений для определения $\mathbf{W}_\Sigma$: $\mathbf{B}(\mathrm{n})\mathbf{W}_\Sigma(\mathrm{n}) = \mathbf{V}_0$ является несовместной, так как $\mathbf{V}_0$ определен в полном k-мерном пространстве, а $\mathbf{B}(n)$ – в n-мерном пространстве. Ранг матрицы $\mathbf{r}(n) \le n$, причем знак

равенства достигается при условии линейной независимости всех n выборочных векторов.

По выборке n может быть построен некоторый базис r-мерного подпространства ($r \le n$), в котором проекция $\mathbf{W}_{\Sigma}(n)$ определяется корректно. Если $\mathbf{V}_0$ не совпадает с координатами мешающих источников, тогда этот вектор не принадлежит к r-мерному подпространству и, следовательно, необходимо на каждом шаге вычисления определять проекцию решения в ортогональном дополнении к r-мерному подпространству. Таким образом, целесообразно ввести обобщенную обратную матрицу вида:

$$\mathbf{B}^{+}(n)+\left[\mathbf{I}_k-\mathbf{B}^{+}(n)\mathbf{B}(n)\right], \tag{16}$$

которая состоит из псевдообратной и проектора на ядро матрицы $\mathbf{H}_n$, так как

$$\mathbf{I}_k-\mathbf{B}^{+}(n)\mathbf{B}(n)=\mathbf{I}_k-\mathbf{H}_n\left(\mathbf{H}_n^{H}\mathbf{H}_n\right)^{+}\mathbf{H}_n^{H}=\mathbf{P}_{k-r}=\mathbf{I}_k-\mathbf{P}_r. \tag{17}$$

Тогда общее решение (13) записывается в виде:

$$\mathbf{W}(n)=\mathbf{W}_{k-r}(n)+\mathbf{W}_r(n), \tag{18}$$

где

$$\mathbf{W}_{k-r}(n)=\left[\left(\mathbf{I}_k-\mathbf{P}_r\right)\mathbf{B}(n)\left(\mathbf{I}_k-\mathbf{P}_r\right)\right]^{+}\left(\mathbf{I}_k-\mathbf{P}_r\right)\mathbf{V}_0;\mathbf{W}_r(n)=\left(\mathbf{P}_r\mathbf{B}(n)\mathbf{P}_r\right)^{+}\mathbf{P}_r\mathbf{V}_0. \tag{19}$$

Различные базисы представления проекторов и варианты рекуррентной реализации решений (17) составляют большой класс алгоритмов проекции псевдорешений. Полученным свойством, характерным для алгоритмов этого класса, является формирование строго совпадающих нулей в каналах $\sum$ и Δ в процессе проекции решения, которая при малом объеме выборки форсирует скорость настройки и близка к вектору полного подавления. Также данный метод обладает важным дополнительным свойством – слабой чувствительностью к изменению энергетических характеристик мешающих сигналов.

Рассмотрим работу данных методов адаптации при воздействии импульсных помех (ИП). Как показано в [1], характерной особенностью воздействия ИП является отсутствие классифицированной выборки. Ковариационная матрица является вырожденной.

В условиях расслоения выборки возникает возможность выделения из всего потока ИП сигналов одного постановщика. С учетом допущения о не перекрытии сигналов от постановщиков ИП, можно накапливать сигналы и увеличивать тем самым ранг матрицы $\hat{\mathbf{B}}(n)$. Но в этом случае в оперативной памяти должны храниться ковариационные матрицы от всех постановщиков ИП, что усложняет обработку.

Также данные методы не обладают достаточной устойчивостью к аппаратурным ошибкам, так как не имеют обратной связи. Это может приводить к непрогнозируемым ошибкам вычислений.

Адаптация ФАР с формированием компенсационных лучей

Как показано в [1,3,4], компенсационные лучи, формируемые для защиты $\sum$ и Δ каналов должны иметь ДН специальной формы. Компенсационная диаграмма для защиты $\sum$ канала должна иметь нуль на опорном направлении, компенсационная диаграмма для защиты разностного канала должна иметь двукратный нуль на опорном направлении.

Данные условия можно записать как:

$$\mathbf{V}_0^H\mathbf{T}_{\Sigma L}=0;\mathbf{V}_0^H\mathbf{T}_{\Delta L}=0;\mathbf{dV}_0^H\mathbf{T}_{\Delta L}=0, \tag{20}$$

где $\mathbf{T}_{\Sigma\Delta}=\left[\mathbf{T}_1,\mathbf{T}_2,...,\mathbf{T}_L\right]$– матрицы АФР компенсационных лучей для каналов суммы и разности соответственно,$\mathbf{V}_0$, $\mathrm{d}\mathbf{V}_0$ – ВВФ с опорного направления и его производная.

В связи со сделанным предположением о не перекрытии мешающих сигналов, в стробе дальности возникает ситуация, что на входе системы действует одна ИП в любой момент времени. Поэтому адаптация ФАР с помощью формирования компенсационных лучей в данной ситуации может решаться следующим способом.

Пусть векторы $\mathbf{F}_\Sigma$ и $\mathbf{F}_\Delta$ определяют АФР суммарного и разностного лучей в спокойной обстановке с требуемым уровнем боковых лепестков.

Весовые векторы пространственной обработки в этом случае записываются в виде:

$$\mathbf{W}_\Sigma=\left(\mathbf{F}_\Sigma-C\mathbf{T}_\Sigma\right)\dot{b}_\Sigma;\mathbf{W}_\Delta=\left(\mathbf{F}_\Delta-D\mathbf{T}_\Delta\right)\dot{b}_\Delta, \tag{21}$$

где C и D – веса, с которыми компенсационные лучи вычитаются из основных лучей.

Найдем коэффициенты C и D из условия выбранного критерия, то есть максимального отношения сигнал/шум на выходе системы. Для суммарного канала ищем C из условия:

$$\max\frac{\left|\mathbf{V}_0^H\mathbf{W}_\Sigma\right|}{\mathbf{W}_\Sigma^H\mathbf{B}\mathbf{W}_\Sigma}\Rightarrow\max\frac{\left|\mathbf{V}_0^H\mathbf{F}_\Sigma\right|^2}{\mathbf{F}_\Sigma^H\mathbf{B}\mathbf{F}_\Sigma+C^*\mathbf{T}_\Sigma^H\mathbf{B}\mathbf{T}_\Sigma C-\mathbf{F}_\Sigma^H\mathbf{B}\mathbf{T}_\Sigma C-C^*\mathbf{T}_\Sigma^H\mathbf{B}\mathbf{F}_\Sigma}. \tag{22}$$

Так как в условиях действия ИП матрица $\mathbf{B}$ является вырожденной, а при цензурировании выборки выделяется сигнал от одной помехи, то матрицу $\mathbf{B}$ можно представить в виде матрицы ранга 1 $\mathbf{B}=\mathbf{X}\mathbf{X}^H$.

С учетом того, что коэффициент C не присутствует в числителе, необходимо для максимизации данного отношения минимизировать знаменатель. Таким образом, МСШ преобразуется в критерий минимизации мощности помех на выходе системы. Учтем в выражении (20), что

$$\begin{aligned}&\mathbf{F}_\Sigma^H\mathbf{B}\mathbf{F}_\Sigma=\mathbf{F}_\Sigma^H\mathbf{X}\mathbf{X}^H\mathbf{F}_\Sigma=\left|y_\Sigma\right|^2;\mathbf{T}_\Sigma^H\mathbf{B}\mathbf{T}_\Sigma=\mathbf{T}_\Sigma^H\mathbf{X}\mathbf{X}^H\mathbf{T}_\Sigma=\left|y_{\Sigma k}\right|^2;\\&\mathbf{T}_\Sigma^H\mathbf{B}\mathbf{F}_\Sigma=\mathbf{T}_\Sigma^H\mathbf{X}\mathbf{X}^H\mathbf{F}_\Sigma=y_{\Sigma k}^*y_\Sigma.\end{aligned} \tag{23}$$

Ищем

$$\min\left(\left|y_{\Sigma}\right|^2 + C^*\left|y_{\Sigma k}\right|^2 C - y_{\Sigma}^* y_{\Sigma k} C - C^* y_{\Sigma k} y_{\Sigma}\right); \nabla_C = \left|y_{\Sigma k}\right|^2 C - y_{\Sigma}^* y_{\Sigma k} = 0,$$

тогда максимум выражения (22) будет достигнут при $C = \dfrac{y_{\Sigma}^* y_{\Sigma k}}{\left|y_{\Sigma k}\right|^2}$.

Полученное решение необходимо уточнять с помощью корреляционных обратных связей. Существует большое количество методов построения обратных корреляционных связей[1]. К ним относятся простейшие градиентные процедуры и более сложные многошаговые алгоритмы

$$C(n) = C(n-1) - \lambda \cdot \nabla_C, \tag{24}$$

где λ – константа, определяющая величину шага, эта величина (в зависимости от метода) может меняться от итерации к итерации.

Аналогичные соотношения, с заменой индекса $\sum$ на Δ, имеют место для $D(n)$.

Достоинством данного алгоритма пространственной адаптации является то, что при воздействии нескольких ИП не надо хранить в ОЗУ выборочные значения входного сигнала $\boldsymbol{X}$, а также менять от импульса к импульсу АФР на раскрыве. В данном случае в ОЗУ необходимо сохранять значения $C(n)$ и $\left|y_{\Sigma k,n}\right|^2$. При этом уменьшаются вычислительные затраты на реализацию алгоритма.

Заключение

Рассмотрены возможные подходы к реализации алгоритмов пространственного адаптивного подавления импульсных помех в РЛС с ФАР. Предложен алгоритм, при реализации которого не производятся операции перемножения матрицы на вектор, которые требуют больших вычислительных затрат. Поэтому к быстродействию процессора обработки сигналов можно предъявлять менее жесткие требования.

Библиографический список

1. Журавлев А. К., Хлебников В. А, Родимов А. П. и др. Адаптивные радиотехнические системы с антенными решетками. Л.: Изд-во ЛГУ, 1991. 544 с.

2. Долганов Ю. М., Устинов Б. В., Хлебников В. А., Хоменко А. А. Вычислительный алгоритм пространственного разрешения источников случайных сигналов // Техника средств связи. 1988. Вып. 2. С. 32–37.

3. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.

4. Хоменко А. А., Поддубный С. С., Бакшеева Ю. В. Повышение помехозащищенности вторичной РЛС // Сб. ст. XXII Междунар. конф. «Волновая электроника и инфокоммуникационные системы». В 2 ч. Ч. 2. СПб.: ГУАП, 2019. С. 186–191.

УДК 681.784.8

Д. Д. Хохлов*
аспирант, младший научный сотрудник
А. С. Мачихин*
доктор технических наук, ведущий научный сотрудник
М. В. Волков**
кандидат технических наук, доцент
И. В. Данилычева****
кандидат медицинских наук, ведущий научный сотрудник
Е. Д. Ловчикова*
инженер-исследователь
*Научно-технологический центр уникального приборостроения Российской академии наук
**Университет ИТМО
***ФГБУ ГНЦ «Институт иммунологии» ФМБА России

РАЗРАБОТКА ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ ЗОНДОВОГО ВИДЕОКАПИЛЛЯРОСКОПА

Мониторинг функционального состояния капиллярной сети позволяет диагностировать на ранней стадии развития патологии, связанные с нарушением сосудистой микроциркуляции. В статье представлен прототип оптико-электронной системы для зондовой видеокапилляроскопии, позволяющий осуществлять визуализацию и количественную оценку параметров капиллярного кровотока в произвольном участке воспаленного кожного покрова. Кратко отражены основные расчеты оптико-электронной системы видеокапилляроскопа. Проведена экспериментальная апробация предложенного прототипа.
Ключевые слова: визуализация кровотока, капилляроскопия, прижизненная визуализация, проектирование оптических систем.

Работа выполнена при финансовой поддержке Совета по грантам Президента РФ, грант МД-32.2021.4.

D. D. Khokhlov*
PhD Student, Junior Research Employee
A. S. Machikhin*
Dr. Sc., Tech., Leading Research Employee
M. V. Volkov**
PhD, Tech., Associate Professor
I. V. Danilycheva****
PhD, Medical, Leading Research Employee
E. D. Lovchikova*
Research Engineer
*Scientific and Technological Center of Unique Instrumentation of Russian Academy of Sciences
**ITMO University
***Institute of Immunology FMBA

DESIGN OF THE OPTICAL SYSTEM FOR EXOSCOPE-BASED VIDEOCAPILLAROSCOPY

Accurate monitoring of microvasculature functioning enables early detection of diseases related to skin microcirculation disorders The exoscope concept for blood microcirculation visualization and assessment in arbitrary inflamed skin areas is described. The main design aspects are briefly discussed. The described concept has been approved experimentally by in vivo mapping and analysis of microvessels in human skin.
Keywords: cardiovascular visualization; capillaroscopy; vessel imaging; in-vivo imaging; optical design.

Введение

Отклонения функциональных показателей и нарушение морфологии капиллярной сети могут указывать на развитие различных патологических состояний [1]. В связи с этим является актуальным развитие и внедрение в клиническую практику методик неинвазивного прижизненного мониторинга капиллярной сети, позволяющих осуществлять диагностику патологий на ранних стадиях развития. Описаны различные методики оптического мониторинга сосудистой микроциркуляции [2–4], но наиболее широкое распространение получила методика капилляроскопии ногтевого ложа [5]. Несмотря на общее признание данной методики, стоит отметить, что наибольшую ценность будут представлять данные о морфологии и функциональном состоянии сосудов, полученные непосредственно в месте воспаления. В настоящей работе описан прототип оптико-электронной системы для зондовой видеокапилляроскопии, позволяющий осуществлять визуализацию и количественную оценку параметров капиллярного кровотока в произвольном участке воспаленного кожного покрова.

Расчет параметров основных компонентов системы

Прототип зондового видеокапилляроскопа состоит из: шарнирного кронштейна I, закрепленного на массивном основании, зондовой оптической системы II, спроектированной на основе жесткого линзового эндоскопа, линзового адаптера III, формирующего изображение на фоточувствительной площадке КМОП матричного приемника излучения IV, и портативного компьютера V, используемого для регистрации, хранения и обработки изображений капиллярной сети. Общий вид видеокапилляроскопа представлен на рис. 1а. Возможность визуализации кровотока и оценки его параметров в произвольном участке кожи достигается за счет применения подвижного кронштейна с несколькими степенями свободы и зондовой оптической системы, обеспечивающей достаточную глубину резко изображаемого пространства и высокое качество изображения. Поскольку при проектировании зонда видеокапилляроскопа за основу был взят эндоскопический зонд, для удобства подсветки исследуемого объекта была сохранена осветительная система на основе светодиодного источника света и волоконного световода. Взаимное расположение оптических элементов в оптико-электронной системе, а также ход осевого пучка лучей показаны на рис. 1б.

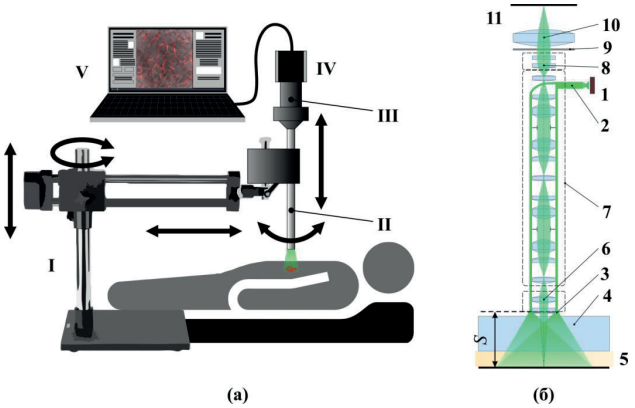


Рис. 1. Общий вид (а) и схема взаимного расположения оптических элементов (б) зондового видеокапилляроскопа

Поскольку спектральный коэффициент поглощения гемоглобина в крови имеет характерный максимум в зеленой части видимого диапазона оптического излучения, для достижения наибольшего контраста визуализации кровеносных сосудов на фоне приповерхностных слоев кожи в качестве источника света используется зеленый светодиод с центральной длиной волны λ_c = 520 нм и шириной спектрального диапазона излучения $2\Delta\lambda$ = 30 нм на уровне интенсивности 50%. Излучение от источника света 1 при помощи световода 2 направляется через кольцевой поляризатор 3 и выравнивающую стеклянную пластину 4 к поверхности кожи и достигает предметной плоскости 5, расположенной на расстоянии S = 5 мм от дистального конца зонда. Объектив зонда 6 формирует изображение исследуемого объекта, которое при помощи линзовой системы переноса изображения транслируется в передней фокальной плоскости окуляра 8. Окуляр формирует бесконечно удаленное изображение, доступное для визуального наблюдения, но для регистрации цифровых изображений сосудистой сети воспаленных участков кожи за окуляром устанавливается линзовый адаптер 10 с поляризатором 9. Плоскости поляризации кольцевого поляризатора 3 и поляризатора 9 скрещены, что позволяет исключить при регистрации излучение, отраженное от поверхности пластины 4 и поверхности кожи. Изображение, используемое для дальнейшей обработки, формируется адаптером в плоскости 11, совмещенной со светочувствительной площадкой матричного приемника излучения.

Исходными данными для расчета оптико-электронной системы зондового видеокапилляроскопа стали рабочее расстояние S, рабочий спектральный диапазон $\left(\lambda_c - \Delta\lambda; \lambda_c + \Delta\lambda\right)$, показатель преломления n 1,5 среды, в которой располагается плоскость предмета, фокусное расстояние адаптера f_A = 75 мм, а также размер изображения $M \times N = 1000 \times 1000$ пикселей и эффективный мас-

штаб изображения m = 2 мкм/пиксель, определяемый особенностями использованного алгоритма обработки изображений [6]. Также, исходя из спектральной характеристики квантовой эффективности и максимальной доступной частоты кадров, на начальном этапе был выбран приемник излучения с размером пикселя Δ = 5,86 мкм. На этапе габаритного расчета из соотношения (1) было оценено увеличение зонда.

$$\Gamma = \Delta \cdot S / n \cdot m \cdot f_A = (5{,}86 \cdot 5) / (1{,}5 \cdot 2 \cdot 75) \approx 0{,}13. \quad (1)$$

Поскольку для рассматриваемого зонда была выбрана линзовая система переноса изображения, не влияющая на масштаб изображения, увеличение зонда будет также определять отношение фокусного расстояния объектива к фокусному расстоянию окуляра. Для обеспечения требуемого увеличения были значения фокусных расстояний объектива и окуляра были приняты равными $f_{OБ}$ = 6,5 мм и f_{OK} = 50 мм. На этапе аберрационного расчета были выбраны конфигурации оптических элементов в составе оптико-электронной системы, а также получены их конструктивные параметры. В качестве объектива в составе зонда использована комбинация плоско-вогнутой линзы, выполняющей также роль защитного стекла, и двухлинзовой склейки. Такая простая конструкция коллектива является допустимой, поскольку объективы эндоскопов обладают невысоким относительным отверстием [7]. Помимо этого, узкий рабочий спектральный диапазон оптико-электронной системы позволяет не проводить коррекцию хроматических аберраций. Линзовая система передачи изображения состоит из трех коллективных линз, четырех одинаковых линзовых блоков, установленных попарно-симметрично относительно двух апертурных диафрагм. В роли окуляра использована двухлинзовая склейка с защитным стеклом в виде плоскопараллельной пластины. Описанная конфигурация оптической системы зонда позволила минимизировать такие внеосевые аберрации, как кома, астигматизм и кривизна поля. Остаточная дисторсия имеет малое значение и может быть скорректирована на этапе обработки изображений. Выбранный на начальном этапе расчета линзовый адаптер представляет собой заимствованный фотографический объектив, который не оказывает значительного влияния на качество изображения.

Экспериментальная апробация

Для оценки качества изображения, обеспечиваемого оптико-электронной системой предложенного зондового видеокапилляроскопа, были получены изображения шахматного тест-объекта, по которым с использованием метода, описанного в работе [8], была вычислена экспериментальная частотно-контрастная характеристика (ЧКХ). График частотно-контрастной характеристики для зоны в центре поля зрения показан на рис. 2а. Для наглядности на рис. 2б также приведен пример изображения шахматного тест-объекта с выделенной зоной, для которой проводилась оценка ЧКХ.

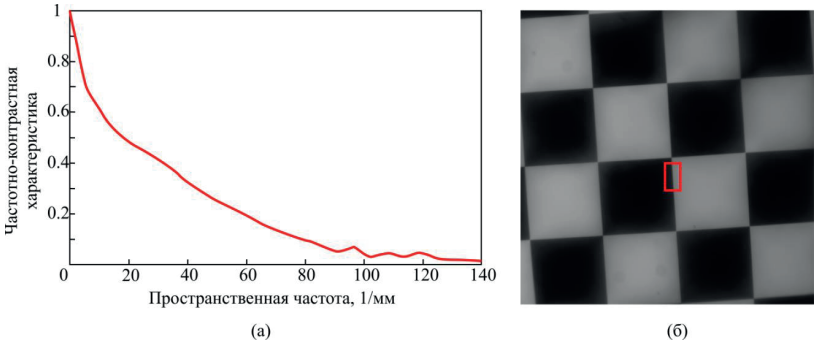


Рис. 2. Экспериментальная частотно-контрастная характеристика зондового видеокапилляроскопа (а) и пример изображения шахматного тест-объекта

Как видно из рис. 2а, зондовая система обеспечивает контраст на уровне 0,4 при пространственной частоте около 40 линий на мм, что является удовлетворительным качеством изображения для решения задачи визуализации сосудистой сети. На рис. 3 на примере изображения участка кожи условно здорового добровольца проиллюстрированы основные этапы обработки изображения [9]: 3а – исходное изображение, 3б – изображение после коррекции неоднородности фона и градационных преобразований, 3в – изображение после локального совмещения и пространственно-временной фильтрации, 3г – карта капилляров, наложенная на исходное изображение.

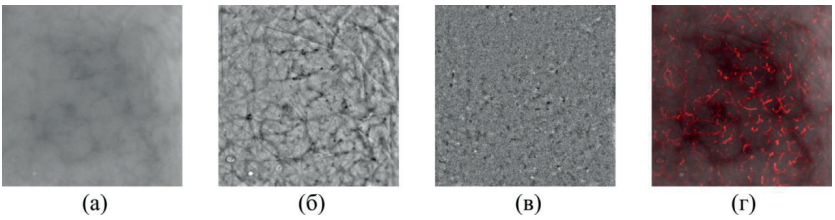


Рис. 3. Примеры изображений, получаемых на разных этапах обработки изображений

Заключение

Описанный прототип зондового видеокапилляроскопа демонстрирует приемлемое качество изображения и глубину резко изображаемого пространства, что, с учетом конструкции основания и кронштейна, делает возможным его применение для визуализации и количественной оценки функциональных параметров капиллярной сети в произвольном участке кожного покрова человека.

Библиографический список

1. Fagrell B., Intaglietta M. Microcirculation: its significance in clinical and molecular medicine // Journal of Internal Medicine. 1997. Vol. 241. No 5. P. 349–362.

2. Scardina G. A., Ruggieri A., Messina P. Oral microcirculation observed in vivo by videocapillaroscopy: a review // J Oral Sci. 2009. Vol. 51. No 1. P. 1–10.

3. Mennes O. A., van Netten J. J., Slart R., Steenbergen W. Novel Optical Techniques for Imaging Microcirculation in the Diabetic Foot // Curr Pharm Des. 2018. Vol. 24. No 12. P. 1304–1316.

4. Heeman W., Steenbergen W., van Dam G., Boerma E. C. Clinical applications of laser speckle contrast imaging: a review // J Biomed Opt. 2019. Vol. 24. No 8. P. 1–11.

5. Gallucci F., Russo R., Buono R., Acampora R., Madrid E., Uomo G. Indications and results of videocapillaroscopy in clinical practice // Adv Med Sci. 2008. Vol. 53. No 2. P. 149–157.

6. Gurov I., Volkov M., Margaryants N., Pimenov A., Potemkin A. High-speed video capillaroscopy method for imaging and evaluation of moving red blood cells // Optics and Lasers in Engineering. 2018. Vol. 104. P. 244–251.

7. Хацевич Т. Н., Михайлов И. О. Эндоскопы: учеб. пособие. Новосибирск: СГГА, 2012. 260 с.

8. Masaoka K., Yamashita T., Nishida Y., Sugawara M. Modified slanted-edge method and multidirectional modulation transfer function estimation // Optics Express. 2014. Vol. 22. No 5. P. 6040–6046.

9. Волков М. В., Маргарянц Н. Б., Потемкин А. В., Мачихин А. С., Хохлов Д. Д., Батшев В. И., Данилычева И. В., Данилычев М. В. Метод визуализации кровеносных сосудов в коже человека на основе видеорегистрации кровотока с использованием лапароскопа // Радиотехника и электроника. 2020. Т. 65. № 7. С. 674–683.

УДК 681.78+656.25

О. В. Шакин*
доктор технических наук, профессор
М. С. Сирко*
магистрант
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ДИНАМИКА РАЗВИТИЯ И СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ОПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ НЕГАБАРИТНОСТИ ГРУЗОВ НА ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОМ ТРАНСПОРТЕ

Осуществлен комплексный анализ развития автоматизированной системы коммерческого осмотра поездов и вагонов, рассмотрена практика совершенствования и модернизации электронных габаритных ворот в ОАО РЖД и произведен сравнительный анализ технических характеристик моделей оптических систем контроля негабаритности грузов в динамике. Представлены выводы, которые подтверждают перспективы перехода на интенсивный путь развития и совершенствования оптических систем контроля при условии более полного использования возможностей оптических и лазерных технологий.
Ключевые слова: электронные габаритные ворота, технологии лазерного сканирования, 3D-модель, интеллектуальная обработка информации, индукционные педали, ИК-датчики, модель сегментирования информации лазерных сканеров, компенсаторы шумов и помех.

O. V. Shakin*
Dr. Sc., Tech., Professor
M. S. Sirko*
Postgraduate Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

DYNAMICS OF DEVELOPMENT AND IMPROVEMENT OF THE OPTICAL SYSTEM OF OVERSIZED CARGO CONTROL IN RAILWAY TRANSPORT

A comprehensive analysis of the development of an automated system of commercial inspection of trains and wagons was carried out, the practice of improving and modernizing electronic dimensional gates in Russian Railways was considered and the technical characteristics of models of optical systems for controlling oversized cargo in dynamics were compared. The conclusions are presented, which confirm the prospects of the transition to an intensive path of development and improvement of optical control systems, provided that the capabilities of optical and laser technologies are more fully used.
Keywords: electronic overall gates, laser scanning technologies, 3D-model, Intelligent Information Processing, induction pedals, IR sensor, laser scanner information segmentation model, noise and interference compensators.

Введение

Важнейшим элементом любой методики проектирования и модернизации автоматизированных оптических систем является предварительное исследование текущего состояния системы и определение перспективы ее развития.

Именно поэтому комплексный анализ динамики развития автоматизированной системы коммерческого осмотра поездов и вагонов имеет особенно актуальное значение в настоящее время.

Результаты комплексного анализа динамики развития автоматизированной системы коммерческого осмотра поездов и вагонов

Первые системы АСКО ПВ были разработаны ОАО НПП «Альфа-Прибор» в 1995 году (Патент № 2252170) и внедрены на сети железных дорог ОАО «РЖД» в 1996 году [2].

Электронные габаритные ворота, несомненно, имели значительные преимущества по сравнению с другими средствами контроля. Однако, на практике, в основном по причине территориальных особенностей местности и отсутствия необходимых технических условий, системы АСКО ПВ не всегда и везде возможно было установить. Именно поэтому они до сих пор в России не получили должного развития и размещены на ограниченном количестве железнодорожных станций и перегонов.

На протяжении двадцати пяти лет электронные габаритные ворота постоянно совершенствовались и модернизировались, увеличивался спектр их функциональных возможностей, целей и задач.

С развитием оптических и лазерных технологий ОАО НПП «Альфа-Прибор» усовершенствовало свое изобретение и на железнодорожных станциях началось внедрение новой системы АСКО ПВ 3D, которая основана на применении технологии лазерного сканирования [1].

Основной принцип работы системы АСКО ПВ 3D заключается в том, что датчики, установленные слева и справа на электронных габаритных воротах, сканируют пространство в перпендикулярной направлению движения поезда плоскости и измеряют расстояние до различных точек его вагонов. На основе этих измерений в автоматическом режиме осуществляется формирование 3D-модели проходящего подвижного состава и сравнение полученных значений с базой допустимых значений. Таким образом, оценивается негабаритность грузов на открытом подвижном составе.

Одной из новейших систем коммерческого осмотра поездов и вагонов в настоящее время является также система АСКО 3D Контроль, разработанная компанией ЗАО «ПИК ПРОГРЕСС» г. Москва, которая защищена патентом России № 2718769 от 18.11.2019, опубликованным 14.04.2020 г [3].

Принцип работы АСКО 3D Контроль заключается в том, что в системе осуществляется построение 3D-модели подвижного состава, на ее основе производится интеллектуальная обработка информации, контроль и анализ соответствия фактических параметров заданным значениям, определение отклонений и смещения груза, вычисляемых относительно данных полученных при осмотре на предыдущих станциях в системе АСКО 3D Контроль по всему маршруту следования подвижного грузового состава. В результате оператор получает не только информацию о негабаритности груза, но и прогнозную модель дальнейшего изменения состояния груза.

Следует отметить, что патентный поиск позволил выявить большое сходство множества предлагаемых в настоящее время подобных автоматизированных систем и поэтому стоит остановится на сравнительном анализе технических характеристик вышерассмотренных, применяемых уже в практической деятельности системах коммерческого осмотра поездов и вагонов.

Сравнительный анализ технических характеристик систем коммерческого осмотра поездов и вагонов АСКО ПВ, АСКО ПВ 3D и АСКО 3D Контроль представлен в табл. 1.

Таблица 1

Сравнительный анализ технических характеристик систем коммерческого осмотра поездов и вагонов

Наименование параметров	Значение		
	АСКО ПВ	АСКО ПВ 3D	АСКО 3D Контроль
Режим работы	Круглосуточный	Круглосуточный	Круглосуточный
Количество телекамер визуального контроля	4	4	6
Разрешение изображения, пикселей	640×480	1280×960	2048×1536
Скорость записи/воспроизведения видеоизображения, кадров/сек. на канал	25	25	25
Количество устройств сканирования вагона	Нет	2 лазерных сканера	3 лазерных сканера (однолучевые или многолучевые)
Допустимая скорость движения состава в контролируемой зоне, км/ч	60	60	80
Режим движения состава	Непрерывное и реверсивное с остановками	Непрерывное и реверсивное с остановками	Непрерывное и реверсивное с остановками
Тип датчиков подсистемы счета вагонов	ИК-датчики	Индукционные педали	Индукционные педали
Число контрольных зон габарита погрузки	9	9	9

Наименование параметров	Значение		
	АСКО ПВ	АСКО ПВ 3D	АСКО 3D Контроль
Число контрольных зон основного габарита погрузки	2	2	2
Число контрольных зон максимального по ширине габарита подвижного состава	2	2	2
Тип прожекторов подсистемы освещения	С металлогалогенными лампами	Светодиодные	Светодиодные
Электропитание	~220 В 50 Гц	~220 В 50 Гц	~220 В 50 Гц
Диапазон рабочих температур	от –50 °С до +50 °С	от –50 °С до +50 °С	от –50 °С до +50 °С
Срок службы, не менее	10 лет	10 лет	10 лет

Представленные в табл. 1 данные свидетельствуют о значительном сходстве исследуемых систем. Многие показатели, в том числе режим работы, скорость видеозаписи, режим движения состава, число контрольных зон габаритности, срок службы и диапазон рабочих температур, не изменились. Таким образом, можно сделать вывод о динамике развития систем контроля негабаритности грузов в едином экстенсивном направлении, а именно в увеличении количества оборудования, несмотря, на то, что проектировщики и производители систем разные.

Существенное отличие заключается в том, что в системах АСКО ПВ 3D и АСКО 3D Контроль для подсчета количества вагонов используются индукционные педали, а не ИК-датчики как в системе АСКО ПВ.

Основное отличие АСКО ПВ 3D и АСКО 3D Контроль от системы АСКО ПВ заключается в использовании технологии лазерного сканирования, что позволило значительно расширить функциональные возможности и решаемые задачи оптических ворот.

Система АСКО ПВ на начальном этапе имела ряд существенных недостатков таких как чувствительность электронного оборудования к механическим повреждениям, погодным условиям и загрязнению. С появлением АСКО ПВ 3D и АСКО 3D Контроль эти проблемы в большей степени уже решены, хотя долгое время на российских железных дорогах именно по этим причинам отказывались от применения лазерных технологий.

До недавнего времени лазерные дальномеры, например, использовались только как АОЛС, а в настоящее время успешно внедряются на железных дорогах с целью распознавания объектов и обеспечения безопасности. Активно

ведется работа по сегментированию информации дальномеров, а также разработан ряд моделей по данному направлению.

Заключение

Таким образом, анализ показал, что возможности лазерных технологий на российских железных дорогах используются не в полной мере. В основном лазерные сканеры применяются в качестве измерителей при контроле грузов.

Развитие оптики, лазерных технологий и фотоники в настоящее время открывает большие возможности для перехода на интенсивный путь развития и совершенствования электронных систем коммерческого осмотра поездов и вагонов. Такое направление может включать разработку новых моделей сегментирования информации лазерных сканеров или компенсаторов шумов и помех для них. Возможности применения лазерных устройств на железных дорогах безграничны и перспективы их развития очевидны. Лазерные технологии прочно вошли в жизнь железной дороги, успешно закрепились и находятся на стадии бурного роста.

Библиографический список

1. ОАО НПП «Альфа-Прибор». АСКО ПВ 3D. Описание системы. URL: http://www.alfa-pribor.ru/products/automated-inspection-system/asko-pv-3d/ (дата обращения: 01.03.2021).

2. Дегтярь В. Б., Иванов Н. А., Лысый В. М., Солошенко В. Н., Хазанский А. В., Цыпин Н. З. Автоматизированная система коммерческого осмотра поездов и вагонов (АСКО ПВ). URL: http://allpatents.ru/patent/2252170.html (дата обращения: 01.03.2021).

3. Дворецкий М. Ю., Иванов Н. А., Кулешов П. Н. Автоматизированная система коммерческого осмотра 3D-контроль. URL: https://findpatent.ru/patent/271/2718769.html (дата обращения: 01.03.2021).

4. ОАО РЖД. Карьерный портал. Семантическая сегментация лидарных данных. URL: https://team.rzd.ru/students/trainings/125 (дата обращения: 01.04.2021).

5. ОАО РЖД. Об инновационном развитии. URL: https://company.rzd.ru/ru/9381/page/103290?id=16632 (дата обращения: 01.04.2021).

6. Тонкова М. Л. Инновационные технологии коммерческого осмотра поездов и вагонов // Известия ПГУПС, 2019. URL: https://cyberleninka.ru/article/n/innovatsionnye-tehnologii-kommercheskogo-osmotra-poezdov-i-vagonov (дата обращения: 10.05.2020).

УДК 621.391.82:621.396.677:51-74

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

МОДЕЛИРОВАНИЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ УГОЛКОВОГО ОТРАЖАТЕЛЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН В НАЗЕМНОЙ РАДИОЛИНИИ СВЯЗИ

Рассмотрено модельное представление двугранных уголковых отражателей электромагнитных волн, используемых в наземной радиолинии связи. Построенная математическая модель этой радиолинии связи учитывает влияние на передаваемый сигнал используемых антенн, земной поверхности и отражателей электромагнитных волн, что позволяет исследовать возможности улучшения ее характеристик. Полученные результаты позволяют оценить влияние параметров конструкции отражателя и его пространственного положения на характеристики наземной радиолинии связи и определить условия достижения наилучших характеристик.
Ключевые слова: радиолиния связи, отражатель, электромагнитные волны, антенна, земная поверхность, математическая модель.

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

MODELING OF THE USE CORNER REFLECTOR OF ELECTROMAGNETIC WAVES IN THE GROUND RADIO LINE OF COMMUNICATION

Model representation of dihedral corner reflectors of electromagnetic waves used in the ground radio line of communication is considered. The constructed mathematical model of this radio line of communication takes into account the influence of the used antennas, the earth's surface and electromagnetic wave reflectors on the transmitted signal, which allows us to research the possibilities of improving its characteristics. The results obtained allow us to evaluate the influence of the design parameters of the reflector and its spatial position on the characteristics of the ground radio line of communication and determine the conditions for achieving the best characteristics.
Keywords: radio line of communication, reflector, electromagnetic waves, antenna, earth's surface, mathematical model.

Введение

Перспективным направлением совершенствования наземных радиолиний связи является использование в их составе вместо активных ретрансляционных

станций пассивных ретрансляторов, что особенно ценно при сложном рельефе местности, когда требуется перенаправить электромагнитные волны вокруг препятствия при малой высоте расположения антенн. Такие ретрансляторы отличаются от промежуточных ретрансляционных станций тем, что на них отсутствует какая-либо приемо-передающая аппаратура, а прием и передача сигналов осуществляется отражателями (переотражателями) электромагнитных волн [1, 2].

Результаты исследования использования плоских прямоугольных отражателей электромагнитных волн в наземной радиолинии связи с использованием ее обобщенной математической модели указывают на существенное влияние параметров используемых антенн, параметров отражателей электромагнитных волн и их пространственного положения на передаваемый сигнал [3–5].

Учитывая значительное влияния конструктивных особенностей отражателей электромагнитных волн на передаваемый сигнал, перспективным оказывается исследование возможностей использование различных типов отражателей в наземных радиолиниях связи. Так как в наземных радиолиниях связи электромагнитное поле имеет сложную пространственную структуру, математическое моделирование использования в них каждого нового типа отражателя представляет собой самостоятельную научную задачу.

Постановка задачи

При построении математической модели наземной радиолинии связи, использующей уголковые отражатели электромагнитных волн, для корректного решения электродинамической задачи распространения электромагнитных волн примем следующие допущения: полагаем, что земная поверхность плоская и идеально гладкая, электромагнитные волны являются монохроматическими, создаются и распространяются в линейной, однородной и изотропной окружающей среде с малой проводимостью при отсутствии внешних источников поля, влияющих на передаваемый сигнал [1–3].

В основу математической модели, работающей в микроволновом диапазоне волн, положим расчетные выражения, полученные с использованием методов геометрической и физической оптики. При этом амплитуда и фаза поля в точке апертуры отражателя или антенны является результатом сложения всех электромагнитных волн, пришедших в рассматриваемую точку из каждой точки апертуры передающей антенны (отражателя) как при прямом распространении волны, так и при зеркальном отражении от земной поверхности [4, 6–8].

Решение задачи

Рассмотрим пассивный ретранслятор электромагнитных волн, представляющий собой двугранный отражатель, состоящий из двух плоских металлических граней, в общем случае произвольной формы, развернутых под произвольным углом так, что при падении плоской волны между гранями возникает двукратное или многократное переотражение. Причем, двукратное переотражение возникает, если угол между гранями $\alpha \geq \pi/2$ (рис. 1), а многократное переотражение, если $\alpha < \pi/2$.

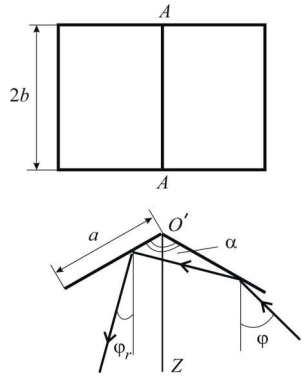


Рис. 1. Уголковый двугранный отражатель с двукратным отражением при $\alpha>\pi/2$

Пусть, в соответствии с рис. 1, ось *O'Z* лежит в горизонтальной плоскости, перпендикулярной ребру *AA*, и является биссектрисой угла α между гранями; φ и θ – углы между линией облучения (прожекторный луч) и осью *O'Z* в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно, *a* и 2*b* – горизонтальный и вертикальный размеры каждой из граней. Также как у плоского прямоугольного отражателя при перпендикулярной поляризации падающей электромагнитной волны напряженность электрического поля электромагнитной волны, рассеянной таким отражателем, в горизонтальной плоскости в произвольном направлении φ относительно нормали к поверхности отражателя опишется в приближении физической оптики формулой [7, 9].

$$E_r = -\frac{E_i\sqrt{\sigma}}{r\sqrt{4\pi}}e^{jkr}, \qquad (1)$$

где E_i, E_r – напряженности электрического поля в центре эквивалентной апертуры отражателя и точки наблюдения соответственно; r – расстояние от центра эквивалентной апертуры отражателя до точки наблюдения; $k=2\pi/\lambda$ – волновое число; σ – эффективная поверхность рассеяния эквивалентной апертуры в произвольном направлении относительно прожекторного луча.

Рассмотрим двугранный уголковый отражатель с углом между гранями $\alpha>\pi/2$, отличным от прямого угла на величину Δ. В таком отражателе происходит двукратное переотражение волн, падающих на каждую из граней, что приводит к возникновению двух «прожекторных» пучков лучей. Кроме того, возникает еще два пучка в результате однократного отражения от каждой из граней, которые играют второстепенную роль [7].

Двугранный отражатель при двукратном отражении является эффективным бистатическим отражателем. При углах отражения относительно углов падения (бистатических углах), равных $\beta'_0 = -2\Delta$ эффективная поверхность рассеяния становится максимальной и определяется выражением:

$$\sigma = \frac{\sigma_m}{2}\sin^2\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\Delta}{2} - |\varphi_1 - \Delta|\right), \qquad (2)$$

где угол φ_1 изменяется в пределах $-\frac{\pi}{4} + \frac{3\Delta}{2} < \varphi_1 < \frac{\pi}{4} - \frac{3\Delta}{2}$, а σ_m описывается формулой

$$\sigma_m = \frac{32\pi a^2 b^2}{\lambda^2}.$$

Эффективная поверхность рассеяния двугранного отражателя создается двумя эквивалентными апертурами: a'_2 и a''_2 (рис 2).

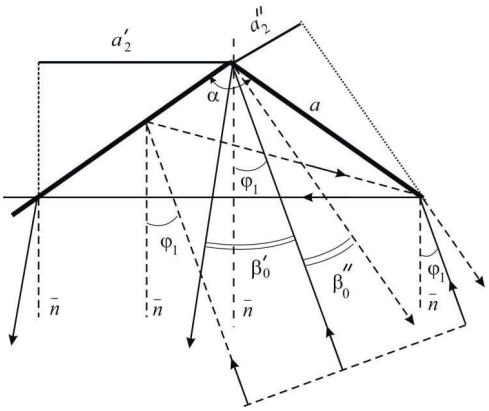


Рис. 2. Формирование эквивалентных апертур двугранного уголкового отражателя с $\alpha > \pi/2$

Каждая из этих апертур формирует свой луч, причем взаимным влиянием этих лучей можно пренебречь. Для практического использования выберем наибольшую эквивалентную апертуру a'_2. Эквивалентная апертура, создающая такое рассеяние может быть рассчитана следующим образом:

$$a'_2 = a\sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\Delta}{2} - |\varphi_1 - \Delta|\right). \qquad (3)$$

С учетом изменения интенсивности принимаемого сигнала при отклонении от главного отраженного луча формула (2) принимает вид:

$$\sigma = \frac{\sigma_m}{2}\sin^2\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\Delta}{2} - |\varphi_1 - \Delta|\right)\cdot f^2(\varphi,\theta)\ . \qquad (4)$$

Здесь $f(\varphi,\theta)$ – пространственная характеристика рассеяния отражателя, которая может быть рассчитана по выражению [7, 9]:

$$f(\varphi,\theta)=\left(\frac{1+\cos(\psi_1+\psi)}{2}\right)\left[\frac{\sin(k\,a_2'\sin(\varphi_1-2\Delta+\varphi))}{k\,a_2'\sin(\varphi_1-2\Delta+\varphi)}\;\;\frac{\sin(k\,b_1\sin(\theta_1+\theta))}{k\,b_1\sin(\theta_1+\theta)}\right],(5)$$

где ψ_1,ψ – углы падения электромагнитной волны на отражатель и ее отражения в произвольном направлении относительно перпендикуляра к поверхности. В этой формуле углы φ, θ, ψ считаются положительными, если они отсчитываются относительно нормали к вертикальной апертуре отражателя в направлении источника волны.

Встроив такой отражатель в наземную радиолинию связи, можно, меняя его пространственное положение вдоль трассы передающая антенна – приемная антенна, а также его габаритные размеры, добиться наилучшего коэффициента ретрансляции сигнала.

Исходными для расчета коэффициента ретрансляции сигнала K_V уголковым отражателем с углом между гранями α=120° были приняты следующие параметры наземной радиолинии связи: наземное расстояние вдоль радиолинии от передающей до приемной антенны 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 λ=0,032 м при плоской земной поверхности с сухой почвой, для которой удельная проводимость σ_c=0,001 [Ом$^{-1}$·м$^{-1}$], а относительная диэлектрическая проницаемость ε =5. Расчет проводился с использованием обобщенной математической модели наземной радиолинии связи [4, 9].

Результаты расчетов коэффициента ретрансляции сигнала K_V двугранным уголком с углом равным 120 градусам между гранями в такой системе при различных углах падения волны на отражатель φ_1 показали, что без учета влияния подстилающей поверхности кривые зависимости K_V от расстояния отражателя r_1 от передающей антенны при φ_1=30°,15°,5° имеют гладкий характер (рис. 3, кривые *1, 2, 3*).

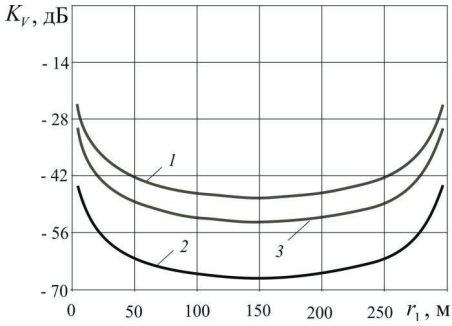


Рис. 3. Зависимости коэффициента ретрансляции уголкового отражателя с α=120° от r_1 без учета влияния подстилающей поверхности: 1 – φ_1=30°; 2 – φ_1=15°; 3 – φ_1=5°

С учетом с учетом отражений от подстилающей земной поверхности соответствующие кривые зависимости K_V от расстояния отражателя r_1 от передающей антенны при φ_1=30°,15°,5° имеют следующий вид (рис. 4, кривые *1, 2, 3*).

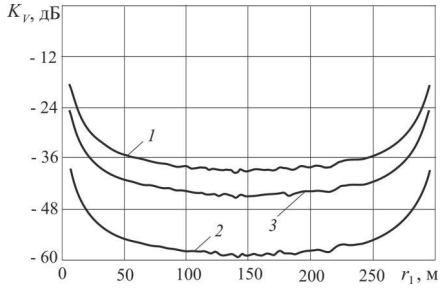


Рис. 4. Зависимости коэффициента ретрансляции уголкового отражателя с α=120° от r_1 с учетом влияния подстилающей поверхности: 1 – φ_1=40°; 2 – φ_1=15°; 3 – φ_1=5°

Эти зависимости имеют колебательный периодический характер относительно соответствующих гладких кривых, не учитывающих влияние подстилающей поверхности. Зависимость коэффициента ретрансляции сигнала K_V от положения ретранслятора относительно передатчика на приземных участках имеет множество локальных пульсаций, обусловленных влиянием подстилающей поверхности.

Влияние подстилающей поверхности на коэффициент ретрансляции существенно, а наличие пульсаций указывает на возможность выбора оптимального пространственного положения ретрансляторов. Конструктивные параметры двугранного уголкового отражателя и угол падения электромагнитной волны на отражатель также влияют на параметры передаваемого сигнала, что может быть использовано для достижения заданного коэффициента ретрансляции сигнала K_V и оптимизации наземной радиолинии связи.

Выводы

Полученные результаты указывают на то, что при использовании в качестве пассивного ретранслятора наземной радиолинии связи двугранного уголкового отражателя, образованного двумя плоскими пластинами, соединенными под углом $\alpha>\pi/2$, влияние подстилающей поверхности на коэффициент ретрансляции K_V существенно, а наличие пульсаций указывает на необходимость выбора оптимального пространственного размещения отражателя. Значительно влияние на коэффициент ретрансляции K_V также угла падения электромагнитной волны на отражатель и габаритных размеров отражателя. За счет изменения данных параметров можно провести необходимую оптимизацию использования двугранного уголкового отражателя в наземной радиолинии связи и получить максимальное значение коэффициента ретрансляции K_V передаваемого сигнала.

Библиографический список

1. Фейнберг Е. Л. Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. М.: Наука, 1999. 496 с.

2. Калинин А. И., Черенкова Е.Л. Распространение радиоволн и работа радиолиний. М.: Связь, 1971. 440 с.

3. Киршина И. А., Якимов А. Н., Бестугин А. Р. Исследование конструкторских возможностей улучшения характеристик наземной радиолинии связи методом математического моделирования // Сб. ст. XXIII Междунар. науч. конф. «Волновая электроника и инфокоммуникационные системы». В 2 ч. Ч. 2. СПб.: ГУАП, 2020. С. 70–76.

4. Киршина И. А., Якимов А. Н., Бестугин А. Р. Обобщенная математическая модель наземной радиолинии связи // Сб. ст. XXII Междунар. науч. конф. «Волновая электроника и инфокоммуникационные системы». В 2 ч. Ч. 2. СПб.: ГУАП, 2019. С. 115–120.

5. Бестугин А. Р., Якимов А. Н., Киршина И. А., Неробеев А. В. Исследование влияния антенны на характеристики наземной радиолинии связи // Успехи современной радиоэлектроники. 2018. № 12. С. 145–150.

6. Айзенберг Г. В., Ямпольский В. Г. Пассивные ретрансляторы для радиорелейных линий. М.: Связь, 1973. 208 с.

7. Кобак В. О. Радиолокационные отражатели / Под ред. О. Н. Леонтьевского. М.: Сов. радио, 1975. 248 с.

8. Андреев П. Г., Якимов А. Н. Моделирование перенаправления сигнала радиолинии связи с учетом отражений от земной поверхности // Тр. Междунар. симп. «Надежность и качество». Пенза: ИГУ, 2001. С. 206–207.

9. 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.

ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА
И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

УДК 621.391

Д. А. Аблязов*
студент
П. В. Попок*
студент
Н. А. Овчинникова*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОКОЛЕНИЙ СЕТИ БЕСПРОВОДНОЙ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

Проанализировано развитие поколений беспроводной мобильной связи. Сформулированы основные направления и особенности ее развития в настоящее время. Определены актуальные задачи практического применения пользователями.
Ключевые слова: беспроводная мобильная сеть, Интернет, скорость передачи данных, абонент, поколение сети.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ) в рамках научного проекта № 19-29-06047 мк.

D. A. Ablyazov*
Student
P. V. Popok*
Student
N. A. Ovchinnikova*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ANALYSIS OF GENERATIONS OF WIRELESS MOBILE COMMUNICATION NETWORK

All generations of wireless mobile communications that have come out to date are considered, an analysis of the next generation is carried out, methods of implementation and practical application are described.
Keywords: wireless mobile network, Internet, data transfer rate, subscriber, network generation.

Введение

Современную жизнь человека тяжело представить без интернета. Интернет – глобальная сеть, которая объединяет людей с разными задачами по всему миру. Ежедневно человечество использует беспроводную сеть в самых различных сферах: общение, развлечение, медицина, образование и т.д. На январь 2021 года в мире насчитывается порядка 4,804 миллиарда зарегистрированных пользователей. Нынешний темп роста и развития технологий требует активного развития систем передачи беспроводной информации по средствам мобильной связи.

Анализ развития поколений беспроводной мобильной связи

Сеть первого поколения (1G) являлась аналоговой и использовалась исключительно для передачи голосовых вызовов. К основным стандартам 1G относятся: AMPS (Advanced Mobile Phone Service) – аналоговый стандарт связи (1980 г.) и NMT (Nordic Mobile Telephony) – автоматический стандарт связи (1981 г.). Данные стандарты (табл. 1) в основном отличались лишь частотой и шириной частотного канала.

Таблица 1

Частотные характеристики сетей 1G поколения AMPS и NMT

Наименование	Режим	Стандарт AMPS	Стандарт NMT
Частота частотного канала, МГц	Прием	869–894	463–467,5
	Передача	824–849	453–457,5
Ширина частотного канала, кГц	Прием/передача	30	25

В стандартах аналоговой связи применялся метод множественного доступа с частотным разделением FDMA (Frequency Division Multiple Access). Основными недостатками сети первого поколения являлись:

1. низкая эффективность использования радиоспектра;
2. отсутствие шифрования;
3. неэффективные методы борьбы с затуханием;
4. проблема связи с другими регионами, странами (проблема роуминга).

Все эти недостатки стали толчком в развитии беспроводной связи, и уже в 1982 году был разработан общеевропейский стандарт связи второго поколения (2G). Его отличительными особенностями являлись:

5. цифровая связь;
6. выход в сеть;
7. основной стандарт GSM (Global System For Mobile Communications);
8. основные технологии (HSCSD – High Speed Circuit Switched Data; GPRS – General Packed Radio Service; EDGE – Enhanced Data for GSM Evolution.

Новый стандарт GSM был построен на базе FDMA, но был дополнен новым методом TDMA (Time Division Multiple Access), обеспечивающим Множественный доступ с временным разделением. Этот метод заключался в том, что частотный канал шириной порядка 200 кГц поочередно предоставлялся абонентам на маленькие промежутки времени, что позволяло использовать сеть до 8 абонентам на одном частотном канале. Данный стандарт работал в новых частотных диапазонах (табл. 2).

Отметим основные преимущества сети второго поколения 2G над сетью первого поколения 1G:

1. шифрование передаваемой информации;
2. помехоустойчивое кодирование;
3. возможность связи пользователями разных операторов из разных регионов/стран.

Таблица 2

Частотные диапазоны стандарта GSM

Наименование	Режим	GSM-900	GSM-1800
Частотный диапазон, МГц	Загрузка	935–960	1930–1990
	Отправка	890–915	1850–1910

В 1995 году была создана технология HSCSD (High Speed Circuit Switch Data) – протокол высокоскоростной передачи данных по сетям с коммутацией каналов. Данная технология позволяла обеспечить предоставление абоненту уже не одного, а нескольких временных интервалов в кадре связи.

В 1997 году была создана новая технология GPRS (General Packet Radio Service). Она заключалась в коммутации пакетов, что означает, что тарификация стала зависеть не от времени занятия канала абонентом, а от количества переданной информации. При этом, в зависимости от схемы кодирования, было повышено качество кодирования и скорость передачи данных (в табл. 3 приведена теоретическая скорость передачи данных при использовании 8 временных интервалов).

Таблица 3

Скорость передачи данных технологии GPRS

Схема кодирования	Скорость передачи данных
CS1	72 КБ/с
CS2	107 КБ/с
CS3	124 КБ/с
CS4	171 КБ/с

В 1998 году была разработана новая технология EDGE (Enhanced Data For GSM Evolution) – цифровая технология беспроводной передачи данных для мобильной связи за счет внедрения новой модуляции 8PSK (в табл. 4 приведена теоретическая скорость передачи данных при использовании 8 временных интервалов).

Таблица 4

Скорость передачи данных стандарта EDGE

Схема кодирования	Скорость передачи данных
MCS1	70 КБ/с
MCS2	118 КБ/с
MCS3	140 КБ/с
MCS4	236 КБ/с
MCS5	358 КБ/с
MCS6	473 КБ/с

В 1993 году компания Qualcomm на базе технологии CDMA (Code Division Multiple Access) – множественный доступ с кодовым разделением, разработала новый стандарт IS-95(CDMA One), который начал использоваться с

1995 года. Основным отличием нового стандарта был способ работы с частотным ресурсом, а именно, кодовое разделение сигналов. Каждый абонент, подключенный к базовой станции использовал весь доступный частотный ресурс, общий для всех абонентов, а базовая станция принимала и передавала информации одновременно всем пользователям. Отличие абонентов происходило за счет присвоения каждому абоненту уникального кода, что позволяло выделить его из общего радиоканала.

Новая технология позволила добиться следующих преимуществ:

1. безопасность;
2. меньшее энергопотребление устройства связи;
3. лучшее качество передачи данных;
4. увеличение емкости базовых радиостанций и радиуса их действия.

Следующим этапом в развитии беспроводной мобильной сети стала сеть третьего поколения (3G), основным стандартом которой являлся UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) – универсальная мобильная телекоммуникационная система. Основные требования 3G были четко прописаны Международным союзом электросвязи, а именно: построение на базе уже существующей сети 2G; требования скорости для неподвижного объекта – 2048 КБ/с, для подвижного объекта со скорость до 3 км/ч – 384 КБ/с; для подвижного объекта со скорость до 120 км/ч – 144 КБ/с. Также было прописано, что частота работы сети третьего поколения по линии отправки 1920–1980 МГц, а загрузки 2110–2170 МГц.

Следующего этапа в развитии беспроводной сети третьего поколения удалось добиться за счет стандарта высокоскоростного пакетного доступа HSPA (High Speed Packed Access) и HSPA+. Они позволяли получать информацию со скоростью 14,4 Мбит/с, а отправлять со скоростью 5,76 Мбит/с. Это было реализовано благодаря увеличению частотного диапазона до 5 МГц, что также позволило уменьшить задержу. Стандарт HSPA+, определенный в спецификациях 3GPP версии 7, включает в себя использование MIMO (Multiple Input Multiple Output) – модуляцию более высокого порядка (64QAM для нисходящего канала и 16QAM для восходящего канала) и усовершенствованные протоколы, которые допускают поддержку большого количества всегда подключенных пользователей.

Новый стандарт был разработан и утвержден в 2008 Международным союзом электросвязи (ITU), но реально применять ее начали только в 2009. Данный стандарт получил название LTE (Long Term Evolution), и имел новый подход к реализации, а именно:

1. переход от кодового разделения каналов (CDMA) к частному (OFDMA и SCFDMA);
2. переход от коммутации каналов на технологии IP – коммутацию пакетов;
3. повышение эффективности использования радиочастот;
4. повышение пропускной способности (загрузка – 100 МБ/с; отправка – 50 МБ/с).
5. снижение задержек до 10 мс.

Изначально его относили к сети 4 поколения, но со временем его все-таки отнесли к третьему поколению из-за несоответствия прописанным стандартам. Но в 2011 данный стандарт доработали и выпустили LTE-Advanced. К основным особенностям сети четвертого поколения стоит отнести:

1. эволюцию MIMO до 8×8 в сторону абонента и 4×4 в сторону базовой станции, что дает преимущество для формирования лучей;
2. узлы ретрансляции для транзитной передачи данных базовых станций через радиоинтерфейс;
3. скоординированная многоточечная передача и прием;
4. использование 256-QAM (1 символ – 8 бит);
5. увеличенная скорость передачи данных до 300 Мбит/с, а затем даже до 3 Гбит/с (при использовании полосы пропускания 100 МГц и MIMO 8×8).

В настоящее время мы стоим на пороге формирования – сети пятого поколения 5G. Именно поэтому специалисты во всем мире активно работают над беспроводной мобильной связью. Рассмотрим ее основные отличительные черты:

1. новый диапазон радиочастот;
2. миллиметровые волны;
3. маленькие соты;
4. массивные MIMO;
5. формирование луча;
6. D2D;
7. максимальная плотность подключенных к сети IoT-устройств: 1000000 на км^2.

На сегодняшний день уже есть предварительно сформировавшиеся требования к беспроводной мобильной сети пятого поколения:

1. Пропускная способность сети до 20 Гбит/с по линии к абоненту и до 10 Гбит/с по линии от абонента;
2. Сокращение задержки до 0,5 мс (URLLC) и 4 мс (eMBB);
3. Практическая скорость на абонента 100 Мбит/с-1 Гбит/с;
4. Максимальная плотность подключенных к сети IoT-устройств: 1000000 на км^2;
5. Повышение спектральной эффективности в 2–5 раз;
6. Повышение энергоэффективности в 100 раз.

Заключение

Сегодняшние беспроводные сети сталкиваются с проблемой передачи необходимого потока информации с должной скоростью, 5G должна решить данную проблему, за счет передачи сигнала на совершенно новом участке спектра, используя более высокие частоты (30–300 ГГц), называемыми миллиметровыми волнами. Главной проблемой миллиметровых волн является ограниченность радиуса действия и труднопроходимость сквозь препятствия в виде зданий, деревьев, человеческое тело и более того, они могут поглощаться листвой и дождем. Но данную проблему можно решить за счет технологии малых сот. Данная технология представляет собой портативные базовые станции, размещен-

ные в общественных места, общественном транспорте, торговых центрах, метро, фонарных столбах и т.д. Они будут улавливать лучи основных вышек и распространять их. Также стоит использовать технологию MIMO, в которой нужно увеличить количество передатчиков до 100 портов, благодаря этому скорость и качество передачи данных возрастет пропорционально количеству антенн. Чтобы избежать наложения сигналов, которые могут вызывать помехи, стоит использовать технологию Beamforming, которая заключается в формировании луча. Она позволит напрямую передавать сигнал абоненту вместо волны, что в очередной раз повысит скорость передачи данных. Также нельзя оставить без внимания технологию D2D (device to device). Она позволит устройствам, находящимся недалеко друг от друга, обмениваться данными напрямую, без использования сети пятого поколения, через ядро которой будет проходить лишь сигнальный трафик. Это позволит дополнительно разгрузить сеть.

Область применения сети пятого поколения обширны, благодаря скорости передачи данных и малому времени задержки. С ее помощью можно будет с легкость использовать беспилотный транспорт как личный, так и общественный на полноценной основе. Ведь все транспортные средства будут связаны, и в случае необходимости смогут передать жизненно важную информацию молниеносно. Свою актуальность 5G сможет реализовать и в медицине. Благодаря постоянной активности и быстродействию врачи всегда будут проинформированы о состоянии пациента и смогут оказать необходимую помощь в нужный момент. Незаменимой сеть пятого поколения будет и в инженерии. Целые производства смогут контролироваться дистанционно операторами в режиме реального времени. Появление сети пятого поколения означает появление интернета вещей.

Библиографический список

1. Рыжков А. Е., Сиверс М. А., Воробьев В. О., Гусаров А. С., Слышков А. С., Шуньков Р. В. Системы и сети радиодоступа 4G: LTE, WiMax. СПб.: Линк, 2012.

2. Скрынников В. Г. Радиоподсистемы UMTS/LTE. Теория и практика. М.: Спорт и Культура-2000, 2012.

3. Интернет-тренды 2021. Статистика и факты в США и мире. URL: https://ru.vpnmentor.com/blog/%D0%B8%D0%BD%D1%82%D0%B5%D1%80%D0%BD%D0%B5%D1%82-%D1%82%D1%80%D0%B5%D0%BD%D0%B4%D1%8B-%D1%81%D1%82%D0%B0%D1%82%D0%B8%D1%81%D1%82%D0%B8%D0%BA%D0%B0-%D0%B8-%D1%84%D0%B0%D0%BA%D1%82%D1%8B-%D0%B2-%D1%81/ (дата обращения: 30.03.2021).

4. EDGE – технология высокоскоростной передачи данных в GSM-сетях. URL: https://wireless-e.ru/standarty/edge/ (дата обращения: 01.04.2021).

5. Технологии WCDMA/HSPA/HSPA+. URL: https://www.rohde-schwarz.com/ru/technologies/cellular/wcdma-hspa/wcdma-hspa-hspaplus-technology/wcdma-hspa-hspaplus_55946.html (дата обращения: 01.04.2021).

УДК 517.977.5

Е. М. Анодина-Андриевская*
кандидат технических наук, доцент
В. П. Иванов** **
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
**Санкт-Петербургский федеральный исследовательский центр
Российской академии наук

ВЫЧИСЛЕНИЕ ТЕРМИНАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫМ АППАРАТОМ НА РЕДУЦИРОВАННЫХ МОДЕЛЯХ

В статье рассматривается задача синтеза терминального управления летательным аппаратом (ЛА). Заданы функционал, нелинейная математическая модель движения ЛА, ограничения на предельно допустимые значения управления. Синтезирован закон управления ЛА. Основная проблема, возникающая при синтезе оптимального закона управления нелинейными динамическими системами, – решение краевой задачи. Доказывается следующее утверждение: синтез оптимального управления осуществляется при использовании всей исходной математической модели движения ЛА, но для вычисления управления в каждый конкретный момент времени возможно использование редуцированной (усеченной) модели, что упрощает вычислительные алгоритмы. Таким образом, налицо информационный дуализм задачи оптимального управления ЛА.
Ключевые слова: оптимальное управление, нелинейная математическая модель, ограничения на управление, редуцированная модель, информационный дуализм.

E. M. Anodina-Andrievskaja*
PhD, Tech., Associate Professor
V. P. Ivanov** **
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
**St. Petersburg Federal Research Center of the Russian Academy of Sciences

CALCULATION OF TERMINAL CONTROL OF AN AIRCRAFT ON REDUCED MODELS

The article deals with the problem of synthesis of terminal control of an aircraft (AC). A functional, a nonlinear mathematical model of the aircraft motion, and restrictions on the maximum permissible control values are given. The aircraft control law is synthesized. The main problem arising in the synthesis of the optimal control law for nonlinear dynamical systems is the solution of a boundary value problem. The following statement is proved: the synthesis of the optimal control is carried out using the entire initial mathematical model of the aircraft motion, but to calculate the control at each specific moment in time, it is possible to use a reduced (truncated) model, which simplifies the computational algorithms. Thus, there is an informational dualism of the problem of optimal control of an aircraft.
Keywords: optimal control, nonlinear mathematical model, constraints on control, reduced model, information dualism.

Введение

Рассмотрим следующую задачу терминального управления летательным аппаратом.

Требуется найти управление движением ЛА, минимизирующее функционал

$$J = \sqrt{\left[y(T) - y_{zad}\right]^2 + \left[x(T) - x_{zad}\right]^2}, \tag{1}$$

определенный на решениях следующей системы дифференциальных уравнений [1]:

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= A(t), \\ \frac{d\theta}{dt} &= \frac{g}{V}(n_y - \cos\theta), \\ \frac{dy}{dt} &= V\sin\theta, \\ \frac{dx}{dt} &= V\cos\theta, \end{aligned} \tag{2}$$

где t – независимая переменная (время), V – скорость, θ – угол наклона траектории, g – ускорение свободного падения, x, y – координаты в земной инерциальной системе отчета, x_{zad}, y_{zad} – координаты заданной точки, A – некоторая заданная функция, T – конечное значение времени (не определено). В качестве управления выступает нормальная перегрузка n_y. Все значения n_y находится на отрезке: $[-N, +N]$, где N – предельно допустимое значение управления.

При $t = t_0$ считаются известными $V = V_0$, $\theta = \theta_0$, $y = y_0$, $x = x_0$.

Введем вектор-функцию множителей Лагранжа $p = (p_V, p_\theta, p_y, p_x)$ и составим гамильтониан задачи оптимизации [2–5]:

$$H = p_V A + p_\theta \frac{g}{V}(n_y - \cos\theta) + p_y V\sin\theta + p_x. \tag{3}$$

Запишем дифференциальные уравнения для сопряженных переменных:

$$\begin{aligned} \frac{dp_V}{dt} &= -\frac{\partial H}{\partial V} = p_\theta \frac{g}{V^2}(n_y - \cos\theta) - p_y\sin\theta - p_x\cos\theta, \\ \frac{dp_\theta}{dt} &= -\frac{\partial H}{\partial \theta} = p_\theta \frac{g}{V}\sin\theta - p_y V\cos\theta - p_x V\sin\theta, \\ \frac{dp_y}{dt} &= -\frac{\partial H}{\partial y} = 0, \\ \frac{dp_x}{dt} &= -\frac{\partial H}{\partial x} = 0. \end{aligned} \tag{4}$$

Уравнения трансверсальности примут вид при $t = T$:

$$p_V = 0, \quad p_\theta = 0,$$

$$p_y = \frac{\partial J}{\partial y} = \frac{y(T) - y_{zad}}{\sqrt{\left[y(T) - y_{zad}\right]^2 + \left[x(T) - x_{zad}\right]^2}},$$

$$p_x = \frac{\partial J}{\partial x} = \frac{x(T) - x_{zad}}{\sqrt{\left[y(T) - y_{zad}\right]^2 + \left[x(T) - x_{zad}\right]^2}}$$

Из третьего и четвертого уравнений для сопряженных переменных следует, что

$$p_y = const = \frac{y(T) - y_{zad}}{\sqrt{\left[y(T) - y_{zad}\right]^2 + \left[x(T) - x_{zad}\right]^2}},$$

$$p_x = const = \frac{x(T) - x_{zad}}{\sqrt{\left[y(T) - y_{zad}\right]^2 + \left[x(T) - x_{zad}\right]^2}}.$$

Введем параметр η такой, что $tg\,\eta = \frac{p_y}{p_x}$. Тогда $p_y = \sin\eta, \quad p_z = \cos\eta$.

Согласно [2–4], определим оптимальное управление, как аргумент, минимизирующий гамильтониан (1). Получим:

$$n_y = \begin{cases} -N\,sign\,p_\theta, & если\ p_\theta \neq 0, \\ n_{osob}, & если\ p_\theta = 0, \end{cases} \tag{5}$$

Где n_{osob} – особое оптимальное управление.

Как показано в [6], для порядка сингулярности, равного единице, оптимальное управление находится из решения следующей системы уравнений:

$$p_\theta = 0, \quad \frac{d\,p_\theta}{dt} = 0, \quad \frac{d^2 p_\theta}{dt^2} = 0.$$

Перепишем ее с учетом полученных результатов:

$$p_\theta = 0, \quad V\sin(\theta - \eta) = 0, \quad \frac{d}{dt}\left[V\sin(\theta - \eta)\right] = 0. \tag{6}$$

Отсюда из второго уравнения следует, что $\theta = \eta$, а из третьего, что $\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\eta}{dt}$. Или: $\frac{g}{V}(n_{osob} - \cos\eta) = \frac{d\eta}{dt}$.

Отметим, что $\eta = const$. Тогда, соответственно, выражение для нахождения особого оптимального управления примет вид:

$$n_{osob} = \cos\eta. \tag{7}$$

Для нахождения оптимального управления помимо текущих значений фазового вектора необходимо знать вектор сопряженных переменных p. Но значения вектора p согласно условий трансверсальности задано на правом конце траектории, а то время как начальные значения фазового вектора – на ле-

вом конце. Возникает двухточечная краевая задача, которую для нелинейных систем необходимо решать численно, обращая внимание на сходимость, так как в общем случае аналитического решения она не имеет.

Основная часть

Для обхода явного решения краевой задачи рассмотрим второе уравнение сопряженной системы:

$$\frac{d\,p_\theta}{dt} = p_\theta \frac{g}{V}\sin\theta - p_y V\cos\theta - p_x V\sin\theta.$$

Проинтегрируем его [7]:

$$p_\theta = e^{-\int \sin\theta\, dt}\left[\int e^{\int \sin\theta\, dt} V\sin(\theta-\eta)\, dt + C\right].$$

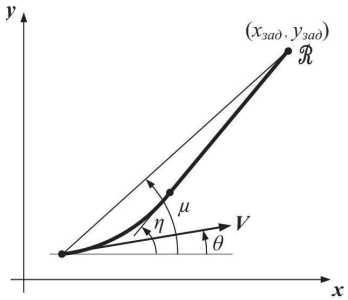
Постоянная интегрирования C (краевая задача) выбирается из условия реализации соотношения $p_\theta = 0$ при $\theta = \eta$ [8]. Тогда: $sign\, p_\theta = sign\sin(\theta-\eta)$.

Используя полученные соотношения, преобразуем выражение для оптимального управления. Получим [9]:

$$n_y = \begin{cases} -N\, sign\sin(\theta-\eta), & если\ \theta \neq \eta, \\ \cos\eta, & если\ \theta = \eta \end{cases} \qquad (8)$$

Напомним, что на правом конце траектории $\theta = \eta = const$. Поэтому оптимальная траектория состоит из участка разворота с предельным значением управления и касательной, проведенной к ней из точки с заданными значениями координат земной инерциальной системы (x_{zad}, y_{zad}). Если возможно проведение нескольких касательных, то для выбора управления требуется дополнительная информация. Наличие тригонометрических функций также предполагает существование множественности управления. И в этом случае для выбора управления также требуется дополнительная информация.

Проведем отрезок прямой из текущей точки в заданную и обозначим ее угловой коэффициент как μ (см. рисунок).



Геометрические соотношения при сближении с заданной точкой

Как следует из геометрических соотношений: 1) при движении вдоль предельной кривой μ стремится к η, 2) на участке особого управления $\mu = \eta = \theta$.

Отсюда находим, что $sign \sin(\theta - \eta) = sign \sin(\theta - \mu)$.

Тогда выражение для оптимального управления примет вид:

$$n_y = \begin{cases} -N\, sign \sin(\theta - \mu), & если\ \theta \neq \mu, \\ \cos\mu, & если\ \theta = \mu \end{cases} \qquad (9)$$

Геометрические соотношения, определяющие параметр μ, с другой стороны, связаны со следующей моделью движения:

$$\frac{dy}{dt} = V \sin\theta, \ \frac{dx}{dt} = V\cos\theta, \qquad (10)$$

В качестве управления выступает параметр θ, который при минимизации функционала (1) принимает оптимальное значение μ, равное:

$$\mu = \arg\min_{\theta} \sqrt{\left[y(T) - y_{zad}\right]^2 \left[x(T) - x_{zad}\right]^2} \qquad (11)$$

$$tg\,\mu = \frac{y_{zad} - y}{x_{zad} - x}$$

Эта модель является редукцией исходной математической модели (2).

Последние соотношения определяют информационный дуализм оптимального терминального управления. Его суть заключается в том, что синтез оптимального закона управления (9) осуществляется на полной исходной математической модели (2), но в каждый момент времени конкретное значение управления вычисляется на результатах редуцированной («усеченной») модели (10) с управлением (11).

Отметим, что редуцированная модель (10) не содержит ограничений на управление и не включает в себя дифференциального уравнения, описывающего изменения θ. Такую ситуацию можно трактовать и как ситуацию отсутствия информации по θ и N. В работе «Игры с непротивоположными интересами» [10] Ю.Б. Гермейер назвал построение редуцированной модели (10) «информационным доопределением игры». Таким образом, можно считать информационный дуализм расширением принципа информационного доопределения игры на класс задач терминального оптимального управления.

Так как редуцированная модель проще исходной, то ее целесообразно применять для вычисления оптимального управления исходной системы (9), что упрощает алгоритмы и приборную реализацию системы управления.

Выводы

В статье рассмотрена классическая постановка задачи терминального оптимального управления исходной динамической системой. Доказан принцип информационного дуализма, согласно которого для синтеза закона оптимально-

го управления требуется полная информация о всей системе, но для вычисления управления в тот или иной момент времени достаточно использовать информацию, полученную с редуцированной («усеченной») математической модели. Такой подход позволяет упростить алгоритмы и приборную реализацию системы управления. Его можно рассматривать как расширение принципа информационного доопределения Ю.Б. Гермейера на класс задач оптимального терминального управления.

Библиографический список

1. Лебедев А. А., Чернобровкин Л. С. Динамика полета. М.: Машиностроение, 1973. 616 с.

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. Расчет и анализ движений летательных аппаратов. Инженерный справочник. М.: Машиностроение, 1971. 352 с.

5. Шмутцер Э. Основные принципы классической механики и классической теории поля (канонический аппарат). М.: Мир, 1976. 157 с.

6. Габбасов Р., Кириллова Ф. М. Особое оптимальное управление. М.: Наука, 1973. 253 с.

7. Камке Э. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям. М.: Гл. ред. физ-мат. лит., 1971. 576 с.

8. Иванов В. П. Оптимизация вырожденного управления динамическими системами методом огибающих // Тр. СПИИРАН. Вып. 3. Т. 2. СПб.: Наука, 2006. С. 358–365.

9. Иванов В. П. Оптимизация управления динамическими системами на границе допустимого множества управлений методом огибающих // Тр. СПИИРАН. Вып. 4. СПб.: Наука, 2007. С. 270–276.

10. Гермейер Ю. Б. Игры с непротивоположными интересами. М.: Наука, 1976. 329 с.

УДК 681.515.8

Р. А. Гайнутдинов*
студент
Д. С. Положенцев* ***
начальник сектора по разработке электроприводов
Е. П. Казаков*
инженер сектора по разработке электроприводов
*Балтийский государственный технический университет «ВОЕНМЕХ»
им. Д. Ф. Устинова
**Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
***АО «Научно-исследовательский институт командных приборов»

СИНТЕЗ НЕЧЕТКОГО СУПЕРВИЗОРА ПИД-РЕГУЛЯТОРА

Рассмотрен подход к созданию нечеткого супервизора ПИД-регулятора с учетом недостатков обычных ПИД-регуляторов при работе с объектами с нелинейностями или неопределенностями.
Ключевые слова: нечеткий супервизор ПИД-регулятора, нечеткая логика, исполнительный электропривод, коэффициенты ПИД-регулятора.

R. A. Gainutdionov*
Student
D. S. Polozhentcev* ***
Head of Electric Drive Design Sector
E. P. Kazakov*
Engineer of Electric Drive Design Sector
*Baltic State Technical University "Voenmeh" D. F. Ustinov
**St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
***JSC "Command Devices Research Institute"

SYNTHESIS OF A FUZZY PID CONTROLLER SUPERVISOR

An approach to creating a fuzzy supervisor of a PID controller that considers the disadvantages of conventional PID controllers when working with objects with nonlinearities or uncertainties was analyzed.
Keywords: fuzzy PID controller supervisor, fuzzy logic, executive electric drive, PID controller coefficients.

Введение

Целью данной работы было создание математической модели нечеткого супервизора ПИД-регулятора для управления исполнительным электроприводом (ИЭП) силового гироскопического комплекса (СГК), а также сравнение результатов моделирования с ИЭП под управлением обычного ПИД-регулятора.

Последовательные ПИД-регуляторы активно используются в промышленности из-за своей низкой стоимости, простоты и большой эффективности при управлении линейными системами. Однако поскольку классический ПИД-

регулятор является линейным корректирующим звеном, он не будет эффективен при работе с объектами с нелинейностями или с неопределенными параметрами. Поэтому в последние годы развиваются нелинейные версии ПИД-регулятора на базе нечетких и нейросетевых технологий [1].

Современный ИЭП СГК строится на основе вентильного двигателя и работает в режиме обратной связи по угловому положению подвеса гиромотора (ПГ). Принцип работы ИЭП основан на сравнении кодов текущего угла, получаемого от измерителя углового положения, с опорным, вычисленным в микроконтроллере путем интегрирования кода задаваемой угловой скорости вращения ПГ, поступающего из системы отсчета космического аппарата, и выдаче управляющих сигналов, соответствующих скорректированной разнице этих кодов, на исполнительный двигатель [2, 3].

Нечеткий супервизор

НЛР работает на основе теории нечетких множеств и нечеткой логике, что является расширенной версией классических теории множеств и логики.

Смысл нечеткого супервизора ПИД-регулятора состоит в создании двухуровневого регулятора, на нижнем уровне которого находится обычный ПИД-регулятор, а на верхнем – нечеткий логический регулятор, смысл которого заключается в автоматическом подборе коэффициентов ПИД-регулятора в зависимости от текущей стадии переходного процесса. Структурная схема нечеткого супервизора представлена на рис. 1.

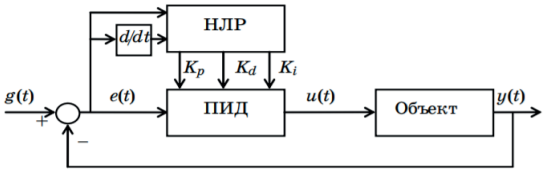


Рис. 1. Структурная схема нечеткого супервизора

При управлении по угловому положению при различных коэффициентах ПИД-регулятора переходные процессы ошибки управления сильно отличаются, из-за чего достаточно сложно составить корректную базу правил. Поэтому управление ИЭП при использовании нечеткого супервизора осуществляем по скорости. Входными переменными нечеткого регулятора являются ошибка управления и ее производная.

Выходными переменными нечеткого логического регулятора являются коэффициенты ПИД-регулятора Kp, Ki, Kd. Опишем их с помощью семи термов, как показано на рис. 2: Н – нулевой, МС – меньше среднего, С1 – средний 1, С2 – средний 2, С3 – средний 3, БС – больше среднего, Б – большой.

Основываясь на знаках ошибки и ее производной на графике типового переходного процесса можно отметить четыре отличных области, с помощью которых можно определить требования к коэффициентам ПИД-регулятора:

1. e(t) > 0, de/dt < 0;
2. e(t) < 0, de/dt < 0;
3. e(t) <0, de/dt> 0;
4. e(t)> 0, de/dt> 0.

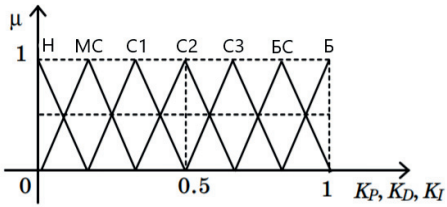


Рис. 2. Лингвистическое описание выходных переменных

Пропорциональный коэффициент влияет на скорость изменения регулируемой величины. Поэтому, когда ошибка регулирования большая, следует увеличить K_p.

Достаточно легко определить требования к коэффициенту Ki. Данный коэффициент влияет на установившуюся ошибку, поэтому его выбор можно определить следующим образом: когда установившаяся ошибка большая, интегральный коэффициент необходимо увеличить.

Дифференциальный коэффициент влияет на перерегулирование, поэтому, когда перерегулирование большое необходимо увеличить Kd [4].

Используя вновь построенную базу правил, мы получаем три управляющих поверхности для коэффициентов ПИД-регулятора Kp, Ki и Kd, показанных на рис. 3.

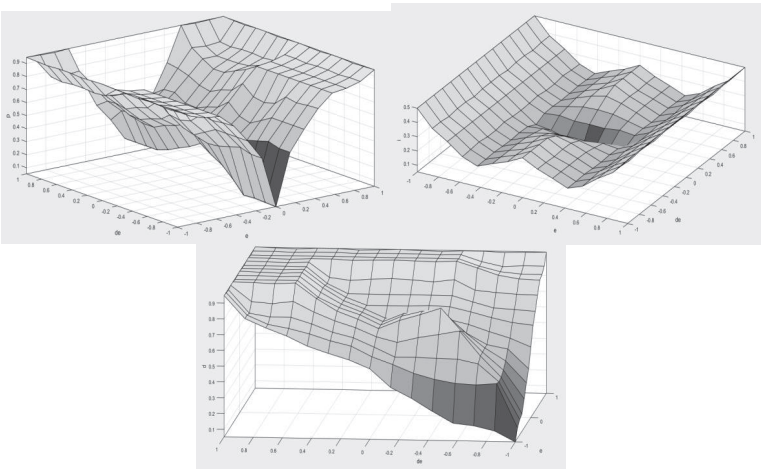


Рис. 3. Управляющая поверхность для коэффициента Kp, Ki и Kd

Моделирование и сравнение

Математическая модель нечеткого супервизора, созданная в программе MATLAB Simulink, представлена на рис. 4.

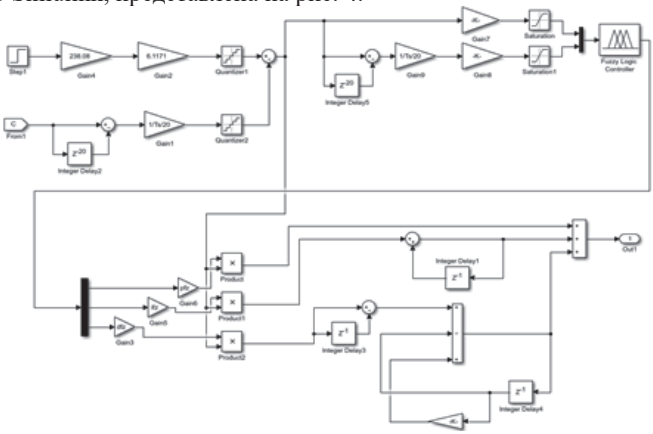


Рис. 4. Математическая модель нечеткого супервизора

В качестве примера управление нечетким супервизором ПИД-регулятора будем осуществлять при отработке угловых скоростей от 8,6 °/с до 17,2 °/с, поскольку при отработке ИЭП под управлением нечеткого супервизора ПИД-регулятора низких угловых скоростей значение регулируемой величины сильно колеблется. Это связано с многократным увеличением цены единицы младшего разряда при дифференцировании дискретной величины.

На рис. 5 представлена диаграмма отработки ИЭП угловой скорости 17,2 °/с под управлением нечеткого супервизора, а на рис. 6 представлен график изменения коэффициентов ПИД-регулятора при отработке ИЭП угловой скорости 17,2 °/с, соответственно.

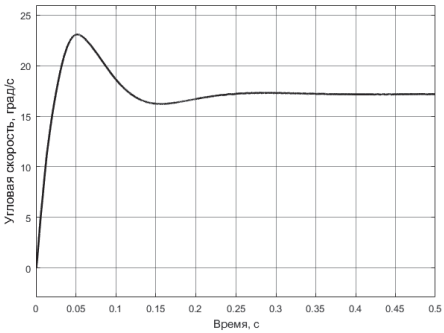


Рис. 5. Диаграмма отработки ИЭП угловой скорости 17,2 °/с

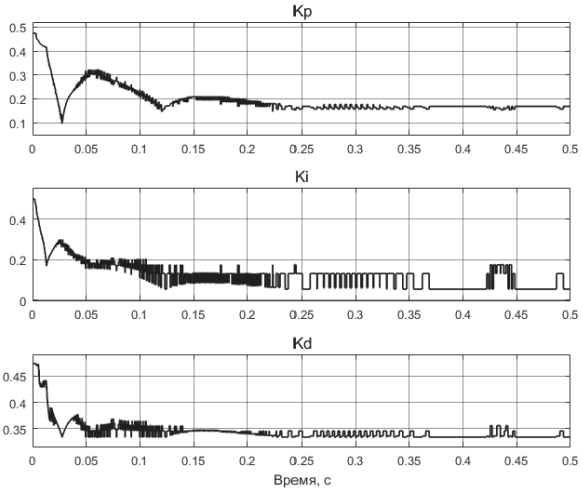


Рис. 6. График изменения коэффициентов ПИД-регулятора при отработке ИЭП угловой скорости 17,2 %с

Теперь сравним систему с нечетким супервизором с системой с обычным ПИД – регулятором. Поскольку 10% – величина допустимого технологического допуска на электродвигатель, то и изменять параметры системы будем в этих пределах.

На рис. 7–8 представлены диаграммы отработки ИЭП с нечетким супервизором и классическим ПИД-регулятором угловой скорости 17,2 %с при различных параметрах системы. (слева при поминальных, справа при уменьшении сопротивления фазы двигателя на 10% и увеличении индуктивности на 10%).

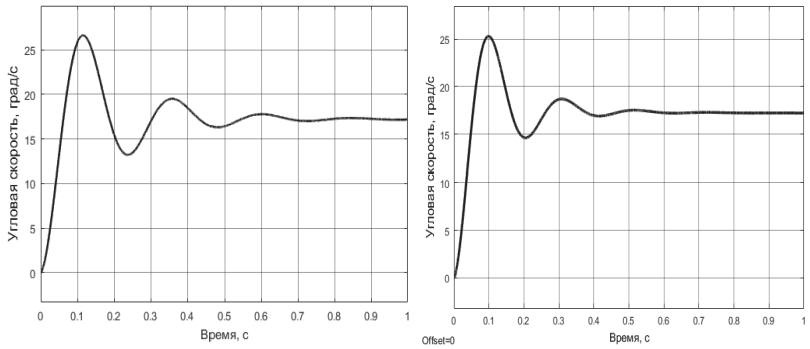


Рис. 7. Диаграммы отработки ИЭП угловой скорости 17,2 %с с классическим ПИД-регулятором

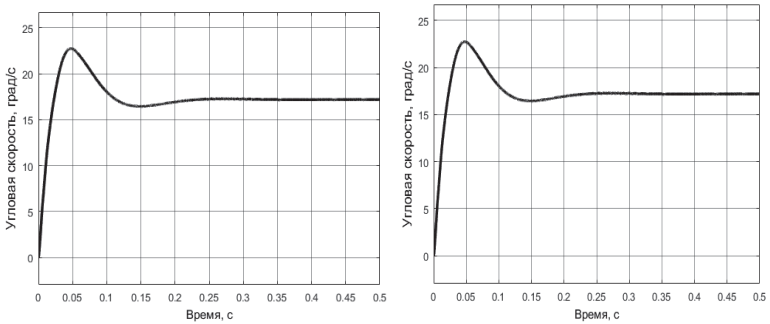


Рис. 8. Диаграммы отработки ИЭП угловой скорости 17,2 °/с с нечетким супервизором

Как видно из графиков, переходной процесс при использовании нечеткого супервизора почти не изменяется при изменении параметров ИЭП в отличии от системы с ПИД-регулятором.

Выводы

По результатам математического моделирования ИЭП при регулировании с помощью нечеткого супервизора ПИД-регулятора можно сделать следующие выводы:

– НЛР подбирает коэффициенты ПИД-регулятора, в точности соответствуя разработанной базе правил;

– Параметры переходного процесса в системе ИЭП СГК с нечетким супервизором ПИД-регулятора значительно лучше по сравнению с системой, включающей только ПИД-регулятор;

– При изменении параметров $R_Ф$ и $L_Ф$ используемого электродвигателя характеристики переходного процесса отработки угловой скорости при управлении нечетким супервизором ПИД-регулятора практически не изменяются, в отличие от системы, управляемой классическим ПИД-регулятором.

Библиографический список

1. Бураков М. В., Коновалов А. С. Нечеткий супервизор ПИД-регулятора // Информационно-управляющие системы. 2018. № 5. С. 13.

2. Положенцев Д. С., Давыдов А. А., Шипов М. Г., Казаков Е. П., Малых Б. И. Проектирование исполнительного электропривода силового гироскопического комплекса с повышенными требованиями по обеспечению заданных скоростей вращения // Вестник Самарского университета. 2020. № 3. С. 31–38.

3. Положенцев Д. С., Смирнов К. А. Система управления исполнительного электропривода силового гироскопического комплекса // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2019. № 8. С. 31–38.

4. Бураков М. В. Нечеткие регуляторы: учеб. пособие. СПб., 2010.

УДК 621.865

В. А. Голубков*
кандидат технических наук, доцент
Е. Ю. Ватаева*
старший преподаватель
А. Г. Федоренко*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

СТРУКТУРНЫЙ АНАЛИЗ ВИБРАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК РОТОРНЫХ СИСТЕМ

В статье рассматривается один из перспективных методов определения ненаблюдаемых колебаний элементов роторных систем – метод графов связей. Этот метод позволяет по характеристикам вибрации корпуса системы идентифицировать ненаблюдаемые колебания элементов системы и их техническое состояние. В статье приведен пример применения метода по определению ненаблюдаемых колебаний подшипников электродвигателей.
Ключевые слова: структурный анализ, граф связей, граф потока сигналов, вибрационная модель.

V. A. Golubkov*
PhD, Tech., Associate Professor
E. Yu. Vataeva*
Senior Lecturer
A. G. Fedorenko*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

STRUCTURAL OF VIBRATION CHARACTERISTICS OF ROTOR SYSTEMS

The article discusses one of the most promising methods for determining the unobservable vibrations of the elements of rotor systems – the method of link graphs. This method allows identifying unobservable vibrations of system elements and their technical condition by vibration characteristics of the system housing. The article provides an example of the application of the method to determine the unobservable vibrations of electric motor bearings.
Keywords: structural analysis, link graph, signal flow graph, vibration model.

Введение

В большинстве практических случаев роторные системы являются сложными механическими объектами. При решении ряда задач, таких как исследование динамики и определение технического состояния элементов роторной системы, необходимо измерять спектральные характеристики вибрации некоторых узлов. Это, как правило, не всегда удается сделать непосредственно и приводит к необходимости проведения структурного анализа вибрационных процессов. Структурный анализ включает в себя такие вопросы как расчленение сложной механи-

ческой системы на более простые системы, установление взаимосвязи координат и определение ненаблюдаемых параметров по наблюдаемым. Одним из наиболее перспективных методов структурного анализа является метод графов связей [1]. С его помощью определяются типовые модели динамических процессов роторных систем с учетом характеристик отдельных элементов. Как правило, граф связей сложных систем представляет собой совокупность многосвязных элементов, определенным образом соединенных между собой.

Перечень основных многосвязных элементов, которые определяются через обобщенные параметры – усилие и поток, представлены в табл. 1.

Таблица 1

Основные многосвязные элементы

Наименование	Определение	Символ	Механическая интерпретация
Источник усилия	$e=e(t)$	$SE \xrightarrow{e}$	Источник силы (момент силы)
Источник потока	$f=f(t)$	$SE \xrightarrow{f}$	Источник скорости или геометрическая реакция связи
Емкость	$e=\Phi_c(q)$	$\xrightarrow[f]{e} C$	Аккумулятор потенциальной энергии
Инерционность	$f=\Phi_I(p)$	$\xrightarrow[f]{e} I$	Аккумулятор кинетической энергии
Сопротивление	$\Phi_R(e,f)=0$	$\xrightarrow[f]{e} R$	Трение и другие виды потерь
Трансформатор	$e_1=me_2;\ mf_1=f_2$	$\xrightarrow{1} \underset{1:m}{TF} \xrightarrow{2}$	Рычаг или действие сил сцепления
Гиратор	$e_1=rf_2;\ e_2=rf_1$	$\xrightarrow{1} GY \xrightarrow{2}$	Гироскопическая связь
Узел общего усилия	$e_1=e_2=e_3$ $f_1+f_2-f_3=0$	$\xrightarrow{1} \underset{\uparrow 2}{O} \xrightarrow{3}$	Сумма сил
Узел общего потока	$f_1=f_2=f_3$ $e_1+e_2-e_3=0$	$\xrightarrow{1} \underset{\uparrow 2}{1} \xrightarrow{3}$	Сумма скоростей

Примечание: p – количество движений (момент количества движения) $p(t)=p(t_0)+\int_{t_0}^{t} e(\lambda)d\lambda$; q – механическое линейное или угловое перемещение $q(t)=q(t_0)+\int_{t_0}^{t} f(\lambda)d\lambda$.

Топология соединения соответствует конструктивным особенностям системы. Чаще всего на практике встречаются графы, включающие многосвязные

поля инерционностей и податливостей. Оперировать с многосвязными полями достаточно сложно. Поэтому используются их изоморфные отображения, состоящие из простых двухсвязных элементов. Оптимальная топологическая структура графа связи представляет собой соединение односвязных элементов с использованием трансформаторов и гираторов.

В качестве простейшего примера роторной системы рассмотрим изолированный электродвигатель. Обычно для роторных систем упругими элементами являются опоры качения и различного рода узлы крепления. К инерционным элементам относятся роторы, корпусы конструкций, обладающие достаточно большой массой. Поэтому граф связей вибрационной модели изолированного электродвигателя изображен на рис. 1. Для него справедливы следующие обозначения: M_1, M_2 – массы ротора и корпуса электродвигателя; C – жесткость, характеризующая упругие свойства подшипников; F – источник усилия, имитирующий вынуждающие силы, обусловленные дефектами подшипников.

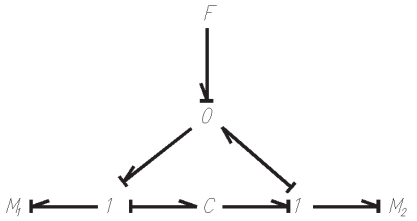


Рис. 1. Граф связей вибрационной модели электродвигателя

Как правило, для анализа технического состояния электродвигателя требуется определить ненаблюдаемые перемещения подшипника по наблюдаемым колебаниям корпуса. Чтобы определить структуру оператора, характеризующего взаимосвязь этих параметров, необходимо осуществить топологически инвариантное преобразование графа связи в граф потока сигналов. Этот переход осуществляется с учетом соответствия каждой связи сигнальной пары: сигнала усилия и сигнала потока [2]. Граф потока сигналов, соответствующий графу связей, представлен на рис. 2, где X_1,X_2 – виброперемещения ротора и корпуса; D – оператор дифференцирования.

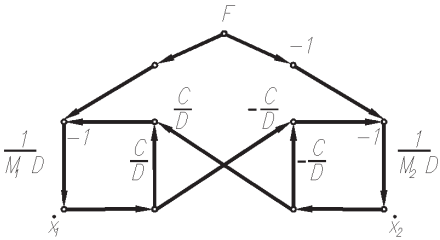


Рис. 2. Граф потока сигналов вибрационной модели электродвигателя

Применяя правило циклов к графу потока сигналов, идентифицируются функции передачи, определяющие связь динамических параметров элементов. Согласно правилу циклов Мэзона [2, 3] соответствие между заданными входным и выходным сигналами определяются следующим соотношением:

$$L = \frac{\sum L^n \Delta^n}{\Delta},$$

где L^n – коэффициент передачи n-го пути между заданным входом и выходом; Δ – полный определитель графа; Δ^n – определитель сокращенного графа, образующегося в результате исключения пути с передачей L^n и вершин, через которые он проходит из исходного графа

$$\Delta = 1 - \sum_r P_r^{(1)} + \sum_r P_r^{(2)} - \sum_r P_r^{(3)} + \ldots$$

$P_r^{(m)} - r$ – произведение коэффициентов передачи циклов для циклов связи, взятых из множества независимых циклов.

Для того чтобы воспользоваться этим правилом, необходимо осуществить преобразование исходного графа потока сигналов. В результате преобразования узел, соответствующий неизвестной переменной, должен стать стоком, а узел известной переменной – истоком. При преобразовании графов потока сигналов можно воспользоваться правилом инвертирования ветвей или правилом расщепления узлов [2].

Преобразуем граф (рис. 2) таким образом, чтобы узел соответствующий $\dot{X}_1$ стал истоком, а $\dot{X}_2$ – стоком. Преобразованный граф потока сигналов представлен на рис. 3. Полный определитель графа:

$$\Delta = 1 + \frac{C}{M_1 D} - \frac{C}{M_1 D} = 1.$$

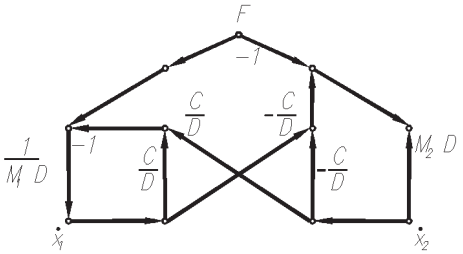


Рис. 3. Преобразованный граф потока сигналов вибрационной модели электродвигателя

Для входа $\dot{X}_1$ и выхода $\dot{X}_2$ графа, представленного на рис. 3, имеются три пути с коэффициентами передачи

$$L_{21}^1 = -\frac{C}{M_1 D^2}; L_{21}^2 = \frac{C}{M_1 D^2}; L_{21}^3 = -\frac{M_2}{M_1}.$$

Сокращенные определители графа потока сигналов, соответствующие трем путям, совпадают с полным определителем графа $\Delta^1 = \Delta^2 = \Delta^3 = \Delta$. Согласно правилу циклов Мэзона:

$$\dot{X}_1 = \frac{-\frac{C}{M_1 D^2} \cdot 1 + \frac{C}{M_1 D^2} \cdot 1 - \frac{M_2}{M_1}}{1} = -\frac{M_2}{M_1} \dot{X}_2.$$

Таким образом наблюдаемые колебания подшипника X_n изолированного электродвигателя могут быть определены по измерениям вибрации на корпусе с использованием выражения

$$X_n = X_1 - X_2 = -\left(1 + \frac{M_2}{M_1}\right) \cdot X_2.$$

В результате применения метода графов связей построена вибрационная модель электродвигателя, структура которой содержит корпус, ротор и подшипники. Получен граф потока сигналов вибрационной модели электродвигателя, на основании анализа которого выявлены аналитические выражения, связывающие вибрацию корпуса электродвигателя и ненаблюдаемых колебаний подшипников.

Библиографический список

1. Lorens C. S. Flowgraphs for the Modeling and Analysis of linear systems. New York, Megraw – Hill Book Co, 1964.

2. Karnopp D. C. Rosenberg R. C., Analysis and simulation of multiport systems – The bond graph approach to physical system dynamics. Cambridge, Mass: M.I.T. Press, 1968.

3. Paynter H. M. Analysis and design of engineering systems. Cambridge, Mass, M.I.T. Press, 1961.

УДК. 681.5

С. В. Ефименко*
аспирант
И. Г. Черноруцкий*
доктор технических наук, профессор
А. Л. Ляшенко**
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого
**Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОЦЕНКА И ПРОГНОЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ И НАДЕЖНОСТИ АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА НА ОСНОВЕ МЕТОДА КОНСЕНСУС-ПРОГНОЗА (CONSENSUSFORECAST)

В статье рассмотрена последовательность построения прогноза показателей эффективности и надежности работы сложной технической системы – программно-аппаратного комплекса связи на основе метода консенсус-прогноза (consensusforecast).
Ключевые слова: анализ и прогнозирование, пакеты данных, потоковое шифрование.

S. V. Efimenko*
PhD Student
I. G. Chernorutsky*
Dr. Sc., Tech., Professor
A. L. Liashenko**
PhD, Tech., Associate Professor
*Peter the Great St. Petersburg Polytehnic University
**St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ESTIMATION AND THE FORECAST OF INDICATORS OF EFFICIENCY AND RELIABILITY HARDWARE-SOFTWARE COMPLEX ON THE BASIS OF A METHOD THE CONSENSUS-FORECAST

In article the sequence of construction of a mathematical forecasting model of indicators of efficiency and reliability of work of difficult technical system – a hardware-software complex of communication, on the basis of use of a method of the consensus-forecast (consensus forecast) is resulted.
Keywords: the analysis and forecasting, packages of the data, stream cryptooperation.

Введение

Проблема оценки и прогнозирования состояния сложных технических систем, с позиции обеспечения их надежности, на сегодняшний день является очень важной [4, 5].

Для решения задач оценки, прогноза показателей эффективности и надежности аппаратно-программного комплекса, представленного в виде сложной системы, предложен комбинированный способ получения наиболее точных про-

гнозных моделей, основанный на методе консенсус-прогноза (*consensusforecast*) [1, 2]. Как правило, при формировании консенсус-прогноза рассматриваются два и более прогноза, выполненных независимо. Точность консенсус-прогноза выше точности каждого из отдельно взятого прогноза, и в данной статье рассматривается способ, основанный на обработке результатов 6 прогнозных моделей [1, 5].

Для простоты условно примем, что из двух адекватных моделей прогноза лучшей является та, что имеет наименьшую среднюю квадратическую ошибку (RMSE), наименьшую среднюю абсолютную ошибку (MAE)и среднеабсолютную процентную ошибку(MAPE). Сравнительный анализ величины ошибок показывает, что наибольшую точность прогноз имеет при комбинации прогнозных показателей (разных прогнозных моделей) и будет целесообразным исследовать суммы их прогнозных значений. В таком случае консенсус-прогноз определяется в виде линейной комбинации результатов двух отдельно взятых прогнозов, реализуемых с помощью независимых вычислений посредством специального программного обеспечения –статистических пакетов. Прогнозирование временных рядов производилось в статистических пакетах STATGRAPHICS Centurion и NCSS – Number Cruncher. Наибольший интерес в отчете представляют таблицы со статистиками прогнозирования, позволяющими оценить адекватность полученных зависимостей по величине ошибок прогноза. Отчет содержит также пять тестов: RUNS, RUNM, AUTO, MEAN и VAR. Тесты, в свою очередь, определяют степень адекватности моделей.

Краткое предметное описание и постановка задачи

Существуют определенные границы критического количества числа операций шифрования, в рамках ресурсных и прочих характеристик программно-аппаратных комплексов потокового шифрования данных. В целях составления перспективных планов и регламентов по обслуживанию, предусматривается прогнозирование критического количества числа операций шифрования, производимых устройством [2, 5].

Формирование таблицы исходных данных

На основе анализа работы программно-аппаратных комплексов сформирована система исходных данных – количество пакетов в каждый месяц, за 4 года: 2016, 2017, 2018, 2019.Сезонные колебания не учитываются, разница в количестве поступивших пакетов на устройство шифрования не превышало 17% на спаде и пике, на протяжении 4-х лет подряд.

Таблица 1

Система исходных данных

Год	Количество поступивших пакетов в месяц												
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	Всего
2016	411	450	435	477	468	457	412	433	421	427	459	495	4598
2017	451	437	452	416	418	448	490	476	419	490	493	457	5176
2018	416	454	473	468	442	487	469	490	475	439	433	455	5383
2019	428	487	442	479	459	482	478	486	481	492	465	467	5625

Анализ и прогнозирование

Прогнозирование количества поступивших пакетов включает сбор, обработку и анализ до прогнозной информации, выбор моделей, описывающих изменение количества пакетов для шифрования в прогнозируемом периоде, а также интерпретацию результатов. На основе исходных данных построен прогноз количества пакетов на 2020 год.

Для построения прогноза обозначены следующие этапы:

Выбор динамического ряда. В качестве динамического ряда выбирается совокупность упорядоченных во времени значений прогнозируемого количества заявок на соединение в каждом месяце.

Выбор прогнозной модели и периода упреждения. В работе использовано 13 моделей.

Построение тренда, точечного и интервального прогнозов. Тренды строятся методами регрессионного анализа. Точечный прогноз представлен без указания доверительного интервала. Интервальный прогноз строится с учетом 95% доверительной вероятности.

Регистрация результатов с учетом физического смысла, в случае получения отрицательных экспериментальных (прогнозных) данных должны записываться в виде нуля.

Комплексная верификация осуществляется на основе использования операции свертки математических моделей прогнозирования.

Построение модели консенсус-прогноза

Консенсус-прогноз состоит из нескольких независимых прогнозных моделей, анализ их адекватности производится по значениям статистических ошибок каждой из моделей: RMSE – среднеквадратическая ошибка (СКО); MAE – средне-абсолютная ошибка (САО); MAPE – средне-абсолютная процентная ошибка (СОО); ME – средняя ошибка (СОН); MPE – средняя процентная ошибка (СООН). Для построения консенсус-прогноза понадобятся несколько различных независимых моделей, они получены с помощью программного обеспечения двух статистических пакетов: STATGRAPHICS – Centurion; NCSS – Number Cruncher.

После ввода исходных данных, программы выдают варианты анализа, в которых представлены суммированные ошибки оцениваемого периода, точечный и интервальный прогнозы [2, 3]. Ниже приведены графики выборочных результатов TrendReport и AutomaticARMA, а полученные численные результаты сведены в табл. 2.

Прогнозные модели NCSS – Number Cruncher

1. Модель TrendReport. Forecast Summary Section. Number of Rows 48. Mean 457.0625. MeanSquare Error 639.6757. Mean Error 20.98665. Mean Percent Error 4.598663

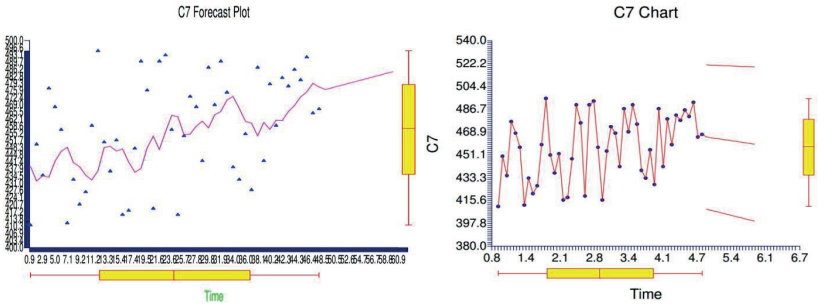


Рис. 1. График модели TrendReport слева и модели вида AutomaticARMA

В табл. 2 результаты шести прогнозных моделей, в виде столбцов Var1–Var6.

Таблица 2

Результаты метода «консенсус-прогноз», основанные на шести прогнозных моделях

Var1	Var2	Var3	Var4	Var5	Var6
475.548	426.477	524.618	449.0409	476.357	465.14
476.302	427.109	525.495	479.3554	477.1411	464.47
477.057	427.737	526.377	471.6899	477.9251	464.03
477.811	428.36	527.263	479.8649	478.7092	463.52
478.566	428.978	528.154	465.2467	479.4932	463.03
479.32	429.592	529.049	489.2116	480.2773	462.54
480.075	430.202	529.948	482.9529	481.0613	462.04
480.829	430.807	530.852	492.5678	481.8454	461.55
481.584	431.407	531.76	468.9295	482.6295	461.06
482.338	432.004	532.673	483.5505	483.4135	460.57
483.093	432.596	533.59	485.1523	484.1976	460.08
483.847	433.184	534.511	492.2666	484.9816	459.59

Расчетно-графический метод верификации моделей

Консенсус-прогноз предусматривает исследование точности полученных результатов каждого из шести прогнозов по отдельности. Задача расчетно-графического метода заключается в дополнительной верификации каждого из прогнозов, а также и в их сравнении с остальными [2, 3]. Кроме метода инверсной верификации, существует также возможность сравнения, каждой из полученных моделей с остальными–этот момент позволяет оценить «вклад» каждой из моделей в общий результат методом сравнения распределения значений на графиках – это наглядно представлено на рис. 2, 3, 4. Таким образом, происходит непрерывный мониторинг точности прогнозных моделей.

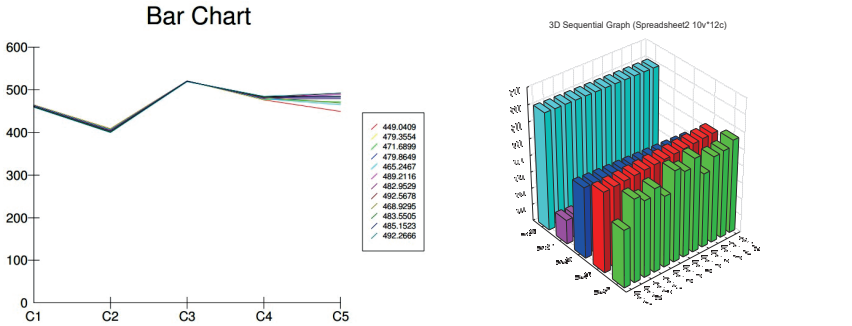


Рис. 2. «Бар-чарт» прогнозных результатов C1-C5 (слева) и 3D-график распределения результатов C1-C5, пакет NCSS – Number Cruncher

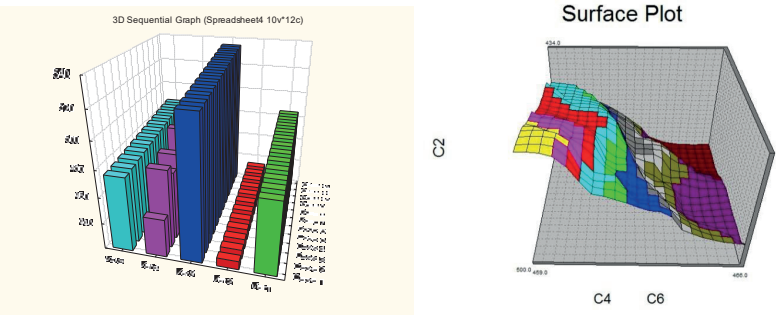


Рис. 3. Графики распределения результатов C1-C5 (слева) и C2-C6, обработка в NCSS Number Cruncher (справа)

Сравнение абсолютных значений ошибок показывает, что значения показателей «MAE» моделей C1, C2, C5 практически одинаковы, значения показателей «MAPE» моделей C1и C5 также практически одинаковы. Модель C4 имеет максимальную точность по сравнению с моделями C1, C2, C5, что показывает высокую эффективность данного подхода к использованию нескольких различных моделей для улучшения прогнозирования временных рядов [5].

Модель C4 можно использовать как эталонную модель №1 для консенсус-прогноза, состоящего из двух моделей, полученных в пакетах STATGRAPHICS – Centurion и NCSS Number Cruncher соответственно [2].

Выводы

Окончательный результат прогнозирования получен в виде линейной комбинации результатов прогнозирования моделей №1 и №2. Сравнение результатов вычислительных экспериментов с применением статистических паке-

тов STATGRAPHICS – Centurionи NCSS Number Cruncher выявило, что модель №2 является наилучшим набором прогнозных показателей, суммарная ошибка которой ниже на 0.71% суммарной ошибки модели №1 [1, 4]. Результаты экспериментов подтверждают, что применение наборов прогнозных показателей способно повысить точность прогнозирования.

Сравнение ошибок проводилось между моделью №1 и №2 и показало, что:

- значения MAE моделей №1 и №2 практически одинаковы;
- значения MAPE моделей №1 и №2 также практически одинаковы.

Модель №4 (C4) полученная с помощью пакета NCSS – Number Cruncher имеет максимальную точность, что показывает высокую эффективность подхода использования нескольких различных моделей для прогнозирования временного ряда.

Основные полученные результаты:

1. Проведенные эксперименты по формированию консенсус-прогноза на основании линейной комбинации двух и более независимых моделей прогнозов, реализуемых с помощью двух различных статистических пакетов программного обеспечения, во всех случаях приводили к существенному повышению точности прогнозирования.

2. Во всех случаях комбинация прогнозных значений двух различных моделей давала результат точнее, чем каждая из моделей в отдельности.

Библиографический список

1. Аркашов Н. С., Бородихин В. М., Ковалевский А. П. Высшая математика. Т. 4.2: Теория вероятностей и математическая статистика. Новосибирск: НГТУ, 2008. 216 с.

2. Кобзарь А. И. Прикладная математическая статистика. Для инженеров и научных работников. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. 816 с.

3. Лемешко Б. Ю., Блинов П. Ю. Критерии проверки отклонения распределения от равномерного закона. Новосибирск.: НГТУ, 2015. 182 с.

4. Воловик А. В., Ефименко С. В., Клавдиев А. А., Клавдиев И. А. Вероятностно-статистическое обоснование метода выбора варианта приемочного контроля изделий. Новосибирск: Международный независимый институт математики и систем «МИС». 2014. № 8. С. 21.

5. Скрипник В. М. и др. Анализ надежности технических систем по цензурированным выборкам. М.: Радио и связь, 1988. 184 с.

УДК 62-521

М. Е. Иванов*
аспирант
В. В. Езерский*
доктор технических наук, профессор
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ВОЗДУШНЫМ ДВИЖЕНИЕМ ТЯЖЕЛОГО МНОГОЦЕЛЕВОГО ЭКРАНОПЛАНА

Рассмотрены примеры использования технических систем, основанных на искусственном интеллекте (ИИ), в контуре управления движением многоцелевого тяжелого экраноплана – носителя многоразового воздушно-космического самолета горизонтального взлета и посадки.
Ключевые слова: тяжелый многоцелевой экраноплан, искусственный интеллект, управление воздушным движением.

M. E. Ivanov*
PhD Student
V. V. Yezersky*
Dr. Sc., Tech., Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

APPLICATION OF ARTIFICIAL INTELLIGENCE METHODS IN THE AIR TRAFFIC CONTROL SYSTEM OF A HEAVY MULTIPURPOSE WIG-CRAFT

Examples of the use of technical systems based on artificial intelligence (AI) in the motion control loop of a multipurpose heavy WIG-craft – the carrier of a reusable aerospace aircraft for horizontal take-off and landing are considered.
Keywords: multipurpose heavy WIG-craft, artificial intelligence, the air traffic control system.

Введение

Современный научно-технический прогресс располагает значительным потенциалом для развития существующих технологий космических запусков, а также для исследования и разработки перспективных систем. Вертикальный запуск космических аппаратов с помощью одноразовых ракет-носителей, который отработан достаточно хорошо за прошедшие полвека, обладает рядом серьезных недостатков: колоссальный требуемый на борту запас топлива для преодоления гравитационного притяжения Земли, испытываемые экипажем значительные перегрузки при вертикальном взлете, сложная наземная инфраструктура с пусковым комплексом, засорение околоземного пространства мусором из отработанных ступеней и дороговизна запусков. Для решения этих проблем разработан ряд альтернативных концептуальных решений, например, выведение на орбиту при помощи многоразового воздушно-космического са-

молета (ВКС) горизонтального взлета и посадки. Реализация одноступенчатого варианта (космолет), несмотря на наличие проработанных перспективных проектов, например, Ту-2000, затруднена даже при нынешнем уровне развития технологий. В то время как вариант использования двух- или трехступенчатого ВКС (космоплан) связан с опытом применения таких аппаратов на практике – советский «Буран» или американский Space Shuttle, которые могли запускаться как вертикально ракетой-носителем, так и горизонтально при помощи сверхтяжелого самолета-носителя.

В настоящий момент времени существует идея запуска космоплана при помощи многоцелевого экраноплана-носителя тяжелого (более 700–800 тонн) класса в российской Арктике. Преимущества такого концепта состоят в следующем:

1) обширная территория равнинных арктических пустынь и тундры хорошо подходит для полета низколетящего аппарата как над сушей, так и над водами Северного Ледовитого океана;

2) относительно более низкая скорость вращения Земли вблизи Северного полюса по сравнению с экватором делает запуск ракет-носителей с космодрома Плесецк чрезвычайно энергозатратными. Горизонтальный взлет ВКС с тяжелого экраноплана-носителя требует меньше усилий по преодолению гравитационного притяжения Земли и топлива, а запуск по направлению с запада на восток для придания дополнительного ускорения вращением Земли позволит сэкономить еще больше топлива;

3) в рамках принятого государственного курса на исследование и развитие арктического региона страны необходимо применение подходящих видов транспорта. Использование многоцелевого экраноплана не только эффективно с точки зрения экономии топлива, но также обладает рядом преимуществ. Основное назначение, запуск ВКС на орбиту, дополняется рядом логистических задач, включая транспортировку грузов и продовольствия между расположенными на больших расстояниях поселениями в Арктике и проведение поисково-спасательных операций в труднодоступных уголках данного региона.

Несмотря на описанные выше преимущества и целесообразность применения для поставленных целей тяжелого экраноплана-носителя, управление таким воздушным судном представляет сложную задачу, которая требует применения высококачественной управляющей аппаратуры и ее большой степени автоматизации, согласованности действий на всем участке движения от включения двигателей до конечной посадки и наивысшей точности измерения влияющих на безопасность полета параметров. В таких условиях весьма целесообразно включение в систему автоматизированного управления воздушным движением звеньев, использующих методы ИИ для безопасности полета.

Рассматриваются следующие характеристики экраноплана-носителя: класс – тяжелый массой порядка 700–800 т, размах крыла 40 метров при средней высоте полета 6 м и минимально допустимой высоте полета 4 м, максимальная высота действия экранного эффекта – 40 м. Наиболее подходящая для запуска орбитального самолета компоновочная схема – «составное крыло» с двумя килями и общим стабилизатором (рис. 1), вспомогательное устройство

для отрыва от поверхности – комбинированное гидролыжноколесное шасси, позволяющее отрываться как от морской поверхности с помощью гидролыжи, так и от твердой взлетно-посадочной полосы при помощи классического колесного шасси. Благодаря развитой аэродинамической механизации хвостового оперения и крыла экраноплан имеет возможность отрыва от зоны действия экранного эффекта и полета в режиме экранолета.

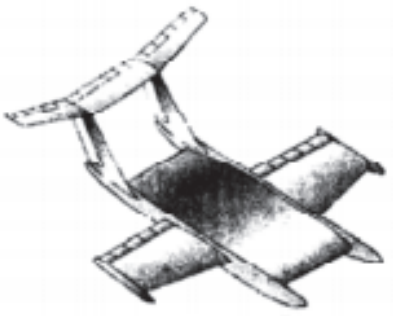


Рис. 1. Компоновочная схема экраноплана – двухкилевое «составное крыло» с развитой механизацией хвостового оперения и крыла

Исходя из выбранной компоновки, составлена следующая структурно-функциональная схема автоматизированного управления воздушным движением экраноплана (рис. 2). Базовым контуром управления является пилотажно-навигационный комплекс (ПНК), основными элементами которого являются инерциальная навигационная система (ИНС), радионавигационная система (РНС), бортовое оборудование системы взлет-посадка (БОСВП) и центральный решающий элемент БЦВК – бортовой цифровой вычислительный комплекс.

ИНС с помощью набора датчиков (3 локационных высотомера ЛВ, доплеровские измерители вертикальной и путевой скорости ДВС и ДПС, акселерометр продольной оси чувствительности АП и 3 акселерометра вертикальной оси чувствительности АВ) осуществляет самостоятельное и не зависимое от внешних сигналов измерение основных параметров полета экраноплана – высота полета h, вертикальная $\dot{h}$ и путевая V скорости, углы тангажа υ и крена γ. Для повышения результирующей точности измерения данная ИНС выполнена по технологии комплексирования датчиков в единую интегрированную измерительную систему (ИИС) в рамках теории оптимальной фильтрации.

Как и любая другая ИНС, при всех своих достоинствах, например, автономности измерения параметров полета имеет недостаток – накапливающиеся со временем ошибки измерения. Для их поправок и уточнения истинного местоположения ЛА одновременно с ИНС работает радиолокационная система (РНС), которая принимает сигналы сразу от группировки орбитальных спутников связи ГЛОНАСС (ГС), так и от удаленного автоматического радиопеленгатора (АРП). Также в ПНК входит бортовое оборудование системы взлет-

посадка (БОСВП), состоящее непосредственно из входящей в ПНК аппаратуры управления взлетом и посадкой (АУВП), и внешним элементом механизации – гидролыжноколесным шасси (ГЛ-Ш), с помощью которого осуществляется отрыв от поверхности и приземление/приводнение.

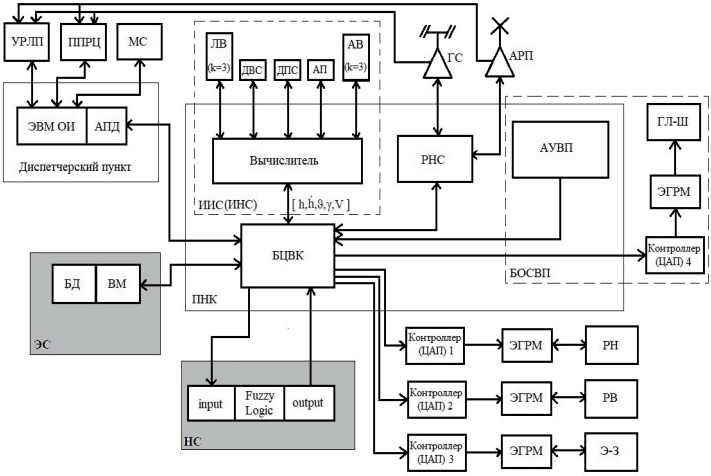


Рис. 2. Структурно-функциональная схема управления воздушным движением

Центральное звено контура управления экранопланом в составе ПНК – бортовой цифровой вычислительный комплекс (БЦВК), принимающий и обрабатывающий сигналы от других систем управления, а затем и подающий на основе их управляющие воздействия через цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) на электрогидравлические рулевые машины (ЭГРМ), которые в свою очередь отклоняют на требуемые в данный момент времени величины органы механизации крыла и хвостового оперения – рули высоты РВ, рули направления РН, элероны и закрылки Э-З, гидролыжи и шасси ГЛ-Ш. Как и любой другой ЛА исследуемый аппарат имеет связь с диспетчерским пунктом, отслеживающим перемещение экраноплана. Диспетчерский пункт принимает и обрабатывает данные с помощью ЭВМ обработки информации (ЭВМ ОИ) напрямую от упомянутых выше удаленных радиолокационных позиций (УРЛП), сравнивая с аналогичными данными, полученными от приемо-передающего радиоцентра (ППРЦ), а также показания отслеживающих погодные условия метеослужб (МС). Вся необходимая информация поступает от аппаратуры передачи данных (АПД) из диспетчерского пункта к аппаратуре приема данных, входящей в БЦВК, которая в полной мере используется экипажем в полете.

На схеме управления серым цветом обозначены два звена – технические системы, выполненные по технологии ИИ. Во-первых, это экспертная система поддержки принятия решений экипажа (ЭС), которая необходима для выдачи необходимых инструкций летному составу в сложных полетных ситуациях. Во-

вторых – так называемая нечеткая система коррекции высоты полета (НС), которая с помощью нечеткой логики осуществляет регулировку текущей высоты в зависимости от величин параметров, влияющих на нее.

Необходимость применения на борту тяжелого многоцелевого экраноплана специально разработанной для него ЭС диктуется летной спецификой данного аппарата: поскольку полеты ведутся на высотах порядка 4–40 м (от предельно малой до максимально возможной для экраноплана с длиной хорды крыла 40 м) со средней высотой 6 м, полетные ситуации протекают крайне быстро. Сложная полетная ситуация достаточно быстро перетекает в аварийную, что при скорости полета 400–700 км/ч практически неминуемо приведет к ситуации катастрофической. Поэтому поддержка экипажа экспертной системой должна осуществляться оперативно, и желательно – на стадии, когда основные параметры полета и другие показатели, влияющие на безопасность, начинают приближаться к критическим значениям, при достижении которых может возникнуть сложная полетная ситуация. Как и любая другая ЭС, она должна состоять из основных элементов, изображенных на рис. 3.

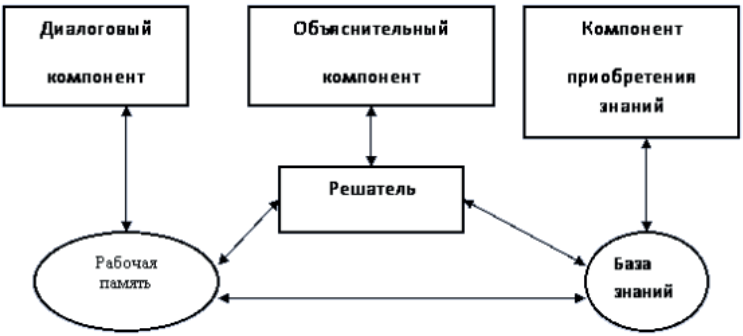


Рис. 3. Типовая структура экспертной системы

Основные элементы ее – это база данных (БД), она же рабочая память для хранения исходных и промежуточных данных решаемой в текущий момент времени полетной задачи и машина вывода (ВМ), то есть решатель. Решатель, используя БД, формирует такой алгоритм правил, которые приводят к решению полетной задачи. Таким образом, машина вывода, основывается на базе данных по текущей полетной ситуации и на базе знаний (БЗ) ученых, опытных пилотов и других экспертов в области экранопланостроения, сопоставляя которые выдает экипажу рекомендации при помощи индикации на экране и голосового оповещения. Объяснительный компонент предусмотрен не только для прямой рекомендации экипажу, но и для объяснения, каким образом и почему было предложено такое решение полетной задачи. Прототип ЭС для рассматриваемого тяжелого многоцелевого экраноплана должен состоять из БЗ, основанной на трудах известных ученых – специалистов по экранопланам: Алексеева Р. Е.,

Бартини Р. Г., Липпиша А. М., Щукина Л. Н., Небылова А. В. и др. Также в БЗ необходимы знания пилотов, управлявших в реальной обстановке такими экранопланами, как «Орленок», «Лунь», «Аквaглайд» и т. п. Извлечь знания и использовать их для БЗ экспертной системы может компонент приобретения знаний в рамках такого современного направления, как инженерия знаний. Прототип ЭС будет дополняться новыми знаниями и совершенствоваться по мере эксплуатации рассматриваемого экраноплана на практике.

Нечеткая интеллектуальная система коррекции высоты полета использует принцип нечеткой логики для формирования управляющих воздействий на руль высоты, используя в качестве исходных данных дополнительные параметры полета, влияющие на безопасность. Исходя из величин этих параметров, осуществляется отклонение руля высоты на сопоставимую величину для: а) набора высоты, если хотя бы один из параметров достиг критического значения и препятствует дальнейшему полету на текущей высоте; б) снижения, если текущая высота полета больше, чем требуется в настоящий момент времени; в) продолжения нормального полета на данной высоте, если она соответствует значениям всех параметров нечеткой системы. На рис. 4 в качестве входных данных (лингвистических переменных) выбраны следующие пять параметров: высотное препятствие (м), погрешность измерения высоты (м), скорость ветра (м/с), высота полета (м), расстояние L (км). Выходные лингвистические переменные – набор высоты, нормальный полет, снижение.

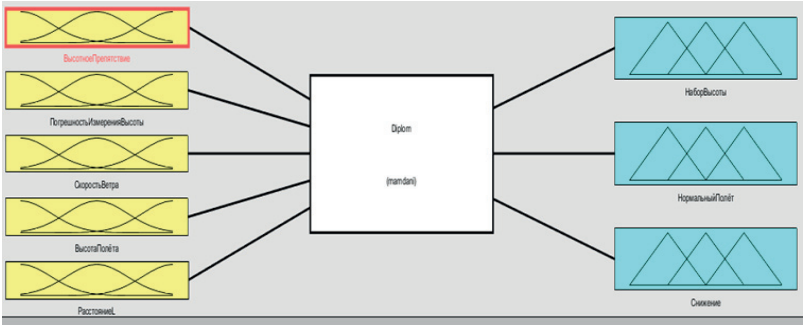


Рис. 4. Структура нечеткой системы коррекции в пакете Matlab Fuzzy Logic Toolbox

Отдельно стоит отметить особый параметр «Расстояние L», измеряемый в км – это расстояние до известного расположения потенциального неприятеля, вооруженного противокорабельной ракетой (ПКР). Несмотря на дорогостоящий запуск такой ракеты, ее применение по рассматриваемому тяжелому экраноплану, несущему на себе многократно более дорогой ВКС, обоснованно экономически и стратегически. Поэтому включение данного параметра в модель нечеткой системы более чем оправдано.

Все заданные лингвистические переменные характеризуются функциями принадлежности $\mu_N(X)$ треугольного типа, каждая из которых обладает соб-

ственными термами, точно заданными числовыми интервалами. Например, для лингвистических переменных «высотное препятствие» (входная) и «набор высоты» (выходная) термы имеют вид на рис. 5. Нетрудно заметить, что высотное препятствие считается опасным от 5 м и выше – это связано со средней высотой полета 6 м рассматриваемого тяжелого экраноплана, для которого запас высоты должен составлять не менее 1 м. А значение экстренного набора высоты полета осуществляется для высот от 40 м и выше, т. е. за пределы действия экранного эффекта и перехода в режим экранолета – это необходимо для случаев, например, значения «ураган» (по шкале Бофорта) для переменной «скорость ветра» и для «опасное расстояние L». Так в случаях движения над поверхностью Северного Ледовитого океана ураганная скорость ветра разгоняет волны под экранопланом, которые делают невозможным полет в пределах экрана, поэтому необходим полет в режиме экранолета с активным использованием органов механизации крыла и хвостового оперения, обозначенных ранее на рис. 1. На основе заданных функций принадлежности составлено 900 неповторяющихся правил (алгоритм mamdani), по которым осуществляется решение нечеткой системы – необходим в данной ситуации нормальный полет на текущей высоте либо набор высоты или снижение (и на какую величину их осуществить).

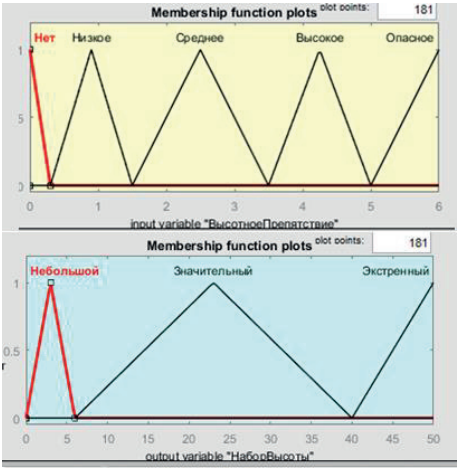


Рис. 5. Функции принадлежности для переменных «Высотное препятствие» и «Набор высоты»

Результаты моделирования работы нечеткой системы коррекции высоты – 30 трехмерных графиков зависимости выходного значения от каждой пары входных параметров (рис. 6). Несмотря на то, что полет исследуемого тяжелого экраноплана будет осуществляться в благоприятной обстановке на средней высоте полета 6 м, в полученной модели корректора высоты полета медианные значения составляют: для набора высоты – 25 м, для нормального полета 26,5

м, для снижения – 25 м. Они связаны с введением в модель таких критических параметров для наихудших сценариев, как опасное расстояние L и ураган (шторм на море).

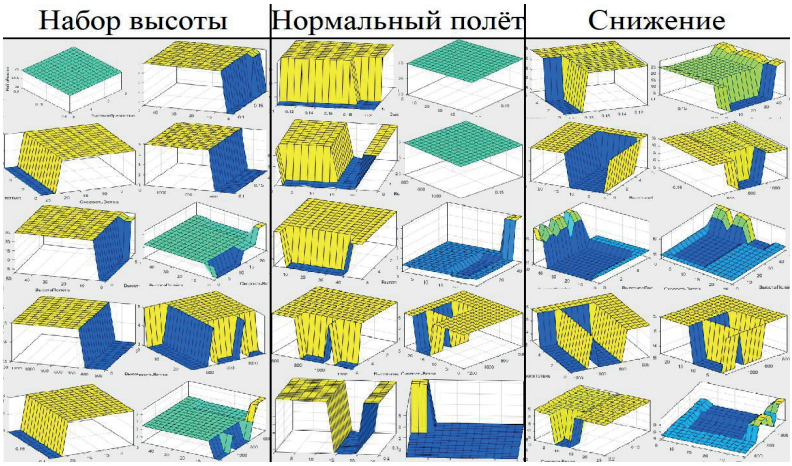


Рис. 6. Моделирование работы интеллектуального нечеткого корректора высоты

В заключение стоит отметить, что более глубокая интеллектуализация бортового оборудования тяжелого экраноплана-носителя ВКС (например, использование искусственных нейронных сетей в алгоритмах вычислений БЦВК в контуре пилотажно-навигационного комплекса), хотя и является достаточно сложной задачей, может на порядок увеличить не только производительность и быстродействие вычислительных машин, но и как следствие – повысить безопасность полета.

Библиографический список

1. Сетевое издание «Военное обозрение». URL: https://topwar.ru/144996-borisov-rossiya-budet-stroit-boevye-ekranoplany.html (дата обращения: 30.07.2020).

2. Сайфуллин Т. И., Ганин С. М. Морской старт космических аппаратов с использованием тяжелых экранопланов // Актуальные проблемы авиации и космонавтики. Сер. Электротехника, электронная техника, информационные технологии. 2010. С. 305–306.

3. Бураков М. В. Системы искусственного интеллекта. СПб.: Проспект, 2017.

4. Осипов Г. С. Методы искусственного интеллекта. М.: Физматлит, 2011. С. 192–244.

УДК 621.311

Б. А. Косарев*
кандидат технических наук, научный сотрудник
А. А. Охотников**
старший преподаватель
В. К. Федоров**
доктор технических наук, профессор
*Омский научно-исследовательский институт приборостроения
**Омский государственный технический университет

СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ИЗОЛИРОВАННОЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМОЙ С РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ГЕНЕРАЦИЕЙ

Рассмотрены подходы к построению системы автоматического управления изолированной электротехнической системой с распределенной генерацией с учетом возможности возникновения хаотических колебаний. Предложена методика выявления и подавления хаотических колебаний параметров режима.
Ключевые слова: система автоматического управления, хаотические колебания, показатель Ляпунова, имитационное моделирование.

B. A. Kosarev*
PhD, Tech., Research Employee
A. A. Okhotnikov**
Senior Lecturer
V. K. Fedorov**
Dr. Sc., Tech., Professor
*Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering
**Omsk State Technical University

AUTOMATIC CONTROL SYSTEM FOR AN ISOLATED ELECTRICAL SYSTEM WITH DISTRIBUTED GENERATION

Approaches to the construction of an automatic control system for an isolated electrical system with distributed generation are considered, taking into account the possibility of the occurrence of chaotic oscillations. A technique for detecting and suppressing chaotic oscillations of the regime parameters is proposed.
Keywords: automatic control system, chaotic oscillations, Lyapunov exponent, simulation.

Введение

В представленной статье рассмотрена проблема регулирования параметров режима изолированной электротехнической системы (ИЭТС) с распределенной генерацией (РГ). РГ заключается в производстве электрической и тепловой энергии в непосредственной близости от потребителя. Современные тенденции развития мировой и отечественной энергетики указывают на рост объемов РГ, что обусловлено возможностью уменьшения потерь при передаче энергии потребителю, использованием экологически чистых технологий возобнов-

ляемых источников энергии и созданием энергетически независимых ИЭТС с РГ [1, 2]. Одним из основных недостатков ИЭТС с РГ является низкая режимная устойчивость, связанная со стохастическим характером ВИЭ и величины нагрузки потребителя, относительно низкими моментами инерции применяемых синхронных генераторов [3, 4]. Для поддержания режимных параметров ИЭТС с РГ в заданном диапазоне разработаны различные методики и алгоритмы функционирования систем автоматического управления [5, 6]. Однако они не учитывают возможность возникновения хаотических колебаний режимных параметров в ИЭТС с РГ. Хаотические колебания представляют собой непредсказуемые изменения значений сетевого напряжения и частоты электротехнической системы, являются аварийным режимом работы. Причинами возникновения хаотических колебаний являются сильное возмущение режима и неустойчивость ИЭТС с РГ, а также высокая доля нагрузки потребителя, обладающей нелинейной вольт-амперной характеристикой [7]. В этой связи вопрос регулирования параметров режима ИЭТС с РГ представляется проработанным недостаточно. Целью работы является разработка методики функционирования системы автоматического управления ИЭТС с РГ, учитывающей возможность возникновения режима хаотических колебаний.

Методика функционирования системы автоматического управления

Отклонения напряжения и частоты ИЭТС с РГ определяются балансом генерируемой и потребляемой мощностей.

Дефицит активной мощности в ИЭТС с РГ приводит к уменьшению значения частоты напряжения во всех точках системы. Дефицит реактивной мощности в ИЭТС с РГ приводит к снижению напряжения на шинах нагрузки.

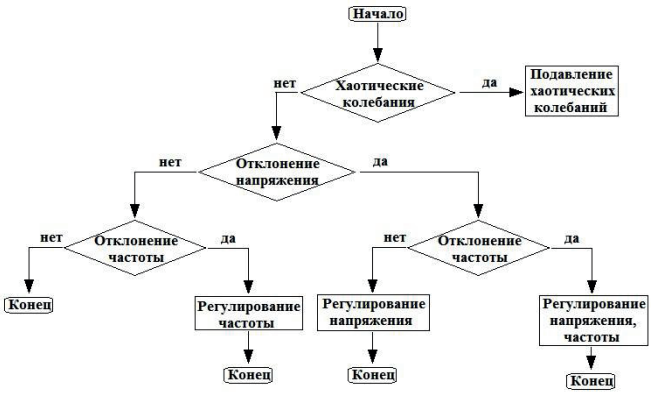


Рис. 1. Методика функционирования системы автоматического управления ИЭТС с РГ

Условия устойчивости решения системы дифференциальных уравнений, описывающих переходные электромеханические процессы в ИЭТС с РГ, позволяют рассчитать диапазоны значений коэффициентов демпфирования синхронных генераторов, при которых происходит подавление хаотических колебаний. Хаотические колебания в ИЭТС с РГ определяются по положительному значению старшего показателя Ляпунова [8].

Таким образом, исходя из теоретических положений, сущность методики функционирования системы автоматического управления ИЭТС с РГ заключается в следующих операциях. При определении хаотических колебаний выполняется операция устранения аварийного режима работы путем изменения коэффициентов демпфирования синхронных генераторов.

При отсутствии хаотических колебаний выполняется проверка на отклонение по напряжению и по частоте с осуществлением соответствующих управляющих воздействий, связанных с балансированием реактивной и активной мощностей. В виде функциональной схемы алгоритм представлен на рис. 1.

Апробация системы автоматического управления

Апробация методики функционирования системы автоматического управления выполнена методами имитационного моделирования на примере ИЭТС с РГ жилых зданий [9].

Несоответствие значения частоты сетевого напряжения в ИЭТС с РГ жилых зданий нормам качества электроэнергии соответствует дисбалансу генерируемой и потребляемой активной мощности 10,5%. Установившееся отклонение напряжения в контролируемом узле ИЭТС с РГ задано путем создания дисбаланса генерируемой и потребляемой реактивной мощности 35%. Режим хаотических колебаний получен путем несинхронного включения на параллельную работу генераторов ИЭТС с РГ.

Ниже показаны графики зависимости напряжения от времени, демонстрирующие работу системы управления согласно разработанной методике (рис. 2–4).

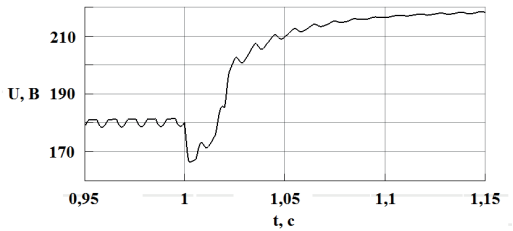


Рис. 2. Зависимость напряжения от времени при подключении батареи конденсаторов мощностью 75 кВар

На рис. 2 показано устранение системой управления несоответствия значения сетевого напряжения в ИЭТС с РГ жилых зданий нормам качества элек-

троэнергии путем подключения батареи конденсаторов. При оказании управляющего воздействия действующее значение сетевого напряжения изменяется от 180 В до 217 В. Так как предельно допустимое значение напряжения согласно требованиям стандарта должно соответствовать диапазону от 198 В до 242 В, то установившаяся после уменьшения дисбаланса реактивной мощности величина 217 В соответствует требованиям для уровня напряжения 0,4 кВ.

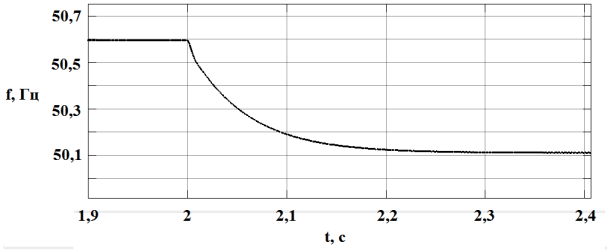


Рис. 3. Зависимость напряжения от времени при подключении активной нагрузки мощностью 20 кВт

На рис. 3 показано устранение системой управления несоответствия значения частоты сетевого напряжения в ИЭТС с РГ жилых зданий нормам качества электроэнергии путем подключения активной нагрузки. При оказании управляющего воздействия значение частоты сетевого напряжения изменяется от 50,6 Гц до 50,11 Гц. Так как предельно допустимое значение частоты согласно требованиям стандарта должно соответствовать диапазону от 49,6 Гц до 50,4 Гц, то установившаяся после уменьшения дисбаланса реактивной мощности величина 50,11 Гц соответствует норме.

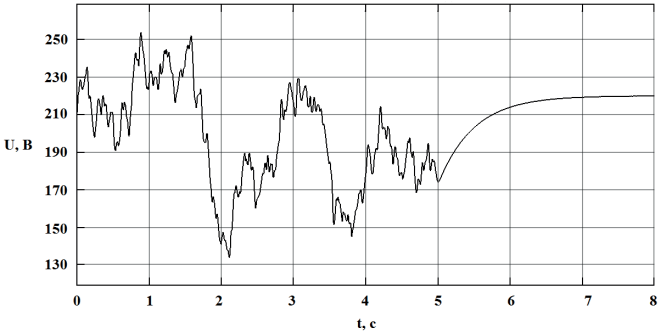


Рис. 4. Зависимость напряжения от времени при установлении режима хаотических колебаний

На рис. 4 продемонстрирован режим хаотических колебаний значения сетевого напряжения во времени. На пятой секунде система управления согласно разработанной методике определяет положительное значение старшего показа-

теля Ляпунова. Затем реализуется расчет диапазона значений коэффициентов демпфирования генераторов, при которых траектория решения системы является устойчивой. Для электромеханической системы, состоящей из двух синхронных генераторов и нагрузки жилых зданий, диапазон значений коэффициентов демпфирования генераторов составил 1,3–7. Устранение хаотических колебаний системой управления выполняется при помощи увеличения коэффициента демпфирования одного из синхронных генераторов до 6,5.

Заключение

Таким образом, разработана методика функционирования системы автоматического управления ИЭТС с РГ, учитывающая возможность возникновения режима хаотических колебаний. Методика апробирована на примере электросистемы жилых зданий методами имитационного компьютерного моделирования. Согласно результатам моделирования методика управления режимом работы ИЭТС с РГ демонстрирует удовлетворительные результаты.

Библиографический список

1. Воропай Н. И., Осак А. Б. Будущие электроэнергетические системы – тенденции и проблемы // Электро. Электротехника, электроэнергетика, электротехническая промышленность. 2015. № 4. С. 2–4.

2. Howell S., Rezgui Y., Hippolyte J. L. [et al.]. Towards the next generation of smart grids: Semantic and holonic multi-agent management of distributed energy resources // Renewable and Sustainable Energy Reviews. 2017. Vol. 77. P. 193–214.

3. Илюшин П. В. Преимущества и общесистемные эффекты от интеграции объектов распределенной генерации в распределительные сети // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2020. № 1. С. 17–23.

4. Дмитриенко В. Н., Лукутин Б. В. Оптимизация установленной мощности фотоэлектростанций в составе дизельных систем электроснабжения северных поселков // Научное обозрение. Технические науки. 2018. № 6. С. 16–21.

5. Илюшин П. В., Куликов А. Л. Автоматика управления нормальными и аварийными режимами энергорайонов с распределенной генерацией. Н. Новгород: НИУ РАНХиГС, 2019. 364 с.

6. Kakran S., Chanana S. Smart operations of smart grids integrated with distributed generation: a review // Renewable and Sustainable Energy Reviews. 2017. Vol. 81(1). P. 524–535.

7. Федоров В. К., Грунин В. К., Рысев П. В., Свешникова Е. Ю. Детерминированный хаос в нелинейных электрических цепях и системах / Под общ. ред. В. К. Федорова. Омск: Омский научный вестник, 2006. 130 с.

8. Рысев П. В., Рысев Д. В., Федоров В. К., Шульга К. С., Прусс С. Ю. Идентификация и моделирование хаотических режимов в электроэнергетических системах // Динамика систем, механизмов и машин. 2017. Т. 5. № 3. С. 101–107.

9. Косарев Б. А., Федоров В. К. Модель электротехнической системы с распределенной генерацией // Омский научный вестник. 2019. № 5(167). С. 64–71.

УДК. 681.5

А. Л. Ляшенко*
кандидат технических наук, доцент
И. М. Першин**
доктор технических наук, профессор
С. В. Ефименко****
аспирант
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
**Северо-Кавказский федеральный университет
***Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого

АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Изложена концепция частотного анализа и синтеза для распределенных систем управления. Сформулированы основные правила разработки математических моделей объектов рассматриваемого класса. Представлены распределенные звенья, из которых формируется структура распределенного регулятора. Рассмотрен поэтапно процесс проектирования систем управления с распределенными параметрами. Разработанное программное обеспечение позволяет автоматизировать процесс проектирования систем с распределенными параметрами.
Ключевые слова: распределенный объект, системы с распределенными параметрами, автоматизация, проектирование, распределенный регулятор, системный анализ, управление.

A. L. Lyashenko*
PhD, Tech., Associate Professor
I. M. Pershin**
Dr. Sc., Tech., Professor
S. V. Efimenko****
PhD Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
**North-Caucasus Federal University
***Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University

DESIGN AUTOMATION OF DISTRIBUTED CONTROL SYSTEMS

The concept of frequency analysis and synthesis for distributed control systems is presented. The basic rules for the development of mathematical models of objects of the class under consideration are formulated. The distributed links are presented, from which the structure of the distributed regulator is formed. The process of designing control systems with distributed parameters is considered in stages. The developed software makes it possible to automate the process of designing systems with distributed parameters.
Keywords: distributed object, systems with distributed parameters, automation, design, distributed controller, system analysis, control.

Введение

Как известно, современные технологические процессы характеризуются пространственной протяженностью и неразрывно связаны с пространственными координатами. Математические модели рассматриваемых процессов описывают уравнениями в частных производных, а объекты, в которых они протекают, относятся к классу объектов с распределенными параметрами. Отличительным свойством рассматриваемых объектов является наличие пространственных составляющих в сигнале входа и выхода. Системный анализ таких распределенных процессов развивается с семидесятых годов прошлого века. Хорошо известны научные школы, благодаря исследованиям которых разработан понятийный аппарат анализа и синтеза систем с распределенными параметрами.

Процесс исследования систем с распределенными параметрами (СРП) сопряжен с рядом трудностей, связанных в основном с проблемами вычислительного характера, для решения которых требуется специальное программное обеспечение.

В настоящее время для исследования процессов в системах с распределенными параметрами разработан ряд программных продуктов. Пакеты прикладных программ для анализа систем с распределенными параметрами подробно рассмотрены в [1]. Рассмотренные программы позволяют производить анализ процессов, протекающих в объектах, но в них не предусмотрена возможность расчета регуляторов для управления данными процессами и моделирования замкнутых систем управления. В этом случае возникает потребность в дополнительном программном обеспечении (ПО). Это и послужило причиной создания ПО для автоматизации процесса проектирования СРП.

Проектирование распределенной системы управления

В работах [2, 3] рассмотрены этапы, из которых состоит процесс проектирования СРП. Коротко рассмотрим основные из них.

1. Составление математической модели объекта. В основу математических моделей, используемых в разрабатываемом комплексе, были положены уравнения теплопроводности.

Работу программы рассмотрим на примере объекта цилиндрической формы (трубы), внутри которого течет жидкий теплоноситель.

Для исследования тепловых полей была составлена математическая модель.

В качестве примера запишем уравнение для теплоносителя.

$$\frac{\partial T_1(r,\phi,x,t)}{\partial t} =$$

$$= a_1\left[\frac{\partial^2 T_1(r,\phi,x,t)}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial T_1(r,\phi,x,t)}{\partial r} + \frac{1}{r^2}\frac{\partial^2 T_1(r,\phi,x,t)}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 T_1(r,\phi,x,t)}{\partial x^2}\right] - \quad (1)$$

$$-\vartheta(r,t)\frac{\partial T_1(r,\phi,x,t)}{\partial x}.$$

Кроме уравнений теплопроводности необходимо записать условия однозначности.

Для решения дифференциальных уравнений применим метод «сеток» и на основе полученной дискретной математической модели напишем программу для расчета тепловых полей (рис. 1).

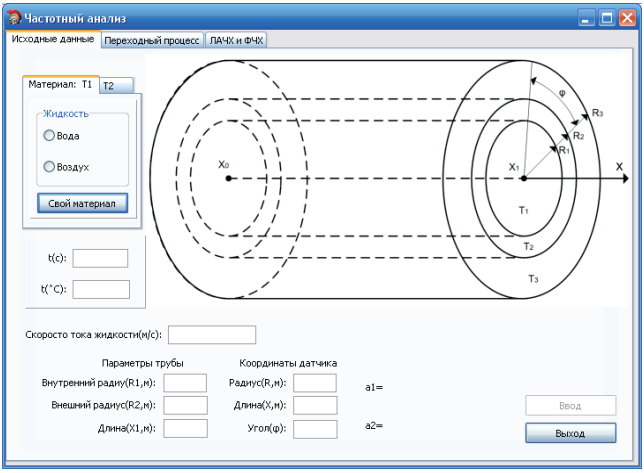


Рис. 1. Окно программы с отображением панели материалов

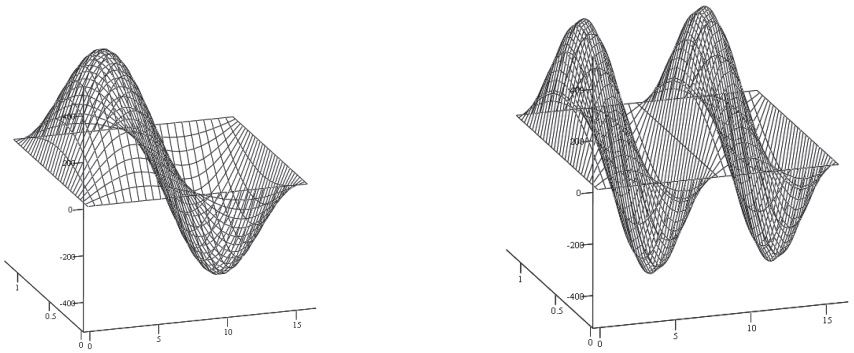
2. Определение параметров пространственных мод. При определении статических и динамических характеристик объекта используют пространственные моды (собственные вектор-функции оператора объекта) [2, 3]. С учетом граничных условий сформируем пространственные моды в виде: $\sin(\psi_i \cdot x) \cdot \sin(\psi_j \cdot y)$, $0 \le y \le L_x$, $0 \le y \le L_y$, $\psi_i = \pi \cdot i / L_x$, $i = 1,2,\ldots$ $\psi_j = \pi \cdot j / L_y$, $j = 1,2,\ldots$

3. Определение статических характеристик объекта управления. Определяется реакция объекта на входное воздействие. Входное воздействие в виде *i*-й пространственной моды умножается на амплитуду. Это воздействие реализуется в виде функции:

$$Q(x,y) = \sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{1} K \cdot \sin(\psi_i \cdot x) \cdot \sin\left(\tilde{\psi}_j \cdot y\right). \qquad (2)$$

На рис. 2 показано Входное воздействие $Q(X,Y)$ при $i=2$, $j=1$ и при $i=4$, $j=1$.

Подавая поочередно каждое из входных воздействий определяется реакция системы и по результатам моделирования определяются статические коэффициенты передачи по выбранным пространственным модам.



а) *б)*

Рис. 2. Входное воздействие Q(X,Y) а) при i=2, j=1, б) при i=4, j=1

4. Аппроксимация статических и динамических характеристик объекта и построение частотных характеристик. Для построения частотных характеристик аппроксимируем передаточные функции объекта, по каждой моде входного воздействия как апериодическое звено с чистым запаздыванием [4].

$$W(G,p)=\frac{k(G)}{T_P(G)\cdot s+1}\cdot e^{-s\cdot\tau_P(G)}, \qquad (3)$$

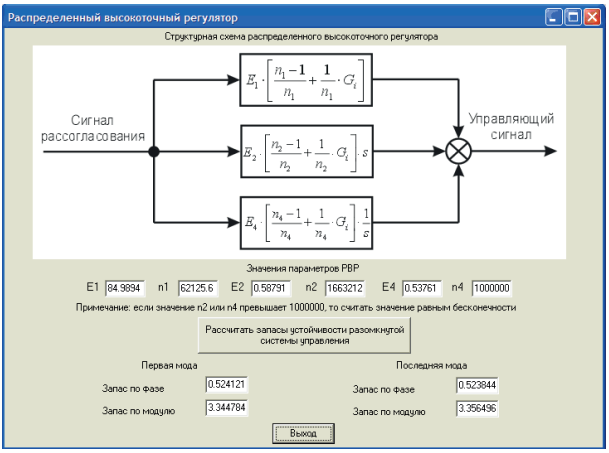


Рис. 3. Окно «Распределенный высокоточный регулятор»

5. *Синтез распределенного регулятора*. Передаточная функция распределенного регулятора записанная с использованием обобщенной координаты, может быть представлена в виде следующего соотношения [2]:

$$W(G,s) = E_1 \cdot \left[\frac{n_1 - 1}{n_1} + \frac{1}{n_1} G \right] + E_4 \cdot \left[\frac{n_4 - 1}{n_4} + \frac{1}{n_4} G \right] \cdot \frac{1}{s} + E_2 \cdot \left[\frac{n_2 - 1}{n_2} + \frac{1}{n_2} G \right] \cdot s. \quad (4)$$

На рис. 3 представлено окно программы, позволяющей производить расчет настроек распределенного регулятора.

Заключение

В статье рассмотрена концепция частотного анализа и синтеза регуляторов применительно к системам с распределенными параметрами. Сформулированы основные положения частотного метода для распределенных систем управления, представлены распределенные звенья, из которых в процессе синтеза формируется структура распределенного регулятора.

Разработанное программное обеспечение позволяет проводить анализ и синтез систем с распределенными параметрами, производить расчет настроек распределенного регулятора.

Библиографический список

1. Дудников Е. Е. Универсальные программные пакеты для моделирования систем с распределенными параметрами // Автоматика и телемеханика. 2009. № 1. С. 3–24.

2. Першин И. М. Анализ и синтез систем с распределенными параметрами. Пятигорск: РИА на КМВ, 2007. 244 с.

3. Першин И. М., Ляшенко А. Л., Папуш Е. Г. Принципы проектирования распределенных систем управления // Волновая электроника и информационные системы: XXIII Междунар. науч. конф.: сб. ст. в 2 ч. Ч. 2. СПб.: ГУАП, 2020. С. 356–362.

4. Рапопорт Э. Я. Структурное моделирование объектов и систем с распределенными параметрами: учеб. пособие. М.: Высш. шк., 2003. 299 с.

УДК 629.7.016

П. А. Назаренко*
ассистент
В. И. Сатарова*
студент
Л. В. Макарова*
студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ВЛИЯНИЕ ЗАПАСА УСТОЙЧИВОСТИ И ОГРАНИЧЕНИЙ НА УДЕЛЬНЫЙ РАСХОД ТОПЛИВА ПО ТЯГЕ НА МУЛЬТИДИСЦИПЛИНАРНУЮ ОПТИМИЗАЦИЮ КОНСТРУКЦИИ КОРПУСА СО СМЕШАННЫМ КРЫЛОМ

В данной статье представлены возможные эталонные конструкции самолетов. Как вариант возможной оптимизации и ключ к решению проблемы рассмотрена конфигурация самолета со смешанным крылом. Конфигурация со смешанным крылом в связи с многопрофильной интеграцией проявляется как проблема мультидисциплинарной оптимизации дизайна: в статье рассмотрены методы проектирования и проверки, настройки оптимизации, а также влияние запаса устойчивости.
Ключевые слова: смешанное крыло, топливо, расход, мультидисциплинарная оптимизация дизайна, аэродинамика.

P. A. Nazarenko*
Assistant
V. I. Satarova*
Student
L. V. Makarova*
Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

EFFECT OF STABILITY MARGIN AND LIMITATIONS ON SPECIFIC FUEL CONSUMPTION BY THRUST ON MULTIDISCIPLINARY OPTIMIZATION OF THE MIXED-WING HULL DESIGN

This article presents possible reference aircraft designs. As a possible optimization option and a key to solving the problem, the configuration of the aircraft with a mixed wing is considered. The mixed-wing configuration in connection with multidisciplinary integration manifests itself as a problem of multidisciplinary design optimization: the article considers design and verification methods, optimization settings, as well as the impact of the stability margin.
Keywords: mixed wing, fuel, fuel consumption, multidisciplinary design optimization, aerodynamics.

Введение

В настоящее время развитие технологий и конструкций самолетов достигли больших успехов, однако к будущим летательным аппаратам должны

также предъявляться цели снижения шума, расхода топлива и выбросов. На рис. 1 показаны возможные эталонные конструкции самолетов [1]. Одним из возможных вариантов применения для дальних перевозок является самолет со смешанным крылом Blended-Wing-Body (BWB). По сравнению с традиционной конфигурацией Tube-And-Wing (TAW), BWB подразумевает значительное улучшение характеристик, включая резкое снижение аэродинамического сопротивления вместе с контролем ламинарного потока на крыльях и фюзеляже, а также уменьшение массы конструкции за счет интеграции крыльев, центрального корпуса, двигателей и хвостового оперения в единую подъемную поверхность. Конфигурация BWB сохраняет преимущества улучшения аэродинамики, снижения веса, экранирования шума и уменьшения выбросов по сравнению с TAW. BWB имеет многопрофильную интеграцию и проявляется как проблема мультидисциплинарной оптимизации дизайна (MDO).

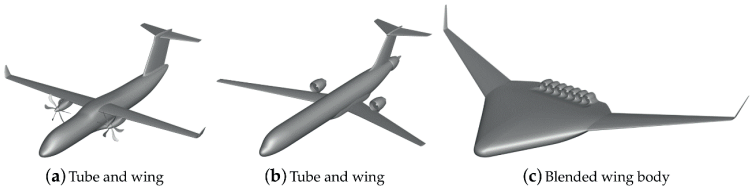


Рис. 1. Эталонные конструкции самолетов

Расчет стабильности и контроля (СК) для BWB является сложной задачей. Центральный аэрогидродинамический институт имени профессора Н.Е. Жуковского (ЦАГИ) исследовал крупнотоннажный самолет разной компоновки [2]. Исходя из рассмотрения возможных вариантов системы управления, запас устойчивости K_{3y} интегральной схемы крыла integrated wing body (IWB) на 750 пассажиров был принят равным −3% при крейсерском числе Маха 0,85. При этом ограничении окончательная конструкция достигает высокого отношения подъемной силы к лобовому сопротивлению (K(α)), равного 24,5. K(α) характеризует аэродинамическое качество летательного аппарата при данном угле атаки α. А также было выяснено, что допустимый диапазон центра тяжести для BWB будет ниже, чем для нынешних самолетов TAW.

В проекте «Активное управление для гибких самолетов 2020», финансируемом Европейской Комиссией в рамках седьмой рамочной программы исследований (FP7) была реализована сверхэффективная конструкция BWB на 450 пассажиров с использованием новых контроллеров для повышения комфорта и управляемости, а также снижения нагрузки [3]. Предложена адаптация центра тяжести путем перераспределения топлива для получения K_{3y} около 5% для улучшения высоких крейсерских характеристик.

Эти исследования показывают, что запас устойчивости сильно взаимосвязан с аэродинамической эффективностью BWB и что высокая аэродинамическая эффективность должна быть реализована при ограничениях СК. Из-за внутренней интеграции крыла с корпусом величина запаса устойчивости K_{3y}

может влиять на компоновку, которая намного сильнее, чем у конструкции TAW. Отчетливые формы в плане можно наблюдать для разных концепций BWB с разным запасом устойчивости, как показано на рис. 2.

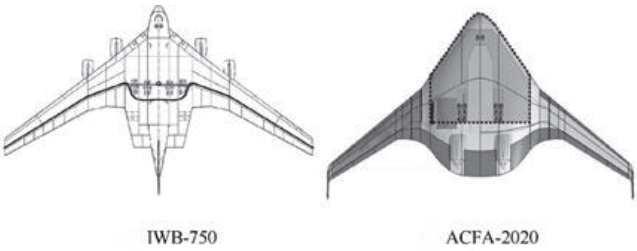


Рис. 2. Типичные концепции BWB с различным запасом статической устойчивости

Вопрос конструкции стабильной и высокоэффективной BWB, о подходящем запасе продольной статической устойчивости и получении низкого удельного расхода топлива остается открытым.

1. Методы проектирования и проверки MDO

Общая структура концептуального проектирования показана на рис. 3, которая может быть выполнена в среде MATLAB и является инструментом как для быстрой оценки, так и проектирования MDO.

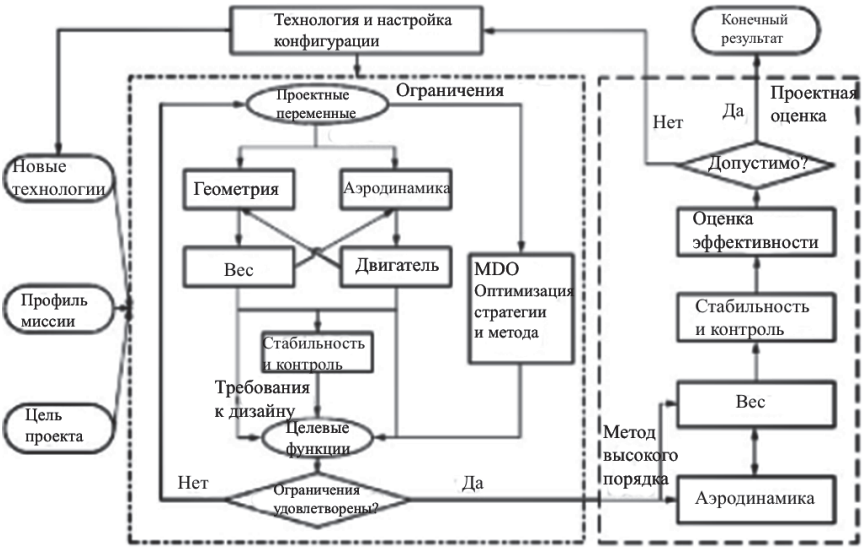


Рис. 3. Программная структура платформы концептуального проектирования

Проектирование начинается с определения профиля миссии, цели и выбранного технологического уровня. Модуль геометрии переводит проектные переменные в файлы геометрии различных форматов, закладывая основу для следующего модуля анализа. Процесс интеграции применяется к весовому и аэродинамическому анализу и модулям двигателя, чтобы гарантировать правильное соединение дисциплин. После сближения веса и аэродинамики модуль производительности применяется для оценки характеристик конструкции. Геометрические ограничения, требования к стабильности и управляемости, полезной нагрузке и запасу топлива рассматриваются как ограничения оптимизации для достижения осуществимой конструкции. Оптимизированные результаты, которые достигают проектных целей и соответствуют проектным ограничениям, подвергаются дальнейшему анализу с помощью методов высшего порядка. Если производительность неприемлема, будут вноситься корректировки в выбор технологий и конфигурации до тех пор, пока в процессе проектирования MDO не будут найдены приемлемые результаты оптимизации.

1.1. Методы проектирования MDO

1.1.1. Модуль геометрии

Модуль геометрии обеспечивает как внешнюю аэродинамическую форму, так и внутреннее устройство: кабина, груз и объем топлива. В данном модуле геометрия конфигурации BWB раскладывается на план и профили сечения.

План включает четыре части: кабину, заднюю кабину, трапециевидные крылья и внешнее крыло. Секция кабины представляет собой герметичный отсек, размер которого зависит от количества пассажиров. Задняя кабина – это область, прилегающая к двигателям и задней кромке центральной части. Подвесное крыло аналогично традиционной конструкции изогнутого крыла. Трапециевидные крылья обеспечивают плавный переход от центральной части к внешней секции крыла. Топливные баки размещены в подвесном и трапециевидном крыльях.

План определяется явными физическими параметрами, сгруппированными в длины по хорде, длины по размаху и углы стреловидности. Чтобы реализовать быстрый переход от внешнего крыла к центру и уменьшить пустое пространство, в месте изгиба добавляется дополнительная секция управления. Части конструкции приводят к линейной форме, которые различаются хордами, шириной и углами развертки.

1.1.2. Весовой модуль

Весовой модуль оценивает вес основных компонентов, таких как конструкция, силовая установка, стационарное оборудование, шасси, топливо и полезная нагрузка. Общий центр тяжести самолета определяется путем расчета веса и расположения компонентов.

Расчет конструкционного веса BWB является серьезной задачей, так как его конфигурация включает нецилиндрическую герметичную кабину в центральной части и фюзеляж с внутренним давлением. В данном случае структурный вес состоит из четырех частей: кабины, задней кабины, трапециевидно-

го крыла и подвесного крыла. Уравнения подходят для проектирования и анализа транспорта BWB с числом пассажиров от 200 до 450 человек [4]:

$$P_{каб} = 0.316422 K_м M_{\max}^{0.166552} S_{каб}^{1.061158} \quad (1)$$

$$P_{з.к.} = 0.53(1 + 0.05 N_{дв}) S_{з.к.} M_{\max}^{0.2} (\lambda_{конус} + 0.5) \quad (2)$$

где $M_{\max}$ – максимальная взлетная масса, $K_м$ – коэффициент масштабирования, $N_{дв}$ – количество двигателей, поддерживаемых центральным корпусом, $S_{каб}$ – площадь кабины, $S_{з.к.}$ – площадь задней центральной части, а $\lambda_{конус}$ – коэффициент конусности. Уравнение (1) применяется для веса кабины, а уравнение (2) – для задней кабины.

Вес конструкции конического крыла и внешнего крыла оценивается из предположения, что крыло является консольным, а калибры материалов рассчитаны на критические нагрузки. Полученные объемы кессона крыла вместе с заданной плотностью материала обеспечивают вес основной конструкции крыла. Другие расчеты веса компонентов используют методы обычного самолета.

1.1.3. Модуль аэродинамики

Аэродинамический метод расчета заключается в нахождении аэродинамических коэффициентов, как показано на рис. 5.

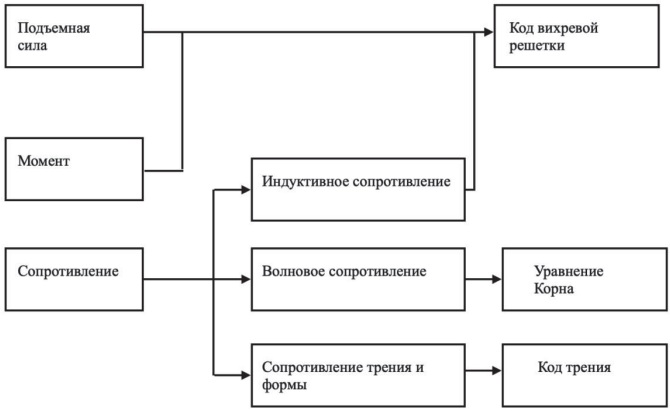


Рис. 4. Методы аэродинамического анализа

Распределение углов закручивания аэродинамических профилей секции интегрировано для получения желаемого распределения подъемной силы и минимизации индуцированного сопротивления в крейсерском режиме. Сопротивление трения рассчитывается с использованием стандартных формул поверхностного трения плоской пластины с поправкой на сжимаемость, а сопротивление формы оценивается форм-фактором. Волновое сопротивление оценивается уравнением Корна. Расчеты сопротивления, вызванного подъемной силой, и

других аэродинамических характеристик, таких как коэффициент подъемной силы, нулевой подъемный момент и продольная устойчивость основываются на методе вихревой решетки. Положительный нулевой подъемный момент при разумной статической продольной устойчивости важен для реализации естественно сбалансированной бесхвостой конструкции. Кроме того, метод вихревой решетки применяется для оценки способности управления дифферентом центрального элевона.

1.1.4. Двигательный модуль

Двигательная установка определяется максимальной тягой, с которой сталкиваются самые жесткие из нескольких конструктивных ограничений [5]. Из предположения, что два турбовентиляторных двигателя с высокой степенью двухконтурности установлены на задней центральной части BWB, характеристики изменения тяги и удельного расхода топлива вместе с высотой и воздушной скоростью моделируются [6]. Модель двигателя показана как

$$\frac{F_T}{F_{T0}} = [0.6069 + 0.5344(0.9001 - M_a)^{2.7981}](\frac{\rho}{\rho_0})^{0.8852} \tag{3}$$

где F_T – тяга двигателя на заданной высоте и числе Маха; F_{T0} – максимальная статическая тяга на уровне моря; M_a – число Маха; ρ – плотность воздуха на данной высоте, а ρ_0 – плотность воздуха на уровне моря.

Удельный расход топлива:

$$g = (\frac{T}{T_0})^{0.4704}(g_0 + 0.4021M_a) \tag{4}$$

где T – температура воздуха на данной высоте, T_0 – температура на уровне моря, g_0 – статический удельный расход топлива на уровне моря.

2. MDO

2.1. Настройка оптимизации дизайна

Цели оптимизации – максимизировать крейсерскую аэродинамическую эффективность и минимизировать максимальный взлетный вес при конструктивных ограничениях, с целью максимального использования внутреннего пространства, как показано в уравнении (5). Площадь кабины и запас топлива также необходимы для удовлетворения проектных требований.

$$\begin{aligned} &Задача: \begin{cases} \min(K(\alpha)) \\ \min M_{\max} \end{cases} \\ &Ограничения: \begin{cases} b \le b_{тр} \\ S_{каб} \ge S_{каб,тр} \\ V_T \ge V_{T,тр} \\ K_{n,тр1} \le K_n \le K_{n,тр2} \end{cases} \end{aligned} \tag{5}$$

где b – пролет конструкции BWB, $S_{каб}$ – площадь кабины, V_m – запас топлива, $K_{зу}$ – запас статической устойчивости по долготе. Требования к дизайну каждой переменной обозначаются суффиксом «тр».

Для анализа влияния различных значений запаса статической устойчивости и удельного расхода топлива используют сравнение фронтов Парето.

2.2. Оптимизация BWB с различным запасом статической устойчивости

Для TAW типичное значение $K_{зу}$ составляет 10–20%. Учитывая, что средняя длина аэродинамической хорды для BWB примерно в два раза выше, чем для TAW, $K_{зу}$ будет в пределах 0–10%, что составляет половину от обычного самолета. Следует учесть, что недавно разработанные конфигурации BWB имеют ослабленную стабильность, а их $K_{зу}$ составляет –10% –0. Если $K_{зу}$ снизится на 10%, максимальная взлетная масса оптимизированной BWB уменьшится на 5% с тем же $K(\alpha)$. Наибольшей аэродинамической эффективностью обладают конструкции с нейтральной или нестабильной продольной устойчивостью, при этом крыло при нестабильном результате движется вперед [7].

Если запас статической устойчивости для конструкции BWB MDO будет оптимальным, тогда центральная часть и сопряженная область станут тоньше, чтобы сэкономить пространство по размаху для крыла, которое является наиболее эффективным с точки зрения аэродинамики. Из-за ограниченной площади салона центральные части становятся длиннее, чтобы обеспечить достаточное количество мест для пассажиров. Крылья отклоняются назад, чтобы уменьшить волновое сопротивление. Увеличится вес корпуса и конструкции крыла за счет удлинения корпуса и изменения угла стреловидности крыла.

2.3. Оптимизация BWB с разными удельными расходами топлива

При выборе турбореактивного двухконтурного двигателя и ограничении $K_{зу}$ в пределах от 0 до 10% по мере увеличения отношения подъемной силы к лобовому сопротивлению центральная часть становится тоньше и длиннее. Углы стреловидности крыла увеличиваются для уменьшения волнового сопротивления.

Технология двигателя имеет большое влияние на вес BWB и аэродинамическую эффективность. При улучшении технологии двигателя удельный расход топлива уменьшается на 10%, максимальная взлетная масса уменьшится примерно на 4% [7].

Выводы

Платформа MDO является инструментом для изучения влияния запаса статической устойчивости и уровня технологии двигателя.

Для изучения влияния запаса статической устойчивости проводится ряд прямых оптимизаций формы в плане в гораздо большем пространстве проектирования. Оптимизированные результаты доказывают, что запас статической устойчивости имеет большое влияние на конфигурацию. Результаты также показывают, что улучшение аэродинамики и снижение веса BWB может быть до-

стигнуто за счет применения более высокого уровня нестабильности, что также требует, чтобы крыло двигалось вперед.

С помощью оптимизационного подхода изучено влияние удельного расхода топлива на тягу. Лучший дизайн BWB может быть получен с учетом как улучшения удельного расхода топлива, так и изменения формы плана.

Библиографический список

1. Yildiz B., Förster P., Feuerle T., Hecker P., Bugow S., Helber S. A generic approach to analyze the impact of a future aircraft design on the boarding process // Energies. 2018. No 2. P. 303.

2. Bolsunovsky A. L., Buzoverya N. P., Gurevich B. I. Flying wing problems and decisions // Aircr Des. 2001. No 4(4). P. 193–219.

3. Maier R. ACFA 2020 an FP7 project on active control of flexible fuel efficient aircraft configurations // Progress in Flight Dynamics, GNC, and Avionics. 2013. No 6. P. 585–600.

4. Bradley K. R. A sizing methodology for the conceptual design of blended-wing-body transports. Langley Research Center, Hampton, Virginia (2004) Report No: NASA CR-2004–213016.

5. Roskam J. Airplane design. Part VI: Preliminary calculation of aerodynamic thrust and power characteristics. Lawrence: The University of Kansas, 1990.

6. Leifsson L. T. Multidisciplinary design optimization of low-noise transport aircraft [dissertation]. Blacksburg: Virginia Polytechnic Institute and State University, 2005.

7. Minghui Zhang, Zhenli Chen, Zhaoguang Tan, Wenting Gu, Dong Li, Changsheng Yuan, Binqian Zhang. Effects of stability margin and thrust specific fuel consumption constrains on multi-disciplinary optimization for blended-wing-body design // Chinese Journal of Aeronautics. 2019. Vol. 32, iss. 8. P. 1847–1859.

УДК629.7.05

Н. А. Овчинникова*
кандидат технических наук, доцент
В. И. Сатарова*
студент
Л. В. Макарова*
студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического прибо-ростроения

ПРОПОРЦИОНАЛЬНО-ИНТЕГРАЛЬНО-ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИЙ РЕГУЛЯТОР И НЕЙРОННАЯ СЕТЬ ДЛЯ СТАБИЛИЗАЦИИ БПЛА

В статье рассматривается возможность реализации стабилизации движения БПЛА на примере квадрокоптера. Способы стабилизации описаны двумя подходами: при помощи ПИД-регулятора и с использованием регулятора на основе ИНС.
Ключевые слова: ПИД-регулятор, БПЛА, искусственные нейронные сети, квадрокоптер, стабильность, воздействия.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ) в рамках научного проекта № 19-29-06047 мк.

N. A. Ovchinnikova*
PhD, Tech., Associate Professor
V. I. Satarova*
Student
L. V. Makarova*
Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

PROPORTIONAL INTEGRAL DERIVATIVE CONTROLLER AND NEURAL NETWORK FOR UAV STABILIZATION

The article considers the possibility of implementing UAV motion stabilization on the example of a quadrocopter. The stabilization methods are described by two approaches: using a PID controller and using an INS-based controller.
Keywords: PID-controller, UAV, artificial neural networks, quadcopter, stability, impacts.

Введение

Беспилотные летательные аппараты (БПЛА) могут выполнять различные сложные задачи благодаря своей легкости и маневренности. При выполнении полета БПЛА должен мгновенно реагировать на возмущения и препятствия. Способность дронов выполнять стабильный полет чрезвычайно важна для их функциональности.

Мультироторные БПЛА имеют тенденцию быть нестабильными в основном по двум причинам: сумма моментов, создаваемых всеми роторами, должна

быть равна нулю в состоянии зависания; не все роторы точно реагируют на один и тот же входной сигнал.

Квадрокоптер – это принципиально нестабильный летательный аппарат. Для стабилизации его движения используется встроенный процессор, который получает данные с датчиков для построения системы управления с помощью пропорционально-интегрально-дифференциального (ПИД) контроллера.

ПИД-регуляторы работают, воздействуя на каждое из состояний квадрокоптера: крен, тангаж, рыскание, высоту и положение. Однако для ПИД-регуляторов требуется настройка и установка пропорциональных, интегральных и производных множителей. Алгоритм ПИД-регулирования чувствителен к большим колебаниям и помехам, вызывающим нарушение баланса системы.

Альтернативным способом стабилизации квадрокоптера является подход, основанный на искусственных нейронных сетях (ИНС), которая предлагает более надежную стабилизацию по сравнению с ПИД-регулятором для невидимых входов и зашумленных данных датчиков [1–3].

Динамика полета

Квадрокоптер – это четырехроторный мультикоптер, способный изменять свое положение и ориентацию в трехмерном пространстве, изменяя свой момент на роторе. Изменение момента достигается путем изменения мощности, подаваемой на ротор, для изменения скорости двигателя с целью создания другого баланса сил; тем самым изменяя ориентацию квадрокоптера. Все роторы вносят вклад в восходящую тягу, однако они также вносят вклад в крутящий момент. Следовательно, половина роторов запрограммирована на вращение по часовой стрелке, а другая половина – против часовой стрелки. Также доступна следующая настройка квадрокоптера, чтобы иметь нулевой крутящий момент при зависании: вращение по часовой стрелке переднего и заднего, а против часовой стрелке – левого и правого роторов.

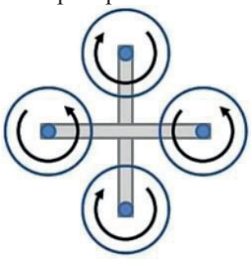


Рис. 1. Схематичное изображение квадрокоптера сверху

Алгоритм контроллера определяет текущее состояние квадрокоптера на основе показаний датчиков и сравнивает его с желаемой уставкой. Тогда контроллер оценит изменение состояния для достижения желаемого состояния. Основная цель контроллера – как можно быстрее достичь заданного значения, не выходя за пределы целевого значения или не вызывая дисбаланса системы.

Способы стабилизации

1. ПИД-регулирование. Традиционным и наиболее популярным подходом к стабилизации квадрокоптера является ПИД-регулятор [4–5], который представляет собой регулятор с обратной связью, работающий применяя усиление к сигналу ошибки, чтобы направить БПЛА к желаемой цели. Простота ПИД-регулирования делает его популярным выбором для использования в мультироторных БПЛА.

Алгоритмы управления отслеживают и изменяют рабочие условия динамической системы с целью приведения системы к желаемому состоянию. Регулятор оценивает ошибку $e(t)$ в системе по разнице между заданным значением $w(t)$ и измеренным выходным сигналом системы $y(t)$. Затем система применяет изменение в системе, чтобы свести ошибку к нулю. ПИД-регулятор – это замкнутый контур управления, применяющий усиление к сигналу ошибки и возвращающий результат в качестве входного сигнала в объект [6].

Значение ошибки рассчитывается как разница между желаемой установкой и измеренным значением. Регулятор работает, минимизируя погрешность с течением времени, регулируя мощность роторов.

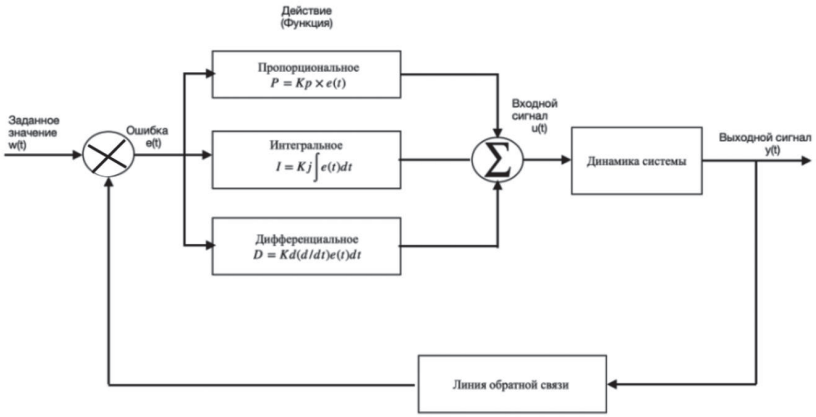


Рис. 2. Блок-схема ПИД-регулятора

Пропорциональное усиление прямо пропорционально ошибке и является основным драйвером системы и работает напрямую, чтобы довести систему до целевого заданного значения. Чем больше пропорциональное усиление, тем быстрее система реагирует на ошибку. Однако это может привести к превышению целевой установки и привести к колебаниям и возможности нестабильной системы. Интегральный коэффициент усиления – это текущая сумма ошибки за период, которая объясняет ошибку установившегося состояния в системе. Дифференцированное усиление – это изменение ошибки, который учитывает скорость изменения ошибки и предотвращает превышение системой своей це-

ли. Каждый из коэффициентов усиления усиливается с помощью множителя коэффициентов, и вместе сумма каждого из коэффициентов является тем, что приводит к изменению мощности, подаваемой на ротор.

Уравнение ПИД-регулятора:

$$u(t) = P + I + D = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t)dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (1)$$

где $u(t)$ – величина рассогласования между заданным значением регулируемой величины и ее фактическим значением, снимаемым с помощью обратной связи; P – пропорциональная составляющая; I – интегральная составляющая; D – дифференциальная составляющая; $e(t)$ – текущая ошибка; K_p – пропорциональный коэффициент; K_i – интегральный коэффициент; K_d – дифференциальный коэффициент.

ПИД-регулятор требует настройки трех коэффициентов модели для удовлетворения потребностей базовой системы. ПИД-регулятор оценивается по его быстродействию, перерегулированию и колебаниям системы. Каждую из этих функций можно изменить, выбрав члены K_p, K_d, K_i. Обычно для получения значений коэффициентов используется эмпирический метод – метод проб и ошибок. Этот процесс отнимает много времени и подвержен ошибкам.

Алгоритм системы управления может быть реализован в модуле контроллера встроенной системы с помощью ПД-регулятора, который сравнивает выходные данные (значения крена, тангажа или рыскания) с заданной точкой для вычисления значения ошибки $e(t)$. Затем алгоритм применяет коррекцию на основе значений K_p, K_d, K_i. Эти поправки рассчитываются по управляемым степеням свободы (крен, тангаж, рыскание и высота) и называются смещением. Эти смещения крена, тангажа и рыскания затем масштабируются до соответствующего рабочего цикла и применяются к двигателю.

Общее уравнение газа для квадрокоптера:

$$\begin{cases} P_{Д1} = газ + смещение\ по\ тангажу + смещение\ по\ рысканью \\ P_{Д2} = газ + смещение\ по\ крену - смещение\ по\ рысканью \\ P_{Д3} = газ - смещение\ по\ тангажу + смещение\ по\ рысканью \\ P_{Д4} = газ - смещение\ по\ крену - смещение\ по\ рысканью \end{cases} \quad (2)$$

где $P_{Д1} - P_{Д4}$ – мощности двигателей.

2. Регулятор на основе ИНС. ИНС – это вычислительный подход, представляющий обобщенную математическую модель совокупности нейронов человека и взаимосвязей между ними. ИНС стремится обеспечить тот же подход, что и человеческий мозг, для решения данной проблемы.

ИНС обучается с помощью ПИД-системы управления и изученные оценки применяются к квадрокоптеру во время испытательного полета. Наконец, результаты сравниваются с выходом ПИД-регулятора.

Каждый нейронный узел суммирует входящий сигнал и генерирует выходной сигнал на основе заранее определенной функции, также известной как функция активации. Функция активации позволяет сети создавать нелинейность между входами и выходами. В нашем случае предопределенная функция является сигмовидной функцией σ(x) (3). Каждый нейрон связан по весу со многими другими, чтобы сформировать вход соседнего нейрона следующего слоя, тем самым формируя сеть нейронов. Эта обработка ввода через скрытый слой в узлы вывода называется сетью прямого распространения.

$$\sigma(x) = \frac{1}{1+e^{-x}} \tag{3}$$

ИНС учится на обучающих выборках, тем самым обновляя вес, связанный с каждым из нейронных узлов. С каждой обучающей выборкой каждый из весов обновляется путем либо запрета, либо принудительного применения входящего сигнала в зависимости от результата.

Для того, чтобы ИНС изучила и сравнила выходные данные системы с желаемыми выходными данными, используется метод, называемый обратным распространением [7]. Это один из наиболее распространенных методов, используемых для (обучения) обновления весов сети. При обратном распространении ошибка распространяется в обратном направлении от вывода к входу и веса обновляются в процессе, чтобы отразить ошибку.

Как только сеть узнает схему между входом и выходом, она затем используется в качестве замены ПИД-регулятору для оценки новых входов в режиме реального времени.

В данном случае заменяем в алгоритме системы управления ПД-регулятор на регулятор на основе ИНС с использованием обратного распространения. Те же входные данные от датчика, что и от ПД-регулятора, отправляются напрямую в ИНС. Выходной сигнал, генерируемый ИНС, отправляется на модуль широтно-импульсной модуляции (ШИМ) для двигателей.

Данные для обучения генерируются во время полета, когда квадрокоптер управляется с помощью ПД-регулятора. Этот процесс автономной настройки называется общим обучением ИНС. В зависимости от размера ИНС и объема обучающих выборок общее обучение может потребовать интенсивной работы процессора. После того, как сеть обучена, матрица весов может быть скопирована в регулятор полета на микроконтроллере, где она станет простой сетью с прямой связью на входы, тем самым заменяя использовавшийся ранее ПД-регулятор.

Преобразование ИНС:

$$(крен, тангаж, рыскание) \rightarrow ИНС \rightarrow (Д_1, Д_2, Д_3, Д_4), \tag{4}$$

где $Д_1 - Д_4$ – двигатели.

Исходные данные, входные данные по тангажу, рысканью и соответствующие выходные данные регулятора собираются и разделяются на два набора: 80% для обучения и 20% для тестирования. Нормализованный набор значений

крена, тангажа и рыскания подается во входной слой, сначала умножается на случайные веса, и применяется сигмовидная активация.

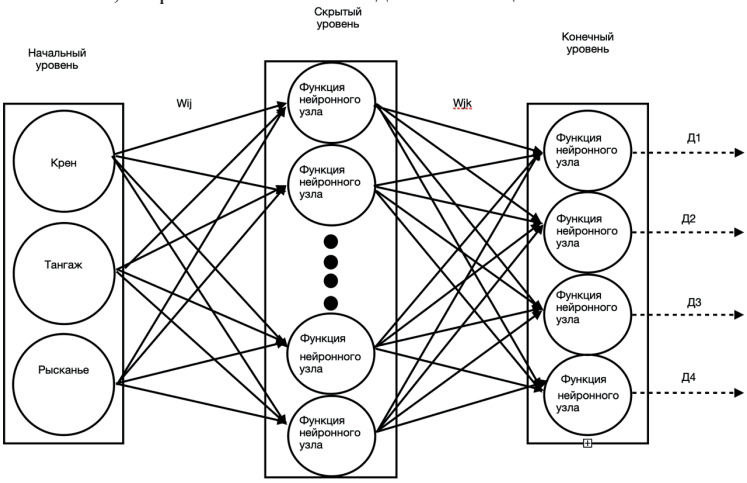


Рис. 3. Архитектура реализованной нейронной сети

Тот же шаг повторяется для скрытого и выходного слоя. Наконец, вычисляется ошибка между ожидаемым и рассчитанным значениями. Обучающий набор используется для обучения ИНС путем распространения ошибки в обратном направлении от выхода к входу; изменение весов таким образом, чтобы ошибка была минимальной. Выходные значения нейронной сети являются нормализованными значениями для двигателей; которые затем масштабируются и подаются непосредственно в модуль ШИМ для управления двигателями.

Выход ПД-регулятора сравнивается с выходом ИНС для того же входа в тестовом наборе, и разница фиксируется как среднеквадратическое отклонение (СКО) (5). Важно отметить, что нулевое значение СКО не представляет разницы между ПД-регулятором и контроллером ИНС.

$$S = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}(x_i - \overline{x})^2}{n}} \qquad (5)$$

где x_i – i-й элемент выборки; $\overline{x}$ – среднее арифметическое выборки; n – объем выборки.

Выводы

Рассмотрены два способа стабилизации квадрокоптера: ПИД-регулятор и ИНС. Первый способ представляет собой традиционный и популярный подход к использованию ПИД-регулятора. ПИД-регулятор лучше устраняет ошибку

установившегося состояния, однако чаще это приводит к нестабильной системе квадрокоптера. Нестабильность возникает в основном из-за нарастания интегральной части ПИД-регулятора. Если ошибка между уставкой и измеренной точкой будет большой, контроллер квадрокоптера не мог быстро восстановиться, и ошибка сохранялась в течение периода времени, что может привести к возможной аварии. Чтобы упростить контроллер, возможно использование ПД-регулятора.

Второй способ заключается в использовании регулятора ИНС для стабилизации, который может быстрее достичь заданного значения с меньшими колебаниями (нестабильностью), чем ПИД-регулятор. ИНС работает очень похоже на ПД-регулятор, поскольку ИНС обучается с выходом ПД-регулятора. Следовательно, несмотря на то что ИНС сложнее, чем контроллер на основе ПИД-регулятора, в ней предусматривается гибкость, чтобы в дальнейшем повысить надежность. Другим дополнительным преимуществом контроллера на основе ИНС является то, что возможно использование одного контроллера для нескольких измерений (крен, тангаж, рыскание). С контроллером ИНС возможно рассчитать все четыре значения двигателя, вместо того чтобы иметь отдельный. Контроллер на размерность в случае нашего первого подхода с ПИД-регулятором.

Библиографический список

1. Madani, T., Benallegue, A. Adaptive control via backstepping technique and neural networks of a quadrotor helicopter // Proceedings of the 17th World Congress of The International Federation of Automatic Control. 2008.

2. Nicol C. Macnab C., Ramirez-Serrano, A. Robust neural network control of a quadrotor helicopter // Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Jan 2008.

3. Fu-Chuang C. Back-Propagation Neural Networks for Non-linear Self-Tuning Adaptive Control // IEEE Control Systems Magazine. Apr 1990. Vol. 10, iss. 3.

4. Cowling I., Yakimenko O., Whidborne J., Cooke A. A prototype of an autonomous controller for a quadrotor UAV // European Control Conference. 2007.

5. Erginer B., Altug E. Modeling and PD control of a quadrotor VTOL vehicle // IEEE Intelligent Vehicles Symposium. Jan 2007. P. 894–899.

6. Ang K. H., Chong G., Yun L. PID control system analysis, design, and technology // IEEE Transactions on Control Systems Technology. July 2005. P. 559–576.

7. Muliadi J., Kusumoputro B. Neural Network Control System of UAV Altitude Dynamics and Its Comparison with the PID Control System // Hindawi Journal of Advanced Transportation. 2018. Vol. 2-2. P. 1–18.

УДК 681.5

И. М. Першин*
доктор технических наук, профессор
А. Л. Ляшенко**
кандидат технических наук, доцент
С. Л. Морева**
кандидат технических наук, доцент
*Северо-Кавказский федеральный университет
**Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

РАСПРЕДЕЛЕННЫЕ ФИЛЬТРЫ

В практической деятельности встречаются переменные, которые изменяются не только во времени, но и в пространстве (распределенные сигналы). Обычно рассматриваемые сигналы сформированы из бесконечной совокупности ортогональных функций (пространственных мод). Ставится задача выделения заданных пространственных мод из распределенного сигнала.
Ключевые слова: распределенная система обработки информации, распределенные фильтры, пространственные сканеры.

I. M. Pershin*
Dr. Sc., Tech., Professor
A. L. Liashenko**
PhD, Tech., Associate Professor
S. L. Moreva**
PhD, Tech., Associate Professor
*North-Caucasus Federal University
**St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

DISTRIBUTED FILTERS

In practice, there are variables that change not only in time, but also in space (distributed signals). Usually, the considered signals are formed from an infinite set of orthogonal functions (spatial modes). The task is to isolate the given spatial modes from the distributed signal.
Keywords: distributed information processing system, distributed filters, spatial scanners.

Введение

Положим, что мы имеем возможность принимать радиосигналы (или другие виды сигналов) зависящие не только от времени, но и от пространственных координат. Рассмотрим случай, когда принимаемый сигнал зависит от одной пространственной координаты x (такие сигналы будем называть одномерными). Положим, что принимаемые сигналы C_i (τ), (i=1,…,N) упакованы в дополнительный ортогональный базис (осуществлена пространственная модуляция сигнала), и представляются в виде:

$$U(x,\tau)=\sum_{i=1}^{N}C_i(\tau)\cdot\sin(\psi_i\cdot x),\ C_i(\tau)=\sum_{\xi=1}^{M}C_{i,\xi}(\tau)\cdot\sin(\omega_\xi\cdot\tau),$$
$$\Psi_i=\frac{\pi\cdot i}{L_x},0<x<L_x. \quad (1)$$

$C_{i,\xi}(\tau)$ – полезная информация; ω_ξ – несущие частоты; L_x – заданный размер; N, M – целые числа.

Проблема «распаковки» информации решается с использованием *распределенных фильтров*.

Математическая модель одномерного распределенного фильтра

Рассмотрим распределенный объект, математическая модель которого имеет вид [1]:

$$A\cdot\frac{\partial^2T(x,z,\tau)}{\partial x^2}+T(x,z,\tau)+\frac{\partial^2T(x,z,\tau)}{\partial z^2}=0,\quad 0<z<Z_L,\quad 0<x<X_L. \quad (2)$$

Состояние фазовой переменной на границе описывается уравнениями:

$$T(x=0,z,\tau)=T(x=X_L,z,\tau)=0,\quad 0<z<Z_L;$$
$$\frac{\partial T(x,z=Z_L,\tau)}{\partial z}=U(x,\tau),0<x<X_L; \quad (3)$$
$$\frac{\partial T(x,z=0,\tau)}{\partial z}=0,\quad 0<x<X_L;0<x<X_L.$$

где A – коэффициент; x,z – пространственные координаты; τ – время; $T(x,z,\tau)$ – фазовая переменная ($T(x,z^*,\tau)$ – функция выхода (z^* – фиксированное значение координаты z ($0<z^*,Z_L$)); X_L,Z_L – заданные величины, $U(x,\tau)$ – входное воздействие.

Определяя реакцию объекта на каждую i-ю составляющую ряда входного воздействия, при $z=z^*$, придем к следующему результату:

$$T_i(x,z^*,\tau)=\frac{C_1(\tau)\cdot(e^{\beta_i\cdot z^*}+e^{-\beta_i\cdot z^*})}{\beta_i\cdot(e^{\beta_i\cdot Z_L}-e^{-\beta_i\cdot Z_L})}\cdot\sin(\Psi_i\cdot x),\quad \beta_i=(A\cdot\psi_i-1)^{1/2}.$$

Коэффициент передачи рассматриваемого объекта записывается в виде

$$K_i=T_i(x,z^*,\tau)/(C_i(\tau)\cdot\sin(\Psi_i\cdot x))=\frac{e^{\beta_i\cdot z^*}+e^{-\beta_i z^*}}{\beta_i\cdot(e^{\beta_i\cdot Z_L}-e^{-\beta_i\cdot Z_L})}. \quad (4)$$

Коэффициент передачи, с использованием обобщенной координаты G [2], имеет вид:

$$K(G)=\frac{e^{\beta(G)\cdot z^{*}}+e^{-\beta(G)\cdot z^{*}}}{\beta(G)\cdot(e^{\beta(G)\cdot Z_L}-e^{-\beta(G)\cdot Z_L})},\ \beta(G)=(A\cdot G-1)^{1/2}. \qquad (5)$$

Положим, что значение параметра A мы можем изменять в пределах от $1/G_1$ до нуля. Для значений $A=1/G_i$, $(G_i=\Psi^2{}_i,(i=\overline{1,\infty}))$, $\beta(G_i)\to 0$, а значение $\mathrm{abs}(K(G_i))\to\infty$ (см. рис. 1).

Рассмотрим численную реализацию пространственных сканеров.

Схема дискретизации уравнения (2) с учетом граничных условий (3), приведена на рис. 2.

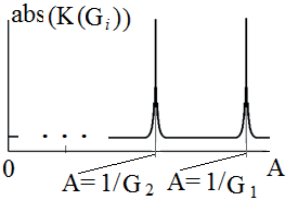


Рис. 1. График изменения abs(K(G$_i$))

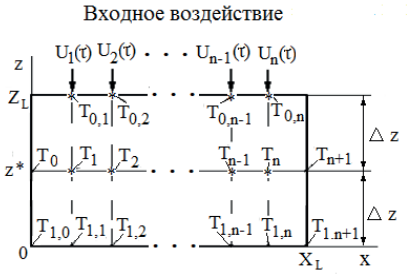


Рис. 2. Схема дискретизации

Дискретная модель уравнения (2) может быть представлена в виде:

$$A\cdot\frac{T_{\eta-1}-2\cdot T_\eta+T_{\eta+1}}{\Delta x^2}+T_\eta+\frac{T_{0,\eta}-2\cdot T_\eta+T_{1,\eta}}{\Delta z^2}=0,\quad \eta=\overline{1,n}. \qquad (6)$$

где n – число точек дискретизации по оси x; Δx – шаг дискретизации по оси x; Δz – шаг дискретизации по оси z.

В соответствии с уравнениями (3) запишем дискретную модель граничных условий:

$$T_{1,\eta}=T_\eta,\quad T_0=0,T_{n+1}=0,,\quad \frac{T_{0,\eta}-T_\eta}{\Delta z}=U_\eta\to T_{0,\eta}=U_\eta\cdot\Delta z+T_{1,\eta}.$$

Преобразуя (6), получим

$$\frac{A}{\Delta x^2}\cdot(T_{\eta-1}-2\cdot T_\eta+T_{\eta+1})+T_\eta+\frac{1}{\Delta z^2}\cdot(U_\eta\cdot\Delta z+T_\eta-2\cdot T_\eta+T_\eta)=0,\quad \textit{или}$$

$$\frac{A}{\Delta x^2}\cdot T_{\eta-1}+(1-\frac{2A}{\Delta x^2})\cdot T_\eta+\frac{A}{\Delta x^2}\cdot T_{\eta+1}=-\frac{1}{\Delta z}\cdot U_\eta,\quad \eta=\overline{1,n}..$$

Запишем дискретное уравнение в матричном виде

$$D \cdot X = U \rightarrow X = D^{-1} \cdot U,$$

где

$$D = \begin{bmatrix} \overset{*}{D}_1 & D_2 & 0 & \cdots & 0 \\ D_2 & D_1 & D_2 & 0 & \vdots \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & 0 & D_2 & D_1 & D_2 \\ 0 & \cdots & 0 & D_2 & \bar{D}_1 \end{bmatrix}_{(n*n)}, \quad X = \begin{bmatrix} T_1 \\ . \\ . \\ . \\ T_n \end{bmatrix}, \quad U = -1/\Delta z \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ . \\ . \\ . \\ U_n \end{bmatrix},$$

$$D_2 = \frac{A}{\Delta x^2}, \quad D_1 = (1 - \frac{2 \cdot A}{\Delta x^2}),$$

$$\overset{*}{D}_1 = (1 - \frac{2 \cdot A}{\Delta x^2} + \overset{*}{C}_1), \quad \bar{D}_1 = (1 - \frac{2 \cdot A}{\Delta x^2} + \overset{*}{C}_2), \ \overset{*}{C}_1 \text{ и } \overset{*}{C}_2$$

определяются с учетом граничных условий (в рассматриваемом случае они равны нулю). Если определитель матрицы $D \rightarrow 0$, то $K(G) \rightarrow$ к плюс, минус ∞ [1]. Используя дискретную модель пространственного сканера, и изменяя значение параметра A от $1/G_1$ до нуля, определим значения $A = A_i$, в которых $\det(D)$ равен нулю. По вычисленным значениям A_i можем определить пространственные моды, из которых сформирован сигнал $U(x,\tau)$. Для выделения (i-й) пространственной моды используется распределенный фильтр, математическая модель которого совпадает с математической моделью пространственного сканера, но при этом значение параметра A фиксировано и равно A_i. Полученный, распределенный фильтр осуществляет пространственную демодуляцию входного сигнала, выделяя $C_i(\tau)$ (выделяя i-ю магистраль передачи информации [1, 3]). Структурная схема обработки распределенного сигнала $U(x,\tau)$ приведена на рис. 3.

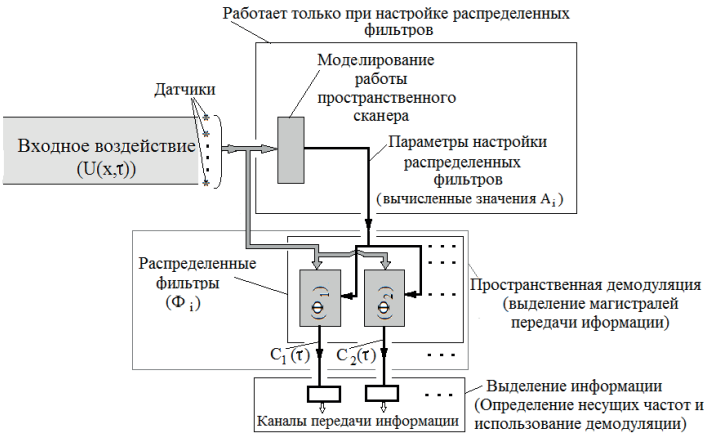


Рис. 3. Структурная схема обработки одномерного распределенного сигнала

В [1] приводится алгоритм работы пространственного сканера и распределенного фильтра, а так же показана установка, реализующая рассматриваемый алгоритм. Измерение функции $U(x,\tau)$ осуществляется с помощью датчиков, расположенных в точках x_η, (η=1,.. N). Далее, полученная информация используется в численных алгоритмах, моделирующих работу пространственного сканера и распределенных фильтров. Выделенная магистраль поступает на дальнейшую обработку исходя из поставленной задачи. Рассмотренный выше распределенный фильтр может быть построен для любой мерности поступающих сигналов. Так, например, для трехмерного пространства рассматриваемый математическая модель распределенного фильтра имеет вид:

$$A\cdot\left(\frac{\partial^2 T(x_1,x_2,x_3,z,\tau)}{\partial {x_1}^2}+\frac{\partial^2 T(x_1,x_2,x_3,z,\tau)}{\partial {x_2}^2}+\frac{\partial^2 T(x_1,x_2,x_3,z,\tau)}{\partial {x_3}^2}\right)+$$

$$+T(x_1,x_2,x_3,z,\tau)+\frac{\partial^2 T(x_1,x_2,x_3,z,\tau)}{\partial z^2}=0,$$

$$0<x_i<X_i,\ 0<z<Z_L.$$

где A – заданное число, x_i, z – пространственные координаты (i=1,2,3), τ – время, $T(x_1,x_2,x_3,z,\tau)$ – фазовая переменная, X_i – заданные значения.

Граничные и начальные условия заданы соотношениями

$$T(x_i=0,y,z,\tau)=T(x_i=X_i,z,\tau)=0,(i=1,2,3),$$

$$\frac{\partial T(x_1,x_2,x_3,z=Z_L,\tau)}{\partial z}=U(x_1,x_2,x_3,\tau),\ \frac{\partial T(x_1,x_2,x_3,z=0,\tau)}{\partial z}=0,$$

$$T(x_1,x_2,x_3,z,\tau=0)=0,\quad 0<y<Y_L,\quad 0<x_i<X_i,(i=1,2,3),\quad 0<z<Z_L.$$

Заключение

Положим, что полезные сигналы, формируются с использованием совокупности несущих частот. Умножая рассмотренные сигналы на соответствующие пространственные моды (осуществив пространственную модуляцию сигнала), получим поток, несущий информацию. При этом извлечь информацию известными методами не представляется возможным. Для извлечения информации требуется пространственная демодуляция потока, несущего информацию. Эта демодуляция осуществляется с использованием распределенных фильтров. Аналогом распределенного фильтра служит известный колебательный контур. Рассматриваемый колебательный контур настраивается на требуемую временную частоту, а распределенный фильтр настраивается на заданную пространственную частоту [1–4].

Обработка потока, несущего информацию существуют с использованием следующих контуров (см. рис. 3): *в первом контур*е определяются пространственные моды, несущие информацию (определяются значения параметров настройки распределенных фильтров (A_i); *во втором контуре*, с использованием распределенных фильтров, выделяются магистрали передачи информации

(число таких магистралей равно числу пространственных мод, из которых формируется поток передачи информации); в *третьем контуре* осуществляется выделение полезной информации известными методами.

Рассматриваемое устройство может быть полезно при обработке пространственных сигналов различной физической природы.

Библиографический список

1. Малков А. В., Першин И. М. Системы с распределенными параметрами. Анализ и синтез. М.: Научный мир, 2012. 476 с.

2. Pershin I. M., Liashenko A. L., Papush E. G. General Principles for Designing Distributed ControlSystems // Authorized licensed use limited to: North-Caucasus Federal University. Downloaded on October 12, 2020 at 06:53:40 UTC from IEEE Xplore.

3. Першин И. М., Веселов Г. Е., Першин М. И. Системы передачи и обработки распределенной информации // Известия ЮФУ. Технические науки. 2015. № 5(166). С. 198–211.

4. Ляшенко А. Л. Применение модифицированного метода Гольдфарба для исследования нелинейных систем с распределенными параметрами // Научное обозрение. 2014. № 3. С. 67–72.

УДК 629.07.01

В. И. Сатарова*
студент
П. А. Назаренко*
ассистент
Л. В. Макарова*
студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОЦЕНКА НАДЕЖНОСТИ ЧЕЛОВЕКА ДЛЯ БЕЗОПАСНОСТИ ПОЛЕТА

Рассмотрены базовый, расширенный методы анализа когнитивной надежности и ошибок для анализа влияния человека на безопасность полета, факторы, влияющие на производительность, которые описывают причины ошибочных действий, также были рассмотрены решение и порядок расчета вероятности ошибки человека и влияющие на нее когнитивные функции.
Ключевые слова: оценка надежности человека, фактор, вероятность ошибки человека, когнитивные функции.

V. I. Satarova*
Student
P. A. Nazarenko*
Assistant
L. V. Makarova*
Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ASSESSMENT OF HUMAN RELIABILITY FOR FLIGHT SAFETY

The basic and advanced methods of analyzing cognitive reliability, errors for analyzing human reliability, factors affecting performance, which describe the causes of erroneous actions, were considered in this article, and also the solution and procedure for calculating the probability of human error, the cognitive functions affecting errors, were considered.
Keywords: human reliability assessment, factor, probability of human errors, cognitive functioins.

Введение

С развитием передовых технологий авионики и повышением надежности бортового оборудования, количество авиационных происшествий, связанных с электромеханическими системами самолетов значительно уменьшилось.

Количество авиационных происшествий в 2020 году значительно снизилось по сравнению с 2019 годом, что связано с введенными ограничениями из-за коронавирусной инфекции (COVID-19). Однако основные авиакатастрофы связаны с легкомоторными самолетами, которые не учитывают в основной статистике. Причиной крушения, в большинстве случаев, является человеческий фактор. Поэтому необходима эффективная оценка надежности человека-пилота для выявления критических ошибок человека и повышения безопасности.

Интерфейс кабины пилотов стал в значительной степени автоматическим и интеллектуальным, поэтому ролью пилотов является его взаимодействие с самолетом вместо выполнения задач. Еще 1998 году Э. Холлнагель предложил метод анализа когнитивной надежности и ошибок (CREAM) для анализа надежности человека [1]. Этот метод можно использовать для прогнозирования потенциальной и обратной количественной оценки человеческой ошибки. В основу метода CREAM входит модель контекстного управления (COCOM), которая используется для выбора действий и предполагает, что уровень контроля оператора является переменным. COCOM включает четыре режима управления, включая скремблированное управление, конъюнктурное управление, тактическое управление и стратегическое управление. CREAM использует схему классификации для выявления причин ошибочных действий, прогнозирования и описания возможных человеческих ошибок. Таким образом, CREAM использует систематический подход к идентификации и количественной оценке человеческих ошибок.

Учитывая эксплуатационные характеристики длительных полетов, такие как процедуры полета и наземная поддержка, предлагается модифицированный подход CREAM для оценки надежности человека в полете.

1. Методология

1.1. Факторы, влияющие на производительность

Схема классификации метода CREAM состоит из девяти групп, описывающих причины ошибочных действий [2]. Эти ошибочные причины, известны как факторы, влияющие на производительность, которые включают в себя адекватность организации, адекватность интерфейса человек-машина, условия работы, доступность процедур, количество одновременных целей, доступное время, время суток и качество взаимодействия экипажа.

Во время длительного полета пилот ознакомляется с полетной информацией и на каждом этапе полета точно выполняет необходимые процедуры и в то же время экипаж регулярно связывается с наземными службами поддержки. Это может негативно влиять на работу пилота и привести к человеческой ошибке из-за утомительности операций.

Выделяют четыре важных фактора, влияющих на работу пилота во время длительного полета: наземная поддержка, управление рабочей нагрузкой экипажа, подготовка/опыт экипажа, согласованность формата процедуры и качество проверки.

Модифицированные факторы «наземная поддержка» и «управление рабочей нагрузкой экипажа» отличаются от фактора «качества взаимодействия экипажа». Фактор «наземной поддержки» снижает риски и улучшает качество совместной работы экипажа, а также уменьшает рабочую нагрузку экипажа [3]. Фактор «управления рабочей нагрузкой экипажа» включает эффективное управление временем и рабочей нагрузкой, а также отражает человеческие способности с точки зрения когнитивной деятельности человека. Следовательно, факторы «наземная поддержка» и «управление рабочей нагрузкой экипажа» более благоприятно влияют на пилота во время длительного полета, чем фактор «качества взаимодействия экипажа».

Фактор «адекватность обучения и подготовки» означает, что недостаточные навыки или знания могут быть причиной человеческой ошибки [1]. Модифицированный фактор «подготовка и опыт экипажа» учитывает давность и повторяемость обучения, предыдущий опыт экипажа.

Фактор «доступность процедур», предложенный Холлнагелем, гласит, что процедурные недостатки или несоответствия являются важным фактором ошибочных действий человека [1]. Модифицированный фактор «согласованность формата процедуры и качество проверки» в методе CREAM учитывает согласованность форматов процедур, так как они могут разрабатываться совместно различными организациями или авиакомпаниями, но их форматы могут быть несовместимыми из-за отсутствия авиационной подготовки или различных стандартов эксплуатации.

В табл. 1 представлены примеры модифицированных факторов метода CREAM для длительного полета.

Таблица 1

Примеры модифицированных факторов для полета

Факторы, влияющие на производительность	Описание	Значения $И_{ОВ}$ для факторов по уровням
Наземная поддержка	Уровень поддержки и ресурсов, предоставляемых наземными диспетчерами для выполнения задачи или работы. Очень эффективно/ эффективно/ неэффективно/ несовершенно Улучшено/незначительно/уменьшено	Очень эффективный – 1,8 Эффективный 0 Неэффективно 1.0 Недостаточно 1,8
Управление рабочей нагрузкой экипажа	Уровень загруженности бригады для максимальной эффективности. Поддерживающий/ адекватный/ терпимый/ несоответствующий Улучшено/незначительно/уменьшено	Поддерживающая – 1,8 Достаточно – 1,0 Терпимо 0 Несоответствующий 1,8
Подготовка и опыт экипажа	Применимость, новизна и повторяемость обучения, предыдущий опыт экипажа. Большой опыт/ ограниченный опыт/ неадекватный Улучшено/незначительно /уменьшено	Высокий опыт – 1,8 Ограниченный опыт 0 Неадекватно 1,8
Согласованность формата процедур и качество проверки	Последовательность и эффективность форматов процедур, качество наземной проверки. Соответствующий/ приемлемый/ несоответствующий Улучшено/незначительно/уменьшено	Соответствующий – 1,6 Приемлемо 0 Несоответствующий 1,6
Временной стресс	Время, разрешенное системой, и фактическое время, необходимое для выполнения задачи. Адекватный/временно неадекватный/постоянно несоответствующий Улучшено/незначительно/уменьшено	Достаточно – 1,4 Временно неадекватно 1,0 Постоянно неадекватный 2,5

Предложенные факторы имеют разные уровни и веса для когнитивных функций человеческого процесса: наблюдение, интерпретация, планирование и исполнение [4]. Каждый фактор оказывает различное влияние на перечисленные функции. Веса уровней факторов для когнитивных функций можно представить в виде индекса ожидаемого воздействия ($И_{ОВ}$) [5]. Значения $И_{ОВ}$ получены эмпирическим путем: 10 экспертов в диапазоне от –3 до 3 или от чрезвычайно важного до крайне незначительного оценили вес фактора в три этапа и в качестве веса фактора была выбрана средняя оценка [6].

1.2. Количественная модель надежности человека

1.2.1. Базовый CREAM-метод

Существуют четыре режима управления, отражающие статус надежности человека в исходном методе CREAM: стратегический, тактический, конъюнктурный и скремблированный режимы. Режим стратегического управления определяется как оператор, имеющий достаточно времени, чтобы учесть всю ситуацию и спланировать ее соответствующим образом. Оператор выполняет планы задач в соответствии со стандартными процедурами или правилами в режиме тактического управления. Под конъюнктурным режимом управления понимаются действия человека, определяемые характеристиками интерфейса или наиболее часто используемым действием оператора, что также известно, как игровая эвристика. Режим скремблированного управления означает, что оператор не знаком с текущей ситуацией и теряет ситуационную осведомленность, когда требования к задаче очень высоки. Более того, каждый режим управления имеет соответствующий интервал вероятности человеческой ошибки.

В базовом методе CREAM режим управления определяется на основе массива объединенных факторов, выраженного как $\sum_{сниж}$ и $\sum_{повыш}$ [1]. $\sum_{сниж}$ – это количество факторов, которые снижают надежность производительности, и $\sum_{повыш}$ – это количество факторов, которые повышают надежность производительности. На рис. 1 показано соотношение между факторами и режимом управления.

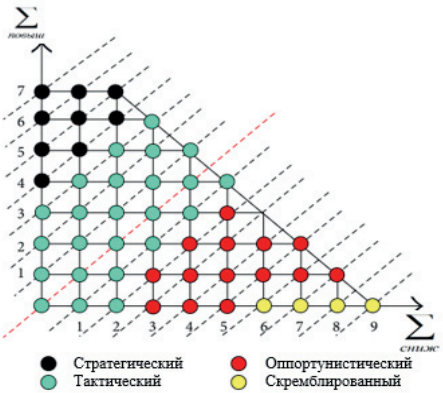


Рис. 1. Режимы управления

Например, (1, 6) подразумевает, что режим управления оператора является стратегическим.

Вводится индекс влияния сценария ($И_{ВС}$), обозначенный как α, чтобы описать влияние факторов на надежность человека.

$И_{ВС}$ можно выразить следующим образом:

$$\alpha = x - y = \sum_{сниж} - \sum_{повыш} . \quad (1)$$

Сначала уравнение (1) преобразуется в линейную функцию $y=x-\alpha$, где $x\in[0;9]$, $y\in[0;7]$. Затем наносятся наклонные линии, как показано на рис. 1. Значение обычно представляет режим управления, за исключением трех. Однако из-за потенциального перекрытия двух соседних режимов управления трудно определить, какой режим является абсолютно правильным среди непрерывных изменений. Табл. 2 содержит данные для определения режима управления операторами в основном методе CREAM.

Таблица 2

Связь между индексом влияния сценария и режимом управления

Режимы управления	$И_{ВС}$
Стратегический	(-7,-4)
Тактический	(-3,1)
Оппортунистический	(2,5)
Скремблированный	(6,9)

Когда количество снижающих надежность факторов равно количеству улучшенных факторов, α равно нулю. Вероятность ошибки человека ($P_{чел}$) в этой ситуации считается базовой и обозначается как $P_{чел0}$. Предполагается, что связь между вероятностью ошибки экипажа и внешней средой является логарифмической функцией [4], выраженной следующим образом.

$$\log(\frac{P_{чел}}{P_{чел0}}) = n\alpha \quad (2)$$

В данном случае n – это постоянный коэффициент, который можно рассчитать следующим образом:

$$\begin{cases} \log(\frac{P_{чел\max}}{P_{чел0}}) = n\alpha_{\max}, \\ \log(\frac{P_{чел\min}}{P_{чел0}}) = n\alpha_{\min}. \end{cases} \quad (3)$$

Уравнение (3) можно переписать, чтобы получить

$$n = \log\frac{P_{чел\max} / P_{чел\min}}{\alpha_{\max} - \alpha_{\min}}. \quad (4)$$

Максимальное значение снижающих факторов – 9, а максимальное значение улучшенных – 7. Следовательно, мы можем получить $\alpha_{max} = 9$, $\alpha_{min} = -7$. Если $P_{челmax} = 1$, $P_{челmin} = 5.0*10^{-4}$ на основе исходной базы данных CREAM, то n=0:21 и $P_{чел0} = 0.0129$. Наконец, уравнение (2) можно представить следующим образом.

$$P_{чел} = P_{чел0} \times 10^{0.21\alpha} = 0.0129 \times 10^{0.21\alpha}. \quad (5)$$

В базовом методе CREAM уравнение (2) указывает, что каждый фактор одинаково важен для работы человека, и это уравнение можно использовать только на начальном этапе проверки. Количественная оценка конкретных операций задачи не может быть выполнена, потому что не учитывается разница во влиянии каждого фактора на надежность человека.

1.2.2. Расширенный CREAM-метод

В модели обработки когнитивной информации человека существует четыре фазы взаимодействия человека с машиной: наблюдения, интерпретации, планирования и выполнения. Влияние факторов на когнитивные функции может различаться, что вызвано субъективной оценкой $И_{ОВ}$. Чтобы упростить количественную оценку вероятности ошибки человека для каждой операции задачи, функциональная взаимосвязь между $И_{ОВ}$ и SII разработана следующим образом:

$$\alpha = \sum_{i=1}^{9} \theta_i, \quad (6)$$

где θ_i – значение $И_{ОВ}$ в зависимости от факторов, которое представлено в табл. 1.

Таблица 3

Номинальная вероятность когнитивной ошибки

Когнитивные функции	Тип отказа	Номинальное значение
Наблюдение	Н1. Наблюдался неправильный ответ	$1.0*10^{-3}$
	Н2. Неправильная идентификация	$7.0*10^{-2}$
	Н3. Наблюдение не проводилось	$7.0*10^{-2}$
Интерпретация	И1. Ошибочный диагноз	$2.0*10^{-1}$
	И2. Ошибка решения	$1.0*10^{-2}$
	И3. Отсроченный перевод	$1.0*10^{-2}$
Планирование	П1. Ошибка приоритета	$1.0*10^{-2}$
	П2. Неадекватный план	$1.0*10^{-2}$
Выполнение	В1. Действие неправильного типа	$3.0*10^{-3}$
	В2. Действие в неподходящее время	$3.0*10^{-3}$
	В3. Действие на неправильном объекте	$5.0*10^{-4}$
	В4. Действие вне очереди	$3.0*10^{-3}$
	В5. Пропущенное действие	$3.0*10^{-2}$

В расширенном методе CREAM уравнение (5) преобразуется в следующее:

$$P_{чел} = P_{ког0} \times 10^{0.21\sum_{i=1}^{9}\theta_i}, \qquad (7)$$

где $P_{ког0}$ – номинальная вероятность когнитивного отказа. В табл. 3 приведены данные о номинальной вероятности когнитивной ошибки по оригинальному методу CREAM [1].

Расширенный и базовый методы предполагают, что задачи выполняются в определенном сценарии, а на надежность человека в значительной степени влияет сценарий задачи. Однако в базовом методе напрямую используется базовая вероятность ошибки человека ($P_{чел}$) для определения режима человеческой ошибки, а в расширенном методе используется номинальное значение отказа когнитивной функции для расчета вероятности ошибки человека ($P_{чел}$) каждой операции.

2. Расчет вероятности ошибки человека для задач

Первоначально общие цели задачи раскладываются на серию операций для поддержки анализа надежности. Затем на основе последовательности операций вероятность ошибки человека каждой операции определяется с помощью уравнения (7). Наконец, приведены некоторые принципы объединения вероятностей ошибки человека операции для расчета вероятности ошибки человека всей задачи, как указано в табл. 4.

Таблица 4

Принципы расчета вероятности ошибки человека задачи

Логическая связь между операциями	Зависимость между операциями	Вероятность ошибки человека ($P_{чел}$) при выполнении задачи
Параллельные операции	Зависимость Независимость	$P_{чел\ задачи} = \min P_{чел}$ операции $P_{чел\ задачи} = \prod P_{чел}$ операции
Последовательные операции	Зависимость Независимость	$P_{чел\ задачи} = \max P_{чел}$ операции $P_{чел\ задачи} = \sum P_{чел}$ операции

Если последовательность операций в задаче параллельна и взаимосвязь между операциями является зависимой, вероятность ошибки человека всей задачи определяется как минимальная вероятность ошибки человека всех операций. Для операций, которые являются независимыми и/или параллельными, общая вероятность ошибки человека задачи является продуктом всех вероятностей ошибок операции. Аналогично, для последовательных операций с зависимостью максимальная вероятность ошибки человека из всех операций рассматривается как вероятность ошибки человека задачи. Когда связь между последовательными операциями независима, общая вероятность ошибки человека зада-

чи назначается как сумма значений вероятностей ошибки человека при выполнении всех операций.

2.1. Влияние когнитивных функций на вероятность ошибки человека

Для определения критических когнитивных функций используется принцип Парето. Основная идея этого принципа состоит в том, что 80% выводов основаны на 20% причин [7], что помогает улучшить дизайн кабины и рационально распределить когнитивную нагрузку.

Ранжирование потенциального отказа когнитивных функций по приоритету опасности представлено на рис. 2. По диаграмме видно, что самыми частыми типами отказов являются В5, Н2 и В1, совокупный процент на них составляет примерно 75%. Первое место среди всех отказов когнитивных функций занимает В5, что означает о необходимости тренировки сосредоточенности у летного экипажа и добавления дополнительного интеллектуального оборудования. Второе место занимает отказ Н2, что говорит о необходимости улучшения подготовки экипажа и уменьшения влияния помех для них.

Также следует учесть, что отказы типа И1, И3, П1, П2 не вошли в диаграмму и являются важными элементами для увеличения вероятности ошибки человека. Таким образом, рациональное распределение человеко-машинных функций может сократить время работы и рабочую нагрузку экипажа, а также повысить надежность работы.

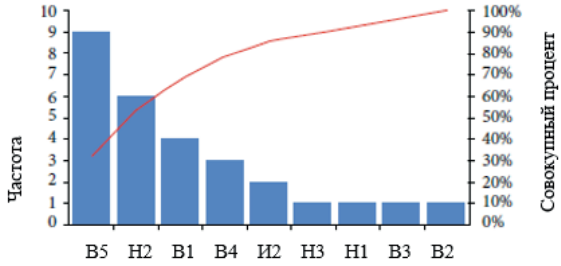


Рис. 2. Диаграмма Парето когнитивной функции

Выводы

Для оценки надежности человека при выполнении полетных задачах можно использовать модифицированный метод CREAM, для которого рассмотрены факторы, влияющие на производительность, и оптимизированы некоторые из них.

Влияние уровней каждого фактора, связанных с надежностью человека, выражено через индекс ожидаемого воздействия ($И_{ОВ}$). Влияние отдельного фактора на когнитивные функции оценено индексом влияния сценария ($И_{ВС}$). Данные индексы используются для построения модели надежности человека.

Благодаря использованию индексов ожидаемого воздействия и влияния сценария вычислительные затраты эффективно снижаются по сравнению с исходным методом CREAM.

Библиографический список

1. Hollnagel E. Cognitive Reliability and Error Analysis Method. CREAM. Amsterdam: Elsevier, 1998.

2. E. Zio. Challenges in the vulnerability and risk analysis of critical infrastructures // Reliability Engineering & System Safety. 2016. Vol. 152. P. 137–150.

3. DeHoff M. C., Cusick S. K. Mental health in commercial aviation-depression & anxiety of pilots // International Journal of Aviation, Aeronautics, and Aerospace. 2018. Vol. 5. P. 5.

4. Sheridan T. B. Human-robot interaction: status and challenges // Human Factors: The Journal of the Human Factors and Ergonomics Society. 2016. Vol. 58. No 4. P. 525–532.

5. He X., Wang Y., Shen Z., Huang X. A simplified CREAM prospective quantification process and its application // Reliability Engineering & System Safety. 2008. Vol. 93. No 2. P. 298–306.

6. Liu S., Gao X., Fang W. et al. Modeling the complex network of multidimensional information time series to characterize the volatility pattern evolution // IEEE Access. 2018. Vol. 6. P. 29088–29097.

7. Guo Y. et al. Flight Safety Assessment Based on a Modified Human Reliability Quantification Method // International Journal of Aerospace Engineering. 2019. Vol. 2019. P. 1–12.

УДК 378.147

Д. О. Федотов*
студент
А. Ю. Прохоренко*
студент
В. В. Тарасов*
студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

СИСТЕМА С ДИСТАНЦИОННОЙ ПЕРЕДАЧЕЙ ДАННЫХ О СОСТОЯНИИ ТРАНСПОРТНОГО СРЕДСТВА

В данной статье изучается тематическая литература, проводится подробный анализ готовых решений на рынке спутникового мониторинга транспортных средств в зависимости от целей и задач. В работе показаны итоги проведенного анализа по подходу выбора систем дистанционного мониторинга состояния автотранспорта как для физических лиц, так и для коммерческих организаций. Для физических лиц описаны такие системы мониторинга состояния транспортного средства, как спутниковые GPS/ГЛОНАСС-автосигнализации, GPS/ГЛОНАСС-трекеры (маяки). Для коммерческих организаций описан принцип выбора систем мониторинга и контроля транспортных средств, отталкиваясь от задач данной организации. Принцип работы таких систем мониторинга показан на примере спутникового мониторинга GEOSERVICE, а также на примере компании, которая занимается сдачей транспортных средств в аренду.
Ключевые слова: GPS-трекер, ГЛОНАСС, мониторинг транспорта, контроль ТС, автомобильный трекер.

D. O. Fedotov*
Student
A. Yu. Prokhorenko*
Student
V. V. Tarasov*
Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

REMOTE STATE VEHICLE DATA TRANSMISSION SYSTEM

This article examines the thematic literature, provides a detailed analysis of ready-made solutions on the market for satellite monitoring of vehicles, depending on the goals and objectives. The paper shows the results of the analysis on the approach to choosing systems for remote monitoring of the state of vehicles for both individuals and commercial organizations. For individuals, such systems for monitoring the condition of a vehicle as satellite GPS / GLONASS car alarms, GPS / GLONASS trackers (beacons) are described. For commercial organizations, the principle of choosing monitoring and control systems for vehicles based on the tasks of this organization is described. The principle of operation of such monitoring systems is shown on the example of satellite monitoring GEOSERVICE, as well as on the example of a company that leases vehicles.
Keywords: GPS tracker, GLONASS, transport monitoring, transport control, car tracker.

Введение

Жизнь человека в 21 веке невозможно представить без автотранспорта, будь то работающего на жидком топливе, электроэнергии или газе. Для перемещения из точки А в точку Б люди используют личные автомобили или автобусы, для перевозки крупногабаритных материалов используют грузовики, а автокраны, например, помогают мобильно и быстро выполнить задачи по восстановлению сетей коммуникации и электроснабжения.

Независимо от того, какие задачи и цели выполняет транспортное средство, любой владелец хочет контролировать его местоположение и состояние. Например, для личного автомобиля такой контроль требуется для обеспечения безопасности. Когда человек хочет предотвратить угон своего автомобиля, он устанавливает в него сигнализацию и охранный комплекс, зачастую с системой контроля местоположения. Это позволяет владельцу дистанционно контролировать местоположение автомобиля и его состояние.

Для контроля коммерческой техники стоят более сложные задачи. Установка спутникового мониторинга в транспортное средство, находящееся в автопарке, помогает владельцу улучшить качество вождения ТС, а также снизить определенное количество топливных расходов. Система контроля автопарка уменьшает вероятность простоев автотранспорта, отклонений от заданного маршрута, ненужных рейсов, подделок топливных чеков, приписки лишнего пробега.

Системы спутникового мониторинга и анализа телеметрических данных на сегодняшний день очень востребованы на рынке услуг, используемых автотранспортными компаниями. Широкий спрос на системы контроля местоположения обусловлен внедрением сложных логистических процессов для оптимизации работы предприятий, также, за счет этого, уменьшения расходов на содержание автопарка.

Для частных же лиц востребованность также достаточно высока. Это обусловлено ненадежностью противоугонных систем, предлагаемых как производителями автомобильных охранных комплексов, так и автопроизводителями.

Следовательно, система предназначена для контроля местоположения и параметров транспортного средства, получаемых с подключенных датчиков.

Все существующие решения мониторинга состояния автотранспорта можно разделить на две категории: решения для частных лиц и для бизнеса.

Существующие методы мониторинга ТС для частных лиц

Для единичного использования частными лицами системы удаленного контроля автомобилем на сегодняшний день являются очень востребованными. Основной спрос на подобные решения исходит от владельцев новых автомобилей с целью предотвращения их угона.

Страховые компании, реализующие продажу страховых полисов КАСКО на новые автомобили, зачастую проверяют транспортное средство на наличие систем спутникового мониторинга. А в некоторых страховых компаниях оснащение автомобиля спутниковой сигнализацией является одним из основных требований договора автострахования [2].

Многие иностранные автопроизводители в наше время предлагают для своих премиальных моделей системы удаленного контроля, установленные на транспортное средство заводом-изготовителем.

Спутниковые автосигнализации

В современном мире широкое применение получают автомобильные охранные системы, которые осуществляют спутниковый контроль местоположения транспортного средства. На данный момент такие решения предлагают большое количество производителей охранных систем. В нашей стране распространены такие бренды как Pandora и StarLine.

Стоимость спутниковых охранных комплексов от данных производителей достаточно высока. Поэтому преимущественно устанавливаются владельцами новых транспортных средств.

Примером стандартных функций данных охранных комплексов являются: постановка ТС на охрану, снятие с охраны, режим тревоги и т.д. Примером дополнительных функций являются: автозапуск ТС, доводчики стекол, «турботаймер» и т.д. Помимо этого данные бренды предлагают своим клиентам зарегистрировать свой аккаунт на официальном сайте производителя, чтобы самостоятельно осуществлять контроль своего автомобиля при помощи приложения для смартфона, либо браузера [5].

Производители данных охранных систем реализуют взаимодействие со всеми электронными узлами и компонентами транспортного средства при помощи шин, связывающих эти компоненты. Данный способ позволяет получать большое количество телеметрии от автомобиля, управление электронными системами ТС и удаленный контроль. Установка такого охранного комплекса не вызывает больших сложностей. Для правильной работы следует подать на охранную систему питание от бортовой системы автомобиля, а после осуществить подключение к информационной шине автомобиля.

Установка GPS/ГЛОНАСС автомобильной сигнализации во многом упрощает жизнь автомобилистов и работу страховых компаний, но у такого метода охраны ТС имеют свои недостатки. За счет однотипной установки охранных систем различными брендами транспортные средства становятся более уязвимыми. Отключение подобного охранного комплекса не составит больших усилий со стороны злоумышленников.

Среди владельцев поддержанных и бюджетных автомобилей спрос на современные системы охраны невелик. Это может быть обусловлено сложностью монтажа данной системы в поддержанный автомобиль, отсутствием средств после покупки бюджетного автомобиля или желанием владельца сменить ТС в скором времени.

GPS/ГЛОНАСС-трекеры

GPS-маяки, GPS-трекеры – автономные устройства, оснащенные GPS/ГЛОНАСС- и GSM-модулями, обеспечивающие простую отправку данных о местоположении объекта на сервер или по SMS-каналу связи.

Такие устройства появились на рынке после массового производства и внедрения в электронные системы и комплексы керамических GPS/ГЛОНАСС-антенн. Данные антенны помогли производителям уменьшить энергопотребление, массу и габариты устройств.

Конструкция GPS-маяка представлена на рис. 1. Такой маяк состоит из: элементов питания, микроконтроллера, GPS/ГЛОНАСС-модуля и модема с SIM-картой. Для экономной работы данного устройства, зачастую, данные о местоположении считываются не постоянно, а после получения запроса.

Рис. 1. Конструкция GPS-маяка

Чтобы получить информацию о местонахождении маяка пользователю требуется отправить определенную команду в SMS-сообщении на установленную в маяк SIM-карту. Маяк обработает полученное сообщение, подключится ко спутникам, получит информацию с них и отправит ответ в виде строки с координатами своего местоположения [1].

Свое широкое распространение такие устройства получили из-за своей ценовой доступности, простоты установки и использования. Такой маяк может приобрести и установить их в любое место в ТС любой автовладелец, при условии, что автомобиль является его личной собственностью.

Существующие методы мониторинга автотранспорта для бизнеса

Система дистанционного мониторинга транспортных средств в предприятиях только набирает популярность. Многие предприниматели не решаются перейти на современные методы контроля автотехники, предпочитая вести стандартную отчетность. Это происходит в связи с высокой стоимостью установки и обслуживания оборудования для мониторинга, а также с боязнью освоения новых технологий. Например, многие компании до сих пор принимают отчетность о потраченном водителем топливе в виде чеков с автомобильных заправочных станций. Такой примитивный метод не позволяет полностью контролировать потраченное водителем топливо в пересчете на километры пройденного пути, а также исключить возможность совершения личных поездок водителем в рабочее время на доверенном ТС.

Различные современные методы по удаленному контролю автотехники используются в тех компаниях, где к этому относятся серьезнее. В каждую единицу техники устанавливается трекер, который позволяет отследить местопо-

ложение ТС, его среднюю скорость, количество топлива и т.п. Данные с трекера передаются оператору путем различных каналов связи, который удаленно способен контролировать каждую единицу техники [3].

Наибольшую заинтересованность в контроле большого количества автомобилей проявляют таксопарки.

Основными системами для спутникового мониторинга транспорта, используемыми в России являются: Wialon, Omnicomm, Автограф, Navixy, СКАУТ-онлайн, GELIOS, Fort-Monitor, Pilot и Глонассофт. Каждая из данных систем предоставляет схожий набор функциональных возможностей клиенту, поэтому далее все эти системы будут рассмотрены как совокупность [6].

Удаленный контроль и мониторинг ТС в автопарках

Онлайн-мониторинг ТС – основная задача, которую решают все системы спутникового мониторинга. Они позволяют своим пользователям мгновенно получать информацию о местоположении отслеживаемой единицы техники, ее текущих параметров (скорость, количество топлива в баке, напряжение питание и т.п.). Оператор, который удаленно наблюдает за объектом, может в онлайн режиме им управлять, например, заглушить ТС.

Использование систем удаленного контроля транспорта в автопарках позволяет во многом автоматизировать и улучшить процессы логистики в компаниях. Логисты, зная местоположение каждой единицы техники, ее среднюю скорость на определенном отрезке пути, могут внедрять дополнительные системы.

Системы мониторинга состояния автотранспорта позволяют владельцам автомобильных парков и специалистам логистики решать следующие задачи:

- удаленный контроль местоположения каждого транспортного средства;
- определение средней скорости транспортного средства и контроль качества вождения;
- управление процессами логистики;
- мониторинг технического состояния автомобильного парка и точных сроков проведения технического обслуживания;
- дистанционная блокировка транспортного средства оператором, путем отключения топливного насоса или зажигания;
- отслеживание количества топлива в баке для предотвращения кражи.

Дистанционный мониторинг и контроль автомобилей для аренды

Широкую популярность в нашей стране набирает каршеринг – краткосрочная аренда автомобилей. Главной особенностью такой аренды автомобилей является быстрота. Клиент заключает договор аренды транспортного средства онлайн, при помощи приложения на смартфоне. После заключения договора клиенту предоставляется выбор автомобилей на карте. Выбрав, автомобиль автоматически открывается, после чего клиент им может полноценно пользоваться, пока не завершит аренду. Пример интерфейса аренды автомобиля у компании «Яндекс.Драйв», оказывающей услуги каршеринга, представлен на рис. 2.

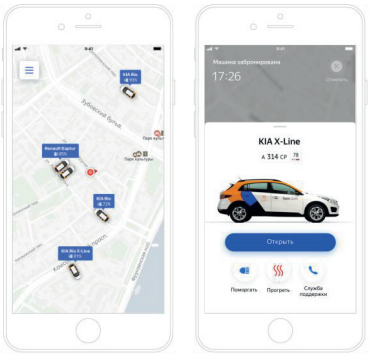


Рис. 2. Интерфейс iOS приложения
для краткосрочной аренды автомобиля «Яндекс.Драйв»

Без использования систем GPS/ГЛОНАСС данную бизнес-модель реализовать физически сложно. Компании, оказывающие услуги каршеринга, оснащают свои транспортные средства системами мониторинга собственной разработки. Это решение оправдано экономически: стоимость разработки собственной системы соразмерна со стоимостью управления всеми автомобилями у сторонних компаний. При использовании собственных систем контроля отпадает необходимость в передаче данных о своих транспортных средствах третьим лицам.

Заключение

В данной статье был проведен анализ существующих на рынке решений для систем мониторинга состояния автотранспорта как для частных автомобилей, так и для коммерческих автопарков. При оценке существующих систем выявлены задачи, выполняемые ими. Также разобран принцип работы на примере популярных систем мониторинга состояния автотранспорта.

Библиографический список

1. GPS-маяки «ГдеМои» // Официальный сайт ООО «Спутник-техника». URL: https://www.gdemoi.ru/gps-mayak (дата обращения: 09.02.2021).

2. StarLine Телематика.: // Официальный сайт НПО «СтарЛайн». URL: https://www.starline.ru/smart-technology/starline_telematics/ (дата обращения: 05.02.2021).

3. Власов В. М., Мактас Б. Я., Богумил В. Н., Конин И. В. Беспроводные технологии на автомобильном транспорте. Глобальная навигация и определение местоположения транспортных средств: учеб. пособие. М.: Инфа-М, 2017. 184 с.

4. ГОСТ Р 54620-2011. Национальный стандарт Российской Федерации. «Глобальная навигационная спутниковая система. Система экстренного реаги-

рования при авариях». URL: http: // docs.cntd.ru/document/gost-r-54620-2011 (дата обращения: 06.02.2021).

5. Очень умное КАСКО (Телематика) // Официальный сайт страховой компании «Ингострах». URL: https://www.ingos.ru/auto/kasko/telematics/ (дата обращения: 05.02.2021).

6. Программы для ГЛОНАСС/GPS-мониторинга транспорта // Официальный сайт группы компаний «Ставтрек». URL: https://www.stavtrack.ru/soft.html (дата обращения: 03.02.2021).

УДК 629.7.015

О. М. Филонов*
кандидат технических наук, доцент
В. И. Сатарова*
студент
Л. В. Макарова*
студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

АНАЛИЗ ОТКАЗОВ БПЛА ПРИ БЕЗОПАСНОМ ПЛАНИРОВАНИИ ПУТИ

Анализ отказов беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) имеет решающее значение для безопасности полетов. Любые сбои могут привести к человеческим жертвам. В этой статье оценивается плотность вероятности аварии с использованием законов движения Ньютона и свободного падения Галилея для построения нового типа планирования траектории для БПЛА, который использует радиус плотности вероятности аварии для обхода густонаселенных районов, что позволяет более безопасно планировать полеты БПЛА.
Ключевые слова: БПЛА, вертикальные и горизонтальные взлет и посадка, плотность вероятности аварии, планирование безопасного пути.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ) в рамках научного проекта № 19-29-06047 мк.

O. M. Filonov*
PhD, Tech., Associate Professor
V. I. Satarova*
Student
L. V. Makarova*
Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

FAILURE ANALYSIS FOR AN UAV IN SAFE PATH PLANNING

Failure analysis with a risk assessment is critical to aviation safety. Any failures can cause casualties. This article assesses the crash probability density using Newton's laws of motion and Galileo's free fall to construct a new type of path planning for a UAV, which uses the crash probability density radius to avoid highly populated areas.
Keywords: UAV, VTOL, HTOL, the crash probability density, safe path planning.

Введение

Беспилотные авиационные системы (БАС) представляют собой новый компонент общей авиационной системы, которые основаны на новейших разработках в области аэрокосмической технологии, позволяющих реализовать новые более совершенные виды применения авиации в гражданских и коммерческих целях, а также повысить безопасность полетов и эффективность исполь-

зования гражданской авиации в целом. В циркуляре 328 AN/190 [1] Международной организации гражданской авиации (ИКАО) БАС определяется как самолет и связанные с ним элементы, которые эксплуатируются без пилота на борту.

БАС включает в себя беспилотные летательные аппараты (БПЛА), бортовой комплекс управления, полезную нагрузку и наземную станцию управления.

БПЛА – летательный аппарат, управляемый пилотом дистанционно или совершающий автономный полет под управлением полетного контроллера и навигационной системы.

БПЛА используется при решении многих задач в различных областях жизнедеятельности людей. Например, сельское хозяйство, горная промышленность, электроэнергетика, геодезия и кадастр, нефтегазовый сектор, строительство, лесное хозяйство, дорожное хозяйство, силовые ведомства.

Исследования БПЛА сосредоточены на технических вопросах конструкции, реализации, эксплуатации, эффективности и стабильности, но безопасность и надежность в эксплуатации имеют решающее значение. Принимая во внимание физическую природу БПЛА, маневрирование в полете и погодные условия, важно не допустить аварии в зонах, где есть люди или объекты, и поэтому используется плотность вероятности аварии ($\omega_{\text{аварии}}$), который рассчитывается с использованием законов движения Ньютона и концепции свободного падения Галилея.

В пределах круга, определяемого радиусом $\omega_{\text{аварии}}$, существует 95%-ная вероятность удара о землю в случае отказа БПЛА. В пределах радиуса $\omega_{\text{аварии}}$ высока опасность полетов БПЛА. Чтобы избежать столкновения с землей, предлагается новый тип планирования траектории, определяющий коридор полета для БПЛА, избегающий населенных пунктов. В этом коридоре $\omega_{\text{аварии}}$ БПЛА представляют меньшую опасность для наземных объектов.

Для оценки возникновения отказа используется модель столкновения с землей для оценки серьезности риска с использованием ожидаемого уровня безопасности: БПЛА, использующие горизонтальный взлет и посадку (HTOL) или вертикальный взлет и посадку (VTOL) [2].

БПЛА, использующие HTOL, взлетают путем ускорения по взлетно-посадочной полосе (ВПП), опираясь на колеса, до тех пор, пока не будет достигнута взлетная скорость, после чего пилот манипулирует элементами управления, чтобы заставить БПЛА поворачиваться вокруг оси своего основного шасси, оставаясь на земле, это увеличивает подъемную силу крыльев.

БПЛА, использующие VTOL, взлетают за счет двигателей с пропеллерами, установленными в горизонтальной плоскости, а затем перемещаются, например, за счет толкающего или тянущего винта, установленного в вертикальной плоскости. Они обладают неоспоримым преимуществом – не требуют ВПП или пусковой катапульты для взлета и парашюта для приземления.

Модели и симуляции БПЛА

Модель самолета

Самолетом управляют в полете, регулируя элероны, руль направления, руль высоты и тягу двигателя. Это дает шесть степеней свободы в пространственном движении. Параметрами для полетов самолета являются скорость воздуха v, угол атаки α, угол бокового скольжения β, скорости вращения тела вокруг связанных с ним осей Ω_x, Ω_y, Ω_z, угол крена γ, угол тангажа ϑ и угол рыскания ψ. БПЛА с неподвижным крылом имеет те же характеристики, что и пилотируемый самолет с неподвижным крылом. Самолет с неподвижным крылом использует горизонтальный взлет и посадку, для чего требуется взлетно-посадочная полоса для набора скорости и аэродинамической подъемной силы.

Математическая модель для самолета HTOL или БПЛА определяется с использованием следующих дифференциальных уравнений, где x – входная переменная, а y – выходная переменная относительно времени t:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(t, x, u) \\ y = f(t, x, u) \end{cases}. \tag{1}$$

Сила и момент рассчитываются путем объединения управляющей переменной u с аэродинамическими данными и данными двигателя. Эти данные собираются в ходе испытаний в аэродинамической трубе и анализируются с помощью численного моделирования. Точность моделирования зависит от качества данных коэффициентов, которое определяется количеством итераций.

Следующие уравнения движения с 6 степенями свободы получены путем анализа сил [3]:

$$\begin{cases} \dot{u} = \dfrac{F_x}{m} - \Omega_y w + \Omega_z \vartheta \\ \dot{v} = \dfrac{F_y}{m} + \Omega_x w - \Omega_z u, \\ \dot{w} = \dfrac{F_z}{m} - \Omega_x v + \Omega_y u \end{cases} \tag{2}$$

$$\begin{cases} \dot{\Omega}_x = \dfrac{1}{J_x J_z - J_{xz}^2} \times \\ \times \left[J_z M_x + J_{xz} M_z + (J_x - J_y + J_z) J_{xz} \Omega_x \Omega_y + (J_y J_z - J_z^2 - J_{xz}^2) \Omega_y \Omega_z \right] \\ \dot{\Omega}_y = \dfrac{1}{J_y} \left[M_y - J_{xz} (\Omega_x^2 - \Omega_z^2) - (J_x - J_z) \Omega_x \Omega_z \right] \\ \dot{\Omega}_x = \dfrac{1}{J_x J_z - J_{xz}^2} \times \\ \times \left[J_z M_x + J_x M_z + (J_x^2 - J_x J_y - J_{xz}^2) \Omega_x \Omega_y + (J_x - J_y + J_z) \Omega_y \Omega_z \right] \end{cases}, \tag{3}$$

где u, v, w – компоненты скорости воздуха для координат тела по осям x, y и z; F_x, F_y и F_z – силы для соответствующих осей; M_x, M_y и M_z – моменты крена, рыскания и тангажа; J_x, J_y и J_z – инерционные моменты вокруг осей; J_{xz} – произведение инерции.

Дифференциальные уравнения для связи между углом БПЛА относительно инерциальных координат и координатами тела определяются с помощью углов Эйлера-Крылова:

$$\begin{cases} \dot{\gamma} = \Omega_x + \Omega_y \sin\gamma tg\vartheta + \Omega_z \cos\gamma tg\vartheta \\ \dot{\vartheta} = \Omega_y \cos\gamma - \Omega_z \sin\gamma \\ \dot{\psi} = \dfrac{\Omega_y \sin\gamma}{\cos\vartheta} + \Omega_z \dfrac{\cos\gamma}{\cos\vartheta} \end{cases}, \tag{4}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_c = \left[u\cos\vartheta + (v\sin\gamma + w\cos\gamma)\sin\vartheta\right]\cos\psi - (v\cos\gamma - w\sin\gamma)\sin\psi \\ \dot{y}_c = \left[u\cos\vartheta + (v\sin\gamma + w\cos\gamma)\sin\vartheta\right]\sin\psi + (v\cos\gamma - w\sin\gamma)\cos\psi. \\ \dot{z}_c = -u\sin\vartheta + (v\sin\gamma + w\cos\gamma)\cos\vartheta \end{cases} \tag{5}$$

Уравнение (4) описывает γ, ϑ и ψ, которые представляют собой углы крена, тангажа и рыскания в привязке к Земле. Уравнение (5) показывает дифференциальную зависимость для координат самолета. Уравнения (2–5) представляют собой основную математическую модель БПЛА. Эти математические модели используются для построения модулей в MATLAB Simulink для моделирования БПЛА.

Режим отказа БПЛА

Для тела или БПЛА теоретически центр тяжести (ЦТ) рассчитывается с использованием уравнений динамики движения, определяемого скоростью полета, весом и ускорением свободного падения:

$$\begin{aligned} &ЦТ * W = \int dw, \\ &w = mg = \rho Vg, \\ &dw = g\rho dV = g\rho(x, y, z)dxdydz, \\ &ЦТ = \frac{g}{W}\iiint \rho(x, y, z)dxdydz, \end{aligned} \tag{6}$$

где W – вес тела, w – вес детали, m – масса тела, ρ – плотность тела, V – объем тела, g – ускорение свободного падения. ЦТ рассчитывается на основе размеров, объема и плотности каждой детали. Для БПЛА сложно рассчитать плотность тела ρ, а ЦТ сложно определить теоретически, поскольку материалы и форма неоднородны. ЦТ неподвижного крыла предназначен для маневрирования в полете с использованием рулевых поверхностей. Самолет должен иметь продольную устойчивость. ЦТ обычно расположен на одной трети передней

кромки основного крыла. Обычно применяется простой процесс измерения для регулировки центра тяжести путем фиксации полезной нагрузки и использования дополнительных грузов для балансировки.

Когда БПЛА теряет мощность в воздухе, он начинает падать. Концепция свободного падения Галилео используется для расчета скорости, расстояния и времени:

$$\begin{aligned} v_t &= at \\ x &= \frac{1}{2}at^2 = \frac{v_t^2}{2a} \\ y &= y_0 - \frac{1}{2}at^2 \\ y_0 &= \frac{1}{2}at^2 \end{aligned} \tag{7}$$

Принцип Бернулли гласит, что подъемная сила крыла теряется при прекращении тяги. БПЛА скользит или вращается за счет сопротивления и падает на землю с начальной высоты y_0. БПЛА замедляется с начальной скорости v_0 и ускоряется за счет силы тяжести, и он подвержен сопротивлению из-за фюзеляжа. Эти изменения регулируются законами Ньютона. Сопротивление БПЛА рассчитывается как

$$Z = \frac{\rho v_0^2 CS}{2}, \tag{8}$$

где ρ – плотность воздуха, C – коэффициент лобового сопротивления при сбое питания, S – площадь лобовой части БПЛА. Обычно характерной площадью этих коэффициентов является площадь крыла. Здесь лобовая область БПЛА заменяет характеристическую область коэффициента лобового сопротивления для проблемы отказа в этом исследовании. Расчет коэффициента лобового сопротивления затруднен из-за сложной формы БПЛА.

Отказ и крушение

БПЛА, которые используют HTOL и VTOL, имеют два разных режима столкновения. На рис. 1 показаны БПЛА HTOL с неподвижным крылом – «Орлан-НП», БПЛАVTOL – «Горизонт-эйр S-100».

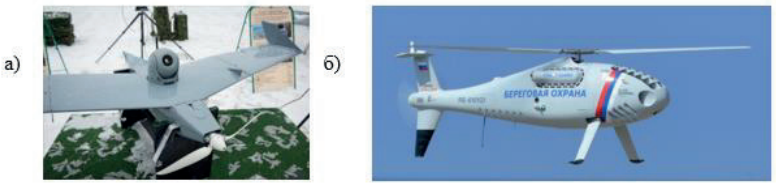


Рис. 1. БПЛА: а) HTOL – «Орлан-НП»; б) VTOL – «Горизонт-эйр S-100»

Анализ режима отказа

Когда БПЛА HTOL теряет мощность и начинает скользить, его скорость быстро уменьшается. Затем БПЛА входит в режим авторотации и падает на землю [4]. При авторотации БПЛА, находящийся в сваливании или рядом с ним, самопроизвольно кренится вправо или влево, вызывая вращение, и он автоматически поворачивается к земле. БПЛА HTOL попадает на траекторию вращения вместо свободного падения из-за силы тяжести.

Характеристики траектории падения БПЛА VTOL отличаются от характеристик БПЛА HTOL. Крылья и пропеллеры влияют на траекторию авторотации, поскольку создают сопротивление.

Плотность вероятности аварии ($\omega_{\text{аварии}}$) используется для оценки вероятности аварии БПЛА из-за сбоя питания с использованием радиуса аварии. Авторотация БПЛА влияет на радиус удара, который зависит от аэродинамических характеристик БПЛА. БПЛА претерпевает изменения параметров в 6 степенях свободы из-за резких изменений коэффициента лобового сопротивления, турбулентности воздуха, высоты, лобовой (ударной) площади, управляющих стабилизаторов и эффектов крыла. Когда БПЛА падает на землю по траектории вращения, радиус $R\omega_{\text{аварии}}$ моделируется для определения вероятности удара и риска из-за отказа БПЛА.

Анализ силы и сопротивления

Когда БПЛА теряет мощность и падает, вращающая сила F равна

$$F = ma = mg - Z = m(g - \frac{Z}{m}). \tag{9}$$

Новое ускорение *a*, на которое влияет сопротивление, пересчитывается как

$$a = g - \frac{\rho v_0^2 CS}{2m}, \tag{10}$$

где *C* увеличивается до высокого значения во время аварии. Сила сопротивления замедляет действие силы тяжести, так что происходит уменьшение *a*.

Вращение от удара о землю охватывает определенный радиус, в котором существует опасность для людей и объектов на земле. Радиус зависит от высоты, скорости, веса и ветра в момент отказа. В конечном итоге коэффициент лобового сопротивления БПЛА изменяется от низкого до значения в 10 ~ 20 раз. Когда угол атаки увеличивается перед сваливанием, увеличивается коэффициент подъемной силы и увеличивается коэффициент лобового сопротивления. Когда угол атаки достаточен, чтобы вызвать срыв, коэффициент подъемной силы резко уменьшается, а коэффициент лобового сопротивления значительно увеличивается. Во время маневрирования при сваливании или аварии пилот корректирует положение, чтобы восстановить подъемную силу и позволить маневрировать. Однако, если коэффициент подъемной силы достигает пика, коэффициент лобового сопротивления увеличивается и самолет больше не может вернуться к нормальному полету. Это «критичная точка», в которой невозмож-

но контролировать маневрирование в полете, БПЛА падает и разбивается (рис. 2).

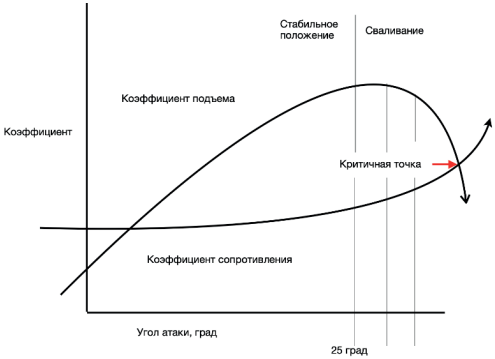


Рис. 2. Изменение подъемной силы и коэффициента лобового сопротивления от нормального до сваливания для БПЛА HTOL [5, 6]

Для БПЛА VTOL сопротивление значительно увеличивается с увеличением скорости [7]. Наилучшая скорость маневрирования находится в точке, где полное сопротивление минимально. Когда БПЛА VTOL теряет мощность и подъемную силу, он падает и ускоряется до столкновения. БПЛАVTOL поднимается, используя свои роторы, поэтому сопротивление резко увеличивается, подъемная сила уменьшается при потере мощности.

Моделирование плотности вероятности аварии для HTOL / VTOL

Моделирование для расчета $\omega_{\text{аварии}}$ предназначено для БПЛА, летящего по запланированному маршруту, внезапно теряющего мощность и падающего на землю.

Когда двигатель останавливается, на падение влияют условия окружающей среды и параметры внутреннего контроля для всех поверхностей управления. Это моделируется с помощью программы MATLAB Simulink с определенными параметрами [8, 9].

Вводятся все начальные параметры: координаты начального положения, начальная скорость в направлениях u, v и w, начальные углы для γ, ϑ и ψ, начальные скорости разворота для Ω_x, Ω_y, Ω_z, угол левого элерона, угол правого элерона, левый угол поворота руля, правый угол руля направления, скорость двигателя, скорость и направление ветра. Все эти параметры используются для программирования моделирования для БПЛА HTOL. Для моделирования БПЛА VTOL углы элеронов, руля направления и руля высоты не нужны из-за характера транспортного средства.

Для имитации отказов системы управления предполагается, что двигатель останавливается и БПЛА падает с высоты. Двигатель останавливается в точке (x_0, y_0), которая является начальной точкой отказа. БПЛА пролетает в обозна-

ченном воздушном пространстве, прежде чем разбиться. Концептуальная модель для моделирования показана на рис. 3.

Рис. 3. Концептуальная модель для моделирования

Планирование траектории полета

Результат моделирования для радиуса 95% $\omega_{\text{аварии}}$ определяет опасную зону для падения БПЛА. БПЛА должны избегать населенных пунктов как минимум на расстояние этого радиуса. Коридор полета БПЛА может быть спланирован для обеспечения безопасной эксплуатации.

Для безопасных операций с БПЛА необходимо спланировать путь. Предлагаемое планирование пути $\omega_{\text{аварии}}$ дает оптимальный маршрут, который предотвращает прохождение БПЛА через определенную бесполетную зону или населенный пункт. Траектория полета должна быть вдвое шире радиуса $\omega_{\text{аварии}}$ [10, 11].

Выводы

Анализ режима отказа показывает, что можно значительно повысить безопасность эксплуатации БПЛА. БПЛА все чаще используются в коммерческих целях, поэтому требуется надежный инструмент для прогнозирования риска падения БПЛА.

Чем быстрее летит БПЛА, тем больше радиус $\omega_{\text{аварии}}$ и риск получения травмы. Высота полета пропорциональна расстоянию до столкновения, поэтому чем выше высота полета, тем больше радиус $\omega_{\text{аварии}}$. Расстояние для безопасного пути определяется с помощью $\omega_{\text{аварии}}$. Чем быстрее и выше летит БПЛА, тем больше требуется свободного пространства, поскольку увеличивается риск поражения на земле. Радиус $\omega_{\text{аварии}}$ определяет ширину коридора для планирования пути.

Путь $\omega_{\text{аварии}}$ обеспечивает более безопасный путь для полетов, а оценка риска позволяет планировщику миссии назначать задачи с низким уровнем риска для более высоких уровней технических возможностей.

Библиографический список

1. Циркуляр 328 AN/190 ИКАО. Беспилотные авиационные системы (БАС). ИКАО, 2011. URL: https://www.icao.int/Meetings/UAS/Documents/Circular%20328_es.pdf (дата обращения: 27.03.2021).

2. Weibel R. E., Hansman R. J. Safety Considerations for Operations of Different Classes of UAVs in the NAS // AIAA 3rd "Unmanned Unlimited" Technical Conference, Workshop and Exhibit, AIAA. 2004. Paper 2004-6244.

3. Хованский Ю. М., Пономарев В. К. Стабилизация летательных аппаратов. Лекции. Л.: ЛИАП, 1979.

4. Segui-Gasco P., Al-Rihani Y., Shin H., Savvaris A. A Noval Actuation Concept for a Multi-rotor UAV // Journal of Intelligent and Robotic Systems. April 2014.

5. Tapolcal D., Omran A., Newman B. Aircraft Spin Phenomenon Analysis Using Nonlinearity Index Theory // AIAA Atmospheric Flight Mechanics Conference, AIAA. Aug. 2012. Paper 2012–4401.

6. Cantrell P., Drag. The Helicopter Aviation Home Page. URL: http://www.copters.com/aero/drag.html (дата обращения: 27.03.2021).

7. Dalanagkidis K., Valavanis K. P., Peigl I. A. On Integrating Unmanned Aircraft Systems into the National Airspace System. 2nd ed. Vol. 54. Intelligent Systems, Control and Automation: Science and Engineering International Series. New York: Springer, 2012. Chap. 4. P. 63.

8. Zheng, X., Yang, H., Cheng, J. Design and Implementation of UAV Flight Simulation Based on MATLAB/Simulink // International Conference on Advances in Mechanical Engineering and Industrial Informatics, AMEII, Zhengzhou, Henan. 2015. P. 190–193.

9. Foster J. V., Hartman D. C. High-Fidelity Multi-Rotor Unmanned Aircraft System (UAS) Simulation Development for Trajectory Prediction Under Off-Nominal Flight Dynamics // 17th AIAA Aviation Technology, Integration, and Operations Conference, AIAA Paper 2017-3271. 2017.

10. Russell S. J., Norvig P. Artificial Intelligence: A Modern Approach, Pearson Education, Upper Saddle River. NJ, 2016. Chap. 3. P. 344.

СОДЕРЖАНИЕ

МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ..... 3

Антонов В. Ф., Чернышев А. Б., Поздняков Е. А. ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ФОТОГРАФИЙ С ДЕФЕКТАМИ 4

Бестугин А. Р., Филин А. Д., Киршина И. А. ИМИТАЦИОННАЯ СТРУКТУРА БОРТОВОГО ИНФОРМАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА АВИАЦИОННОГО ВИРТУАЛЬНОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПОЛИГОНА 9

Бестугин А. Р., Филонов О. М., Киршина И. А., Окин П. А. ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МЭМ-ДАТЧИКОВ В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ БПЛА 15

Борисов Е. Г., Поддубный С. С., Егоров С. Г. АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПЕРЕОТРАЖЕНИЙ СИГНАЛОВ ОТ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНИВАНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ СИСТЕМОЙ ПАССИВНОЙ ЛОКАЦИИ ВОЗДУШНО-НАЗЕМНОГО БАЗИРОВАНИЯ 22

Бородулин Р. Ю., Лукъянов Н. О. МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ПОГЛОЩАЮЩИХ ГРАНИЧНЫХ УСЛОВИЙ МУРА ПРИ РЕШЕНИИ ЗАДАЧ ЭЛЕКТРОДИНАМИКИ МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ РАЗНОСТЕЙ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ 28

Ваганов М. А., Мисникова Т. С. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ КОНТРОЛЯ ПРОЦЕССОВ ГОРЕНИЯ МЕТОДАМИ ПРИКЛАДНОЙ ОПТИЧЕСКОЙ СПЕКТРОСКОПИИ 34

Ваганов М. А., Кулаков С. В., Прохоров А. В. ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ НА ПЕРЕДАЧУ АНАЛИЗИРУЕМОГО СИГНАЛА ПО ОПТИЧЕСКОМУ ВОЛОКНУ 41

Волков В. Ю. МОДЕЛИРОВАНИЕ И СЕЛЕКЦИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ НА СПЕКЛ-ИЗОБРАЖЕНИЯХ..... 47

Ермаков А. К., Поваренкин Н. В., Лежанкин Б. В. ПРОБЛЕМА ОБНАРУЖЕНИЯ НИЗКОЛЕТЯЩИХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ СРЕДСТВАМИ КОНТРОЛЯ И ОРГАНИЗАЦИИ ВОЗДУШНОГО ДВИЖЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ 54

Ермаков А. К., Портнова Т. Ю., Лежанкин Б. В., Ерохин В. В. АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТРАЕКТОРИЯМИ БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ КОМПЛЕКСОВ ПРИ ПОЛЕТЕ В СОСТАВЕ ГРУППЫ 62

Затягайлов С. Н., Москалец О. Д., Параскун А. С. , Кулаков С. В. ОПТИЧЕСКИЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗАТОР СПЕКТРА СО СКАЧКООБРАЗНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ ПАНОРАМНОГО ГЕТЕРОДИНА..... 70

Зиатдинов С. И. СИНТЕЗ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ДИСКРЕТНЫХ ФИЛЬТРОВ МЕТОДОМ СМЕЩЕННОГО БИЛИНЕЙНОГО Z-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ 75

Зилинберг А. Ю., Корнеев Ю. А., Корнеев А. Ю. АВТОМАТИЧЕСКАЯ ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ ЛОКАЦИОННЫХ ДАТЧИКОВ. ЧАСТЬ 2: ОСНОВНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ, ГИДРОЛОКАЦИОННЫХ И ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ..... 81

Казаков В. И. ОПТИМИЗАЦИЯ ФУНКЦИИ ПРОПУСКАНИЯ ДИФРАКЦИОННОЙ РЕШЕТКИ ДЛЯ РАБОТЫ В ВЫСШИХ ПОРЯДКАХ 87

Казаков В. И., Тупицын А. С., Кулаков С. В. ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ С ТЕПЛОВЫМ КОНВЕКТИВНЫМ ПОТОКОМ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА СПЕКЛ-КАРТИН 94

Кожемякин Р. Д. МЕТОДЫ УМЕНЬШЕНИЯ УРОВНЯ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ СЖАТОГО СИГНАЛА НА ВЫХОДЕ ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТИ ПРИЕМНИКА РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ 100

Котликов Е. Н., Лавровская Н. П., Шифрин Б. Ф. СВЕТОДЕЛИТЕЛИ ДЛЯ ФУРЬЕ-СПЕКТРОФОТОМЕТРОВ БЛИЖНЕГО ИНФРАКРАСНОГО ДИАПАЗОНА СПЕКТРА 107

Кравченко В. В., Прусов А. В. УЧЕТ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ЗАВИСИМОСТИ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ГАЗОВ ПРИ РАЗРАБОТКЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ 114

Крячко А. Ф., Дворников С. В., Левин Я. Я. ОЦЕНКА ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОЛУЧЕВОГО КАНАЛА СВЯЗИ..... 119

Крячко А. Ф., Левин Я. Я. РАССЕЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН НА ТЕЛЕ ПРОИЗВОЛЬНОГО ПОПЕРЕЧНОГО СЕЧЕНИЯ. МЕТОД СИНГУЛЯРНЫХ УРАВНЕНИЙ..... 123

Крячко А. Ф., Левин Я. Я. ОЦЕНКА ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПОТЕНЦИАЛА КАНАЛА СВЯЗИ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ 129

Мажник И. В., Михайлов В. Ф. РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА, ЗАКРЫТОГО ТЕПЛОЗАЩИТОЙ И СЛОЕМ ПЛАЗМЫ..... 133

Михайлов В. Ф., Васильева Д. В. ИЗЛУЧЕНИЕ КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА ЧЕРЕЗ ТЕПЛОЗАЩИТУ С УЧЕТОМ БОКОВЫХ ВОЛН..... 142

Михайлов В. Ф. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ БОРТОВОЙ АНТЕННЫ С УЧЕТОМ ПОВЕРХНОСТНЫХ ВОЛН..... 147

Москалец Д. О., Москалец О. Д., Параскун А. С. ОТКРЫТЫЙ ТОРЕЦ ОПТИЧЕСКОГО ВОЛОКНА КАК АНТЕННА ОПТИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА 152

Москалец О. Д., Сердюк К. В. РАДИООПТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ПРИЗМЕННОГО СПЕКТРАЛЬНОГО ПРИБОРА 158

Мохорт Д. Ю., Музафаров Д. А., Слободнюк А. С. РАЗРАБОТКА ДИАГРАММООБРАЗУЮЩЕЙ СХЕМЫ С ЦИФРОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ ДЛЯ ПЛОСКОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ОБНАРУЖЕНИЯ НИЗКОЛЕТЯЩЕЙ ЦЕЛИ 169

Музафаров Д. А., Мохорт Д. Ю., Слободнюк А. С. ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ КАНАЛООБРАЗУЮЩЕГО МОДУЛЯ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ОБНАРУЖЕНИЯ НИЗКОЛЕТЯЩИХ ЦЕЛЕЙ В САПР SYSTEMVUE 175

Новикова Ю. А., Рыжиков М. Б., Сванидзе В. Г. ОПРЕДЕЛЕНИЕ УГЛОВОГО ДИАПАЗОНА В НИЖНЕЙ ПОЛУСФЕРЕ ДЛЯ СНИЖЕНИЯ УРОВНЯ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ С ЦЕЛЬЮ ПРЕДОТВРАЩЕНИЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ЛОЖНЫХ ОПАСНЫХ ОБЛАСТЕЙ СДВИГА ВЕТРА 181

Новикова Ю. А., Рыжиков М. Б., Сванидзе В. Г. УХУДШЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МНОГОКАНАЛЬНОЙ АНТЕННЫ С АСИММЕТРИЗАЦИЕЙ НАПРАВЛЕННОСТИ МЕТОДОМ КОМПЕНСАЦИИ В АВИАЦИОННОМ МЕТЕОРАДИОЛОКАТОРЕ ПРИ НАЛИЧИИ ДЕСТАБИЛИЗИРУЮЩИХ ФАКТОРОВ 187

Петров А. С., Миронов М. А., Аникин К. В. МЕТАОБЪЕКТНАЯ СИСТЕМА QT 194

Поваренкин Н. В., Горбачев О. А., Лежанкин Б. В., Ерохин В. В. АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ ПЕРЕДАТЧИКА ТРАНСПОНДЕРА СИСТЕМЫ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНОГО АВТОМАТИЧЕСКОГО ЗАВИСИМОГО НАБЛЮДЕНИЯ .. 200

Поваренкин Н. В., Ермаков А. К., Венедиктов Н. А. ОБОСНОВАНИЕ ТРЕБУЕМЫХ ТАКТИКО-ТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ ОБЗОРА ВОЗДУШНОГО ПРОСТРАНСТВА ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ СВОЕВРЕМЕННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ МАЛОЙ АВИАЦИИ 209

Поддубный С. С., Осипов В. С. ЦИКЛ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ «ИССЛЕДОВАНИЕ ФУНКЦИЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ РАДИОСИГНАЛОВ» 218

Прусов А. В., Кравченко В. В. ИЗМЕРЕНИЕ ЗАВИСИМОСТИ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ГАЗОВ ОТ ТЕМПЕРАТУРЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКИМ МЕТОДОМ 224

Рыжиков М. Б., Новикова Ю. А., Сванидзе В. Г. О ПРОБЛЕМАХ РЕАЛИЗАЦИИ СИНТЕТИЧЕСКОГО МЕТОДА АСИММЕТРИЗАЦИИ НАПРАВЛЕННОСТИ МНОГОКАНАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ В АВИАЦИОННОМ МЕТЕОНАВИГАЦИОННОМ РАДИОЛОКАТОРЕ .. 229

Силяков Е. В., Бакшеева Ю. В. ОЦЕНИВАНИЕ ТРАНСПОРТНЫХ ЗАПАЗДЫВАНИЙ СИГНАЛОВ В КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЯХ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ЧИСЛЕННЫХ МЕТОДОВ 236

Слободнюк А. С., Мохорт Д. Ю., Музафаров Д. А. ОБЗОР СУЩЕСТВУЮЩИХ МЕТОДОВ ОБНАРУЖЕНИЯ НИЗКОЛЕТЯЩЕЙ ЦЕЛИ 242

Смирнов В. М. СПЕЦИФИКА ТЕХНОЛОГИИ OLED-ДИСПЛЕЕВ ДЛЯ СИСТЕМ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ 247

Фридман Л. Б., Синицын Е. А. АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ИСКАЖЕНИЙ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИХ ОБРАБОТКИ 256

Фридман Л. Б., Синицын Е. А. ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ НАЗЕМНОЙ И БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ БЛИЖНЕЙ НАВИГАЦИИ 262

Хоменко А. А. РАЗРАБОТКА И ОБОСНОВАНИЕ АЛГОРИТМА ПРОСТРАНСТВЕННОГО АДАПТИВНОГО ПОДАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ 268

Хохлов Д. Д., Мачихин А. С., Волков М. В., Данилычева И. В., Ловчикова Е. Д. РАЗРАБОТКА ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ ЗОНДОВОГО ВИДЕОКАПИЛЛЯРОСКОПА 275

Шакин О. В., Сирко М. С. ДИНАМИКА РАЗВИТИЯ И СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ОПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ НЕГАБАРИТНОСТИ ГРУЗОВ НА ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОМ ТРАНСПОРТЕ 281

Якимов А. Н., Бестугин А. Р., Киршина И. А. МОДЕЛИРОВАНИЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ УГОЛКОВОГО ОТРАЖАТЕЛЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН В НАЗЕМНОЙ РАДИОЛИНИИ СВЯЗИ 286

ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ 293

Аблязов Д. А., Попок П. В., Овчинникова Н. А. ИССЛЕДОВАНИЕ ПОКОЛЕНИЙ СЕТИ БЕСПРОВОДНОЙ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ 294

Анодина-Андриевская Е. М., Иванов В. П. ВЫЧИСЛЕНИЕ ТЕРМИНАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫМ АППАРАТОМ НА РЕДУЦИРОВАННЫХ МОДЕЛЯХ 300

Гайнутдинов Р. А., Положенцев, Д. С., Казаков Е. П. СИНТЕЗ НЕЧЕТКОГО СУПЕРВИЗОРА ПИД-РЕГУЛЯТОРА 306

Голубков В. А., Ватаева Е. Ю., Федоренко А. Г. СТРУКТУРНЫЙ АНАЛИЗ ВИБРАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК РОТОРНЫХ СИСТЕМ 312

Ефименко С. В., Черноруцкий И. Г., Ляшенко А. Л. ОЦЕНКА И ПРОГНОЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ И НАДЕЖНОСТИ АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА НА ОСНОВЕ МЕТОДА КОНСЕНСУС-ПРОГНОЗА (CONSENSUSFORECAST) 317

Иванов М. Е., Езерский В. В. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ВОЗДУШНЫМ ДВИЖЕНИЕМ ТЯЖЕЛОГО МНОГОЦЕЛЕВОГО ЭКРАНОПЛАНА 323

Косарев Б. А., Охотников А. А., Федоров В. К. СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ИЗОЛИРОВАННОЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМОЙ С РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ГЕНЕРАЦИЕЙ 331

Ляшенко А. Л., Першин И. М., Ефименко С. В. АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ 336

Назаренко П. А., Сатарова В. И., Макарова Л. В. ВЛИЯНИЕ ЗАПАСА УСТОЙЧИВОСТИ И ОГРАНИЧЕНИЙ НА УДЕЛЬНЫЙ РАСХОД ТОПЛИВА ПО ТЯГЕ НА МУЛЬТИДИСЦИПЛИНАРНУЮ ОПТИМИЗАЦИЮ КОНСТРУКЦИИ КОРПУСА СО СМЕШАННЫМ КРЫЛОМ 341

Овчинникова Н. А., Сатарова В. И., Макарова Л. В. ПРОПОРЦИОНАЛЬНО-ИНТЕГРАЛЬНО-ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИЙ РЕГУЛЯТОР И НЕЙРОННАЯ СЕТЬ ДЛЯ СТАБИЛИЗАЦИИ БПЛА 349

Першин И. М., Ляшенко А. Л., Морева С. Л. РАСПРЕДЕЛЕННЫЕ ФИЛЬТРЫ 356

Сатарова В. И., Назаренко П. А., Макарова Л. В. ОЦЕНКА НАДЕЖНОСТИ ЧЕЛОВЕКА ДЛЯ БЕЗОПАСНОСТИ ПОЛЕТА 362

Федотов Д. О., Прохоренко А. Ю., Тарасов В. В. СИСТЕМА С ДИСТАНЦИОННОЙ ПЕРЕДАЧЕЙ ДАННЫХ О СОСТОЯНИИ ТРАНСПОРТНОГО СРЕДСТВА 371

Филонов О. М., Сатарова В. И., Макарова Л. В. АНАЛИЗ ОТКАЗОВ БПЛА ПРИ БЕЗОПАСНОМ ПЛАНИРОВАНИИ ПУТИ 378

Научное издание

XXIV Международная научная конференция

ВОЛНОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Сборник статей

Часть 2

Ответственный за выпуск
В. И. Казаков

Редакторская подготовка *О. Ю. Багиевой*
Компьютерная верстка *А. Н. Колешко*

Подписано к печати 11.05.2021. Формат 60×84 1/16.
Уч.-изд. л. 22,8. Усл.-печ. л. 23,5. Тираж 200 экз. Заказ № 155.

Редакционно-издательский центр ГУАП
190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67