Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

XXII международная научная конференция

Волновая электроника и инфокоммуникационные системы

Сборник статей
Часть 2

3-7 июня 2019
Санкт-Петербург

Санкт-Петербург, Россия
2019

ББК 32.85
УДК 621.38
В67

В67 Волновая электроника и инфокоммуникационные системы: Двадцать вторая международная научная конференция ГУАП: сб. статей: в 2 ч. Ч. 2. СПб.: ГУАП, 2019. 313 с.

ISBN 978-5-8088-1364-9
ISBN 978-5-8088-1366-3 (Ч. 2)

Материалы XXII 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 и акустоэлектроники.

ISBN 978-5-8088-1364-9
ISBN 978-5-8088-1366-3 (Ч. 2)

© Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, 2019

ОРГАНИЗАТОРЫ И СПОНСОРЫ КОНФЕРЕНЦИИ

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП)

Российский фонд фундаментальных исследований

Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской Академии Наук (Москва)

ОАО «Морион»

Издательский дом «Медиа Паблишер»

IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers

OSA – The Optical Society

SPIE – international society for optics and photonics

Региональный центр НТИ по направлению «Технологии беспроводной связи и “Интернета вещей”» по Северо-Западному Федеральному округу

ООО «ФАНТОМ»

Вступительное слово

Дорогие друзья! Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП) в течение многих лет активно участвует в так называемой конгрессной деятельности, проводя практически ежегодно научные конференции, симпозиумы и семинары по тематике своих научных исследований.

Важное место в этой работе занимают научные мероприятия по направлениям «Акустооптика», «Акустоэлектроника», «Инфокоммуникации», «Методы и устройства обработки информации», «Электромеханика» и «Встроенные микроэлектронные системы».

На конференции приглашаются ведущие ученые мира и специалисты для прочтения докладов о последних достижениях в соответствующих областях науки и техники. Организаторы считают крайне полезным общение ученых различных стран, установление ими прямых контактов и совместные научные исследования в дальнейшем. Организаторам конференций постоянно оказывается поддержка различными фондами и международными объединениями, а также отечественными предприятиями.

В частности, организаторы выражают самую искреннюю благодарность Генеральному директору ОАО «Морион» В.А. Волкову за регулярную финансовую помощь. Кроме того, мы отмечаем постоянную поддержку со стороны Российского фонда фундаментальных исследований, международных научных обществ SPIE и OSA, ряда других научных организаций. Надеемся, что традиция проведения научных конференций «Волновая электроника и инфокоммуникационные системы» сохранится и получит дальнейшее развитие.

Председатель организационного комитета
XXII международной конференции «Волновая электроника
и инфокоммуникационные системы»
Академик РАН А.С. Бугаев

Dear friends! St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation (SUAI) is actively involving in congress activities for many years, providing almost every year scientific conferences, symposia, and seminars on the topics of its scientific research.

The topics of «Acoustooptics», «Acoustoelectronics», «Infocommunications», «Methods and devices for information processing», «Electromechanics» and «Integrated Microelectronic Systems» are an important part of this work.

Leading scientists of the world and experts without age limit are invited to give lectures on the recent achievements in their corresponding scientific and technological fields.

The organizers believe communication and building relationships between generations and amongst the young scientists from many countries will encourage and support future joint scientific research throughout the world. Many funds, international unions and Russian enterprises have always supported the conference. In particular, the organizers would like to express the sincerest gratitude to V.A. Volkov, the General Director of the «Morion» Inc. for providing ongoing financial help. In addition, we would like to note the continuous support from the Russian Foundation for Basic Research (RFBR), the international scientific societies SP1E and OSA, and a number of other scientific organizations. We hope the tradition of holding conferences «Wave electronics and telecommunication systems » continues to thrive and expand.

A.S. Bugayev, Academician of Russian Academy of Science,
the Chairman of the Organizing Committee
of the 22-th International Conference «Wave electronics
and telecommunication systems»

МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

УДК 621.372.2

П.Г. Андреев*, кандидат технических наук, доцент
Н.К. Юрков*, доктор технических наук, профессор
А.К. Гришко*, кандидат технических наук, доцент
И.И. Кочегаров*, кандидат технических наук, доцент
А.С. Жумабаева**, кандидат технических наук, доцент
*Пензенский государственный университет
******Евразийский национальный университет им. Л.Н. Гумилева, Астана

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ДИЭЛЕКТРИКА НА СИГНАЛ РАСПРОСТРАНЕНИЯ В ГИГАГЕРЦОВОМ ДИАПАЗОНЕ ПРИ ПОВЫШЕННОЙ ТЕМПЕРАТУРЕ

С помощью математического моделирования исследованы вопросы влияния диэлектрика на основе эпоксидных смол на скорость распространения сигнала в плоских линиях передачи при воздействии повышенной температуры.

Ключевые слова: математическое моделирование, линия передачи, температура, скорость распространения, диэлектрик, эпоксидная смола.

P.G. Andreev*, PhD, Associate Professor
N.K. Yurkov*, PhD, Professor
A.K. Grishko*, PhD, Associate Professor
I.I. Kochegarov*, PhD, Associate Professor
Asel S. Zhumabaeva**, PhD, Associate Professor
*Penza State University, Penza, Russia
**Eurasian National the University them. LN Gumilev, Astana, Kazakhstan

A STUDY OF THE INFLUENCE OF THE DIELECTRIC ON THE SIGNAL PROPAGATION IN THE GIGAHERTZ RANGE AT ELEVATED TEMPERATURE

By means of mathematical modeling the questions of influence of dielectric on the basis of epoxy resins on the speed of signal propagation in flat transmission lines under the influence of high temperature are investigated.

Key words: mathematical modeling, transmission line, temperature, propagation velocity, dielectric, epoxy resin.

Введение

Активное развитие информационно коммуникационных систем и устройств, использующих, как обычные алгоритмы работы, так и нейросетевые, предполагает поиск решений задач, связанных с высокоскоростным распространением сигналов высокой частоты, в том числе в плоских линиях передачи на диэлектрическом основании, а также при постоянном воздействии повышенной температуры, как дестабилизирующего фактора, оказывающего значительное влияние на характеристики и надежность эксплуатируемых устройств

и систем [1, 2, 3, 4, 5]. Стремление разработчиков подобных систем обеспечить их устойчивость к тепловым, вибрационным и другим воздействиям, приводит к желанию использовать недорогие технологичные и достаточно эффективные методы защиты. Одним из таких методов, является использование эпоксидных смол в качестве основного или связующего компонента. Такое решение себя оправдывает применительно к устройствам, использующим в своей работе низкочастотный диапазон. Применение диэлектриков на основе эпоксидных смол в области гигагерцового диапазона частот вызывает значительные затруднения. Поэтому актуальным является исследование, методом математического моделирования, влияния таких диэлектриков на сигнал распространения в плоской линии передачи при воздействии повышенной температуры.

С точки зрения теории электродинамики, среда распространения сигнала, являющегося электромагнитной волной в линии передачи, является сложной структурой, зависящей от многих факторов. В общем случае, плоская линия передачи может состоять из проводящего слоя и диэлектрического основания, выполненного на основе эпоксидных смол. В отличие от вакуума, где скорость распространения электромагнитной волны определяется электрической и магнитной постоянными, в данной структуре скорость распространения сигнала зависит от параметров проводника и диэлектрика. Следует отметить, что на достаточно низких частотах на скорость сигнала оказывает проводящая структура. С повышением частоты, начинает проявляться Скин-эффект, т.е. вытеснение токов ближе к поверхности проводника. В этом случае на значение скорости сигнала начинает влиять характеристики диэлектрика, находящегося в непосредственной близости от проводящей структуры. Существующий математический аппарат с достаточной степенью точности позволяет определить параметры сигнала и скорость его распространения [5]. Однако недостаточно полно исследован данный процесс при влиянии повышенной температуры.

При постоянном воздействии температуры на линию передачи физические параметры среды распространения высокочастотного сигнала будут отличны от аналогичных параметров при нормальной температуре. Поэтому изменение характеристик этих слоев, посредством температуры, однозначно приведет к изменению скорости распространения сигнала и значения его задержки. В этой связи, для решения поставленной задачи, можно воспользоваться математическим аппаратом, представленным в работах [1, 5].

Представим линию передача сигнала как кусочно-однородную среду. Тогда, в элементарном, малом объеме диэлектрика среду можно считать однородной и воспользоваться выражением, определяющим эффективную диэлектрическую проницаемость ε_{eff} среды:

$$\varepsilon_{eff} = 0,47\varepsilon_r + 0,67, \quad (1)$$

где ε_r – диэлектрическая проницаемость диэлектрика.

Важным аспектом при моделировании электромагнитных волн является учет краевых эффектов как в свободном пространстве [6, 7], так и в линиях передачи гигагерцового диапазона прямоугольного сечения. Наиболее подходя-

щим выражением, позволяющим выполнить соответствующую оценку, в нашем случае будет:

$$k_{\varepsilon} = 0{,}8566 + 0{,}0294 \cdot \ln(w) - 0{,}00239 \cdot (h) - 0{,}0101 \cdot \varepsilon_r, \quad (2)$$

где w – ширина проводника линии передачи, мм; h – толщина диэлектрического основания, мм. Данный коэффициент, может быть, применим в формуле для определения скорости распространения электромагнитной волны в плоской линии передачи в виде:

$$\upsilon = k_{\varepsilon} \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}}, \text{ м/с} \quad (3)$$

где c – скорость света, м/с.

При изменении температуры материал диэлектрика меняет свои линейные размеры во всех направлениях: по ширине диэлектрика, его толщине и в направление распространения сигнала. Как показали исследования [8-10], наибольшее влияние на параметры сигнала оказывает увеличение линейного размера по толщине диэлектрического основания линии передачи. С учетом этого, поправочный коэффициент, учитывающий влияние повышенной температуры на диэлектрик, будет иметь вид:

$$k_{\varepsilon} = 0{,}8566 + 0{,}0294 \cdot \ln(w) - 0{,}00239 \cdot (h + \Delta h_t) - 0{,}0101 \cdot \varepsilon_r, \quad (4)$$

где Δh_t – величина увеличения значение линейного размера толщины диэлектрического основания линии передачи.

Одной из основных характеристик полимерных материалов и диэлектриков на основе эпоксидных смол является температура стеклования. Она характеризует скачкообразный переход материала из твердого состояния в пластичное состояние. При этом достаточно резко изменяются линейные размеры диэлектрика.

В процессе проектирования информационно коммуникационных систем и устройств, необходимо выбирать такой материал диэлектрика, который бы имел температуру стеклования вне рабочего диапазона и диапазона температурного воздействия, как при производстве, так и эксплуатации устройства. Однако на практике, по ряду причин, этого не всегда удается достичь.

Согласно стандарту ISO 11357-2:1999 «Пластмассы. Дифференциальная сканирующая калориметрия (DSC). Часть 2. Определение температуры стеклования» температура стеклования должна быть в пределах $160 - 170\,^{\circ}C$. Данное значение применимо для большинства композитов и диэлектриков на основе эпоксидных смол.

Для решения поставленной задачи воспользуемся выражением, предложенным в работе [1]:

$$\Delta h_t = \begin{cases} t_r - t_0)\text{TKLR}, & \text{при } \mathrm{t_r} < \mathrm{T_g}, \\ (T_g - t_0)\text{TKLR}_{\min} + (t_r - T_g)\text{TKLR}_{\max}, & \text{при } \mathrm{t_r} > \mathrm{T_g}, \end{cases} \quad (5)$$

где t_0 – начальное или исходное значение температуры; T_g – температура стеклования диэлектрика; t_r – текущее значение температуры диэлектрика линии передачи.

Были проведены исследования методом математического моделирования с применением, представленных выражений. Результаты исследований подтвердили адекватность предложенного подхода к решению поставленной задачи. На рисунке 1 представлены графики зависимости изменения поправочного коэффициента от ширины проводящего слоя и толщины диэлектрического основания линии передачи. Были приняты следующие параметры диэлектрика: диэлектрическая проницаемость равна 4; температура стеклования равна 160 °С; толщина диэлектрика менялась от 0.1 мм до 5 мм.

Сравнительный анализ, полученных результатов исследования показал, что относительное изменение поправочного коэффициента при воздействии температуры в 130 $^{\circ}C$ по сравнению с нормальными условиями эксплуатации линии передачи составляет не более 4%.

На рисунке 2 представлены графики зависимости изменения удельного времени задержки сигнала, частотой 4 ГГц, от ширины проводящего слоя и толщины диэлектрического основания линии передачи.

Сравнительный анализ, полученных результатов исследования показал, что относительное изменение удельного времени задержки сигнала при ширине проводящего слоя 0.5 мм, толщине диэлектрика 5 мм и воздействии температуры в 130 $^{\circ}C$ по сравнению с нормальными условиями эксплуатации линии передачи составляет не более 7.6%.

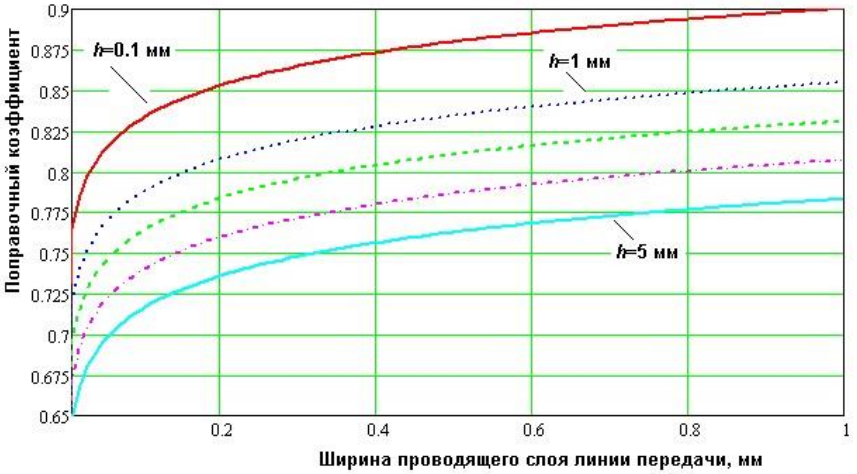


Рис.1. Графики изменения поправочного коэффициента
от ширины проводящего слоя и толщины диэлектрика линии передачи

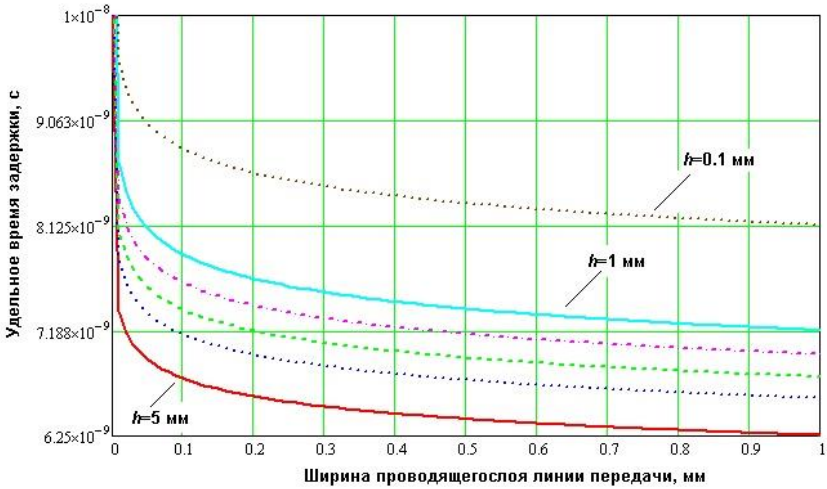


Рис.2. Графики изменения удельного времени задержки сигнала от ширины проводящего слоя и толщины диэлектрика линии передачи

Проведенное исследование позволяет учесть влияние температуры диэлектрика на значение удельной задержки распространения сигнала в линии прямоугольного сечения заданной длины. Предлагаемый подход решает эту задачу и дает возможность оценить степень влияния температуры на скорость и задержку распространения сигналов в линиях передачи на диэлектриках, имеющие различные характеристики.

Проведенное исследование влияния диэлектрика на сигнал распространения в гигагерцовом диапазоне при повышенной температуре с использованием математического моделирования позволяет выполнить оценку влияния данного параметрам на характеристики и надежность эксплуатируемых информационно коммуникационных устройств и систем. Полученные результаты могут быть использованы для изучения влияния внешних воздействующих факторов на функционирование инфокоммуникационных устройств и систем.

Библиографический список

1. Yurkov N.K., Andreev P., Bushmelev P. Space-time analysis of conductive paths with allowance for temperature influence. Proceedings of the 19th International Conference on Soft Computing and Measurements, SCM 2016.

2. Andreev P.G., Yakimov A.N., Yurkov N.K., Kochegarov I.I, Grishko A.K. Methods of Calculating the Strength of Electric Component of Electromagnetic Field in Difficult Conditions. 2016 12th International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE). Saratov, Russia, September 22-23. 2016. Vol. 1. Pp. 1–7.

3. Andreev P.G., Yurkov N.K., Andreeva T.V. Artificial neural networks of GRNN type in prediction problems. Proceedings of 2017 20th IEEE International Conference on Soft Computing and Measurements, SCM 2017.

4. Grishko A., Adnreev P., Goryachev N., Trusov V., Danilova E. Reliability control of complex systems at different stages of their life cycle. 2018 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology, USBEREIT-2018; Yekaterinburg; Russian Federation; 7-8 May 2018. Pp. 220-223.

5. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. М.: ООО «Группа ИДТ», 2007. 616 с.

6. Андреев П.Г. Определение влияния краевых эффектов на бистатическую индикатрису рассеяния отражателя электромагнитных волн / Надежность и качество: Тр. Междунар. симп. Пенза: ПГУ, 2005. С. 158–161.

7. Grishko A., Danilova E., Rybakov I., Lapshin E., Goryachev N. Multicriteria Selection of the Optimal Variant of a Complex System Based on the Interval Analysis of Fuzzy Input Data, in 2018 Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT), Moscow, Russia, 14-16 March 2018. Pp. 1-7.

8. Artamonov D., Grishko A., Litvinov A., Kochegarov I., Goryachev N. Modeling and Dynamic Analysis of the Structure Parameters of Radio-Electronic Modules Based on the Method of Autonomous Blocks," in 2018 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering, APEDE 2018, Saratov; Russian Federation; 27-28 September 2018. Pp. 180-187.

9. Gorbalysov M., Yakimov A., Yurkov N. The improving of the radar detection system under the influence of external actions. – 11th International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science, TCSET'2012. Lviv-Slavske, 2012. Pp. 186-188.

10. Maksimov E.Yu., Yurkov N.K., Yakimov A.N. A finite-element model of the thermal influences on a microstrip antenna. Measurement Techniques, Vol. 54. Issue 2. May 2011. Pp. 207-212.

УДК 585.243

А.А. Антонов*,* студент
В.И. Казаков*,* старший преподаватель
Д.О. Москалец**,* кандидат технических наук, доцент
О.Д. Москалец*,* кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
**Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
им. В.И. Ульянова (Ленина)

КОМПЛЕКСНЫЕ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СПЕКТРЫ В ОПТИЧЕСКИХ ДИФРАКЦИОННЫХ СПЕКТРАЛЬНЫХ ПРИБОРАХ[1]

В рамках последовательного анализа преобразования дифракционным оптическим спектральным прибором оптического сигнала получено соотношение вход-выход этого спектрального прибора для комплексных и энергетических спектров. Рассмотрены два способа выдачи спектроскопической информации: с помощью регистрации на фотопластинке и ПЗС-линейки. Установлены максимально допустимые интервалы между чувствительными элементами ПЗС-линейки и возникающие при этом специфические погрешности отсчетных значений энергетического спектра.

Ключевые слова: спектральный прибор, аппаратная функция, комплексный спектр, энергетический спектр, ПЗС – линейка, отсчетные значения

A.A. Antonov*,* student
V.I. Kazakov*,* Senior Lecturer
D.O. Moskaletz**,* Senior Lecturer
O.D. Moskaletz*,* PhD, Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
**St. Petersburg Electrotechnical University (LETI)

COMPLEX AND ENERGY SPECTRA IN OPTICAL DIFFRACTION SPECTRAL DEVICES

In the context of sequential conversion analysis of optical signal by diffraction optical spectral device the input-output ratio of this spectral device for complex and energy spectra were obtained. Two methods for issuing spectroscopic information are considered: by recording on a photographic plate and a CCD line. The maximum allowable intervals between the sensitive elements of the CCD line and the specific errors of the reading values of the energy spectrum that arise are established.

Ключевые слова: spectral device, spectrum spread function, complex spectrum, energy spectrum, CCD line, sample values

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ): проект № 18-07-00636, №17-07-00826.

Результаты были получены в рамках выполнения государственного задания Минобрнауки России: проект № 8.9203.2017/8.9.

Введение

Дифракционные решеточные спектральные приборы относятся к числу важнейших технических средств оптической спектроскопии. Несмотря на свою многолетнюю историю и чрезвычайно широкое распространение, ряд вопросов спектральных измерений этими приборами требует дальнейшей разработки. К числу таковых относится тема считывания спектроскопической информации с помощью ПЗС – линеек. Выдача получателю спектроскопической информации, получаемой с помощью оптического дифракционного спектрального прибора базируется на разработке адекватной математической модели спектрального преобразования, реализованной в решеточном спектральном приборе, позволяющей описать последовательное распространение и преобразование оптического сигнала от входной апертуры до результата считывания спектра и предполагает два этапа обработки оптического сигнала [1, 2]. Первый этап опирается на общие принципы теории линейных систем и позволяет получить комплексный спектр на поверхности фотоприемника (линейная часть прибора), второй этап включает и фотодетектирование и временное интегрирование (нелинейная часть прибора). В настоящей работе рассматриваются два вида фотоприемников: фотопластинка и ПЗС-линейка.

1. Комплексные и энергетические спектральные функции

Результатом работы линейной части дифракционного спектрального прибора, которая включает в себя дифракционную решетку и оптический когерентный Фурье процессор, является формируемый в плоскости фотодетектора комплексный мгновенный спектр [1, 2]

$$S_a(\omega,t)=\int_{-\infty}^{\infty} K(\omega,\omega',t)S_0(\omega')d\omega', \qquad (1)$$

где $K(\cdot)-$ комплексная аппаратная функция; $S_0(\cdot)-$ комплексный спектр анализируемого оптического сигнала; $\omega-$ угловая спектральная частота; $t-$ текущее время.

Комплексная аппаратная функция определяется как отклик оптического спектрального прибора на однородную плоскую световую волну и дается выражением [1, 2]:

$$\begin{aligned} \mathrm{K}(\omega,\omega',t) &= \exp(-i\omega' t)\int_{-L/2}^{L/2}\exp(i\Omega'_g\xi)\cdot\exp(-i\omega_x\xi)d\xi = \\ &= \exp(-i\omega' t)\frac{\sin\{[\omega(x)-\omega')]T(x)/2\}}{\omega(x)-\omega')]T(x)/2}, \end{aligned} \qquad (2)$$

где $\omega(x)=2\pi c_0 F/\tau_g x$ – временная угловая спектральная частота в масштабе пространственной координаты x; $T_a(x)=Lx/c_0F$ – "время анализа"; $\omega'=\mathrm{var}$.

Подстановка выражения (2) в формулу (1) дает

$$S_a(\omega,t)=\kappa\int_{-\infty}^{\infty}\exp(-i\omega' t)\cdot\frac{\sin[(\omega-\omega')T_a/2]}{(\omega-\omega')}\cdot S_0(\omega')d\omega', \qquad (3)$$

где $\kappa=\mathrm{const}$.

Соотношению (3) соответствует векторное оптическое колебание

$$\mathbf{E}(t,\omega)=\mathbf{K}\int_{-\infty}^{\infty}\exp(-i\omega' t)\cdot\frac{\sin[(\omega-\omega')T_a/2]}{(\omega-\omega')}\cdot S_0(\omega')d\omega', \qquad (4)$$

где $\mathbf{K}-$ векторная константа.

Под энергетическими спектральными функциями при анализе мгновенного спектра понимается энергетический спектр $G_a(\omega)$, как результат выполнения следующих операций:

$$G_a(\omega)=\frac{1}{T_R}\int_{-T_R/2}^{T_R/2}\left|S_a(\omega,t)\right|^2 dt, \qquad (5)$$

где T_R – время измерения энергетического спектра (регистрации).

Подстановка соотношения (3) в формулу (5) дает результат анализа энергетического спектра оптического сигнала [1, 2]:

$$G_a(\omega)=\mathrm{K}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\sin^2[(\omega-\omega')T_a/2]}{[(\omega-\omega')T_a/2]^2}\cdot G_0(\omega')d\omega', \qquad (6)$$

где $\mathrm{K}=const$; $G_0(\omega)=\left|S_0(\omega)\right|^2$ – энергетический спектр анализируемого сигнала.

Применение теоремы о свертке к соотношению (6) дает:

$$G_a(\omega)=\mathrm{K}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\sin^2[(\omega-\omega')T_a/2]}{[(\omega-\omega')T_a/2]^2}\cdot G_0(\omega')d\omega'=2\pi\mathrm{K}\int_{-\infty}^{\infty}R(\tau)w(\tau)\exp(-i\omega\tau)d\tau, \qquad (7)$$

где $R(\tau)-$ корреляционная функция анализируемого оптического сигнала; $w(\tau)-$ корреляционное окно Бартлетта.

Соотношения (6) и (7) получены при усреднении по всей оси частот, это соответствует регистрации энергетического спектра на фотопластинке и отражают результат преобразования корреляционной функции колебаний источников, а первый интеграл в соотношении (7) представляет оценку энергетического спектра со спектральным окном Бартлетта.

Современные устройства считывания спектрометрической информации в оптоэлектронных системах выполняются на основе ПЗС-линеек (рис.1).

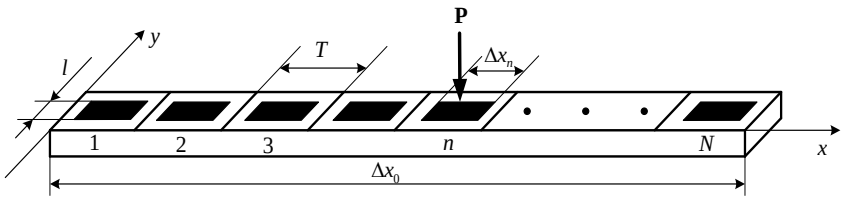


Рис. 1. ПЗС-линейка

В этих условиях необходимо определить период T элементов ПЗС – линейки в соответствии с теоремой отсчетов. Соотношение (6) является интегрируемой целой функцией экспоненциального типа степени T_a, тогда период ПЗС-линейки в частотном измерении $\Delta\omega \le \pi / \sup T_a$, так как величина T_a, как следует из выражения (2), меняется по диапазону анализируемых частот. Так, в пределах главного лепестка ядра первого интегрального оператора должно быть не менее пяти отсчетных значений.

Фототок i_f в общем случае выражается формулой:

$$i_f = \gamma q_e \frac{p}{\hbar\omega'}, \tag{8}$$

где γ – квантовая эффективность; q_e – заряд электрона; $\hbar$ – постоянная Планка; p – мощность падающего оптического излучения; ω' – круговая частота падающего на фотодетектор оптического излучения.

Мощность падающего оптического излучения на $n-$ый элемент ПЗС – линейки

$$p = \iint\limits_{\Delta s} \mathbf{P} d\mathbf{s} = \iint\limits_{\Delta s} [\mathbf{E},\mathbf{H}] d\mathbf{s} = \sqrt{\varepsilon/\mu} \cdot \iint\limits_{\Delta s} |\mathbf{E}|^2 \mathbf{n} = \mathbf{e} d\mathbf{s} = \sqrt{\mu/\varepsilon} \cdot \iint\limits_{\Delta s} |\mathbf{H}|^2 \mathbf{e} d\mathbf{s}, \tag{9}$$

где $\mathbf{P}-$ вектор Пойнтинга; $\mathbf{E}$, $\mathbf{H}-$ электрический и магнитный векторы оптического сигнала; $\Delta S_n = \Delta x_n l -$ площадь чувствительной поверхности $n-$ого элемента ПЗС – линейки; $|\mathbf{e}| = 1; \varepsilon$, μ – диэлектрическая и магнитная проницаемости.

В диапазоне частот $\omega' = \omega_0 \pm \Delta\omega$ величина $1/\omega'$ в формуле (7) представима рядом Тейлора:

$$\frac{1}{\omega'} = \frac{1}{\omega_0 \pm \Delta\omega} = \frac{1}{\omega_0}\left(1 \mp \frac{\Delta\omega}{\omega_0} + \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2 \mp \ldots\right). \tag{10}$$

Для каждого чувствительного элемента ПЗС – линейки $\Delta x_n << \Delta x_0$, тогда в разложении (9) можно ограничиться нулевым приближением, и тогда формула (7) принимает вид:

$$i_n = \frac{\gamma q_e}{\hbar\omega_n} \iint\limits_{\Delta s} \mathbf{P} d\mathbf{s} = \frac{\gamma q_e}{\hbar\omega_n} \sqrt{\varepsilon/\mu} \cdot \iint\limits_{\Delta s} |\mathbf{E}|^2 \mathbf{e} d\mathbf{s}, \tag{11}$$

где $\omega_n -$ спектральная частота, соответствующая координате x_n пересечения диагоналей $n-$ого чувствительного элемента ПЗС-линейки.

Разложение вектора Пойнтинга в ряд в окрестности точки ω_n дает:

$$\mathbf{P}(\omega_n + \Delta\omega) = \mathbf{P}(\omega_n) + \mathbf{P}'(\omega_n)\Delta\omega + \frac{1}{2}\mathbf{P}''(\omega_n)\Delta\omega^2 + \ldots \tag{12}$$

В общем случае в выражении (12) нельзя ограничиться нулевым приближением, это иллюстрируется рисунком 2, где предложены характерные распределения $|\mathbf{P}| \propto |\mathbf{E}|^2$ на чувствительной поверхности элемента ПЗС – линейки, откуда видно, что результат (11) может существенно отличаться от соответствующего значения на частоте ω_n. Поэтому при выполнении приближенных оценок в разложении (12) необходимо три члена ряда.

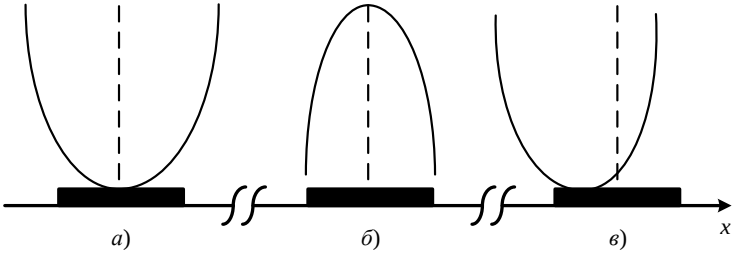


Рис. 2. Некоторые характерные распределения поля на пикселях ПЗС-линейки

Соотношения (4), (8), (11) позволяют заключить, что фототок $n-$ого чувствительного элемента ПЗС – линейки дается выражением:

$$i_n = A \iint\limits_{\Delta S} G_a(\omega) \mathbf{e} d\mathbf{s}, \qquad (13)$$

где $A-$ константа, учитывающая введенные ранее постоянные.

Совокупность отсчетных значений $\{i_n\}$ определяет энергетический спектр оптического излучения за время регистрации T_R, который может быть восстановлен в форме непрерывной функции на основании теоремы отсчетов.

Заключение

Применение методики анализа действия оптического дифракционного спектрального прибора [1, 2], радикально отличающейся от традиционной [3, 4, 5], позволило в рамках последовательных преобразований оптического сигнала, опираясь на методы теории линейных систем и теории сигналов, получить основные соотношения, связанные с оценкой энергетического спектра с помощью дифракционного спектрального прибора. Так показано, что оценка энергетического спектра оптического сигнала, с одной стороны, дается в форме свертки со спектральным окном Бартлетта, с другой стороны, в форме преобразования Фурье корреляционно функции колебаний источников с весовой функцией в форме корреляционного окна Бартлетта.

Применение ПЗС – линейки для считывания спектрометрической информации непосредственно связано с теоремой отчетов. Применение предло-

женной методики позволило установить, что интервал между отсчетными значениями должен меняться по диапазону анализируемых частот (длин волн), поэтому отсчетные значения энергетического спектра должны быть минимальными.

Библиографический список

1. Kazakov V.I., Moskaletz D.O., 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. Vol. 9889, Optical Modelling and Design IV, 988924, 2016.

2. 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 1068025, 2018.

3. Тарасов К.И. Спектральные приборы. Л.: Машиностроение, 1977.

4. Беляков Ю.М., Павлычева Н.К. Спектральные приборы. Казань: Казан. гос. техн. ун-т, 2004.

5. Раутиан С. Г. Реальные спектральные приборы // Успехи физических наук. 1958. Т. 66. №. 11. С. 475-517.

УДК 621.396.96

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

ОЦЕНКА РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ПО ДАЛЬНОСТИ УЛЬТРАЗВУКОВОГО МЕДИЦИНСКОГО ЭХОЛОКАТОРА В УСЛОВИЯХ РЕАЛЬНЫХ БИОЛОГИЧЕСКИХ СРЕД И ПУТИ ЕЕ УЛУЧШЕНИЯ

Исследуется влияние пространственно-частотных свойств биологических сред и антенны на разрешающую способность по дальности ультразвуковых эхолокаторов медицинского назначения. Получены временные структуры импульсных характеристик четырехполюсника, включающего среду и антенну. Сформулирована задача синтеза фильтра, компенсирующего уменьшение разрешающей способности по дальности под действием биологической среды.

Ключевые слова: ультразвуковой эхолокатор, частотно-зависимое затухание, разрешающая способность.

Iu.V. Baksheeva*, PhD, Associate professor
A.A.Khomenko*, PhD, Associate professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

EVALUATION OF THE ULTRASOUND MEDICAL SCANNERS RANGE RESOLUTION IN REAL BIOLOGICAL TISSUE AND WAYS OF ITS IMPROVMENT

Range resolution is an important characteristics of ultrasonic medical scanners. The model for studying the tissue attenuation influence and transducer's geometry and size influence on the resolution is proposed. Computer simulation for this model is executed. The quantitative estimation for change for the worse of the range resolution is obtained. The task of synthesis the filter compensating tissue attenuation influence and improving the resolution is formulated.

Keywords: ultrasonic medical scanner, frequency-dependent tissue attenuation, range resolusion.

Введение

В ультразвуковых эхолокационных диагностических медицинских системах (УЗДС) в основном используются простые импульсные зондирующие сигналы. Качество получаемых с помощью УЗДС эхограмм в большой степени зависит от разрешающей способности в продольном и в поперечном направлении.

В отличие от классической радиолокации в ультразвуковой медицинской эхолокации цель является пространственно распределенной, одновременно являясь и каналом распространения; размеры излучателя соизмеримы с дальностями до цели, а работа происходит в зоне Френеля антенной системы; в среде

присутствует частотно-зависимое затухание, ультразвук подвержен реверберации, рассеянию; зондирующие и принимаемые сигналы являются широкополосными и комплексно-частотные характеристики отражателей, среды и антенны начинают значительно влиять на структуру спектра, а, следовательно, и на временную структуру излучаемого сигнала.

В предлагаемой статье рассматривается влияние апертуры и среды с затуханием на разрешающую способность по дальности ультразвукового локатора медицинского назначения.

1. Влияние апертуры и среды с затуханием на продольную разрешающую способность

К настоящему моменту акустическое ослабление в биологических тканях изучено in vitro достаточно хорошо [1, 2]. Среднее значение коэффициента затухания обычно принимают равным α=1 дБ/см·МГц, однако фактически коэффициент затухания значительно различается в разных тканях организма, что требует учета при обработке.

Так как ослабление ультразвука является частотно-зависимым, биологическая среда как канал распространения может быть представлена через пространственную амплитудно-частотную характеристику (ПАЧХ). При этом фазочастотную характеристику (ФЧХ) биологических тканей можно считать линейной в пределах ткани одной природы, что приводит только к задержке сигнала пропорционально пройденному расстоянию.

Модель исследуемой системы приведена на рис.1 для линейной антенной решетки из точечных излучателей.

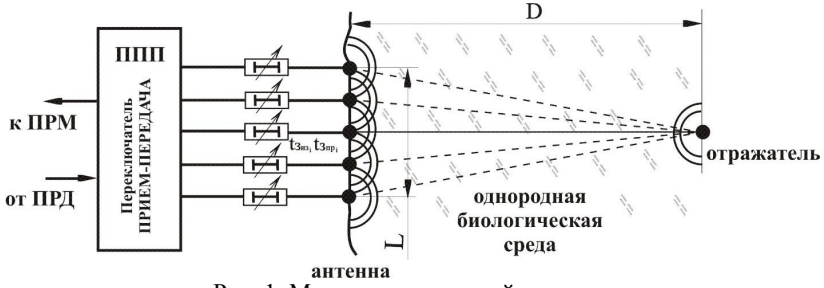


Рис. 1. Модель исследуемой системы

Данная модель – линейная, т.к. в медицинской практике уровни излучаемой мощности УЗДС ограничены величиной 50 мВт/см^2, и ультразвуковые волны можно считать волнами бесконечно малой амплитуды, которые описываются линеаризованными уравнениями гидродинамики [3].

Каждый элемент ФАР является точечным источником сферической волны. Тогда сигнал антенны в каждой точке среды является результатом суперпозиции сигналов элементов ФАР. Учитывая, что в медицинской ультразвуковой локации работа происходит в ближней зоне, набег фаз от каждого элемента

ФАР в каждой точке среды будет различным, и можно говорить о пространственной комплексно-частотной характеристике (ПКЧХ) ФАР, которую также необходимо учитывать в рассматриваемой задаче.

Как видно из рис.1. сигналы от разных элементов ФАР проходят разный путь, и, следовательно, испытывают различное ослабление. Однако для данной задачи приято, что ослабление в среде одинаково для сигналов от разных элементов ФАР, т.к. разность хода лучей значительно меньше дальности до отражателя D, и разность в ослаблении сигналов незначительна.

Линейность системы позволяет независимо исследовать эффекты влияния биологической среды и антенны на излучаемый сигнал. На рис.2. представлены полная схема системы (вверху) с учетом частотных свойств отражателя и УЗ преобразователя и схема исследуемых блоков (внизу).

ПКЧХ биологической среды толщиной D записывается в виде:

$$\dot{K}_T(\omega) = e^{-\alpha DA|\omega|} e^{-j\omega\frac{2D}{c}}, \qquad (1)$$

где A – коэффициент, учитывающий перевод дБ в Неперы и размерность остальных величин. В формуле (1) учитывается, что сигнал прошел общий путь, равный 2D.

В первом приближении ПКЧХ антенны на передачу и на прием запишется так:

$$\dot{K}_A(\omega) = \sum_{i=1}^{N} \frac{r_{ист}}{r_i} e^{-j\omega\left(\frac{r_i}{c}+tз_{из_i}\right)} \sum_{i=1}^{N} \frac{r_{отр}}{r_i} e^{-j\omega\left(\frac{r_i}{c}+tз_{пр_i}\right)}, \qquad (2)$$

где $r_{ист}$ и $r_{отр}$ – радиусы точечных сферических излучателей (элементов ФАР) и отражателя, r_i – расстояние от i-ого элемента ФАР до отражателя, $tз_{из_i}$ и $tз_{пр_i}$ - задержки, вводимые в каналы антенны для осуществления фокусировки на передачу и на прием.

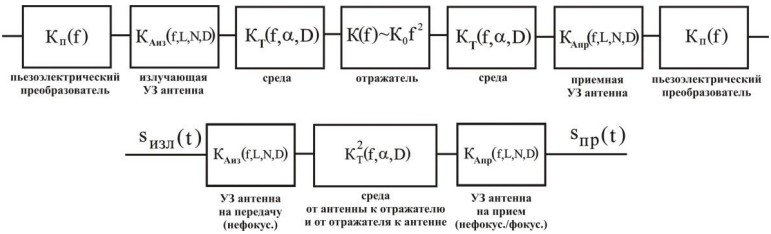


Рис. 2. Схема исследуемой системы

При условии, что отражатель находится на оси симметрии антенны, а антенна используется и на передачу, и на прием, ИХ биологической среды будет определяться выражением:

$$h_T(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}_T(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \cdots = \frac{\alpha DA}{\pi((\alpha DA)^2 + t^2)}, \qquad (3)$$

а ИХ ФАР:

$$h_A(t) = \sum_{i=1}^{N}\left(\frac{r_{ист}}{r_i}\delta\left(t - \frac{r_i}{c} - t_{из_i}\right)\right) \circ \sum_{i=1}^{N}\left(\frac{r_{отр}}{r_i}\delta\left(t - \frac{r_i}{c} - t_{пр_i}\right)\right), \quad (4)$$

где δ(…) – дельта-функция Дирака, ○ – оператор свертки.

Наличие импульсных характеристик конечной длительности у биологической среды и у антенны приводят к удлинению излученного сигнала на приемной стороне, а, следовательно, к ухудшению разрешающей способности по дальности.

Оценки длительности ИХ среды по уровню 0.707 и ИХ ФАР по нулевому уровню соответственно равны:

$$\tau_T(\alpha, D)_{0,707} = 2\sqrt{\sqrt{2}-1}\alpha DA, \quad (5)$$

$$\tau_A(L, D)_0 = \frac{2\left(\sqrt{\left(\frac{L}{2}\right)^2 + D^2} - D\right)}{c}. \quad (6)$$

Графики зависимости длительности ИХ среды и антенны приведены на рис. 3.

Как видно из рис.3, зависимость длительности ИХ среды носит линейный характер и увеличивается с увеличением дальности до отражателя. В то же время влияние антенны проявляется в максимальной степени на небольших дальностях. Тем самым биологическая среда и антенна взаимно дополняют друг друга, ухудшая разрешающую способность по дальности.

Проведенные расчеты показывают, что влияние антенны можно уменьшить введением фокусировки в каждую точку по дальности. Общеизвестно, что динамическая фокусировка улучшает разрешающую способность в поперечном направлении. Как показывает данное исследование, динамическая фокусировка также улучшает и продольную разрешающую способность, причем наилучшим решением с точки зрения устранения влияния конечных размеров антенны на сигнал являлось бы введение фокусировки в каждую точку по дальности и на передачу, и на прием.

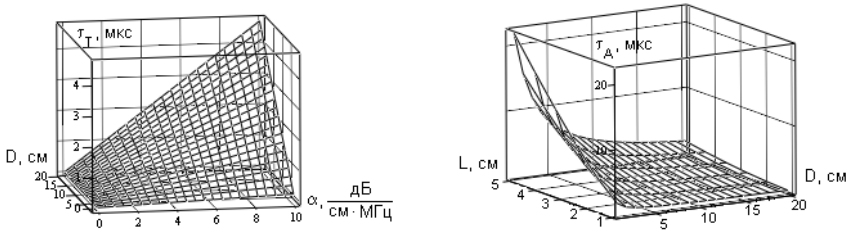


Рис. 3. Длительность импульсной характеристики среды (слева) и длительность импульсной характеристики антенны (справа)

2. Компенсация влияния среды с затуханием

Для компенсации влияния биологической среды сформулируем задачу синтеза фильтра, обужающего ИХ среды (рис. 4)

Пусть заданы УКАО среды α, дальность R, спектральная плотность мощности шума на входе приемного устройства $\frac{N_0}{2}$. $H_0(j\omega)$ – КЧХ среды, определяемая по (1) для D=R. $H_x(j\omega)$ – КЧХ искомого фильтра. Обужаемый сигнал – ИХ среды на дальности R.

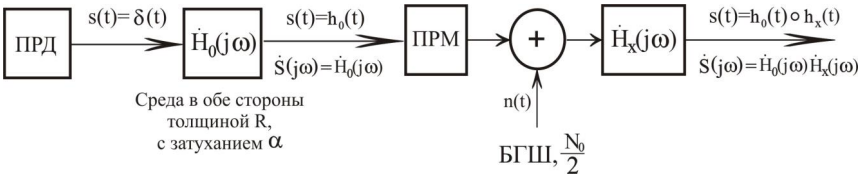


Рис. 4. К формулировке задачи синтеза фильтра

Понятно, что максимальное ОСШ будет получено на выходе согласованного фильтра, т.е. при $\dot{H}_x(j\omega) = H_0^*(j\omega)e^{-j\omega t_x}$, что приведет к расширению сигнала на выходе согласованного фильтра. Решение же задачи обужения сигнала приведет к тому, что на выходе искомого фильтра ОСШ будет меньше, чем в случае согласованного фильтра. Поэтому оптимизационная задача была сформулирована как

$$H_x(j\omega):\ \Delta\Omega \to \max \text{ при } k_q = const\ \ (0<k_q<1), \qquad (7)$$

где k_q – коэффициент ухудшения ОСШ в искомом фильтре относительно согласованного фильтра.

Первоначальный поиск решения (7) проводился в классе физически реализуемых фильтров первого и второго порядка вида $H(p) = \frac{a_1 p + a_0}{b_1 p + b_0}$ и $H(p) = \frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0}$, и среди функций вида $\left|\dot{H}_x(j\omega)\right| = \frac{1}{\left|\dot{H}_0(j\omega)\right| + \beta}$, $\left|\dot{H}_x(j\omega)\right| = \frac{1}{\left|\dot{H}_0(j\omega)\right| + \left|\dot{H}_0(j(\omega_x - \omega))\right| + \beta}$ и $\left|\dot{H}_x(j\omega)\right| = e^{-k|\omega-\omega_x|}$. Задача решалась численными методами.

Предварительный анализ функций вида $\left|\dot{H}_0(j\omega)\right| \cdot \left|\dot{H}_x(j\omega)\right|$ показал, что результирующая АЧХ очень сильно зависит от (αR), в то время как в реальных условиях коэффициент затухания априорно неизвестен и может меняться на несколько порядков.

В этом случае "оптимальным" решением явился бы фильтр, обеспечивающий одинаковую ширину сквозной АЧХ для любых неизвестных значений (αR).

Такой фильтр известен в узкополосном приближении – это узкополосный гауссов фильтр, при использовании которого для среды, описываемой выражением (1), сохраняется гауссова форма сквозной АЧХ, а ее ширина равна ширине АЧХ исходного гауссова фильтра [2].

Расчеты показали, что удовлетворительные результаты по достижению ОСШ, близкого к предельно достижимому ОСШ, при обеспечении требуемого сжатия ИХ среды во всем диапазоне возможных значений (αR) достигаются для фильтра с $\frac{\omega_0}{\Omega_0} = 5$, где ω_0 – центральная частота фильтра, Ω_0 – полоса пропускания. Такой фильтр не является широкополосным, поэтому на практике не даст эффекта в улучшении разрешающей способности по дальности.

Заключение

Продолжение данной работы предусматривает учет пространственно-частотных свойств реальных отражателей, конечных размеров отражателей, неоднородного слоистого характера среды, введения в приемной антенне фокусировки по дальности и т.д. Все эти факторы влияют как на спектральный состав излучаемых сигналов, так и на их длительность. Тем не менее, модель, предложенная в данной работе, позволяет уже сейчас количественно говорить об ухудшении аппаратной разрешающей способности по дальности и оценить порядок этого ухудшения, что, несомненно, является ценным как для разработчиков УЗДС, так и для врачей.

Библиографический список

1. Применение ультразвука в медицине. Физические основы / Под ред. К. Хилла; пер с англ. М.: Мир, 1989.

2. Как Р. Границы акустического ослабления в небольших областях мягких биотканей, получаемых при анализе отраженных ультразвуковых волн / Р. Как // ТИИЭР, Т. 73, 1985. С. 6-20.

3. Шутилов В.А. Основы физики ультразвука. Л.: Изд-во ленинградского университета, 1980.

4. Осипов Л.В. Принципы фокусировки и сканирования в ультразвуковых диагностических эхотомоскопах. // Медицинские приборы, оборудование и инструменты. Вып. 1. М.: Информприбор, 1991.

5. Бакшеева Ю.В. Оценка ухудшения потенциальной разрешающей способности по дальности ультразвуковых диагностических медицинских систем в условиях реальных биологических сред / Труды РНТОРЭС им. А.С.Попова. Серия: «Сверхширокополосные сигналы и сверхкороткие импульсы в радиолокации, связи и акустике». Вып. 1. М., 2005. С. 48-51.

УДК 623.746

С.А. Безвытный*,* студент
С.С. Поддубный*,* кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ

В последние годы широкое применение нашли беспилотные летательные аппараты, предназначенные для получения и переработки информации и исполнения команд управления. Разработка методов проектирования систем автоматического управления, изменяющих параметры движения в зависимости от воздействий, действующих на объект управления, требует решения ряда научно-технических проблем, связанных с разработкой принципов и алгоритмов управления в автоматическом режиме, анализа и многофункционального комплекса системы автоматического управления беспилотного летательного аппарата.

Рассмотрены современные модели беспилотных летательных аппаратов, проведен анализ различных систем управления беспилотными летательными аппаратами. Был проведен обзор современных радиочастотных диапазонов с целью выявить оптимальный для управления беспилотным летательным аппаратом.

Ключевые слова: беспилотные летательные аппараты, системы автоматического управления, частотный диапазон.

S.A. Bezvitniy*,* Student
Ss Poddubny*,* Ph.D., associate professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

CONTROL SYSTEMS FOR UNMANNED AERIAL VEHICLES

In recent years, unmanned aerial vehicles have been widely used for receiving and processing information and executing control commands. Development of methods for designing automatic control systems that change movement parameters depending on the impacts on the control object requires solving a number of scientific and technical problems related to the development of automatic control principles and algorithms, analysis and multifunctional complex of the automatic control system of an unmanned aircraft.

The modern models of unmanned aerial vehicles are considered; the analysis of various control systems of unmanned aerial vehicles is carried out. A review of the current radio frequency bands was carried out in order to identify the optimal one for controlling an unmanned aerial vehicle.

Keywords: unmanned aerial vehicles, automatic control systems, frequency range.

Беспилотные летательные аппараты (БЛА) быстро находят широкое применение в военном секторе для выполнения заданий, которые были бы слиш-

ком дорогими или опасными для полномасштабного пилотирования. Гражданское применение БЛА в настоящее время ограничено осложнениями, связанными с использованием БЛА, но совместное использование воздушного пространства вместе с воздушными судами – одна из самых перспективных областей применения БЛА. Третья область применения БЛА, и уже изученная многими, является инструментом в исследованиях различных дисциплин, в том числе метеорология, аэродинамика и связь. Низкая стоимость БЛА позволяет доставлять датчики на достаточную для изучения атмосферных условий высоту, или для создания прототипа и испытания новых конструкций планера. Основная задача, решаемая в БЛА – проведение разведки труднодоступных районов, в которых получение информации обычными средствами, включая обычное пилотирование, затруднено или же подвергает опасности дорогостоящее оборудование и даже жизнь людей. Информация, полученная бортовыми средствами мониторинга должна передаваться оператору, или сохраняется на борту в виде массива данных, который будет извлечен после посадки БЛА. Наибольшее распространение в настоящее время получили малоразмерные комплексы ближнего радиуса действия, в следствии их не высокой стоимости и серьезной экономии при применении БЛА для задач схожих, с вышеописанной. Очевидно, что вероятность выполнения задачи беспилотным комплексом зависит от его приборного оснащения [1].

Система управления (СУ) беспилотных летательных аппаратов в составе аэромобильных комплексов (АМК) должна обладать живучестью. Живучесть системы управления БЛА определяется, как способность СУ БЛА продолжать функционировать, имея повреждения в различных частях СУ БЛА. Решить эти и другие задачи можно с помощью двухуровневой организации управления, при которой второй уровень управления адаптирует первый уровень к конкретным условиям. Эту адаптацию можно представить как некоторую перестройку параметров или переход к новой структуре системы управления первого уровня. Второй уровень это модуль авионики, имеющей программное обеспечение, способное при отказах каких-либо систем выбирать альтернативные алгоритмы управления для продолжения полета. Авионика БЛА – комплекс аппаратно-программных средств, располагаемых на его борту, т. е. бортовая аппаратура управления (БАУ), которая обеспечивает все режимы полета и выполнение функциональной задачи. Авионика имеет радиоканал связи с наземной аппаратурой управления (НАУ). БЛА, как объект управления, рулевые приводы органов управления, БАУ и НАУ образуют систему автоматического управления (САУ) БЛА.

В общем случае бортовая и наземная аппаратура управления должна обеспечить следующие режимы полета БЛА:

– взлет и посадка в автоматическом режиме (возможны также ручной режим взлета и посадки с управлением по радиоканалу внешним пилотом);

– полет в полуавтоматическом режиме с управлением по радиоканалу с корректировкой действий внешнего пилота БАУ;

– полет в автоматическом режиме по контрольным точкам с одновременной посылкой телеметрии на НАУ.

В ручном режиме оператор с помощью НАУ отклоняет средства управления (рули, органы управления двигателем). Рассмотрим наиболее распространенную модель БЛА, ориентированную на First Person View (FPV) взаимодействие с внешним пилотом. Данные системы состоят из следующих частей:

- камера;
- видео передатчик;
- видео приемник;
- дисплей;
- система управления БЛА.

Для систем связи малых БЛА решающими факторами при выборе частотного диапазона являются масса и габариты бортового приемопередатчика и антенно-фидерного устройства (АФУ). Логичным является выбор диапазона сверхвысоких частот (СВЧ), при этом удается создать антенну малых размеров, способную разместиться в профиле крыла. Плотная компоновка оборудования внутри малого БЛА не позволяет эффективно использовать приемопередатчики большой мощности с укороченными антеннами ультракоротковолнового диапазона (УКВ) вследствие проблем с электромагнитной совместимостью и большим влиянием окружающих объектов на характеристики антенны. Одним из подходящих частотных диапазонов является диапазон 2.4 ГГц [1].

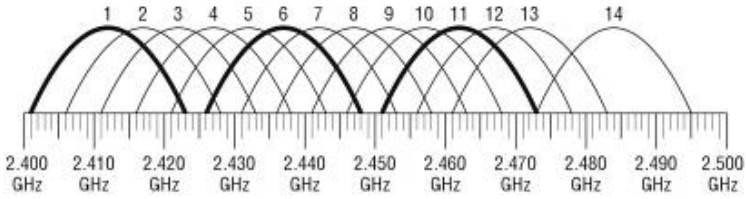


Рис. 1. Общая диаграмма перекрытия частотных каналов Wi-Fi сигнала в полосе 2.4 ГГц

В полосе частот Wi-Fi сигнала изображенного на рис. 1, доступны 3 непересекающихся канала: 1,6,11. Данное выделение строится на требовании IEEE по обеспечению минимума в 25 МГц для разнесения центров неперекрывающихся частотных каналов Wi-Fi. При этом ширина канала составляет 22 МГц.

Так, например, квадрокоптеры компании 3D Robotics – 3DR IRIS+, Solo, и другие, функционируют на базе полетного контроллера Pixhawk, который предполагает возможность работать на двух частотах: 915 МГц (США) или 433 МГц (Европа), канал управления 2.4 ГГц. Информационный обмен осуществляется в пакетном режиме с использованием протокола MAVLink. Данный протокол не использует шифрование и применяется в большинстве БЛА общего пользования самолетного и вертолетного типа [2].

Однако в настоящее время все активнее используется частотный диапазон 5 ГГц. На рисунке 2 изображена общая диаграмма перекрытия частотных каналов Wi-Fi сигнала в полосе 5 ГГц.

Выделение частот строится на спецификации IEE 802.11a, и обеспечивает межканальное разнесение в 20 МГц для центральных частотных каналов Wi-Fi. При сравнении двух диапазонов частот стоит учесть, что Wi-Fi на частоте 2.4 ГГц используют множество потребителей, и популярность этого стандарта очень велика, чего нельзя сказать о полосе 5 ГГц. Отсюда перегруженность каналов передачи данных от множества источников сигнала, что негативно влияет на скорость передачи данных. Преимущество полосы в 5 ГГц также объясняется большим количеством непересекающихся каналов по сравнению с полосой в 2.4 ГГц. При использовании полосы 5 ГГц становится возможной передача большого объема данных полезной нагрузки в режиме реального времени. Факторами, резко ограничивающими радиус действия радиосистемы связи и управления при использовании данных диапазонов, являются сильная зависимость условий распространения электромагнитных волн от погодных условий, необходимость прямой видимости и влияние многолучевости.

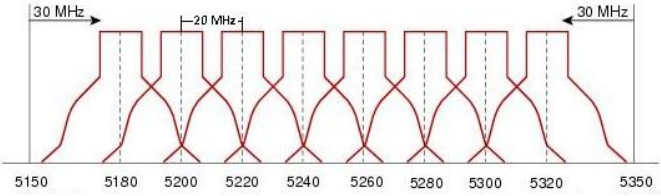


Рис. 2. Общая диаграмма перекрытия частотных каналов Wi-Fi сигнала в полосе 5 ГГц

Полуавтоматический режим работы возможен в радиусе действия радиоканала, который для малоразмерных БЛА без применения специальных радиоантенных средств находится в пределах 2500 м.

Автоматический режим – это обеспечение полета по заранее заданному с помощью контрольных точек маршруту. В данном режиме предполагается отсутствие радиосвязи БАУ с аппаратурой управления и связи. Данный режим полета включается автоматически при выходе БЛА из зоны видимости радиоканала. В этом режиме полета по показаниям систем ориентации и навигации и датчиков осуществляется автоматическое управление высотой и скоростью полета, курсом, возможно также управление отклонением от заданной траектории. Далее в данной статье будет рассматриваться только автоматический режим работы БЛА и средства корректировки пути на основе данных со спутниковой системы навигации (СНС), данных от бортового комплекса ориентации, навигации и управления, а также от других различных систем ориентации [3].

В автоматическом режиме полета управление осуществляется по принципу «наведение – стабилизация». Модуль навигатора решает задачу наведения, т. е. вырабатывает команду наведения (включающую требуемое направление полета и текущее направление полета, вычисленное по сигналам систем ориентации, навигации и датчиков), которая транслируется «Автопилоту». Модуль «Автопилот» решает задачу стабилизации, т. е. обработки команды наведения и обеспечения устойчивости движения путем выработки команд управления ру-

левыми машинками алгоритмом автопилота. В случае превышения заданных порогов (по углам и угловым скоростям) подастся команда стабилизации режима горизонтального полета, вырабатываемая алгоритмом автопилота, как и в случае полуавтоматического управления. В автоматическом режиме на модуль навигатора ложится задача периодически проверять наличие связи по радиоканалу. В случае ее наличия модуль навигатора посылает данные телеметрии на землю. Основные функции САУ БЛА в полуавтоматическом и автоматическом режимах выполняет автопилот, реализующий законы управления по каналам тангажа, рыскания и крена. Полностью автоматическое управление БЛА возможно при наличии соответствующей требуемым условиям точности пилотирования информации о текущем положении БЛА в пространстве (включая и угловое), а также информации о заданном движении БЛА. Траекторное управление БЛА различного назначения может быть командным (по командам, поступающим извне), программным (траектория сформирована и задается на борту в виде временных зависимостей), адаптивным терминальным, при котором управление осуществляется для достижения конечного результата (при этом можно выполнять ряд ограничений). Кроме траекторного управления, как правило, осуществляются угловая стабилизация и управление угловым положением БЛА. Важнейшими задачами при создании такого управления БЛА являются; обеспечение устойчивости движения на всех режимах полета с учетом возможных возмущений, отклонений исходных данных; достижение точности реализации целевого назначения БЛА; обеспечение живучести управления при заданных отказах, вызванных внешним воздействием, в системе управления.

При полете в автоматическом режиме БЛА в ряде случаев должен летать на малых высотах с огибанием рельефа местности. Создание системы автоматического управления БЛА, ядром которой является бортовая аппаратура управления, возможно только при использовании в системе управления в качестве системы для оценки состояния БЛА интегрированной системы ориентации и настройки коэффициентов автопилота на конкретные режимы полета БЛА. Так, например, должны быть предусмотрены варианты выхода из критических режимов полета, в частности из критического крена, который может возникнуть вследствие порыва ветра при совершении маневра по развороту БЛА.

В современном бортовом комплексе ориентации, навигации и управления функцию измерения состояния системы выполняет бесплатформенная инерциальная навигационная система (БИНС). Имея в своем составе три акселерометра, три гироскопа, а также высотомер и трехосный магнитометр БИНС может сформировать навигационное решение по координатам и углам ориентации. Для повышения точности определения ориентации применяют комплексирование систем ориентации различного типа. Схема комплексирования навигационных данных от различных систем представлена на рис. 1 [4].

Рассмотрим подробнее каждый элемент схемы, изображенной на рис. 41. Основным элементом бортового навигационного комплекса, как было написано выше, является БИНС, который может выдавать следующие параметры:

- углы крена, курса, тангажа БЛА;
- ускорения по осям связанной системы координат;
- текущие координаты БЛА.

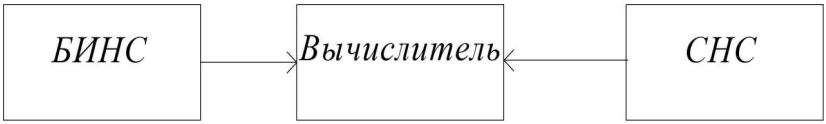


Рис. 4. Схема комплексирования навигационной информации от различных источников

Отдельно от бортового комплекса ориентации и навигации на БЛА поступает навигационная информация от СНС:

- координаты БЛА;
- северная и восточная составляющая скорости.

Изображенный на рис. 4 способ комплексирования повышает точность определения углов тангажа и крена, устраняет ошибку, обусловленную углом скольжения БЛА. В общем случае использование методов оптимальной фильтрации предполагает, что параметры стохастического описания возмущений и ошибок измерений известны точно. На практике, в случае неопределенности параметров, настройка фильтра производится на априорные модели возмущений и ошибок измерений, что приводит к потерям точности оценивания. В этом случае фильтр неправильно формирует точностную характеристику. Для повышения точности вектора состояния, вместе с фильтрацией разработан алгоритм нейросетевой аппроксимации произвольной плотности распределения вероятности [5].

Перспектива в разработке систем автоматического управления БЛА заключается в создании интеллектуальной авионики, имеющей программное обеспечение, способное при отказах каких-либо систем выбирать альтернативные алгоритмы управления для продолжения полета.

Библиографический список

1. Ганин С.В. Беспилотные летательные аппараты. СПб.: Невский бастион, 1999. 160 с.

2. Киричек Р. В. Метод обнаружения беспилотных летательных аппаратов на базе анализа трафика // Труды учебных заведений связи. 2016. № 1. С. 77–82.

3. Распопов В. Я. Микросистемная авионика. Тула: Гриф и К, 2010. 248 с.

4. Харин Е.Г. Комплексная обработка информации навигационных систем летательных аппаратов. Опыт многолетнего практического применения. М.: МАИ, 2002.

5. Круглов В.В. Нечеткая логика и искусственные нейронные сети. М.: Физматлит, 2001. 201 с.

УДК 621.396.969

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

МОДЕЛИРОВАНИЕ УЧЕТА ВЛИЯНИЯ ПОМЕХ ОТ ЗЕМЛИ НА ОЦЕНКУ СТЕПЕНИ ОПАСНОСТИ ОБЛАКОВ В БОРТОВОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ДОПЛЕРОВСКОЙ МЕТЕО РЛС[1]

При оценке опасности облаков степень их водности связывают с мощностью отраженных от них сигналов. Для самолетов малой авиации, летающих на небольшой высоте, высоким оказывается и уровень отраженных сигналов от подстилающей земной поверхности, которые приходят по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны. Они могут проявляться на индикаторе радара в виде ложных изображений облаков или завышать степень опасности облаков на пути полета. Для того чтобы оценить это влияние необходимо создать математическую модель, учитывающую параметры полета, диаграмму направленности антенны, длину волны излучения, период повторения импульсов и характеристики облачности. Приводятся соотношения, используемые для вычислений, позволяющие проводить анализ влияния помех от земной поверхности на правильность оценки опасности облаков в бортовой метеонавигационной РЛС.

Ключевые слова: многоканальный бортовой метеолокатор, степень опасности грозовых облаков, помехи от земли.

A.R. Bestugin, Dr. Sc. (Eng.), Professor
Yu.A. Novikova, PhD, Phys.-Math, Associate Professor
M.B. Ryzhikov, PhD, Sc., Tech, Associate Professor
I.A. Kirshina, PhD (Econ.), Associate Professor
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

SIMULATION OF ACCOUNTING FOR THE IMPACT OF CROUND CLUTTER ON THE CALCULATION OF HAZARD INDEX OF THE DEGREE OF DANGER OF CLOUDS IN THE ONBOARD PULSE DOPPLER WEATHER RADAR

When assessing the danger of clouds, the degree of their importance is associated with the power of the signals reflected from them. For small aircraft flying at low altitude, the level of reflected signals from the underlying earth's surface, which come from the side lobes of the antenna pattern, is also high. They can appear on the radar indicator in the form of false images of clouds or overestimate the degree of

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ, проект № 19-07-00205-а).

danger of clouds on the flight path. In order to evaluate this effect, it is necessary to create a mathematical model that takes into account the flight parameters, antenna pattern, radiation wavelength, pulse repetition period and cloud characteristics. Give correlations used for calculations, allowing analysis of the effect of interference from the earth's surface for correct evaluation of the risk of clouds in weather onboard radar.

Keywords: multichannel onboard weather radar, hazard assessment of storm clouds, ground clutter.

Введение

Для обеспечения безопасности полетов при полетах воздушных судов на малых высотах требуется заблаговременно предоставить экипажу корректную информацию о наличии по направлению пути опасных метеообразований. При этом на таких высотах полета появляются сильные помеховые сигналы, формирующиеся в процессе переотражения от подстилающей поверхности, которые негативным образом сказываются на результате радиолокационного обнаружения и оценку опасности, как грозовых облаков, так и турбулентности, и сдвига ветра. Особенно сильное влияние данные помехи оказывают на обеспечение безопасности полетов и на выборе курса при навигации воздушных судов малой авиации, где производится размещение антенн с небольшой апертурой. Это приводит к падению энергетического потенциала и ухудшению параметров излучения (уменьшение коэффициента усиления, рост уровня боковых лепестков), необходимых для обнаружения и определения степени опасности метеообразований.

Исследованию негативного влияния помех от земли посвящены работы [1,2]. В [1] представлена математическая модель, позволяющая оценивать лишь мощность отраженного сигнала в дискрете дальности. В [2] для компенсации помех предлагается использовать зондирование пространства на двух ортогональных поляризациях для сравнения отраженных сигналов и выделения из них сигналов, относящихся к меетообразованиям. Однако данный метод требует двукратного увеличения времени обзора пространства, что увеличивает в два раза задержку во времени от момента обнаружения опасного метеообразования до момента предупреждения пилота о наличии опасного метеообразования по пути полета.

Для разработки других способов компенсации, позволяющих уменьшить помехи от земной поверхности, в том числе за счет обработки сигналов в частотной области на плоскости «дальность-частота» в бортовых радиолокационных станциях, необходимо создать математическую модель для учета влияния помех на оценку опасности метеообразований, в том числе в частотной области.

I. Методика оценки радиолокационной отражаемости по мощности сигнала, которая сосредоточена в элементе разрешения основного луча

Опасность для полетов гроз базируется на косвенном измерении их водности, которая определяет радиолокационную отражаемость в объеме, занимаемом импульсом зондирования. Поскольку цель представляет собой объемно-протяженную область воздушного пространства, то для расчета ее ЭПР вводит-

ся понятие удельной эффективной площади рассеяния мощности (УЭПР) η всех частиц облака, находящихся в единице объема. Значение ЭПР равно произведению УЭПР и объема метеоцели [3]. УЭПР и ЭПР вычисляются по формулам:

$$\eta = \frac{\pi^5}{\lambda^4}|K|^2 Z,\ \sigma = \eta V.$$

где η – УЭПР метеоцели, м^2/м^3; V – объем метеоцели (равен элементу разрешения по дальности); Z – радиолокационная отражаемость (РЛО), мм^6/м^3, λ – длина волны зондирующего сигнала, м, $|K|^2$ – коэффициент, который можно определить исходя из того, что

$$K = \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2},$$

где ε – комплексная диэлектрическая проницаемость водной частицы. Часто единицей измерения Z называют мм^6/м^3. Когда определяют опасность метеообразований для полетов, то Z выражается в децибелах с обозначением дБZ [3]:

$$Z[\text{дБ}Z] = 10\lg\left(Z[\text{мм}^6/\text{м}^3]\right),$$

где запись вида $x[y]$ обозначает число единиц y в физической величине x. Опасными для полета считаются метеообразования с $Z > 40$ дБZ. Найдем значения множителя $|K|^2$ для жидкой воды на длине волны λ=3,2 см. Реальную и мнимую части комплексной диэлектрической проницаемости водной частицы можно вычислить по формулам [4]:

$$\operatorname{Re}\varepsilon = n0^2 + \frac{\varepsilon 0^2 - n0^2}{1 + \left(\frac{\lambda_s}{\lambda}\right)^2};\ \operatorname{Im}\varepsilon = \frac{\lambda_s}{\lambda}\frac{\varepsilon 0^2 - n0^2}{1 + \left(\frac{\lambda_s}{\lambda}\right)^2},$$

где ε0=80,8 – статическая диэлектрическая постоянная; $n0$=1,34 – оптический показатель преломления; λ_s =0,016 – длина волны скачка. Для λ=3,2 см значение $|K|^2$ приблизительно равно 0,93, что согласуется с результатами, приведенными в [5].

Уравнение радиолокации можно представить в виде

$$P_{\text{вх}} = \left(\frac{P_t}{4\pi R^2}G_t\right)\sigma\left(\frac{1}{4\pi R^2}\right)A\frac{1}{L}\Gamma,$$

где: P_t – импульсная мощность с выхода передатчика РЛС; G_t – коэффициент усиления антенны РЛС на излучение; R –расстояние до разрешаемого объема пространства, которое соответствует моменту возврата отраженного сигнала к приемнику РЛС; L – суммарные потери, кроме потерь в антенне, которые учтены в коэффициенте усиления; A – эффективная площадь антенны; Γ – коэффициент затухания сигнала на трассе распространения от РЛС до разрешаемого объема и обратно в воздушном пространстве.

Эффективная площадь антенны A связана с ее коэффициентом направленного действия

$$A = \frac{\lambda^2}{4\pi}G_t,$$

Учитывая это, представим уравнение радиолокации в виде

$$P_{\text{вх}} = \left(\frac{P_t}{(4\pi)^3 R^4} G_t \right) \sigma \frac{1}{L} \Gamma \lambda^2,$$

и подставим в него формулу для определения ЭПР метеоцели

$$P_{\text{вх}} = \left(\frac{P_t \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} G_t^2 \right) \eta V \frac{1}{L} \Gamma = \left(\frac{P_t \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} G_t^2 \right) \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 ZV \frac{1}{L} \Gamma = \frac{\pi^2 P_t}{64 R^4 \lambda^2} G_t^2 |K|^2 Z \frac{\Gamma}{L} V.$$

Разрешаемый (цилиндрический) объем определяем по формуле

$$V = S \Delta R = S \frac{c\tau_{\text{и}}}{2},$$

где S – площадь поперечного сечения, ΔR – протяженность элемента разрешения по дальности, определяемая длительностью зондирующего импульса $\tau_{\text{и}}$ и скоростью света c.

Представим площадь поперечного сечения через дальность до разрешаемого объема и угловые расходимости луча по азимуту $\Delta\beta$ и углу места $\Delta\varepsilon$

$$S = \frac{\pi R^2 \Delta\beta \Delta\varepsilon}{4}.$$

Подставляя полученные соотношения для определения разрешаемого объема в уравнение радиолокации, получаем мощность на входе приемника

$$P_{\text{вх}} == \frac{\pi^3 P_t \Delta\varepsilon \Delta\beta}{512 R^2 \lambda^2} G_t^2 |K|^2 Z \frac{\Gamma}{L} c\tau_{\text{и}}.$$

Поскольку мощность на входе приемника прямо пропорциональна Z, то для определения Z необходимо получить следующую оценку

$$Z = \frac{512 R^2 \lambda^4 P_{\text{вх}}}{\pi^3 P_t \Delta\varepsilon \Delta\beta} \frac{L}{G_t^2 |K|^2 c\tau_{\text{и}} \Gamma}.$$

Выражая дальность R через текущий номер элемента разрешения (n=0,1…M) по дальности и его протяженность $\Delta r = c\tau_{\text{и}}/2$ можно определить Z для элемента n

$$Z(n) = \frac{512 \left(\frac{c\tau_{\text{и}}}{2} (n + 0{,}5) \right)^2 \lambda^2 P_{\text{вх}}}{\pi^3 P_t \Delta\varepsilon \Delta\beta} \frac{L}{G_t^2 |K|^2 c\tau_{\text{и}} \Gamma} = \frac{128 c\tau_{\text{и}} (n + 0{,}5)^2 \lambda^2 P_{\text{вх}}}{\pi^3 P_t \Delta\varepsilon \Delta\beta} \frac{L}{G_t^2 |K|^2 \Gamma(n)}.$$

По значению радиолокационной отражаемости определяют коэффициент затухания в текущем разрешаемом РЛС объеме, и вычисляют суммарное затухание по всем экспериментально измеренным данным на трассе. Для вычисления коэффициента затухания $L_{\text{р}}$(дБ)=$c1(Z)^{c2}$, где $c1$, $c2$ – числовые коэффициенты, которые определяются по экспериментальным данным [6].

II. Моделирование поля радиолокационной отражаемости метеообразований

Для моделирования вертикального профиля опасной для полета метеообласти был использован профиль распределения значений радиолокационной отражаемости (заданной в дБZ) грозового облака по высоте в приповерхностном слое атмосферы: $Z=F(h)$, полученный по результатам экспериментального измерения наземной РЛС [7] и представленный на рисунке 1. Отметим, что при $h \le 0$ значение $Z=0$. Для моделирования эллиптического горизонтального профиля опасной метеообласти были использованы характерные для грозового облака большие полуоси в Wx=3 км и Wy=3,5 км. Трехмерное поле радиолокационной отражаемости задавалось следующим образом

$$Z = \frac{F(h)}{B} \exp\left(\frac{-1}{2\left(1-\cos^2\phi\right)} \left(\frac{\left(x-x_0\right)^2}{Wx} + \frac{\left(y-y_0\right)^2}{Wy} - \frac{2\left(x-x_0\right)\left(y-y_0\right)\cos\phi}{WxWy} \right) \right),$$

где $F(h)$ – распределение по высоте, равное нулю при высоте меньше нуля; x, y – соответствующие северная и западная координаты земной системы координат, м; x_0, y_0 – координаты центра метеообласти, м; φ – угол поворота эллиптического горизонтального профиля метеообласти по отношению к началу координат, B – корректирующий множитель, определяющий значение максимальной радиолокационной отражаемости.

Рис. 1. График зависимости радиолокационной отражаемости от высоты при наличии грозового облака

Максимум значений РЛО наблюдается наиболее часто на высотах полета от 1 до 3 км, то есть как раз самолеты малой авиации подвергаются наибольшей опасности. В качестве первой моделируемой метеообласти было выбрано типичное грозовое облако, размеры которого описаны выше, а координаты центра составляли x_0=3 км, y_0=17 км. На рисунке 2 представлено горизонтальное распределение радиолокационной отражаемости на высоте 2 км.

Для черно-белого отображения была использована следующая кодировка цветов для выделения опасных областей: $Z<20$ дБZ – белый, 20 дБ$Z<Z<30$ дБZ – светло-серый, 30дБ$Z<Z<40$ дБZ – темно-серый и черный цвет для $Z>40$ дБZ (когда метео считается опасным).

Оценка значения измеряемой РЛО в разрешаемом РЛС объеме производилась посредством усреднения заданных значений Z в текущем элементе разрешения, взятых в крайних точках разрешаемого объема и в его центре, в ближнем, центральном и дальнем сечениях.

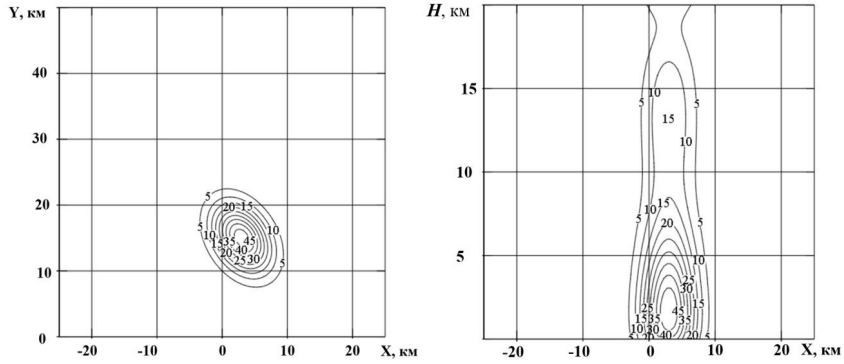


Рис. 2. Распределение заданной радиолокационной отражаемости в пространстве (по горизонтали на высоте 2 км) и по вертикали (при $y_0 = 17$ км)

III. Оценка мощности помех от подстилающей поверхности в элементе разрешения на плоскости дальность-частота

Моделирование помехи от земли производилось посредством задания карты помех на земной поверхности в виде функции $y(x,y)$, представляющей собой распределение УЭПР земли в виде

$$Fg(x,y)=\begin{cases}\gamma_tr \text{ при } \dfrac{(x-xg_0)^2}{Gx^2}+\dfrac{(y-yg_0)^2}{Gy^2}\geq 1\\ \gamma_g\exp\left[-\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{(x-xg_0)^2}{Gx^2}+\dfrac{(y-yg_0)^2}{Gy^2}\right)\right] \text{ при } \dfrac{(x-xg_0)^2}{Gx^2}+\dfrac{(y-yg_0)^2}{Gy^2}<1\end{cases},$$

где γ_tr – УЭПР травы, дБ; γ_g – УЭПР городской застройки, дБ; xg_0, yg_0 – координаты центра моделируемой городской застройки эллиптического вида, м; Gx, Gy – размеры соответствующих полуосей эллипса, м.

Для определения математического ожидания мощности отраженного сигнала от земной поверхности в дискрете дальности и частотном фильтре, где

оцениваются параметры метеообразования, используем следующую методику. Рассмотрим в частном случае задачу зондирования по линии пути ЛА. Геометрическую постановку задачи проиллюстрируем рис. 3.

Выделим на земной поверхности произвольное полукольцо дальности (отмечено серым цветом на рис.3), которое соответствует элементу разрешения по линии пути ЛА (выделен серым цветом на оси 0*X*), в котором производится оценка опасности. Номер дискрета дальности для данного элемента разрешения, определяется по соотношению $nd_1 = \text{round}\left(R/\Delta R\right)$, где round – функция округления до ближайшего целого, R – текущая дальность, ΔR – размер дискрета дальности $\Delta R = 0{,}5ct_{\text{имп}}$, c – скорость света, $t_{\text{имп}}$ – длительность зондирующего импульса.

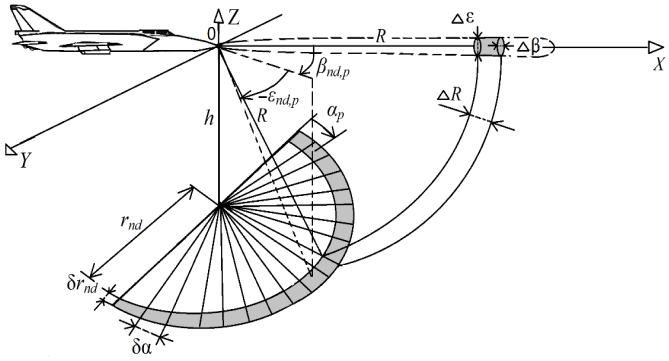


Рис. 3. Геометрическая постановка задачи

Период зондирования выбирается в зависимости от режима работы МНРЛС. Максимальный отраженный сигнал по боковым лепесткам будет получен при самом малом периоде повторения импульсов, поскольку отраженные сигналы приходят и с дальностей, расположенных через период зондирования. Для режимов «Турбулентность» и «Сдвиг ветра» период повторения импульсов $T_{\text{п}}$ выбирается так, чтобы получить оценку скорости ветра в однозначном интервале измерения $\Delta V_{\text{в}} = \pm\dfrac{0{,}25\lambda}{T_{\text{п}}}$. Современные МНРЛС определяют скорость ветра в пределах ± 30 м/с, что для *X*-диапазона длин волн дает период $T_{\text{п}}=5\cdot10^{-4}$ с и однозначно измеряемую дальность $R_{\text{одн}}$=75 км [8]. Для моделирования рекомендуется использовать модель, в которой земная поверхность располагается в диапазоне дальностей от высоты полета носителя РЛС (h) до дальности «успокоения фона земли» ($x_{\max}=y_{\max}=R_{\text{ф}}\approx225$ км). Соответствующие этим отраженным от земной поверхности сигналам номера дискретов дальности, определяются по соотношению:

$$nd = nd_1 + w\left(0{,}5cT_{\text{п}}\right)/\Delta R \text{ (при выполнении условия } h \le \left(nd\Delta R\right) \le R_{\text{ф}});$$

$$w = -\text{round}\left(R_{\text{ф}}/\Delta R\right) \text{ ... } \text{round}\left(R_{\text{ф}}/\Delta R\right).$$

Ближние границы полуколец дальности, которые располагаются в плоскости «земной» поверхности для выбранных номеров *nd*, определяются по соотношению $r_{nd} = \sqrt{(nd\Delta R)^2 - h^2}$. Протяженность «полукольца» дальности на земной поверхности $\delta r_{nd} = \Delta R / \cos\left(\operatorname{arctg}\left(\frac{h}{r_{nd}}\right)\right)$, а дальность до центров «полуколец» дальности составит $R_{nd} = r_{nd} + 0{,}5\delta r_{nd}$. Разобьем все «полукольца» дальности на горизонтальной земле на сектора (рис.3). Для этого разделим каждое полукольцо лучами (число лучей равно *M*), начинающимися в точке проекции местоположения ЛА на земную поверхность и расположенные через одинаковое угловое расстояние δα. Каждому ограниченному лучами на полукольце участку соответствуют свои углы облучения в системе координат антенны: азимут – угол места (β и ε соответственно). При полете ЛА без крена и тангажа, участки, расположенные симметрично от линии пути, формируют отраженные сигналы с одинаковой доплеровской частотой $F_д$, так как $F_д = 2V_{ла}\cos\beta\cos\varepsilon/\lambda$.

Если провести моделирование помех от участков поверхности земли, расположенных справа от линии пути (проекции оси *X* на плоскость, лежащую на земной поверхности), то значение мощности, полученное в конкретном дискрете и фильтре, достаточно умножить на два, чтобы учесть и отражение сигналов от участков земли, расположенных слева от линии пути. Координаты центров секторов в координатной системе, связанной с точкой подвеса АР МНРЛС, записываются в виде:

$$X_{nd,p} = R_{nd}\cos(\alpha_p);\ Y_{nd,p} = R_{nd}\sin(\alpha_p);\ Z = -h;$$

$$\alpha_p = 0{,}5\pi - p\delta\alpha;\quad \delta\alpha = 0{,}5\pi/M;\quad p = 0, 1...M.$$

Они позволяют вычислить азимуты и углы места, под которыми наблюдаются участки земной поверхности, в системе координат антенны

$$\beta_{nd,p} = \operatorname{arctg}(Y_{nd,p} / X_{nd,p});\ \varepsilon_{nd,p} = \operatorname{arctg}(Z / R_{nd})\ .$$

Длина стороны участка поперек направления радиус-вектора, начинающегося из точки проекции местоположения ЛА на поверхность земли и проходящего через центр участка, составляет $R_{nd}\delta\alpha$ а вдоль радиус-вектора – δr_{nd}. Искомая площадь участка S_{nd} равна их произведению ($S_{nd} = R_{nd}\delta\alpha\ \delta r_{nd}$). Зная площадь участка в горизонтальной плоскости и задавая удельную ЭПР ($\gamma(X_{nd,p};Y_{nd,p})$), можно вычислить ЭПР площадки, которая представляет собой проекцию горизонтальной площадки на направление на МНРЛС. Из экспериментальных исследований [5] известно, что зависимость удельной ЭПР от угла падения θ может быть разной от типа поверхности, но находится в пределах от закона диффузного рассеяния радиоволн $\gamma(\theta)=\gamma\sin(\theta)$ до независимой модели от угла падения $\gamma(\theta)=\gamma$. Выберем усредненную (среднее геометрическое) модель отражения. Тогда ЭПР в направлении на МНРЛС определяется как

$$\Omega_{nd} = \gamma\left(X_{nd,p}, Y_{nd,p}\right)\sin\left(\operatorname{arctg}\left(\frac{h}{R_{nd}}\right)\right)^{1,5} S_{nd}.$$

Оценку мощности, получаемой от одного участка на земной поверхности можно получить по формуле [8]:

$$P_{nd,p} = \frac{P_c G^2 D_\Sigma^2\left(\beta_{nd,p};\varepsilon_{nd,p}\right)\,\lambda^2\Omega_{nd}}{\left(4\pi\right)^3\left(R_{nd}\right)^4},$$

где $D_\Sigma(\beta_{nd,p};\varepsilon_{nd,p})$ – функция, формирующая значение нормированной ДН антенны в направлении на участок земной поверхности.

Частота отраженного сигнала зависит от соотношения между доплеровской частотой отраженного сигнала $F_д$ и частотой повторения импульсов $F_п$. Учитывая, что для выделенного участка частота Доплера составит

$$F_{Д_{nd,p}} = 2V_{ла}\cos\left(\beta_{nd,p}\right)\cos\left(\varepsilon_{nd,p}\right)/\lambda,$$

то частоту отраженного сигнала после выполнения быстрого преобразования Фурье (БПФ) можно найти по соотношению

$$F_{nd,p} = F_{Д_{nd,p}} - F_п\,\mathrm{round}\left(F_{Д_{nd,p}}/F_п\right).$$

Таким образом, перебирая все кратные периоду дальности номера дискретов *nd* и участки *p,* можно найти значения мощности в каждом фильтре для дискрета nd_1, используя проверку на попадание частоты $F_{nd,p}$ в фильтр с номером *nf*

$$P_{nf,nd_1} = \sum_{nd}\sum_{p} P_{nd,p}\ \text{, если}\ \ \delta F nf \le F_{nf} < \delta F\left(nf+1\right),$$

δF – ширина одного фильтра, равная $\delta F = F_п/N_{бпф}$, где $N_{бпф}$ – база БПФ. Математическое ожидание мощности помехи от земли в одном фильтре определяется по формуле:

$$\bar{P}_з\left(nd_1\right) = \frac{1}{nf_{макс}+1}\sum_{nf=1}^{nf_{макс}} P_{nf,nd_1}, \qquad (2)$$

где $nf_{макс}$ – максимальный номер фильтра, который занят помехой от земной поверхности при визировании вдоль линии пути.

IV. Результаты моделирования влияния наличия помех от подстилающей поверхности на обнаружение опасных метеообразований

В качестве первой моделируемой метеообласти было выбрано типичное грозовое облако, размеры которого описаны выше, а координаты центра составляли x_0=3 км, y_0=17 км. В качестве второй моделируемой метеообласти было выбрано протяженное облако, максимальное значение *Z* которого не превышало 24 дБ, а для моделирования использовались следующие параметры: *Wx* =17 км, *Wy* =14 км, x_0=3 км, y_0=17 км. Для моделирования помехи от земной поверхности использовались следующие значения: γ_*tr* = –18 дБ, γ_*g* = 0 дБ, xg_0=10 км, yg_0 =25 км, *G_x* =5 км, *G_y* =5 км.

На рис. 4–7 представлены результаты моделирования радиолокационных изображений на индикаторе метео РЛС в режиме обнаружения грозовых обла-

ков как при отсутствии помех от земной поверхности (на рис. 4 и рис. 6 случаев грозового и протяженного кучевого облака), так и при наличии помех – на рис. 5 и 7 соответственно. Темные области вначале каждого индикатора соответствуют области альтиметровых отражений от земли и представляют собой ложные области, не относящиеся к отражениям от метеообразований.

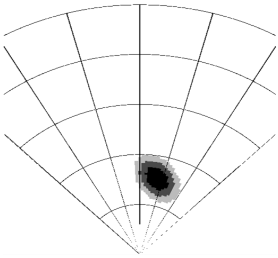


Рис. 4. Распределение РЛО (только грозовое облако)

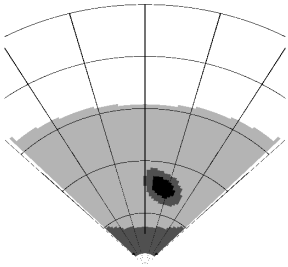


Рис. 5. Распределение РЛО с помехой от земли (грозовое облако)

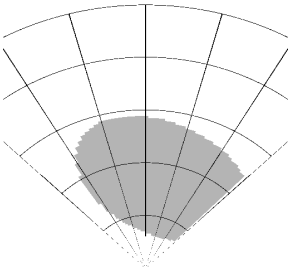


Рис. 6 Распределение РЛО для протяженного облака

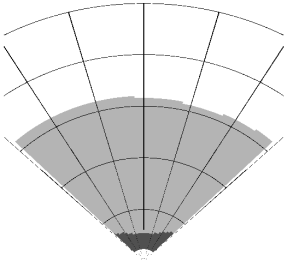


Рис. 7. Распределение РЛО в режимес помехой от земли (протяженное облако)

Заключение

Представленная математическая модель включает в себя как описание оценки опасности облаков по мощности радиолокационных сигналов, отраженных от грозовых облаков и помех от подстилающей поверхности. Она позволяет сформировать указанные сигналы и пассивные помехи и анализировать их суммарный уровень не только по мощности в каждом отдельном дискрете, но и во всех частотных фильтрах, относящихся к данному дискрету дальности. При их формировании можно изменять как интенсивность и месторасположение облаков в пространстве, задавать распределение удельной ЭПР от земной поверхности, в том числе с включением области с повышенной ЭПР, имитирующей наличие области городской застройки (здание аэропорта, ангарные помещения) на фоне травы или мелких кустарников, то есть условную зону аэропор-

та для взлета и посадки. Представлены результаты моделирования, показывающие, что на радиолокационном изображении, начиная с дальности, которая соответствует высоте полета, всегда наблюдается полоса сильных мешающих отражений от земной поверхности. При этом в случае наличия отражений соответствующих травяному покрову и мелким кустарникам данные отражения на высоте свыше 2 км не приводят к появлению ложных метеообластей с Z>40 дБZ. Однако, при наличии слабого облака с радиолокационной Z которая не превышает 24дБ, оно полностью маскируется отражениями от земной поверхности. В указанном случае необходима разработка алгоритмов фильтрации мешающих отражений от земной поверхности, оценку эффективности которых можно произвести с использованием предложенной математической модели.

Библиографический список

1. Abdenasser D., Boualem H. Mapping of weather radar ground clutter using the digital elevation model // Signal & Image Processing: An International Journal (SIPIJ) Vol. 3. No.4. August 2012. Pp. 135-151.

2. Golbon-Haghighi M., Zhang G., Li Y. and Doviak R. Detection of Ground Clutter from Weather Radar Using a Dual-Polarization and Dual-Scan Method // Atmosphere 2016, 7(6). Pp. 83-89.

3. Bech J., Chau J.L. Doppler Radar Observations – Weather Radar, Wind Profiler, Ionospheric Radar, and Other Advanced Applications. InTech, 2012. 470 p.

4. Красюк В.Н., Оводенко А.А., Бестугин А.Р., Рыжиков М.Б. Нагревостойкие антенны космических и гиперзвуковых летательных аппаратов: в 3 т. Т. 3: Космические радиолинии. Спб. : Политехника, 2016. 748 с.

5. Степаненко В.Д., Гальперин С.М. Радиотехнические методы исследования гроз. Л.: Гидрометеоиздат, 1983. 204 с.

6. RTCA DO-220, Minimum Operational Performance Standards for Airborne Weather Radar Systems / Radio Technical Commission for Aeronautics, US, Washington, DC, August 2018.

7. Houze R. A. Cloud Dynamics. Academic Press, London. UK. 1993. 573 p.

8. Бестугин А.Р., Новикова Ю.А., Рыжиков М.Б. Выбор диапазона частот в бортовом метеорадаре с режимом поиска областей для обеспечения визуальной посадки и ориентирования // Радиопромышленность. №3. 2018. С. 8-17.

УДК 621.391.82:621.396.677:51-74

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

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ОПТИМИЗАЦИИ МИКРОВОЛНОВОЙ АНТЕННЫ С УЧЕТОМ ВНЕШНИХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

Проведено исследование возможностей оптимизации микроволновой антенны по минимуму боковых лепестков ее диаграммы направленности с использованием математической модели. Разработан критерий оптимизации микроволновой антенны**,** работающей в условиях внешних электромагнитных воздействий, в рамках ее математического синтеза. Предложен алгоритм решения задачи оптимизации такой антенны.

Ключевые слова: микроволновая антенна, внешние воздействия, оптимизация, математическая модель, диаграмма направленности, алгоритм.

A.R. Bestugin*,* Dr. Sc. (Eng.), Professor
A.N. Yakimov*,* Dr. Sc. (Eng.), Professor
I.A. Kirshina*,* PhD (Econ.), Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

RESEARCH OF POSSIBILITIES OF OPTIMIZATION OF THE MICROWAVE ANTENNA TAKING INTO ACCOUNT EXTERNAL ELECTROMAGNETIC ACTIONS

A study of the possibilities of optimizing the microwave antenna to the minimum side lobes of its radiation pattern using a mathematical model. The criterion of optimization of the microwave antenna working in the conditions of external electromagnetic actions within its mathematical synthesis is developed. An algorithm for solving the problem of optimizing such an antenna is proposed.

Keywords: microwave antenna, external actions, optimization, mathematical model, radiation pattern, algorithm.

Введение

При решении задачи синтеза антенн для радиолокации и связи нет необходимости требовать единственности решения. Если несколько амплитудно-фазовых распределений возбуждения с приемлемой точностью обеспечивают заданную диаграмму направленности (ДН), то необходимо по какому-либо признаку выбрать из них оптимальное. Оптимизация антенны, заключается в анализе чувствительности характеристик антенны к изменению ее параметров и изменении отдельных параметров этой антенны для достижения характеристик, оптимальных по какому-либо критерию, то в зависимости от функционального назначения критерии оптимизации могут быть различными.

В качестве критерия оптимизации можно выбирать, например, достижение наименьшей ширины главного лепестка ДН при заданном уровне боковых лепестков (УБЛ), или достижение минимального УБЛ при заданной ширине главного лепестка ДН, или достижение максимально возможного коэффициента направленного действия (КНД) в заданном секторе углов и т. п. Пользуясь этими критериями, можно добиться наилучшего в указанном смысле конструкторского решения проектируемой антенны [1].

Необходимость снижения УБЛ ДН антенны для повышения помехозащищенности этой антенны и радиотехнической системы (РТС) в целом приводит к решению задачи математического синтеза ДН с малым уровнем боковых лепестков. В силу некорректности задачи синтеза антенны с заданными параметрами, может рассматриваться только возможность ее решения с заданной степенью приближения [2].

Построение модели излучения антенны

Так как для большинства практически полезных ДН антенны амплитудно-фазовое распределение излучающих источников не может быть получено точными методами, с развитием вычислительной техники заметное место занимают численные методы [3, 4].

Решение прямой задачи (задачи анализа) о нахождении по амплитудно-фазовому распределению источников излучения в антенне ее ДН более просто, чем обратной (задачи синтеза), так как конечность размеров антенны и ее распределения источников однозначно определяет ДН в пределах от $-\infty$ до ∞. Однако физически реализуемому диапазону углов прихода электромагнитной волны соответствует лишь часть ДН, расположенная в интервале $-\pi(l/\lambda) \le z \le \pi(l/\lambda)$, где $z = \pi(l/\lambda)\sin\varphi$; l – линейный размер антенны; λ – длина электромагнитной волны в свободном пространстве; φ – угол относительно оси излучения антенны. При этом $-1 \le \sin\varphi \le 1$. Часть ДН, расположенная вне указанного интервала, соответствует комплексным углам и ее называют “невидимой” [5].

Аналитические выражения, устанавливающие соответствие между ДН антенны и амплитудно-фазовым распределением источников излучения в ней, получены лишь для ограниченного числа случаев и приведены в литературе по антенной технике. Например, если требуется сформировать ДН с максимальным УБЛ, равным –24 дБ, можно воспользоваться амплитудным распределением источников излучения косинусного типа. При этом возбуждение источников считается синфазным.

Первая степень такого распределения описывается выражением $f(x) = A_0 \cos(\pi x / l)$, для которого ДН [1]

$$R(u) = \frac{\cos u}{u^2 - (\pi/2)^2}, \qquad (1)$$

где $u = \pi (l/\lambda) \sin\varphi$; x – координата текущей точки антенны вдоль оси декартовой системы координат; A_0 – нормирующий коэффициент, а максимальный УБЛ равен –23 дБ.

Вторая степень распределения

$$f(x) = A_0 \cos^2(\pi x / l)$$

позволяет сформировать ДН

$$R(u) = \frac{\sin u}{u\,(u^2 - \pi^2)} \qquad (2)$$

с максимальным УБЛ, равным –32 дБ.

Таким образом, первая степень косинуса дает боковые лепестки ДН больше, чем требуется, а вторая – значительно меньше. Если учесть, что при этом расширяется ДН и уменьшается коэффициент усиления, такое значительное уменьшение УБЛ не представляется целесообразным. Достижение требуемой ширины ДН потребует значительного увеличения габаритных размеров антенны. В результате, ставится задача получения ДН с максимальным УБЛ, близким к –24 дБ.

Решить эту задачу можно с использованием амплитудного распределения источников излучения вида

$$f(x) = A_0 \cos^n(\pi x / l), \qquad (3)$$

где n – показатель степени.

С учетом того, что $y=2x/l$, выражение (3) преобразуется к виду

$$f(y) = A_0 \cos^n(\pi y / 2). \qquad (4)$$

Аналитически получить формулу для расчета ДН при произвольном n амплитудного распределения источников излучения получить нельзя, поэтому следует использовать методы численного интегрирования для решения уравнения, описывающего эту ДН:

$$R(z) = \int_{-1}^{1} f(y) e^{iyz} dy. \qquad (5)$$

Для определения показателя степени n, соответствующего требуемому УБЛ ДН, необходимо последовательно для каждого дробного значения n рассчитать амплитудную ДН антенны $|R(z)| = |R(\varphi)|$ с параметрами, наиболее близкими к требуемым [6].

Результаты исследования и оптимизации

Использование численного интегрирования методом Симпсона для расчета $|R(z)|$ по формулам (4) и (5) позволило получить следующие результаты. Зависимости ширины ДН $2\varphi_{0,5}$ на уровне половинной мощности (–3 дБ) и максимальный УБЛ лепестков ДН F_{MSL} антенны с размерами l/λ зависят от показателя степени n функции амплитудного распределения источников излучения $f(y)$ представлены на рис. 1 кривыми *1* и *2* соответственно.

Из полученных зависимостей видно, что при изменении показателя степени n от 0 до 4 ширина ДН на уровне –3 дБ увеличивается с $2{,}2^0$ до $4{,}5^0$ (приблизительно в 2 раза), а максимальный УБЛ лепестков снижается с –13,5 дБ

до величины –47 дБ. При этом максимальному УБЛ, равному в поставленной задаче –24 дБ, при этом соответствует степень $n = 1{,}1$ и ширина ДН $2\varphi_{0,5} = 3^0$. Степени $n = 2$ при этом соответствует ширина ДН $2\varphi_{0,5} = 3{,}5^0$ и максимальный УБЛ, равный –32 дБ. Таким образом, выбор степени $n = 1{,}1$ позволяет по сравнению с $n = 2$ обеспечить требуемый уровень бокового излучения антенны с заданной шириной ДН при меньших габаритных размерах.

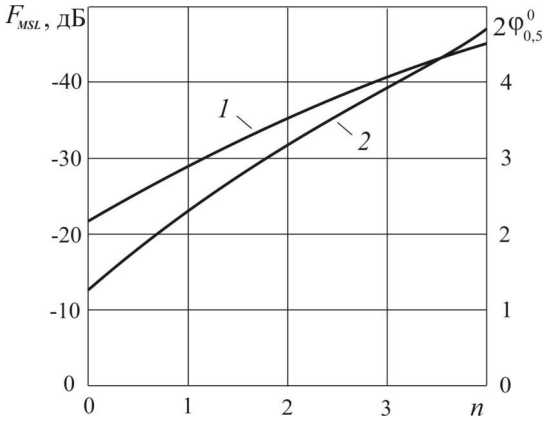


Рис. 1. Зависимость параметров ДН от степени n функции, описывающей амплитудное распределение источников излучения

Поставленная задача может быть решена с использованием и других функций, описывающих амплитудные распределения источников излучения. Так, например, анализ известных выражений [1]

$$f(x) = \Delta + (1 - \Delta)\cos^2(\pi x / l) \tag{6}$$

и

$$f(x) = \Delta + (1 - \Delta)\cos(\pi x / l), \tag{7}$$

описывающих амплитудные распределения источников излучения в виде кривых косинусного типа на пьедестале Δ, и расчет формируемых ими ДН по формуле (5) методом Симпсона показали следующее.

Анализ расчетных данных позволил получить зависимость ширины ДН антенны $2\varphi_{0,5}$ на уровне –3 дБ от максимального УБЛ F_{MSL} при заданных габаритных размерах антенны $l/\lambda = 24$. Полученные зависимости для амплитудных распределений, описываемых выражениями (4), (6) и (7), показаны на рис 2. кривыми *1*, *2* и *3* соответственно.

При заданных габаритных размерах антенны $F_{MSL} = 24$ амплитудное распределение источников излучения, рассчитанное по выражению (6) при $\Delta = 0{,}4$ формирует ДН с максимальным УБЛ $F_{MSL} = -24$ дБ и шириной ДН на уровне

–3 дБ $2\varphi_{0,5}= 2{,}5^0$, т. е. ДН получается приблизительно в 1,2 раза уже, чем при распределении, описываемом выражением (4) при $n = 1{,}1$. Таким образом, использование распределения, описываемого выражением (6), позволяет сформировать требуемую ДН при габаритных размерах антенны приблизительно в 1,2 раза меньших, чем при использовании распределения, рассчитанного по выражению (4). При этом в качестве критерия оптимизации микроволновой антенны**,** работающей в условиях внешних электромагнитных воздействий, в рамках ее математического синтеза может быть предложено достижение минимального УБЛ ДН при заданной ширине ее главного лепестка.

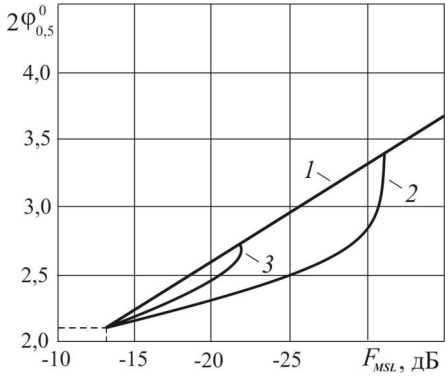


Рис. 2. Зависимости, устанавливающие связь между шириной ДН $2\varphi_{0,5}$ и F_{MSL}, для различных распределений поля в антенне

С учетом полученных результатов, для достижения оптимальности антенны по предложенному критерию можно рекомендовать следующий алгоритм: сначала выбирается наиболее эффективное распределение источников излучения, формирующее ДН с требуемым F_{MSL}, далее выбираются и изменяются управляющие параметры этого распределения для достижения заданной ширины ДН.

Выводы

Распределения, рассчитанные по выражениям (6) и (7) оказываются эффективнее распределения, описываемого выражением (4) на интервале от –13 дБ до –32 дБ и от –13 дБ до –23 дБ соответственно. Однако распределение поля, описываемое выражением (4), эффективнее двух других при необходимости формирования ДН с максимальным УБЛ менее –32 дБ.

Таким образом, появляется возможность оптимизации конструкции антенны нахождением более точных математических решений для решения задачи создания микроволновой антенны с заданной ДН и коррекции конструкторских разработок в соответствии с этими решениями.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского Фонда Фундаментальных Исследований (РФФИ), проекты № 17-07-00005 А, №18-07-00110 А.

Библиографический список

1. Кюн Р. Микроволновые антенны [пер. с нем.] Л.: Судостроение, 1967. 518 с.

2. Бестугин А.Р., Киршина И.А., Неробеев А.В., Якимов А.Н. Оценка помехозащищенности микроволновой антенны методом математического моделирования // Радиотехника. 2017. №5. С. 32-37.

3. Зелкин Е.Г., Кравченко В.Ф. Задачи синтеза антенн и новые методы их решения. Кн. 1. М.: ИПРЖР, 2002. 72 с.

4. Калиткин Н.Н. Численные методы. СПб.: БХВ-Петербург, 2014. 592 с.

5. Yakimov A.N. Computer synthesis of antennas // Measurement Techniques. 1996. Vol. 39. No. 6. Pp. 613-616.

6. Якимов А.Н. Оптимизация амплитудных распределений источников возбуждения антенны / Цифровые модели в проектировании и производстве РЭС. Сб. науч. тр. Пенза: Пенз. гос. ун-т, 2000. Вып. 10. С. 8-10.

УДК 004.932.2:621.396.96

М.И. Богачев,*** кандидат технических наук, доцент
О.А. Маркелов*, кандидат технических наук, доцент
В.Ю. Волков*,* доктор технических наук, профессор
*Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
**Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

АДАПТИВНАЯ СЕЛЕКЦИЯ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ МНОГОПОРОГОВОЙ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ[1]

Рассмотрена методика адаптивной селекции объектов на изображениях на основании результатов многопороговой обработки. Особенностью методики является использование информации о свойствах селектируемого объекта при различных значениях порога и выборе оптимального порога на основании критерия, учитывающего геометрические свойства объекта. Получены и опробованы алгоритмы многопороговой селекции объектов по масштабно-инвариантным геометрическим критериям, таким как коэффициент удлинения периметра объекта и коэффициент удлинения главной оси описывающего эллипса. Используемые признаки различаются для круглых и удлиненных объектов и обеспечивают инвариантность характеристик при изменениях масштаба изображения. Представлены результаты обработки модельных и реальных изображений.

Ключевые слова: многопороговая обработка, селекция объектов, адаптивный порог, критерии оптимизации.

M.I. Bogachev,* PhD, Leading Researcher
O.A. Markelov,* PhD, Associate professor
V.Yu. Volkov**, DSc, Full Professor
*St. Petersburg Electrotechnical University “LETI” named V.I. Ulyanov (Lenin)
**St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ADAPTIVE OBJECT SELECTION BASED ON MULTITHRESHOLD IMAGE PROCESSING

Adaptive object selection technique based on the results of multi-threshold image processing is considered. The keynote feature of the proposed approach is the use of information about the properties of the selected object(s) at multiple threshold values *a posteriori* to find an optimal threshold based on the criterion that takes into account the geometric properties of the object. Multi-threshold object selection algorithms based several scale-invariant geometric criteria such as the object perimeter elongation coefficient and the elongation coefficient of the main axis are implemented and validated. The suggested characteristics help to distinguish between compact

[1] Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда (исследовательский проект № 16-19-00172).

and elongated objects while remaining invariant to the image scale. The results for both synthetic and observational imagery obtained by remote sensing equipment are used for validation purposes.

Keywords: multi-threshold processing, object selection, adaptive threshold, optimization criteria.

Введение

В теории и практике распознавания объектов на изображениях в системах дистанционного зондирования, технического зрения и при обработке данных используются два основных подхода. Если интенсивности пикселов объектов интереса в основном выше интенсивностей фоновых пикселов, то общепринятым методом является подход с использованием глобального порога. Среди классических методов определения оптимального значения глобального порога следует в первую очередь упомянуть метод Отсу, работающий в довольно общих условиях [1]. В практических сценариях объекты интереса размыты, а фон неоднороден и зашумлен, что в случае глобального порога приводит к существенно перекрывающимся распределениям интенсивности и как следствие к неизбежным ошибкам.

В идеале для каждого объекта интереса требуется свое значение порога, и такие локальные пороги возможно сформировать при использовании локальных (движущихся – «moving» или «gliding») окон, которые несколько превышают размеры объектов интереса, и в пределах которых фон считается однородным [2]. При этом необходимо задать контролируемую область (связанную с размерами ожидаемого объекта) и опорную (фоновую) область, которая располагается вблизи контролируемой и используется для формирования адаптивного порога. Такие окна широко внедрялись в практику обработки одномерных радиолокационных сигналов в целях обнаружения точечных целей. Оконные методы требуют априорного знания размеров объектов интереса. В случае несогласованности контролируемой области с размерами объекта интереса возникают потери, что влечет использование разных окон для разных объектов. Кроме того, использование фонового окна приводит к потере разрешающей способности по близким объектам, и к подавлению одного объекта соседними, которые попадают в область фонового окна.

Альтернативные подходы возможны с использованием многопороговой обработки [3-7]. При достаточно малых уровнях квантования порогов набор получающихся бинарных слоев сохраняет всю информацию, которая содержалась в исходном изображении. В то же время каждый бинарный слой легко подвергается морфологической обработке при относительно небольших вычислительных затратах. Исторически первыми развивались методы независимой обработки каждого бинарного слоя в целях селекции объектов по заданным признакам [8, 9].

Предлагаемый подход предусматривает установку для каждой категории объектов интереса своего значения порога, который выбирается по определенному критерию. При этом для описания категории объектов можно использовать различные параметры, например, площадь объекта, его ориентацию, или инвариантные характеристики, такие как отношение квадрата периметра к площади, коэффициент сжатия эллипса, а также другие геометрические

или текстурные характеристики [10]. На каждом двоичном слое производится селекция объектов, удовлетворяющих заданным свойствам, и порог бинаризации для каждого из таких объектов устанавливается индивидуально, исходя из принятого критерия оптимизации. Предложенный алгоритм нетрудно автоматизировать, что приводит к адаптивным методам установки локального порога на уровне каждого отселектированного объекта.

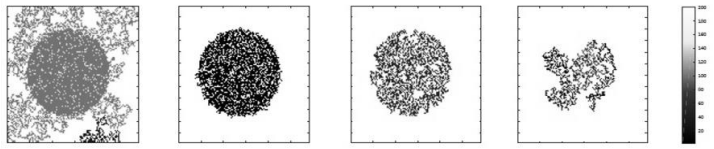
Адаптивная селекция объектов по геометрическим признакам

Среди различных практических задач, которые можно решить с использованием многопороговой обработки, важной является *адаптивная пороговая сегментация*. В этом случае каждый пиксел будет отнесен только к одному объекту. Для каждого выбранного объекта, который охватывает несколько двоичных слоев в трехмерном представлении, оптимальный порог T_{opt}, соответствующий слою с его лучшим плоским представлением, может быть выбран по различным геометрическим или текстурным критериям. Таким критерием может быть площадь или диапазон площадей селектируемых объектов. Он эффективен в случае селекции множества однотипных объектов, когда можно ограничиться единственным глобальным порогом. Неудобство его использования связано с необходимостью задания абсолютных значений площади в пикселах.

В других случаях площадь неизвестна, может различаться для разных объектов, и требуется селекция по форме. Геометрическим инвариантом является *коэффициент удлинения периметра* $P_S = P^2/4\pi S$, где P – периметр объекта, S – его площадь. Этот коэффициент является *мерой компактности* области. Другим геометрическим инвариантом, который также характеризует компактность, служит *коэффициент удлинения главной оси* L описывающего эллипса $P_L = \pi L^2/4S$. Эти меры равны единице для объектов в форме круга, и возрастают при наличии удлинения в форме. Если объекты интереса компактны, то для селекции каждого из них может быть выбран слой, который обеспечивает минимум соответствующей оценки указанных мер. Некоторые текстурные критерии приведены в [1,9].

Влияние шума на увеличение коэффициентов P_S и P_L поясняет рис. 1, на котором показана бинаризация изображения, содержащего объект круглой формы в шуме. При низких порогах объект сливается с окружающим шумом, который имеет фрактальную структуру ($T < T_{opt}$, рис. 2*а*). Такой конгломерат имеет сравнительно большой периметр, и большие значения коэффициентов удлинения.

С увеличением порога шумовая фрактальная структура отделяется ($T = T_{opt}$, рис. 1*б*), и коэффициенты удлинения уменьшаются. При этом возникают небольшие потери пикселов в области объекта, приводящие к разрушению его границ ($T > T_{opt}$, рис. 1*в*), и приводящие далее к его раздроблению на части при достижении некоторого критического значения порога (рис. 1*г*). В этих случаях коэффициенты удлинения возрастают. Яркость объекта указывает на его коэффициент удлинения по периметру P_S. Таким образом, как низкие, так и высокие значения порогов приводят к росту коэффициентов удлинения P_S и P_L при действии шума. Минимизируя этот коэффициент, можно выбрать наилучший бинарный слой для представления компактных объектов (если они присутствуют в изображении) с наименьшей фрагментацией границ.



а б в г

Рис. 1. Деформация объекта в шуме при увеличении порога

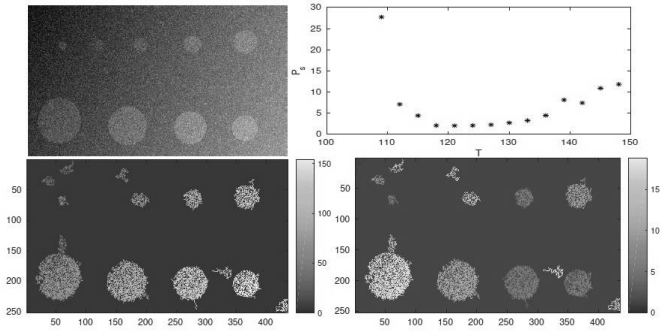
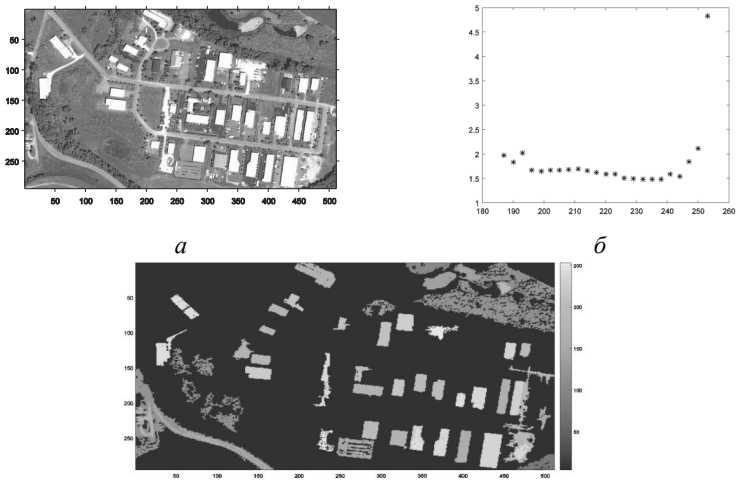


Рис. 2. Адаптивная селекция объектов круглой формы
на фоне неоднородного шума (*а*, *б* – вверху, *в*, *г* – внизу)



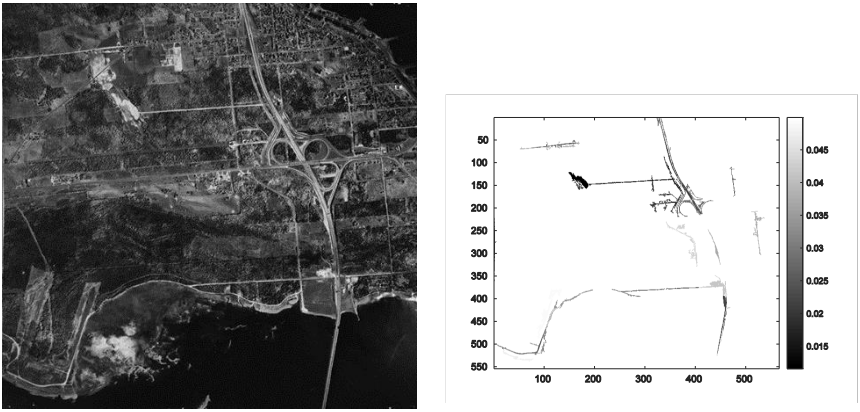
а *б*

в

Рис. 3. Селекция компактных и протяженных объектов на изображении:
а – исходное изображение; *б* – зависимость P_S от порога;
в – результат селекции компактных объектов

На рис. 2 показан пример использования адаптивного локального порога для селекции объектов круглой формы на фоне неоднородного шума по результатам многопорогового анализа. В этом случае глобальный порог неработоспособен. В качестве критерия оптимальности выбран минимум *коэффициента удлинения периметра объекта* коэффициентов P_S. Хотя формально минимизация коэффициента P_S обоснована для круглых объектов, она годится и для выделения других регулярных объектов с коэффициентом удлинения периметра, близким к единице, например, для квадратных объектов, где этот коэффициент равен 1,273. Действие шума приводит к существенному (на один-два порядка) увеличению P_S для таких объектов за счет удлинения границ, что превышает незначительные различия в коэффициентах для разных регулярных форм объектов в отсутствие шума.

На рис. 2 представлены (*а*) исходное изображение, (*б*) типичная зависимость масштабно-инвариантного параметра $P_S(T)$ от значения порога T, и результаты селекции объектов по площади, где яркость отражает значения оптимального порога (*в*) и значения коэффициента удлинения периметра P_S при оптимальном пороге (*г*) для каждого из объектов. Вследствие существенной неоднородности фона оптимальные пороговые значения на рис.2*в*) значительно отличаются, и располагаются между 60 и 160. В свою очередь, соответствующие минимальные значения P_S, достигаемые для различных объектов (рис. 2*г*), также изменяются от значений чуть больше единицы до почти 20. Результаты адаптивной селекции компактных и протяженных объектов на реальных изображениях представлены на рис. 3 и рис. 4.



а б

Рис. 4. Селекция протяженных объектов
с использованием коэффициента PL: а) – исходное изображение;
б) – результат селекции

Заключение

Рассмотрена методика и алгоритм адаптивной селекции объектов, осуществляемой на основании результатов предварительной многопороговой обработки изображений. Особенность методики заключается в использовании апостериорной информации о свойствах селектируемого объекта для различных значений селектирующего порога и выборе оптимального значения порога на основании заданного критерия, учитывающего геометрические свойства компактности объекта. Удалось обеспечить компенсацию неоднородного фона и сохранить форму каждого селектируемого объекта. Приведены примеры адаптивной селекции компактных и удлинненых объектов на реальных изображениях.

Библиографический список

1. Gonzales R. C., Woods R. E. Digital Image Processing. Pearson. NY. 2008. 1140 c.

2. Volkov V. Yu. Detection and extraction of objects on optoelectronic images. Proceedings of St Petersburg IEEE Chapters. IEEE Russian Northwest Section International Conference “The 110th Anniversary of Radio Invention”, V.II, St Petersburg, Russia 18–21 May 2005. Pp. 128–133.

3. Arora S., Acharya J., Verma A., Panigrahi P. K. Multilevel thresholding for image segmentation through a fast statistical recursive algorithm. Pattern Recognition Letters, 2008. Pp. 119–125.

4. Yang J., Yang Y., Yu W., Feng J. Multi-threshold Image Segmentation based on K-means and Firefly Algorithm. Proc. of 3rd Int. Conf. on Multimedia Technology. Proc. ICMT-13. 2013. Atlantis Press. Pp. 134–142.

5. Priyanka P., Vasudevarao K., Sunitha Y., Sridhar B. A Multi-level fuzzy threshold image segmentation method for industrial applications. IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE), 2017, Volume 12, Issue 2, Ver. III (Mar.-Apr. 2017). Pp. 6-17.

6. Banimelhem O., Yahya Y. Multi-thresholding image segmentation using genetic algorithm. Proc. IPCV, 2012.

7. Cuevas E., González A., Fausto F., Zaldívar D., Pérez-Cisneros M. Multithreshold Segmentation by Using an Algorithm Based on the Behavior of Locust Swarms. Hindawi Publishing Corporation. Mathematical Problems in Engineering. 2015. Article ID 805357.

8. Volkov V. Extraction of extended small-scale objects in digital images. The ISPRS Archives. Vol. XL-5/ W6, 2015, Pp. 87-93. https://www.int-arch-photogramm-remote-sens-spatial-inf-sci.net/XL-5-W6/87/2015/ (дата обращения 02.04.2019).

9. Bogachev M. Volkov V., Markelov O., Trizna E., Baydamshina D., Melnikov V, Murtazina R., Zelenikhin P., Sharafutdinov I., Kayumov A. Fast and simple tool for the quantification of biofilm-embedded cells sub-populations from fluorescent microscopic images. PLoS One. 2018, V. 13. Iss. 3. Pp. 19-22.

10. Bogachev M. Volkov V., Kolaev G., Chernova L., Vishnyakov I., Kayumov A. Selection and Quantification of Objects in Microscopic Images: from Multi-Criteria to Multi-Threshold Analysis. Bionanoscience. V. 2018. URL: https://doi.org/10.1007/s12668-018-0588-2 (дата обращения 02.04.2019).

УДК 543.421, 621.454.2

М.А. Ваганов*, кандидат технических наук, доцент
В.И. Казаков*, старший преподаватель
О.Д. Москалец*, кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ПРИБОР БЕСКОНТАКТНОЙ СПЕКТРАЛЬНОЙ ДИАГНОСТИКИ ЖИДКОСТНОГО РАКЕТНОГО ДВИГАТЕЛЯ. РАЗРАБОТКА И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ[1]

Рассматривается многоканальный прибор бесконтактной спектральной диагностики жидкостного ракетного двигателя. Новизна принципа построения прибора заключается в применение волоконно-оптического жгута и N параллельных каналов анализа спектра, каждый из которых содержит узкополосный блок фильтрации. Волоконно-оптический жгут используется для переноса анализируемого оптического излучения на безопасное для прибора расстояние и подачи его в каналы анализа спектра, тем самым устраняет негативное воздействие работы двигателя и повышенной температуры на прибор. Приводятся результаты разработки макета многоканального прибора и результаты его экспериментального исследования.

Ключевые слова: бесконтактный анализ спектра, спектроскопический метод, диагностика ракетного двигателя, оптический сигнал, многоканальный спектральный прибор, волоконно-оптический жгут, интерференционный оптический фильтр.

M.A. Vaganov, PhD, Associate Professor
V.I. Kazakov, Senior Lecturer
O.D. Moskaletz, PhD, Associate Professor
Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation,

MULTICHANNEL SPECTRAL DEVICE NON-CONTACT DIAGNOSTICS OF LIQUID ROCKET ENGINE. DEVELOPMENT AND EXPERIMENTAL STUDY

A multichannel device for non-contactless spectral diagnostics of a liquid rocket engine is considered. The novelty of the principle of the device construction is the using of a fiber optic bundle and N parallel channels of spectrum analysis. Each channel contains a narrow-band filtration unit. Fiber-optic bundle is used to transfer the analyzed optical radiation to a safe distance for the device and feed it into the channels of spectrum analysis, thereby eliminating the negative impact of engine

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ): проект №17-07-00826, 17-07-00554, а также гранта Президента Российской Федерации (МК-5894.2018.8).

operation and high temperature on the device. The results of the development of the multichannel device set-up and the results of its experimental study are presented.

Keywords: Contactless spectrum analysis, spectroscopic method, diagnostics of the rocket engine, optical signal, multichannel spectral device, fiber-optical bundle, optical filter.

Введение

Спектроскопические методы получения информации являются единственно возможными при изучении весьма удаленных или труднодоступных объектов. Отличительное качество этих методов состоит в том, что исследование объекта по спектрам испускания или поглощения не нарушает физических условий, существующих в изучаемом объекте и вокруг него.

В последние годы особую актуальность приобретают применение спектроскопических методов для диагностики жидкостных ракетных двигателей, позволяющих получать информацию об их состоянии, проводя измерение спектра излучения его факела [1-5]. Спектры излучения факела ракетного двигателя содержат важную информацию о его работе, прежде всего, по уносу различных конструкционных материалов. Количественные измерения содержания различных химических элементов (Fe, Cr, Al, Mg, Ni, Ti, Mn, W, Mo, Cu, V и др.) в факеле двигателя, в принципе, позволяют не только определять количество уносимого элемента, но и по соотношению различных элементов определить материал (сплав), а по материалу – деталь двигателя, подвергающуюся разрушению и деградации [4]. Для успешного решения этой задачи требуется разработка таких технических средств спектроскопии, которые позволили бы проводить измерения в этих весьма специфических условиях.

В настоящей статье предложен новый принцип построения спектральной аппаратуры, выполняющей бесконтактный анализ спектра оптических сигналов, что позволяет решить обозначенную задачу. Новизна принципа построения прибора заключается в применение волоконно-оптического жгута и N параллельных каналов анализа спектра, каждый из которых содержит узкополосный блок фильтрации [6]. Волоконно-оптический жгут используется для переноса анализируемого оптического излучения на безопасное для прибора расстояние и подачи его в каналы анализа спектра, тем самым устраняет негативное воздействие работы двигателя и повышенной температуры на прибор.

1. Бесконтактный принцип получения спектроскопической информации

Проблемой бесконтактной диагностики ракетного двигателя спектроскопическими методами активно занимаются как в России [3, 4], так и за рубежом [5]. Под бесконтактной спектроскопией понимается исключение непосредственного контакта прибора контроля с полем излучения источников оптических излучений посредством волоконно-оптической системы передачи, это позволяет исключить негативное влияние окружающей среды на прибор, в данном случае высокой температуры и акустического воздействия, возникающего в результате его работы. Однако, несмотря на существенное достоинство бес-

контактного анализа, возникает и ряд сложностей при разработке спектральных приборов, реализующих этот принцип получения спектроскопической информации, связанных с применением оптического волокна. Наиболее широкое применение в бесконтактной оптической спектрометрии находят спектральные приборы на основе диспергирующего элемента, в качестве которого могут быть использованы дифракционная решетка (решеточные спектральные приборы) или преломляющая призма (призменные спектральные приборы).

Так, например, в работах [3-5] для диагностики факела ракетного двигателя используются спектральные приборы дифракционного типа с волоконно-оптическим зондом, предназначенным для передачи анализируемого сигнала. К существенным недостаткам этих приборов следует отнести проблему формирования плоского однородного фронта анализируемого излучения, падающего на диспергирующий элемент, и проблему ввода оптического излучения в волокно. При применении многомодового оптического волокна в качестве линии передачи происходит разрушение плоского однородного волнового фронта анализируемого излучения за счет многомодового распространения излучения в волокне, что приводит к ухудшению разрешающей способности прибора и существенным погрешностям спектральных измерений. При применении одномодовых волокон возникают серьезные трудности с вводом оптического излучения в волокно, в результате чего снижается светосила линии передачи, а, следовательно, ухудшается чувствительность прибора.

Кроме того поскольку анализируемые спектральные линии конструкционных материалов находятся в достаточно широком диапазоне для выполнения полного контроля с нужным разрешением в работах [3-5] одновременно используются несколько спектральных прибора, чтобы перекрыть весь диапазон анализа. В данном случае значительно увеличивается сложность, стоимость и массогабаритные характеристики всей системы.

2. Многоканальный прибор спектральной диагностики ракетного двигателя

В настоящей статье для решения задачи диагностики ракетного двигателя по спектру излучения его факела предлагается применять многоканальный оптический спектрометр [6], особый принцип построения которого позволяет устранить значительную часть недостатков, присущих вышеупомянутым спектральным приборам бесконтактного анализа. Структурная схема многоканального оптического спектрометра приведена на рис. 1, где ИИ – источник излучения (факел ракетного двигателя), ФО – формирующая оптика, ВОЖ – волоконно-оптический жгут, БУФ – блок узкополосной фильтрации, БОСИ – блок обработки спектроскопической информации, Р – регистратор.

Многоканальный оптический спектрометр работает следующим образом: оптическое излучение факела ракетного двигателя, несущее спектроскопическую информацию о его состоянии, поступает на формирующую оптику. В ее фокальном пятне расположен общий входной торец волоконно-оптического жгута, выполненного из n оптических волокон, а его другой конец разделен на n волокон. По волоконно-оптическому жгуту оптическое излучение передается

на заданное расстояние и поступает в блоки узкополосной фильтрации. Эти блоки выполняют спектральное разложение с помощью оптических узкополосных интерференционных фильтров, каждый из которых настроен на определенную длину волны, соответствующую конкретному конструкционному материалу двигателя. После оптический сигнал поступает на вход блока обработки спектроскопической информации, где детектируется, преобразовывается в цифровую форму и обрабатывается. Спектроскопической информации о состоянии ракетного двигателя отображается в воспринимаемом оператором виде на регистраторе, например компьютере.

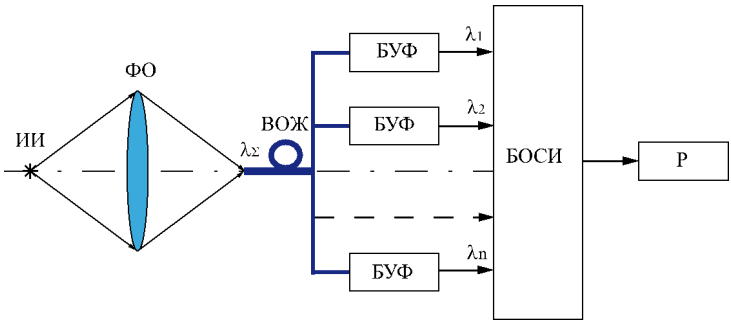


Рис. 1. Структурная схема многоканального оптического спектрометра

Благодаря особенностям принципа действия этого прибора, его разрешающая способность определяется полосой пропускания узкополосного оптического фильтра, а свойства падающего волнового фронта оптического излучения не влияют на параметры прибора. Это позволяет использовать для передачи оптического излучения на каждый узкополосный оптический фильтр не единственное волокно, а жгут волокон, что повышает чувствительность прибора. Для диагностики ракетного двигателя с целью предотвращения его возможного разрушения достаточно анализировать определенные участки спектра излучения факела двигателя, в которых лежат атомарные линии металлов, входящих в состав конструкционных материалов двигателя. Таким образом, количество каналов анализа спектра определяется количеством выделяемых участков спектра излучения факела. И заданным набором оптических фильтров, можно перекрыть сразу весь диапазон, что значительно позволяет упростить систему диагностики и сам процесс.

На кафедре конструирования и технологий электронных и лазерных средств государственного университета аэрокосмического приборостроения разработан макет многоканального спектрометра, фотография которого приведена на рис. 2, где 1 – формирующая оптика, 2 – волоконно-оптический жгут, 3 – блоки узкополосной фильтрации, 4 – блок обработки спектроскопической информации, 5 – компьютер.

В данном макете реализовано 8 каналов (при желании количество каналов можно увеличить), в которых были установлены узкополосные оптические

фильтры со следующими средними длинами волн: 440 нм, 460 нм, 510 нм, 530 нм, 548 нм, 578 нм, 589 нм и 680 нм, полоса пропускания фильтров – 10нм. Цель разработки данного макета – продемонстрировать работоспособность и возможность выделение спектральных линий металлов при сжигании их в пламени. Фильтры с такой относительной широкой полосой были выбраны в виду их невысокой стоимости. Для эффективного решения задачи диагностики необходимо иметь фильтры с полосой пропускания не более 1 нм. Такие фильтры существуют, но обладают высокой стоимостью.

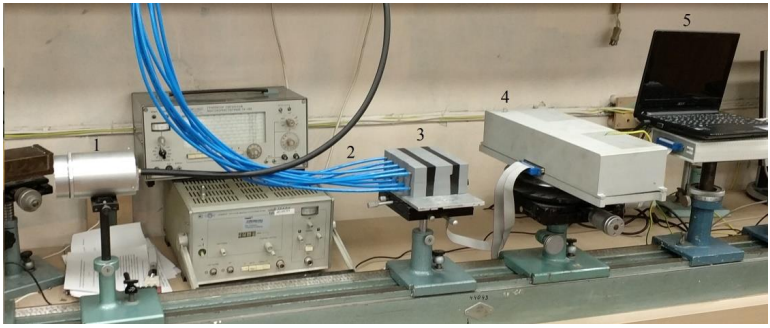


Рис. 2. Макет многоканального оптического спектрометра

Было разработано программное обеспечение, позволяющее отображать на компьютере полученную спектроскопическую информацию, поступающую с каждого канала, в удобном для оператора виде.

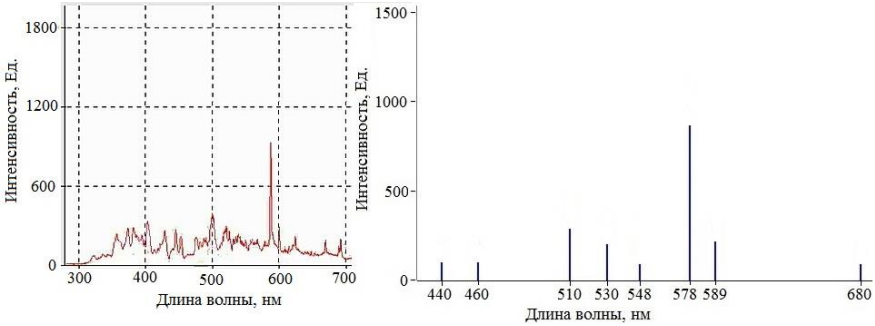
На данный момент проведены предварительные экспериментальные исследование данного макета и получены результаты. Было проведено экспериментальное исследование по выделению в пламени горелки GASEX, работающей на смеси кислорода и специального газа (аналог MAPP газа), спектральной линии меди Cu (является конструкционным материалом ракетного двигателя) при сжигании медного порошка. Температура пламени 3300 ^{0}C. Измерение проводилось сразу на двух спектрометрах: спектрометр USB2000+ (ф. Ocean Optics) и на разработанном многоканальном оптическом спектрометре.

Для выделения спектральной линии Cu был специально подобран оптический фильтр со средней длиной волны равной 578 нм, который соответствует спектральной линии Cu с большой интенсивностью.

Спектральные диаграммы пламени горелки, полученные спектрометром USB2000+ и многоканальным оптическим спектрометром, при сжигании медного порошка представлены на рис. 3 а и б, соответственно.

В момент добавления медного порошка в пламя горелки наблюдалось изменение цветового оттенка пламени (становилось зеленным) и значительное увеличение выходного сигнала в блоке фильтрации, соответствующего фильтру со средней длиной волны 578 нм. Также наблюдалось увеличение выходного сигнала в блоке фильтрации, соответствующего фильтру со средней волной 589 нм, это объясняется тем, что данные фильтры имеют относительно широ-

кую полосу пропускания (10 нм), и поскольку спектральная линия Cu, близко расположена, отклик наблюдался и в этом канале. Кроме того наблюдался выходной сигнал в канале с фильтрами со средней длиной волны 510 нм и 530 нм, поскольку в данном диапазоне также присутствуют спектральные линии меди. Уровень сигналов в остальных каналах соответствовал спектру широкополосного излучения пламени горелки. Эти же результаты показал и спектрометр USB2000+.



а) б)

Рис. 3. Спектральная диаграмма, полученная при сжигании медного порошка

Заключение

В данной статье был рассмотрен многоканальный прибор бесконтактной спектральной диагностики жидкостного ракетного двигателя. Спектроскопический метод диагностики ракетного двигателя позволяет получать информацию в реальном масштабе времени и заблаговременно предотвращать аварийные ситуации. Подобная диагностика работы двигателя весьма важна для обеспечения безаварийности полетов как гражданских, так и военных летательных аппаратов.

Представлены результаты разработки действующего макета многоканального оптического спектрометра с передачей анализируемых сигналов по волоконно-оптической системе, и результаты его экспериментальных исследований. Был проведен эксперимент по выделению спектральной линии меди при сжигании медного порошка в пламени горелки. Измерение проводилось на разработанном многоканальном спектрометре и спектрометре USB2000+ фирмы Ocean Optics. Как показал эксперимент результаты измерений спектров, полученные разными спектрометрами, совпадают, что доказывает работоспособность разработанного прибора и возможность его применения для решения задачи диагностики ракетного двигателя по спектру излучения факела.

Библиографический список

1. Алехин А. А., Баринов В. А., Любченко Ф. Н. Исследование спектральных характеристик свечения факела двигателя 11Д58М // Теоретические и экспериментальные исследования вопросов общей физики. Сб. науч. тр. ЦНИИ Маш. 2003. С. 6-14.

2. G. D. Tejwani, G. P. McVay, L. A. Langford, and etc., “Hydrocarbon-Fueled Rocket Engine Plume Diagnostics: Analytical Developments & Experimental Results”, AIAA 2006-4407, 42nd AIAA/ASME/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference, Sacramento.CA. July 9-12. 2006.

3. Травников Р.И., Попов Н.А. Метод и аппаратура оптической диагностики факела ракетного двигателя при стендовых испытаниях // Электронный журнал «Труды МАИ». Вып. № 51. 2012. С. 1-8. URL: http://www.trudymai.ru/upload/iblock/4db/metod-i-apparatura-opticheskoy-diagnostiki-fakela-raketnogo-dvigatelya-pri-stendovykh-ispytaniyakh.pdf (дата обращения: 05.04.2019).

4. Травников Р.И. Количественное определение массового расхода веществ, находящихся в составе топлива и материалах конструкции ракетных двигателей, способом спектральной диагностики при огневых испытаниях // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Машиностроение. 2015. № 4. С. 35–48.

5. Langford, Lester A., "Optical Spectroscopy to Determine Intermediate Combustion Product Radicals in a Hydrocarbon Fueled Rocket Engine Exhaust Plume" (2006). University of New Orleans Thses and Dissertations. P. 493.

6. Пат. 86734 РФ, МПК8 G 01 J 3/26. Параллельный анализатор спектра сигналов оптического диапазона / И. Н. Архипов, М. А. Ваганов, С. В. Кулаков, Е. Н. Котликов, О. Д. Москалец, Л. Н. Пресленев, В. Н. Прокашев (РФ). № 2009116195/22 // Изобретения и полезные модели. 2009. № 25. 2 с.

УДК 621.373.826

А.Г. Власова*,*** аспирант
О.В. Польщикова*, аспирант
А.С. Мачихин*,*** кандидат физико-математических наук
А.И. Ляшенко*, кандидат технический наук
И.В. Дмитриев*, студент
В.Э. Пожар*, доктор физико-математических наук
*Научно-технологический центр уникального приборостроения РАН
**Национальный исследовательский университет МЭИ

RGB ЛАЗЕР ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ ЦИФРОВЫХ ГОЛОГРАММ

Предложен трехволновой источник излучения для регистрации цветных цифровых голограмм. Он основан на активном элементе Nd:YAG и трех KTP кристаллах, в которых происходит генерирация излучения на красной (634 нм), зеленой (532 нм) и синей (451 нм) длинах волн. Использование данного лазера в цифровой голографии позволяет более детально исследовать микрообъекты.

Ключевые слова: цифровая голография, лазер, микроскопия.

A.G. Vlasova*,*** postgraduate student
O.V. Polschikova*, postgraduate student
A.S. Machikhin*,*** PhD
A.I. Lyashenko*, PhD
I.V. Dmitriev*,*** student
V.E. Pozhar*, Grand PhD
*Scientific and Technological Center of Unique Instrumentation RAS
** National Research University MPEI

RGB LASER FOR RECORDING DIGITAL HOLOGRAMS

A three-wave radiation source for recording color digital holograms is proposed. It is based on the active element Nd: YAG and three KTP crystals, in which the radiation is generated at red (634 nm), green (532 nm) and blue (451 nm) wavelengths. The use of this laser in digital holography allows for more detailed investigation of microobjects.

Keywords: digital holography, laser, microscopy

Введение

Использование мультиспектральных источников излучения в цифровой голографии (ЦГ) позволяет регистрировать ряд интерферограмм на разных длинах волн, тем самым получать спектральные зависимости фазы или показателя преломления вещества (дисперсию) [1]. Мультиспектральные методы используются для восстановления цветных амплитудных изображений объекта, повышения точности восстановления фазы объектной волны, позволяют идентифицировать вещества с различными физико-химическими свойствами. Мультиспектральность достигается либо за счет фильтрации с помощью узкополос-

ных фильтров излучения широкополосного источника, либо путем сведения излучения нескольких источников в один пучок. В первом случае выделение узких спектральных полос осуществляется с помощью стеклянных фильтров [2], дифракционных решеток [3,4] или электронно-перестраиваемых (акустооптических) фильтров [5]. В таких схемах запись интерферограмм происходит последовательно на каждой длине волны. Сведение нескольких монохроматических или узкополосных источников излучения достигается с помощью дихроичных зеркал или светоделителей [6, 7] и требует точной юстировки для их распространения по одному пути.

В данной работе мы демонстрируем импульсный RGB лазер для записи цифровых голограмм, в котором за счет параметрической генерации и сложения частот света в нелинейных кристаллах KTP (KTiOPO4) генерируется излучение на трех длинах волн в синей, красной и зеленой областях спектра (рис. 1). Разработанный RGB лазер позволяет регистрировать одновременно три спектральные интерферограммы, используя приемник излучения с фильтром Байера. Благодаря этому регистрация данных происходит в 3 раза быстрее по сравнению с последовательной перестройкой. Данный лазер может быть легко встроен в любые интерференционные системы. В статье показана его работа совместно с интерферометром Маха-Цендера для регистрации цифровых голограмм прозрачных микроскопических объектов.

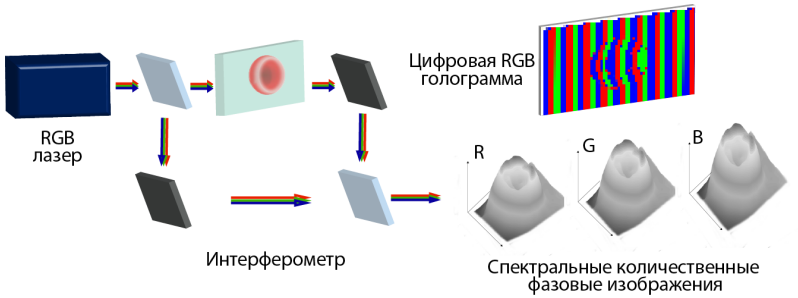


Рис. 1. Концепция мультиспектральной ЦГ, основанной на RGB лазере

Параметрическая генерация

В настоящей работе ставится задача разработать мультиспектральный источник излучения (RGB лазер), максимумы линий излучения которого совпадают с максимумами кривой чувствительности приемника излучения камеры с фильтром Байера. Для решения этой задачи был разработан RGB лазер, основанный на активном элементе Nd:YAG (3), который генерирует излучение на длине волны 1064 нм, и четырех кристаллах KTP (10,15,17,18) , в которых происходит генерация сигнальной (1570 нм) и холостой (3300 нм) длин волн, а также излучения красного (634 нм), зеленого (532 нм) и синего (451 нм) цвета [8]. Накачка происходит с помощью ксеноновой лампы с частотой вспышек 25 Гц. Оптический резонатор лазера работает в режиме электрооптической модуляции добротности.

При амплитуде импульса напряжения U~2 кВ, подаваемого на электрооптическую ячейку, лазер генерирует импульсы излучения λн=1064 нм, выходящие из резонатора при отражении от пластины-поляризатора (6). При увеличении амплитуды U до ~3 кВ внутрирезонаторный параметрический генератор света начинает генерировать импульсы излучения λс=1570 нм, выходящие через частично прозрачное параметрическое зеркало (2). При этом энергия импульсов излучения 1064 нм несколько снижется. Излучение 1064 нм с помощью поворотных зеркал (11,12) заводится в канал излучения 1570 нм для генерации излучения суммарной частоты красного света на длине волны 634 нм ($\lambda\Sigma 1-1 = \lambda p-1 + \lambda s-1$) в нелинейном кристалле КТР (срез с $\theta = 53°, \varphi = 0$) (15). Во втором элементе из КТР (срез с $\theta = 70°, \varphi = 0$) (17) происходит генерация с суммарной частотой синего света на длине волны 451 нм ($\lambda\Sigma 2-1 = \lambda\Sigma 1-1 + \lambda s-1$). В третьем элементе из КТР (срез с $\theta = 90°, \varphi = 23°$) (18) происходит генерация излучения 2-й гармоники зеленого света на длине волны 532 нм ($\lambda p2-1 = 2\lambda p-1$).

Красный, зеленый и синий (RGB) пучки используются для освещения в мультиспектральной цифровой голографической установке.

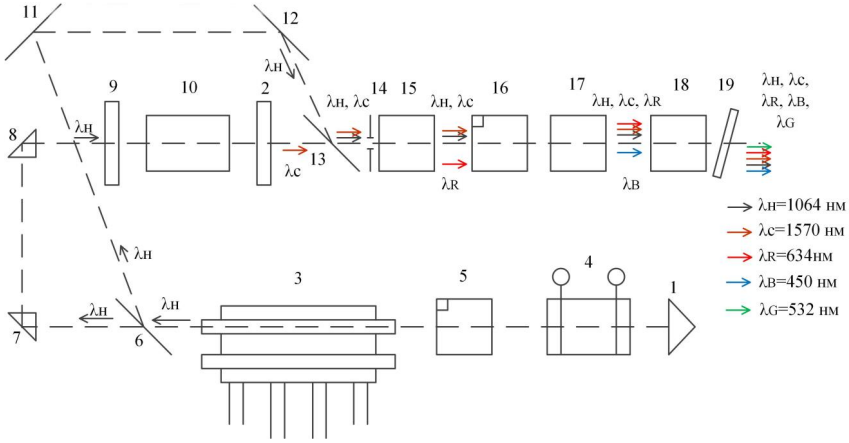


Рис. 2. Схема RGB-лазера: 1- зеркало, отражающее 1064 нм; 2 – выходное зеркало, частично прозрачное для 1570 нм ($Rout = 0.3$) и не пропускающее для 1064 нм ($Rp = 0.99$); 3 – активный элемент (Nd:YAG); 4 – электронно-оптический модулятор; 5, 16 – повернутые поляризаторы на 90°; 6 – пластина поляризатора; 7, 8 – зеркала; 9 – зекрало, пропускающее 1064 нм и отражающее 1570 нм; 10 – нелинейный элемент (КТР, $\theta = 90°, \varphi = 0°$); 11, 12, 13 – поворотные зеркала для излучения 1064 нм; 14 – диафрагма; 15 – нелинейный элемент (КТР, $\theta = 53°, \varphi = 0$); 17 – нелинейный элемент (КТР, $\theta = 70°, \varphi = 0$); 18 – нелинейный элемент (КТР, $\theta = 90°, \varphi = 23°$); 19 – зеркало, отрезающее длины волн 1064 нм и 1570 нм

Экспериментальная установка

Принцип работы цифровой голографической установки показан на рис. 3. Она состоит из RGB-лазера, интерферометра Маха-Цендера, системы дополнительного увеличения и цветной камеры. Излучение от лазера попадает на вход интерферометра, где делится светоделителем на два пучка – объектный и опорный. В объектном пучке расположен объект, при прохождении которого волна приобретает задержку фазы, обусловленную толщиной и показателем преломления образца. С помощью второго светоделителя пучки соединяются, интерферируют, и результат интерференции записывается с помощью цветной камеры. В наших экспериментах мы использовали цветную камеру The Imaging Source DFM 42BUC03-ML с 1/3-дюймовым CMOS сенсором, разрешением 1280×960 и шагом пикселя 3,75 мкм × 3,75 мкм. Зеленая составляющая лазерного излучения имеет более высокую оптическую мощность по сравнению с красной и синей. Для выравнивания мощностей использовался набор полосовых фильтров.

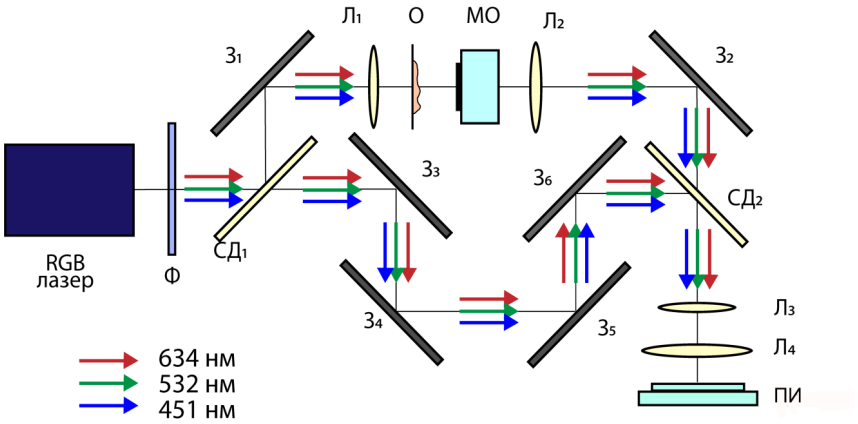


Рис. 3. Схема цифровой голографической установки: Ф – полосовой фильтр, $СД_1$, $СД_2$ – светоделители, $З_1$ – $З_6$ – зеркала, $Л_1$,$Л_3$,$Л_4$ – линзы, $Л_2$ – тубусная линза, О – объект, МО – микрообъектив, ПИ – приемник излучения

Эксперимент

Сфера применения цифровой голографии непрерывно расширяется. Она применяется во многих областях науки и технологий для неинвазивных исследований различных объектов, в частности, для контроля деформаций, микроперемещений и вибраций. Наибольшее применение ЦГ нашла в биомедицине для морфологических анализов клеток и тканей [1].

Пространственное распределение фазовой задержки, вносимое оптически прозрачным объектом, зависит от толщины образца и разности показателей преломления образца и окружающей среды.

На рис. 4 показаны зарегистрированные интерференционные картины объекта и фона для корректировки наклона волнового фронта, три разделенных спектральных изображения и рассчитанные фазовые карты линзы Френеля. Линза вытравлена в фоторезисте SU-8, имеющем показателем преломления 1.59, высота элемента линзы в районе измеряемого участка 420-430 мкм.

Процедура получения фазовой карты объекта происходит по следующему алгоритму. Мультиспектральная цифровая голограмма разбивается на три изображения по RGB каналам – красному, зеленому и синему. Для каждого изображения берется преобразование Фурье, выбирается и центрируется 1-й порядок, производится обратное преобразование Фурье, извлекается амплитуда и фаза изображения, осуществляется развертывание фазы, корректировка сферичности и наклона [9]. Полученные результаты значений задержки фазы соответствуют значениям, полученным с помощью атомно-силового микроскопа.

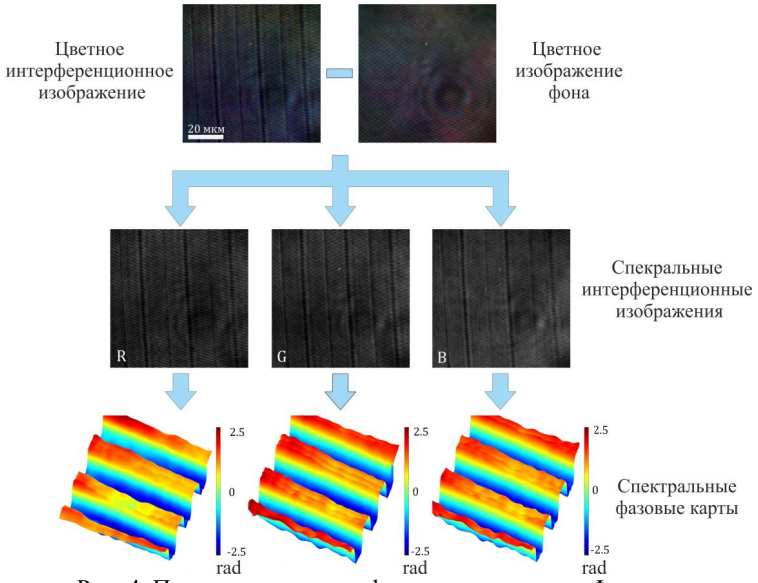


Рис. 4. Процесс получения фазовых карт линзы Френеля

Заключение

Разработанный RGB лазер генерирует высокосинхронизированные импульсы длительностью 5-10 нс на всех трех длинах волн, что позволяет одновременно регистрировать три спектральных изображения. Специально выбранные углы среза KTP кристаллов позволяют распространяться всем трем спектральным компонентам по одному пути, устраняя необходимость сведения пучков. Точная настройка напряжения U, подаваемого на электрооптический модулятор, позволяет регулировать соотношение красного, зеленого и синего компонентов излучения и достигать эффекта «белого» света.

Распространение трех компонент по одной оси, а так же отсутствие необходимости в юстировке и использовании дополнительных элементов, открывают большие возможности разработанного RGB лазера в качестве мультиспектрального источника в цифровой голографии.

Библиографический список

1. Mir M. и др. Quantitative Phase Imaging // Progress in Optics: Elsevier, 2012. С. 133–217.

2. Park Y, Yamauchi T, Choi W, Dasari R, Feld M. S. Spectroscopic phase microscopy for quantifying hemoglobin concentrations in intact red blood cells// Optics Letters. Vol. 34. Pp. 3668-3670 2009.

3. Pham H., Bhaduri B., Ding H., Popescu G. Spectroscopic diffraction phase microscopy // Optics Letters. №37. Pp. 3438-3440. 2012.

4. Jeon S., Cho J., Jin J.-N., Park N.-C., Park Y.-P. Dual-wavelength digital holography with a single low-coherence light source // Opt. Express 24. Pp. 18408. 2016.

5. Machikhin A. S., Polschikova O. V., Ramazanova A. G., Pozhar V. E., Bulatov M.F. Spectral holographic imaging of transparent objects in Mach-Zehnder interferometer with use of acousto-optic tunable filter // Physics of Wave Phenomena 24. P. 124. 2016.

6. A. Mota, G. Salzer, R. C. Prata, T. Nguyen, and G. Nehmetallah Portable, low-cost, lensless DHM system using RGB LEDs // OSA Technical Digest, paper W2A. 40. 2017.

7. Mann C. J., Bingham P. R., Paquit V. C., Tobin K. W. Quantitative phase imaging by three-wavelength digital holography // Opt. Express 16. Pp. 9753. 2008.

8. Алампиев М.В., Ляшенко А.И Импульсные лазеры на АИГ:Nd3+ с параметрическими генераторами света // Труды X Международной конференции «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации. 2017. С. 184-186.

9. A. Machikhin, O. Polschikova, A. Ramazanova, and V. Pozhar Multi-spectral quantitative phase imaging based on filtration of light via ultrasonic wave // Journal of Optics 19, Pp. 075301. 2017.

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» им. В.И. Ульянова (Ленина)

СЕЛЕКЦИЯ ОБЪЕКТОВ НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ В СИСТЕМАХ ДИСТАНЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ

Рассмотрена задача селекции объектов различной природы на цифровых монохромных изображениях, формируемых в системах дистанционного наблюдения. Анализируется структура многопороговой обработки и селекции изолированных объектов различной формы с установкой порога по результатам селекции. На каждом бинарном изображении осуществляется подсчет изолированных объектов в заданном диапазоне их площадей, и устанавливается порог, обеспечивающий максимальное число объектов интереса. Представлены результаты селекции однотипных объектов на реальном изображении. Рассмотрено применение последующего бинарного накопления для повышения помехоустойчивости и разрешающей способности алгоритма.

Ключевые слова: селекция объектов, сегментация, многопороговая обработка, бинарное накопление.

V.Yu. Volkov*,*** PhD, Professor
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
** St. Petersburg State Electrotechnical University
« LETI» named V.I. Ulyanov (Lenin)

OBJECT SELECTION ON IMAGES IN REMOTE SENSING

The problem of different nature object selection on digital monochrome images formed in remote sensing systems is considered. The structure of multi-threshold processing and selection of isolated objects of different shapes with the threshold setting based on the selection results is analyzed. Algorithm counts isolated objects at each binary image in a given range of areas, and sets a threshold that provides the maximum number of objects of interest. Results of selection of similar objects on the real image are presented. The application of subsequent binary integration to improve noise immunity and resolution of the algorithm is considered.

Keywords: object selection, segmentation, multi-threshold processing, binary integration.

Введение

Задачи обнаружения, выделения, селекции и локализации объектов различной формы возникают в дистанционных системах наблюдения, использующих инфракрасные, лидарные и телевизионные камеры и синтезированные антенные решетки (SAR). При этом круг решаемых задач включает идентифика-

цию объектов, слежение за ними, сопоставление и совмещение изображений от разнородных датчиков, индексацию и восстановление изображений [1]. Разнообразие и изменчивость форм и текстур объектов, а также интенсивный нестационарный фон определяют сложность обработки. В области объектов интереса, как правило, реализуются небольшие отношения сигнал/фон. Кроме того, зарегистрированное цифровое изображение может иметь низкое качество, малое число уровней квантования, неоднородный характер и нечеткие границы естественных и искусственных структур (рек, дорог, мостов, зданий).

На практике в системах дистационного наблюдения статистический фон сильно отличается от гауссовского, распределение явно асимметрично, а хвосты распределений похожи на логнормальную плотность или загрязненную нормальную (contaminated-normal). При ограниченной выборке вид плотности фона идентифицируется с трудом. Фон также может содержать элементы, которые структурно похожи на сигналы. Такой характер фона практически исключает применение известных методов пороговой сегментации, так как неправильное формирование порогов может привести к потере полезных объектов на самой ранней стадии. Другой проблемой является низкое качество формируемых изображений, пятна, размытые границы; кроме того, изображения SAR страдают от серьезного внутреннего спекл-шума [2].

Для селекции объектов требуется описание их свойств. Обычно существует острая нехватка информации об объектах, за исключением типичных размеров и некоторых предположений относительно площади, геометрической формы и ориентации. Корреляционные и спектральные методы обладают слабой устойчивостью к возможным искажениям элементов описания объектов. В традиционных схемах сегментации используются признаки, которые выделяются из исходного изображения и только косвенно учитывают свойства объектов интереса. В частности, широко используются свойства гистограммы исходного изображения, свойства кромок и контуров [3]. Результаты селекции объектов для самой сегментации практически не используются. В данной статье рассматривается метод селекции изолированных связных объектов, основанный на многопороговой обработке, и использующий ее результаты для выбора наилучшего порога бинаризации.

Селекция объектов при многопороговой обработке

Пусть монохромное изображение $I(x, y)$ где I – интенсивность, а x, y – координаты пикселей, бинаризовано фиксированным глобальным порогом T. Результатом является двоичный слой B_T:{$B_T = 1$, если $I(x, y) \geq T$; $B_T = 0$, если $I(x, y) < T$}, в котором подмножество единиц представляет объекты интереса (foreground), например, здания, сооружения, транспортные средства, корабли, а подмножество нулей относится к фону (background), который определяется ландшафтом области наблюдения.

Считается, что основным свойством, отличающим объект интереса от шумового фона, является связность смежных пикселов в объекте на бинарном изображении I_T. Это свойство используется для выделения изолированных объ-

ектов на каждом двоичном слое B_T. При изменении порога от низкого уровня до высокого общее число выделяемых объектов сначала возрастает, достигает максимума, а затем убывает. Если выделяются объекты в узком диапазоне площадей, то максимальное число таких объектов появляется при определенном значении порога. Это позволяет селектировать объекты, подсчитывая их число и устанавливая пороговые уровни по соответствующим максимумам. Этот процесс можно автоматизировать, что приводит к адаптивным методам установки порогов. Данный подход предложен в работах [4,5] для селекции мелкомасштабных объектов. Здесь он развит для селекции протяженных однотипных объектов. Структура, реализующая алгоритм селекции объектов по площади приведена на рис. 1. Фильтр F осуществляет предварительное сглаживание изображения, которое далее подвергается многопороговой обработке. Каждый канал S_k настроен на свой диапазон площадей объектов, обеспечивая выбор для него наилучшего порога бинаризации.

На рис. 2*а* показано реальное изображение, объектами интереса на котором являются объекты с примерно одинаковыми размерами. В выделенном диапазоне площадей от 50 до 200 пикселов максимальное число таких объектов получается при пороговом значении 128.

Результат селекции таких объектов приведен на рис. 3, где справа цветовая шкала соответствует площадям объектов. Основным условием для реализации такой селекции является возможность получения изолированных объектов интереса при некотором значении порога.

Действие шума при бинаризации изображения проявляется том, что границы объектов на отдельных бинарных слоях размываются, приобретая шумовой (фрактальный) характер. Объекты могут «слипаться» друг с другом, образуя конгломераты [6]. Это приводит к увеличению площади конгломерата, к выходу слипшихся объектов из анализируемого диапазона площадей и потере разрешения исходных объектов в других диапазонах. Для увеличения помехоустойчивости и разрешающей способности можно использовать бинарное интегрирование с помощью скользящего окна, настроенного на ожидаемую площадь объектов [7, Ch.7].

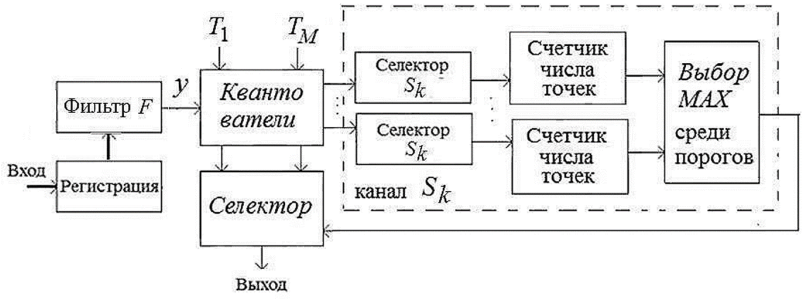
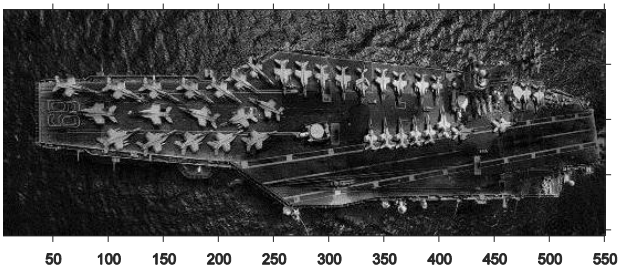
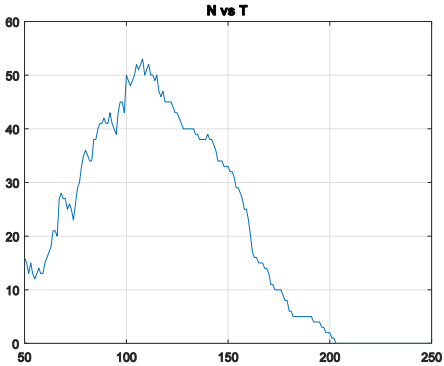


Рис. 1. Структура селектора объектов по площади



а



б

Рис. 2. Реальное изображение (*а*) и зависимость числа выделенных объектов от значения порога (*б*)

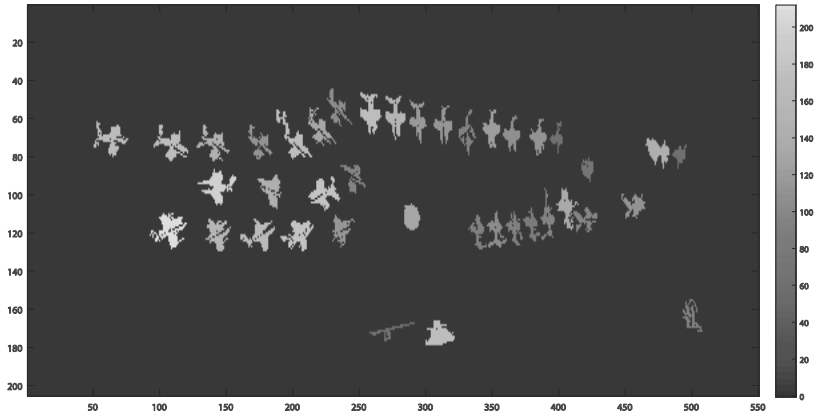
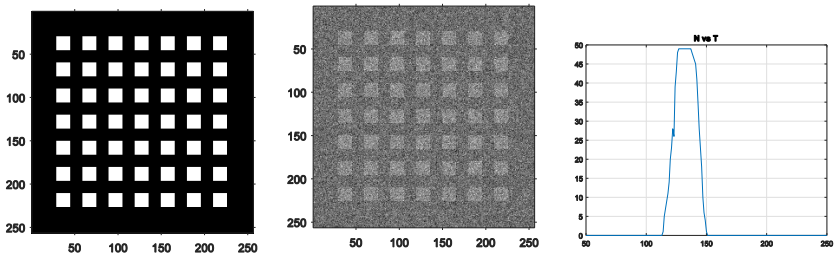


Рис. 3. Селекция объектов по площади при многопороговой обработке. Яркость объекта соответствует его площади

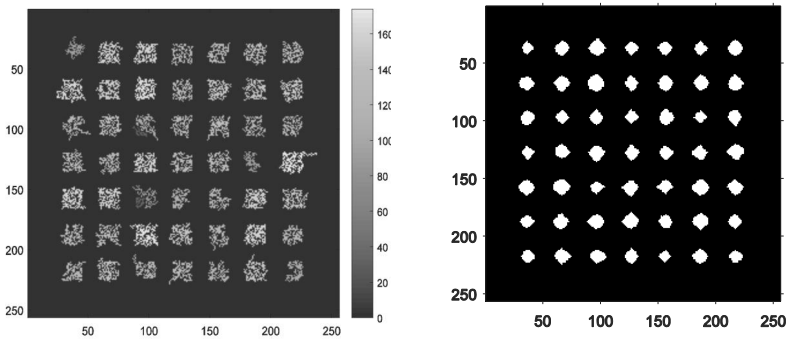
На рис. 4 показана обработка тестового изображения (а), содержащего 49 квадратов размером 16x16 пикселов. Зашумленное изображение (*б*) содержит шумовое гауссовское поле, причем отношение сигнал/шум в области каждого объекта равно 1,16. На рис. 4 *в*) приведена зависимость числа выделенных объектов, имеющих площадь в небольшом диапазоне около 300 пикселов.

На рис. 5*а*) представлены выделенные объекты из зашумленного изображения при значении порога 140, обеспечивающего максимальное число таких объектов. При уменьшении отношения сигнал/шум наблюдалось резкое ухудшение разрешающей способности вследствие слипания соседних объектов. Справа на рис. 5*б*) приводятся результаты применения бинарного интегрирования с учетом известной формы объектов.



а б в

Рис. 4. Тестовое изображение (*а*), зашумленное изображение (*б*) и зависимость числа селектируемых объектов от значения порога (*в*)



а б

Рис. 5. Выделенные объекты путем селекции по площади (*а*), и использование метода последующего бинарного интегрирования для увеличения помехоустойчивости и разрешающей способности алгоритма селекции (б)

Заключение

Рассмотренный алгоритм селекции объектов интереса с выбором порога по максимальному числу объектов заданной площади основан на возможности

получения изолированных связных объектов в результате многопороговой обобработки. Алгоритм является простым и эффективным средством селекции множества однотипных объектов на относительно стационарном фоне и может легко адаптироваться. Последующее бинарное интегрирование позволяет повысить помехоустойчивость и разрешающую способность, однако ценой потери формы селектируемых объектов.

Библиографический список

1. Lang S., Baraldi A., Tiede1 D., Hay G., Blaschke T. Towards a (GE)OBIA 2.0 manifesto – achievements and open challenges in information & knowledge extraction from big Earth data**.** GEOBIA'2018 – Montpellier, 18-22 June, 2018.

2. Gao G. Statistical modeling of SAR images: A Survey; Sensors, 2010. 10. Pp. 775-795.

3. Селекция и распознавание на основе локационной информации / А.Л. Горелик, Ю.Л. Кривошеев, С.С. Эпштейн; Под ред. А.Л. Горелика. М: Радио и связь, 1990. 252 с.

4. Volkov V. Extraction of extended small-scale objects in digital images. Int. Arch. Photogramm. Remote Sens. Spatial Inf. Sci., 2015, XL-5/ W6. Pp. 87-93. URL: https://www.int-arch-photogramm-remote-sens-spatial-inf-sci.net/XL-5-W6/87/2015/ (дата обращения 02.04.2019).

5. Волков В. Ю.. Адаптивное выделение мелких объектов на цифровых изображениях. // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 1. С. 17-28.

6. Bogachev M., Volkov V., Markelov O., Trizna E., Baydamshina D., Melnikov V., Murtazina R., Zelenikhin P., Sharafutdinov I., Kayumov A.. Fast and simple tool for the quantification of biofilm-embedded cells sub-populations from fluorescent microscopic images. PLoS One. V. 13. 2018. Iss. 3, p. e0192022.

7. Skolnik M. Radar Handbook. 3d edition. McGraw Hill, 2008. 1150 p.

УДК 535.016, 535.15, 535.041.08

Л.В. Григорьев*,* кандидат физико-математических наук
И.С. Морозов*,* магистрант
Н.В. Журавлев*,* магистрант
А.В. Михайлов**,* кандидат технических наук
*Университет ИТМО
**АО «ГОИ им. С.И. Вавилова», Санкт-Петербург

ВОЗБУЖДЕНИЕ ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН ПРИ МЕЖЗОННОМ ПОГЛОЩЕНИИ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В СТРУКТУРЕ BSO-ZNO

Проведено экспериментальное исследование процесса лазерно-стимулированной генерации поверхностных акустических волн в структуре пьезоэлектрик-полупроводник. Приведены результаты исследования акустоэлектронных свойств тонкопленочной структуры, содержащей силикат висмута и полупроводник ZnO.

Ключевые слова: поверхностная акустическая волна, лазерно-стимулированная генерация акустических волн, силикат висмута, оксид цинка, акустоэлектроника, акустооптика, радиофотоника, фоторефрактивный материал.

L.V. Grigoryev*,* PhD, Associate Professor
I.S. Morozov*,* master student
N.V. Zhuravlev*,* master student
A.V. Mikhailov**,* PhD
*ITMO University
**JSC «S.I. Vavilov SOI», Saint-Petersburg, Russia

EXCITATION OF SURFACE ACOUSTIC WAVES DURING INTERBAND ABSORPTION OF LASER RADIATION IN A BSO-ZNO STRUCTURE

An experimental investigation of the laser-stimulated generation of surface acoustic waves in a piezoelectric-semiconductor structure has been carried out. The results of studying the acoustoelectronic properties of a thin-film structure containing bismuth silicate and a ZnO semiconductor are presented.

Keywords: surface acoustic wave, laser-stimulated generation of acoustic waves, bismuth silicate, zinc oxide, acoustoelectronics, acousto-optics, radiophotonics, photorefractive material

Введение

В настоящее время необходимость обработки больших массивов информации в реальном масштабе времени, а также невозможность ее решения традиционными методами аналоговой или цифровой электроники ставит задачу исследователям по разработке приборов функциональной микроэлектроники и фотоники, работа которых основана на взаимодействии световых и акустических полей с носителями зарядов в тонких слоях полупроводников и пьезоэлек-

триков [1, 2]. В этой связи становится актуальной задача по созданию микроприборов, работающих на нелинейном акустоэлектронном или акустоэлектронном взаимодействии неравновесных носителей заряда в структуре пьезодиэлектрик – полупроводник. Подобные приборы могут быть использованы в радиофотонике и акустооптике [2, 3]. Использование фоторефрактивного материала (ФРМ) – силиката висмута $Bi_{12}SiO_{20}$ (BSO) в качестве пьезодиэлектрика позволяет создавать структуры перезаписываемой оптической памяти, перестраиваемые фильтры, конвольверы, акустооптические элементы памяти, акустоэлектронные усилители с оптическим управлением, радиофотонные генераторы и сенсоры физических полей, интегрируемых в радиофотонные схемы [4].

Целью настоящей работы было изучение процесса лазерно-стимулированной генерации поверхностных акустических волн (ПАВ) в структуре BSO-ZnO. Эффект основан на генерации ПАВ в пьезоактивной среде электрическими полями, обусловленными дрейфом и диффузией неравновесных носителей заряда фотогенерируемых лазерным излучением в слое пьезополупроводника ZnO.

Технология приготовления образцов и методика измерений

Процессы генерации ПАВ в структуре пьезодиэлектрик-пьезополупроводник исследовались на акустоэлектронной ячейке, состоящей из монокристаллического BSO в качестве подложки, на поверхность которого методом импульсного электронно-лучевого испарения был нанесен тонкий слой пьезополупроводника ZnO. Толщина слоя ZnO, согласно микроскопическим исследованиям, составляла 1.5 мкм. Толщина подложки из BSO составляла 1.5 мм. Поверхность монокристаллической пластины из BSO была отполирована по 14 классу. Перед нанесением слоя ZnO поверхность BSO очищалась от органических загрязнений в полярных и неполярных растворителях, далее отмывалась в деионизованной воде и сушилась в потоке азота. Находясь внутри вакуумной камеры, перед операцией нанесения тонкой пленки ZnO, для повышения адгезии поверхность BSO подвергалась ионному ассестированию. На свободной от слоя ZnO поверхности подложки из BSO впоследствии были сформированы встречно-штыревые электроды из Cr с помощью метода лазерной прецизионной микрогравировки.

Исследование процессов лазерно-стимулированной генерации ПАВ в структуре пьезодиэлектрик-пьезополупроводник проводилось на установке, схема которой приведена на рис. 1.

Установка содержала твердотельный лазер ИАГ:Nd, работающий на длине волны 1.064 мкм, блок параметрической генерации гармоник, блок синхронизации и программируемый источник постоянного напряжения. Лазер, работающий совместно с блоком параметрической генерации, позволял реализовать перестраиваемый источник когерентного излучения в спектральной полосе 350 нм – 1.064 мкм. Для засветки исследуемой структуры использовалось излучение с длиной волны 370 нм. Длительность импульса излучения лазера составляла 8 – 10 нс. Постоянное напряжение, приложенное к слою ZnO варьировалось от 30 до 90 В с шагом 0.5 В.

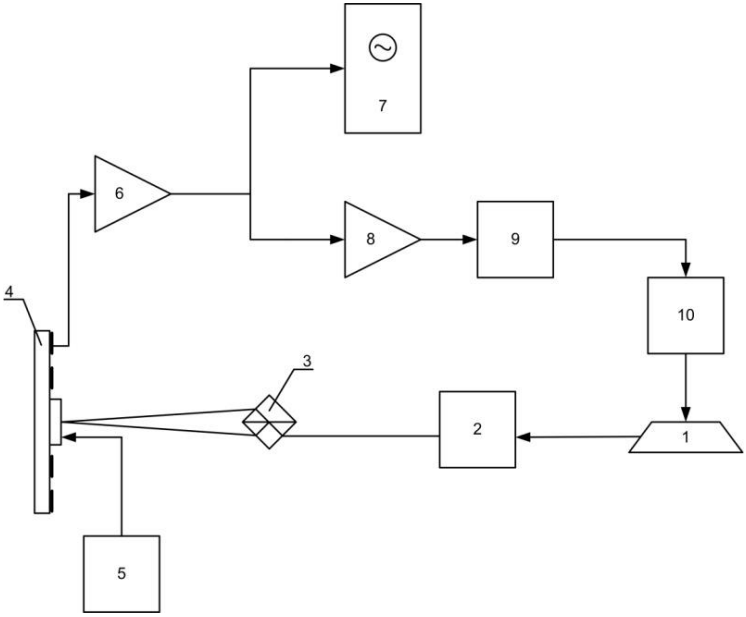


Рис. 1. Установка для проведения исследования процессов лазерно-стимулированной генерации ПАВ в структуре пьезодиэлектрик-пьезополупроводник: 1 – лазер ИАГ:Nd, 2 – параметрический излучатель, 3 – светоделительный куб, 4 – структура BSO-ZnO, 5 – источник постоянного напряжения Keithley 6487, 6 – широкополосный УВЧ, 7 – осциллограф, 8 – быстродействующий АЦП, 9 – контроллер, 10 – ПЭВМ

Экспериментальные исследования

Электрический сигнал фотоакустического отклика исследуемой структуры, содержащей ФР пьезодиэлектрик и пьезополупроводник ZnO, регистрировался на встречно-штыревых преобразователях (ВШП) и далее подавался на широкополосный высокочастотный (ВЧ) усилитель, далее на осциллограф и после аналого-цифрового преобразования в персональную электронную вычислительную машину (ПЭВМ). Зависимость амплитуды регистрируемого электрического сигнала (напрямую связанного с амплитудой акустического сигнала, создаваемого импульсом падающего лазерного излучения в структуре) от интенсивности зондирующего лазерного излучения представлена на рис. 2.

На рис. 2 представлены три графика, соответствующие трем различным напряжениям смещения, подаваемым на структуру: график 1 соответствует величине напряжения смещения равном 30 В, график 2 соответствует величине напряжения смещения равном 60 В и график 3 соответствует величине напряжения смещения равном 90 В. Из всех трех графиков однозначно видно, что увеличение интенсивности падающего излучения вызывает увеличение амплитуды поверхностной акустической волны, генерируемой в исследуемой структуре.

График 1, соответствующий приложенному напряжению смещения 30 В имеет монотонный нарастающий вид, хорошо аппроксимируемый линейной зависимостью. При увеличении напряжения смещения характер зависимости амплитуды ПАВ от интенсивности падающего лазерного излучения претерпевает кардинальные изменения. Так график 2, соответствующий случаю приложения к структуре постоянного напряжения 60 В, имеет вид сложной нелинейной зависимости, состоящей из двух областей: от 0 В и до 17000 Вт/см^2 наблюдается первая область, которая может быть аппроксимирована параболической зависимостью, далее, от 17000 Вт/см^2 до 40000 Вт/см^2 наблюдается область, которая может быть описана с помощью линейной зависимости. При дальнейшем увеличении напряжения, прикладываемого к исследуемой структуре (график 3, рис. 2) зависимость амплитуды фотоакустического отклика структуры от интенсивности засветки лазерным излучением состоит из двух областей и становится полностью нелинейной: от 0 Вт/см^2 и до 20000 Вт/см^2 зависимость может быть описана с помощью кубической функции, а в диапазоне интенсивностей падающего лазерного излучения от 20000 Вт/см^2 до 40000 Вт/см^2 зависимость описывается параболической функцией. Необходимо отметить, что при небольшой величине напряжения смещения величина фотоакустического отклика структуры мало изменяется от интенсивности падающего лазерного излучения (график 1, рис. 2).

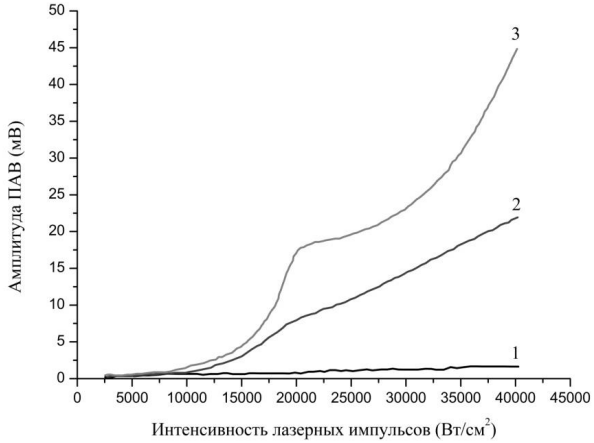


Рис. 2. Зависимость амплитуды оптически возбужденной ПАВ от интенсивности лазерного излучения, падающего на слой ZnO, при напряжении смещения: 1 – 30 В, 2 – 60 В, 3 – 90 В

Эффект оптической генерации ПАВ в структуре BSO-ZnO при межзонном поглощении импульсного лазерного излучения в слое оксида цинка может быть объяснен на основе модели пьезоэлектрического эффекта. При поглощении в слое оксида цинка лазерного излучения с длиной волны, равной 370 нм, происходит генерация неравновесных носителей заряда: электронно-дырочных

пар, а также происходит их пространственно-неоднородное распределение в тонкой пленке ZnO. Так приложение к структуре внешнего электрического поля и процесс диффузии неравновесных носителей заряда приводит к пространственно-неоднородному распределению носителей заряда и в дальнейшем происходит их захват на глубокие ловушки, присутствующие в ZnO. Неоднородное по плотности распределение зарядов приводит к появлению в приповерхностной области ZnO-BSO неоднородного пространственного распределения электрического поля. Так как образец освещается импульсным лазерным излучением, то все процессы генерации неравновесных носителей заряда и их захвата на глубокие ловушки в полупроводнике переменны во времени, что и создает переменное во времени и неоднородное в пространстве электрическое поле, проникающее из ZnO в приповерхностную область BSO. Соответственно, в приповерхностной области BSO, благодаря пьезоэффекту, генерируется ПАВ, которая распространяется до регистрирующего ВШП электрода. Малое время жизни неравновесных фотоэлектронов в ZnO исключает акустоэлектронное взаимодействие в те периоды, когда структура не освещается лазерным излучением.

Основные результаты и выводы

Проведено экспериментальное исследование процесса лазерно-стимулированной генерации поверхностных акустических волн в структуре пьезодиэлектрик-пьезополупроводник BSO-ZnO. Приведены результаты исследования фотоакустического отклика исследуемой структуры от интенсивности падающего лазерного излучения при длине волны, равной 370 нм, соответствующей межзонному поглощению излучения в слое оксида цинка. Проведено исследование амплитуды ПАВ для различных значений напряжения смещения, приложенного к структуре BSO-ZnO. Обнаружена нелинейная зависимость величины амплитуды ПАВ от интенсивности лазерной засветки при увеличении напряжения смещения.

Способ лазерно-стимулированной генерации ПАВ в структуре пьезодиэлектрик-пьезополупроводник может быть использована для построения акустоэлектронных устройств и акустооптических ячеек, а также микроприборов радиофотоники с оптическим управлением.

Библиографический список

1. Грудзинская И.С., Пятаков П.А. Оптическое возбуждение поверхностной акустической волны в слоистой среде фотопроводник-пьезодиэлектрик // Акустический Журнал, 1985, Т. XXXV. Вып.4. С. 616-619.

2. Владимирцев Ю.В., Голеиищев-Кутузов А.В., Голенищев-Кутузов В.А. Акустооптическое взаимодействие в фоторефрактивных средах и его приложения // Акустический журнал. 1995. Т. 41. №3. С. 357-363.

3. Быстров Р.П., Соколов С.А., Черепенин В.А. Системы и устройства на основе радиофотоники применительно к радиолокации // Журнал Радиоэлектроники. 2017. №6. С. 48-63.

4. Duy N.L., Journet B., Ledoux-Rak I., Zyss J., Hai Nam L.V., Luc V.V. Opto-electronic Oscillator: Applications to Sensors. IEEE International Meeting on Microwave Photonics, 2008.

УДК 621.397

А.Г. Давидчук*,* кандидат технических наук
А.Ф. Крячко*,*** доктор технических наук, профессор
А.*П. Шепета**,*** доктор технических наук, профессор
*ЗАО «НПЦ «Аквамарин»
**Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ДИФРАКЦИЯ НА N ПОЛУПЛОСКОСТЯХ С ПРОИЗВОЛЬНО ОРИЕНТИРОВАННЫМИ КРАЯМИ

Рассмотрена задача дифракции на *N* непрозрачных поглощающих полуплоскостях, перпендикулярных направлению распространения волны, края которых ориентированы произвольным образом относительно друг друга. Решение данной задачи может быть использовано при моделировании отражения от протяженных радиолокационных предметов методом блестящих точек.

Ключевые слова: дифракция, квадратичная форма, рекуррентное соотношение.

A.G. Davidchuk*,* PhD, Associate Professor
A.F. Kryachko*,*** PhD, Professor
A.P. Shepeta*,*** PhD, Professor
*Aquamarine" closed joint stock company
**St. Petersburg State University of Aerospace Instrumantation

DIFFRACTION ON N HALF-PLANES WITH RANDOMLY THE FOCUSED EDGES

The problem of diffraction on N opaque absorbing half-planes perpendicular to the direction of distribution of a wave which regions are focused arbitrarily rather each other is considered. The solution of this task can be used when modeling reflection from extended radar objects by method of brilliant points

Keywords: diffraction, square form, recurrence relation.

Введение

В результате последовательного применения принципа Гюйгенса-Френеля дифракционное поле в точке наблюдения может быть записано в виде многократного интеграла Релея-Зоммерфельда. В полученном *2N*-кратном интеграле после ряда преобразований, представляющих собой поворот локальных систем координат, связанных с каждым экраном, можно устранить зависимость нижних пределов интегрирования от поперечных координат. Это позволяет вычислить интеграл по данным переменным в явном виде с помощью метода стационарной фазы. Далее, после ряда преобразований и упрощений, исходный интеграл сводится к *2N*-кратному интегралу, характерному для дифракции на последовательно расположенных препятствиях, но с изменёнными геометрическими параметрами.

Постановка задачи

Теория дифракции Френеля-Кирхгофа основана на использовании дифракционных интегралов Гельмгольца-Кирхгофа:

$$U(P)=\frac{1}{4\pi}\iint_S\left[U(Q)\frac{\partial}{\partial n}\left(\frac{\exp(ikr)}{r}\right)-\frac{\exp(ikr)}{r}\frac{\partial U(Q)}{\partial n}\right]dS$$

или дифракционных интегралов Релея-Зоммерфельда первого и второго типа [1-3].

$$U(P)=\frac{1}{4\pi}\iint_S U(Q)\frac{\partial}{\partial z_j}\frac{\exp\left(ikr_{j+1}\right)}{r_{j+1}}dS$$

$$U(P)=-\frac{1}{2\pi}\iint_S\frac{\exp(ikr)}{r}\frac{\partial U}{\partial n}dS$$

где $U(Q)$ – поле в точке Q на поверхности S, $k=\frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число, r есть расстояние PQ, и dS обозначает элемент поверхности, n – внутренняя нормаль к поверхности S.

В общей теории S должно быть поверхностью, окружающую точку наблюдения P.

Тогда дифракционный интеграл Гельмгольца-Кирхгофа при $r>>\lambda$ можно представить в виде:

$$U(P)=-\frac{ik}{4\pi}\iint_S U(Q)\frac{\exp\left(ikr_{j+1}\right)}{r_{j+1}}(\cos\alpha-\cos\beta)dS.$$

Если считать, что $U(Q)$ – поле источника, то данная формула представляет собой известную дифракционную формулу Френеля-Кирхгофа, которая является математическим выражением принципа Гюйгенса-Френеля.

Решение задачи

Пусть между источником, расположенным в точке $P_0(x_0,y_0,0)$ и приемником, расположенным в точке $P(x_{N+1},y_{N+1},z_{N+1})$ находится N непрозрачных поглощающих полуплоскостей [4, 5]. Введем декартову систему координат xyz таким образом, чтобы плоскости препятствий и плоскость xOy были параллельны. Ось z направлена вдоль пути распространения. В плоскости каждого препятствия дополнительно введем локальную систему координат с центром в точке пересечения оси Oz с плоскостью данного препятствия. Оси локальных и общей системы координат коллинеарны. Край каждого j-го препятствия $\left(j=\overline{1,N}\right)$ произвольно ориентирован в пространстве и составляет угол α_j с осью O_jx_j локальной системы координат. Угол α_j – положительный, если отсчитывается против часовой стрелки.

Обозначим через H_j высоту j-го препятствия при $\alpha_j = 0$. Тогда положение края можно описать уравнением прямой вида:

$$y_j = H_j + x_j \cdot \mathrm{tg}\left(\alpha_j\right).$$

Области интегрирования Ω_j в формуле:

$$U(P) = C' \int_{\Omega_1} \ldots \int_{\Omega_N} \exp\left(i \cdot \left[\Phi_S^{(N)} + \Phi_T^{(N)}\right]\right) d\Omega_1 \ldots d\Omega_N \qquad (1)$$

задаются следующими соотношениями:

$$\Omega_j : \left\{-\infty < s'_j < \infty,\ t'_j\left(s'_j\right) = h_j + s'_j \cdot \mathrm{tg}\left(\alpha_j\right) \le t'_j < \infty\right\}.$$

В выражении (1) имеем:

$$\Phi_S^{(N)} = \sum_0^{N+1} s_j^2 - 2\sum_0^N \beta_j s_j s_{j+1}, \qquad \Phi_T^{(N)} = \sum_0^{N+1} t_j^2 - 2\sum_0^N \beta_j t_j t_{j+1},$$

$$C' = \frac{\exp(ikd)}{(i\pi)^N d_1} \prod_1^N \frac{d_j}{d_j + d_{j+1}}, \qquad \beta = \begin{cases} \sqrt{\dfrac{d_2}{d_1 + d_2}}, & j = 0 \\ \sqrt{\dfrac{d_j d_{j+2}}{\left(d_j + d_{j+1}\right)\left(d_{j+1} + d_{j+2}\right)}}, & j = \overline{1, N-1}. \\ \sqrt{\dfrac{d_N}{d_N + d_{N+1}}}, & j = N \end{cases}$$

Поле в точке *P* запишется в виде:

$$U(P) = C \int_{-\infty}^{\infty} ds'_1 \ldots \int_{-\infty}^{\infty} ds'_N \int_{t'_1(s'_1)}^{\infty} dt'_1 \ldots \int_{t'_N(s'_N)}^{\infty} dt'_N \exp\left(i \cdot \left[\Phi_S^{(N)} + \Phi_T^{(N)}\right]\right) \qquad (2)$$

где $\Phi_S^{(N)}$ и $\Phi_T^{(N)}$ определены выше.

Бесконечные пределы интегрирования по поперечным координатам s'_j и квадратичная форма в показателе экспоненты позволяют вычислить многомерный интеграл по данным переменным в явном виде, совершив ряд преобразований от переменных j s'_j и t'_j к новым переменным s_j и t_j согласно формулам:

$$\begin{cases} s'_j = s_j \cos\alpha_j - t_j \sin\alpha_j, \\ t'_j = s_j \sin\alpha_j + t_j \cos\alpha_j; \end{cases} \qquad j = \overline{1, N} \qquad (3)$$

Преобразование (3) описывает поворот j-ой локальной системы координат на угол α_j. При этом край препятствия становится параллельным координатной оси $O_j t_j$ и описывается уравнением

$$t_j = h_j \cos\alpha_j = h'_j, \ j = \overline{1, N}.$$

Якобиан преобразования (3) равен единице.

Заменяя s'_j и t'_j (2) новым значениями s_j и t_j, приводя подобные члены получим:

$$U(P) = C\int_{-\infty}^{\infty} ds_1 \ldots \int_{-\infty}^{\infty} ds_N \exp\left(i\Phi_S\right)\int_{h'_1}^{\infty} dt_1 \ldots \int_{h'_N}^{\infty} dt_N \exp\left(i\Phi_T\right) \tag{4}$$

где

$$\Phi_T = \sum_0^{N+1} t_j^2 - 2\sum_0^N \alpha_j t_j t_{j+1},$$

$$\Phi_S = \sum_0^{N+1} s_j^2 - 2\sum_0^N \left[\alpha_j s_j s_{j+1} + c_j\left(s_j t_{j+1} - s_{j+1} t_j\right)\right],$$

$$\alpha_j = \beta_j \cos\left(\alpha_j - \alpha_{j+1}\right),\ c_j = \beta_j \sin\left(\alpha_j - \alpha_{j+1}\right),\ \alpha_0 = \alpha_{N+1} = 0.$$

Для вычисления интеграла по s_j воспользуемся многомерным методом стационарной фазы [6]. Находим точки стационарной фазы из решения системы уравнений:

$$\frac{\partial \Phi_S}{\partial s_k} = \frac{\partial}{\partial s_k}\left\{\sum_0^{N+1} s_j^2 - 2\sum_0^N \left[a_j s_j s_{j+1} + c_j\left(s_j t_{j+1} - s_{j+1} t_j\right)\right]\right\} = 0,\ \ k = \overline{1,N}$$

При дифференцировании t_j считаются постоянными, а в суммах остаются только те члены, для которых $j = k$ и $j = k-1$. В результате система уравнений принимает вид:

$$-a_{j-1} s_{j-1} + s_j - a_j s_{j+1} = f_j,\ \ j = \overline{1,N} \tag{5}$$

или в матричной форме:

$$A \cdot S = Q(T) \tag{6}$$

где A – матрица коэффициентов системы, имеющая трехдиагональный вид, элементы которой задаются соотношениями:

$$\left[A\right]_{ij} = a_{ij} = \begin{cases} 1,\ \ i = j \\ -a_i,\ j = i+1 \\ -a_j,\ j = i-1 \\ 0,\ \ |i-j| > 1 \end{cases},\quad i, j = \overline{1,N}, \tag{7}$$

S – вектор-столбец неизвестных, $Q(T)$ – вектор-столбец свободных членов, элементы которого зависят от переменных t_j и имеют вид:

$$\left[Q(T)\right]_j = q_j = c_j t_{j+1} - c_{j-1} t_{j-1} + \begin{cases} a_0 s_0, & j = 1; \\ a_N s_{N+1}, & j = N. \end{cases},\ \ j = \overline{1,N} \tag{8}$$

Детерминант матрицы A – $\det(A) = \Delta_A^{(N)}$ отличен от нуля и, следовательно, система (6) имеет единственное решение. Умножая слева обе части формулы (6) на матрицу A^{-1}, обратную матрице A, получим:

$$S^0 = A^{-1} \cdot Q(T), \tag{9}$$

где S^0 – столбец решений.

Будем полагать, что обратная матрица найдена одним из способов, например, изложенных в [7], причем в силу симметричности исходной матрицы A обратная также будет симметрична и необходимо определить только $N(N+1)/2$ членов матрицы A^{-1}. Пусть a'_{ij} – элементы обратной матрицы A^{-1} $\left(i, j = \overline{1,N}\right)$. Тогда (9) можно переписать в виде:

$$s_i^0 = \sum_1^N a'_{ij} q_j, \quad i = \overline{1,N} \tag{10}$$

Подставляя в последнее выражение значения q_j из (5) и выделяя члены с одинаковыми t_j, получим:

$$s_i^0 = \left(a'_{i,1} w_0 + a'_{i,N} w_{N+1}\right) + \sum_1^N \left(a'_{i,j-1} c_{j-1} - a'_{i,j+1} c_j\right) t_j, \quad j = \overline{1,N} \tag{11}$$

где

$$w_0 = a_0 s_0 - c_0 t_0 = \beta_0 \left(s_0 \cos\alpha_1 + t_0 \sin\alpha_1\right),$$

$$w_{N+1} = a_N s_{N+1} + c_N t_{N+1} = \beta_N \left(s_{N+1} \cos\alpha_N + t_{N+1} \sin\alpha_N\right),$$

В выражении для s_i^0 полагается, что все $a'_{i,0} = a'_{i,N+1} = 0$.

Таким образом, имеем невырожденную стационарную точку, расположенную внутри области интегрирования. Гессиан функции Φ_S:

$$H_\Phi\left(S^0\right) = \left|\frac{\partial \Phi_S}{\partial s_i \partial s_j}\right|_{S=S^0} = 2^N \Delta_A^{(N)},$$

и, следовательно, многомерный интеграл по переменным s_j равен [3]:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \ldots \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(i \cdot \Phi_S\right) ds_1 \ldots ds_N = \sqrt{\frac{\pi^N}{\Delta_A^{(N)}}} \exp\left(i \cdot \left[\frac{N\pi}{4} + \Phi_{S^0}\right]\right) \tag{12}$$

где Φ_{S^0} – функция Φ_S, в которой вместо s_j подставлены их значения в точках стационарной фазы s_j^0, т.е.

$$\Phi_{S^0} = \sum_0^{N+1} \left(s_j^0\right)^2 - 2\sum_0^N \left[a_j s_j^0 s_{j+1}^0 + c_j \left(s_j^0 t_{j+1} - s_{j+1}^0 t_j\right)\right], \quad \left(s_0^0 \equiv s_0,\ s_{N+1}^0 \equiv s_{N+1}\right). \tag{13}$$

В силу того, что элементы матрицы A располагаются на трех главных диагоналях, для вычисления определителя можно построить простое рекуррентное соотношение, которое получается после разложения $\Delta_A^{(N)}$ по элементам последней строки:

$$\begin{cases} \Delta_A^{(N)} = \Delta_A^{(N-1)} - a_{N-1}^2 \Delta_A^{(N-2)} \\ \Delta_A^{(1)} = 1;\ \Delta_A^{(2)} = 1 - a_1^2 \end{cases} \tag{14}$$

где $\Delta_A^{(j)}$ – главный минор матрицы A порядка j .

Подставляя (12) в (2) получим:

$$U(P) = C'' \int_{h_1'}^{\infty} dt_1 \ldots \int_{h_N'}^{\infty} dt_N \exp\left(i \cdot \left[\Phi_T + \Phi_{S^0} \right] \right)$$

где $C'' = \dfrac{\exp\left[i\left(kd - 0.25\pi N \right) \right]}{\pi^{0.5N} d_1 \sqrt{\Delta_A^{(N)}}} \prod_1^N \dfrac{d_j}{d_j + d_{j+1}}$.

Найдем выражение для суммы $\Phi_T + \Phi_{S^0}$. Подставляя формулу (11) для вычисления s_j^0 в (13) и группируя в суммах члены с одинаковыми степенями t_j после громоздких выкладок, получим окончательное выражение для поля:

$$U(P) = C \int_{h_1'}^{\infty} dt_1 \ldots \int_{h_N'}^{\infty} dt_N \exp\left(i \cdot \left[\sum_{i,j=1}^{N} m_{ij} t_i t_j - 2 \sum_{j=1}^{N} n_j t_j \right] \right) \tag{15}$$

где

$$m_{ij} = a_{ij} + c_{i-1}\left(a'_{i-1,j+1} c_j - a'_{i-1,j-1} c_{j-1} \right) + c_i \left(a'_{i+1,j-1} c_{j-1} - a'_{i+1,j+1} c_j \right);$$

$$n_j = w_0 \left(a'_{1,j+1} c_j - a'_{1,j-1} c_{j-1} \right) + w_{N+1} \left(a'_{N,j+1} c_j - a'_{N,j-1} c_{j-1} \right) + \begin{cases} a_0 t_0 + c_0 s_0, & j = 1 \\ a_N t_{N+1} - c_N s_{N+1}, & j = N \end{cases}; \tag{16}$$

$$C = \frac{\exp i\left(kd + \varphi - 0.25\pi N \right)}{\sqrt{\pi^N} d_1 \sqrt{\Delta_A^{(N)}}} \prod_1^N \frac{d_j}{d_j + d_{j+1}};$$

$$\varphi = s_0^2 + t_0^2 + s_{N+1}^2 + t_{N+1}^2 - a'_{11} w_0^2 - 2 a'_{1N} w_0 w_{N+1} - a'_{NN} w_{N+1}^2 .$$

Выводы

Таким образом, выражение (15) является решением задачи дифракции волн на N препятствиях с произвольно ориентированными краями. Также как и для случая препятствий с параллельными краями решение представлено в виде N- кратного дифракционного интеграла с постоянными пределами интегрирования.

Так как матрицы A и A^{-1} симметричны, то и матрица $\left[M\right]_{ij} = m_{ij}$ симметрична. Если источник находится в начале координат: $P_0\left(0,0,0\right)$, а приемник на оси *Oz*: $P\left(0,0,d\right)$, то $\varphi = 0$ и $n_j = 0$ для всех $j = \overline{1,N}$.

Таким образом, в показателе экспоненты подынтегрального выражения остается только квадратичная форма $\sum_{i,j=1}^{N} m_{ij} t_i t_j$.

Библиографический список

1. Борн М., Вольф Э. Основы оптики. М.: Наука, 1973. 720 с.
2. Зоммерфельд А. Оптика М.: ИЛ, 1953. 486 с.
3. Гудмен Дж. Введение в фурье-оптику М.: Мир, 1970. 364 с.
4. Дагуров П.Н., Дмитриев А.В. Многократная дифракция Френеля-Кирхгофа на полуплоскостях с произвольно ориентированными краями // Электромагнитные волны и электронные системы. 2008. № 6.
5. Dagurov P.N. Multiple Knife-Edge Diffraction by Obstacles With Unparallel Edges / P.N. Dagurov, A.V. Dmitriev // The 8th URSI Commission F Triennial Open Symposium on Wave Propagation and Remote Sensing: Proceedings. – Aveiro, Portugal, 1998. Pp. 75-78.
6. Федорюк М.В. Метод перевала. М.: Наука, 1977. 368 с.
7. Курош А.Г. Курс высшей алгебры. М.: Наука, 1968. 431 с.

УДК 621.396.1

С.В. Дворников*, доктор технических наук, профессор
А.Ф. Крячко*, доктор технических наук, профессор
А.В. Пшеничников*, кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ В КОНФЛИКТНЫХ СИТУАЦИЯХ КОГНИТИВНОГО ХАРАКТЕРА

Современное инфотелекоммуникационное пространство характеризуется активным использованием радиоэлектронными средств и систем, функционирующих с различной степенью интенсивности. Задача исследования формулируется в виде разработки модели конфликтной ситуации между РТС с когнитивными свойствами, реализующих динамические изменение воздействия в зависимости от совокупности информационных признаков о функциональной модели. Рассмотрена схема замкнутого управления, в которой управляющее воздействие детерминируется деструктивным воздействием внешней среды и информационным потоком системы реализации.

Ключевые слова: когнитивная РТС, конфликтная ситуация, функция управления, моделирование.

S.V. Dvornikov*, PhD, Professor,
A.F. Kryachko*, PhD, Professor,
A.V. Pshenichnnikov*, PhD, Associative Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

RESEARCH OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS IN CONFLICT SITUATIONS OF COGNITIVE CHARACTER

The modern infotelekommunikatsionny space is characterized by active use radio-electronic the means and systems functioning with various degree of intensity. The research problem is formulated in the form of development of model of a conflict situation between radio engineering systems with cognitive properties, realizing dynamic change of influence depending on set of information signs about functional model. The scheme of the closed management in which the operating influence is determined by destructive influence of the external environment and the information flow of a system of realization is considered.

Keywords: cognitive radio engineering systems, conflict situation, function of management, modeling.

Введение

Управление радиотехническими системами (РТС) в условиях сложной помеховой обстановки является достаточно сложной задачей, нетривиальность решения которой стимулирует поиск новых неординарных подходов к разрешению конфликтных ситуаций.

Традиционная методология разрешения конфликтных ситуаций осуществляется на основе теоретико-игровых методов моделирования, формализующей различные алгоритмы практической реализации в том числе и на основе программной перестройки рабочей частоты [1-4]. Но данные подходы позволяют получать приемлемые решения при условии априорных знаний о стратегии поведения конфликтующих сторон. Однако, реализации современных РТС на основе современных технологий [6-8] и платформе *CRS* (*Cognitive Radio System*) систем базируется на принципах искусственного интеллекта и предполагает недетерминированность их поведения, которое носит когнитивный характер, определяющий изменение реакции не только в зависимости от обстановки, но и от уровня знаний, получаемой системой в ходе протекания конфликтной ситуации.

В рамках рассматриваемой проблематики, задачу исследования сформулируем в следующем контексте: разработка модели конфликтной ситуации между РТС с когнитивными свойствами, реализующих динамические изменение воздействия в зависимости от совокупности информационных признаков о функциональной модели взаимодействия и реакции самих РТС.

Постановка задачи

В интересах формализации указанной задачи рассмотрим схему замкнутого управления, в которой управляющее воздействие детерминируется деструктивным воздействием внешней среды и информационным потоком системы реализации (рис. 1). Топологию конфликта двух когнитивных РТС на рис. 1 характеризует их взаимодействие на основе управления выделенными ресурсами в функционально-временной области, определяющих динамику взаимодействия.

На обобщенной структурной схеме внешнее формирующее воздействие на систему управления РТС 1 представлено функцией $F_R(t)$. Эта функция зависит от времени, характеризует полную функцию управления, в общем виде не является четко формализованной.

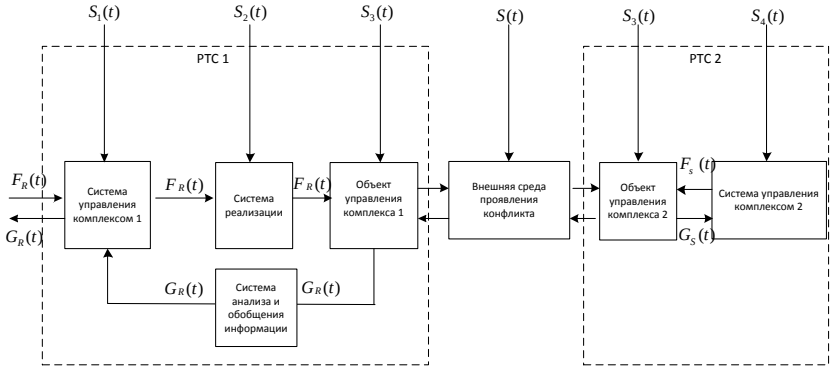


Рис. 1. Обобщенная структурная схема взаимодействия двух РТС в конфликтной ситуации

Область значений функции $F_R(t)$ входит в область определения функции $\hat{F}_R(t)$ детерминирующей управляющее воздействие комплекса 1 с учетом деструктивного воздействия внешней среды $S_1(t)$. Реализация принятого решения на управление осуществляется на основе функции управления $\hat{F}_R(t)$ с учетом внешних факторов $S_2(t)$. Воздействие системы реализации решений определяется функцией $\hat{\hat{F}}_R(t)$ в условиях, формализованных воздействием $S_3(t)$. Функции внешнего воздействия в когнитивной конфликтной ситуации являются коррелированными, определяют иерархичность принятия решений на различных уровнях взаимодействия.

Учитывая, что функции $F_R(t)$, $\hat{F}_R(t)$, $\hat{\hat{F}}_R(t)$ описывают воздействие системы управления, то по своей природе они также должны быть коррелированы. Функции $\hat{\hat{G}}_R(t)$, $\hat{G}_R(t)$, $G_R(t)$ замыкают контур управления и характеризуют отображение состояния объекта управления на каждой стадии конфликтной ситуации. Они реализуются системой анализа и обобщения информации.

Очевидно, что цели управления РТС 1 и РТС 2 в конфликтной ситуации при доминирующем положении одной из РТС их не будут совпадать.В дальнейшем будем полагать, что одна из РТС, являясь доминирующей, использует в своих интересах частотный ресурс, а другая РТС противодействует ей путем реализации деструктивных воздействий на подсистему управления. В связи с этим функции $F_S(t)$ и $F_R(t)$, характеризующие процессы управления и отображения информации об объекте управления имеют противоположные друг другу целевые установки. Аналогично описываются функции $H_R(t)$ и $H_S(t)$.

Эффективность функционирования РТС определим как степень достижения показателей качества. Под стратегией управления ресурсами РТС будем понимать совокупность элементарных методов управления. А элементарный метод определим как совокупность способов, направленных на достижение требуемого значения эффективности функционирования РТС.

Отличительными свойствами элементарных методов управления являются их дальнейшая неделимость, системность при формировании стратегии управления ресурсами РТС.

Под системностью элементарных методов управления будем понимать их структурно-функциональную взаимосвязанность, учитывая, что некоррелированные элементарные методы управления образуют отдельные стратегии управления.

Если допустить, что система управления ресурсами РТС 1 реализует m (m= 2, 3, 4…) элементарных методов управления, то система управления ресурсами системы противодействия также должна реализовывать m элементарных методов. При этом каждому элементарному методу управления ресурсами РТС 1 будет соответствовать элементарный метод управления системы противодействия, определяемый ее когнитивными возможностями. В случае невыполнения данного условия значение эффективности функционирования моделируемых РТС выходит за границы допустимой области. Моделирование кон-

фликтных ситуаций взаимодействия когнитивных РТС на заданных принципах означает соответствие критерию выделения требуемого объема ресурсов в интенсивной модели управления.

Моделирование

Для агрегирования модели комплексов РТС в детерминированных конфликтных ситуациях будем полагать, что целью системы противодействия является снижение эффективности функционирования противоположной стороны.

Проанализируем возможные состояния модели:

C_{00} – подсистема идентификации воздействия и подсистема нейтрализации свободны– вероятность такого состояния обозначим P_{00};

C_{10} – подсистема идентификации занята, подсистема нейтрализации свободна – P_{10};

C_{01} – подсистема идентификации свободна, подсистема нейтрализации занята обработкой информации – P_{01};

C_{11} – обе системы заняты – P_{11}.

С учетом введенных понятий составим дифференциальные уравнения, характеризующих состояния РТС.

Состояние C_{00} возможно в следующих несовместных случаях:

– в момент времени t подсистема идентификации и нейтрализации РТС 1 свободны. За интервал времени Δtстратегия управления комплексом 2 РТС 2 не изменилась. Вероятность этого события определяется как

$$P_{00}(t)\,(1-\alpha\,\Delta t); \tag{1}$$

– в момент времени t подсистема идентификации комплекса 1РТС 1 находилась в состоянии C_{01}. За время Δt выявлены данные о признаке деструктивного воздействия комплекса 2 РТС 2. Вероятность этого события

$$P_{01}(t)\,\chi\,\Delta t; \tag{2}$$

Соотношение для состояния C_{00} запишем в виде

$$P_{00}(t+\Delta t) = P_{00}(t)\,(1-\alpha\,\Delta t) + P_{01}(t)\,\chi\,\Delta t; \tag{3}$$

После соответствующих преобразований и перехода к пределу при $\Delta t \to 0$, получим дифференциальное уравнение

$$\frac{d}{dt}P_{00}(t) = -P_{00}(t)\,\alpha + P_{01}(t)\,\chi; \tag{4}$$

Состояние C_{01} возможно в следующих несовместных случаях:

– подсистема идентификации РТС 1 в момент времениtсвободна. За интервал времени Δt изменение стратегии воздействия не произошло, подсистема нейтрализации занята. Вероятность этого события равна

$$P_{01}(t)\,(1-\alpha\,\Delta t)(1-\chi\,\Delta t); \tag{5}$$

– в момент времени t подсистема идентификации РТС 1 занята, подсистема нейтрализации свободна. За время Δt подсистема идентификации РТС 1 выявила данные о способе воздействия

$$P_{10}(t)\,(\eta\,\Delta t); \tag{6}$$

- в момент времени t подсистема идентификации РТС 1 занята. За время Δt подсистема идентификации свободна, подсистема нейтрализации занята. Вероятность такого события

$$P_{11}(t)\,\eta\,\Delta t; \tag{7}$$

Соотношение для состояния C_{01} определим в виде следующего дифференциального уравнения

$$\frac{d}{dt}P_{01}(t) = -P_{01}(t)\,(\alpha+\chi) + P_{11}(t)\,\eta + P_{10}(t)\,\eta; \tag{8}$$

При составлении дифференциального уравнения состояние C_{10} проанализируем следующие несовместные события:

– в момент времени t подсистема идентификации РТС 1 находилась в состоянии C_{00}. За интервал времени Δt идентифицирован требуемый признак о смене стратегии воздействия РТС 2. Вероятность этого события

$$P_{00}(t)\,\alpha\,\Delta t; \tag{9}$$

– в момент времени t подсистема идентификации РТС 1 находилась в состоянии C_{10}. За время Δt в области действия подсистемы идентификации проявился требуемый признак воздействия РТС 2, и он не выявлен. Вероятность этого события определим как

$$P_{10}(t)\,(1-\eta\,\Delta t); \tag{10}$$

– в момент времени t подсистема нейтрализации РТС 1 находилась в состоянии C_{11}. За время Δt подсистема нейтрализации сформировала данные нейтрализации стратегии РТС 2. Вероятность этого события равна

$$P_{11}(t)\,\eta\,\Delta t; \tag{11}$$

Тогда соотношение для состояния C_{10} запишем в виде следующего дифференциального уравнения

$$\frac{d}{dt}P_{10}(t) = P_{00}(t)\,\alpha - P_{10}(t)\,\eta + P_{11}(t)\,\chi; \tag{12}$$

Состояние C_{11} определим следующим образом:

– в момент времени t подсистема нейтрализации РТС 1 находилась в состоянии C_{01}. За время Δt получены данные о воздействии

$$P_{01}(t)\,\alpha\,\Delta t; \tag{13}$$

– в момент времени t подсистема идентификации РТС 1 находилась в состоянии C_{11}. За интервал времени Δt не были обработаны данные по стратегии воздействия РТС 2. Вероятность этого события вычислим как

$$P_{11}(t)\,(1-(\eta+\chi)\,\Delta t); \tag{14}$$

Соотношение для состояния C_{11} представим в виде дифференциального уравнения

$$\frac{d}{dt}P_{11}(t) = P_{01}(t)\,\alpha - P_{11}(t)\,(\eta + \chi); \tag{15}$$

Систему уравнений, характеризующих состояния модели РТС 1 в динамической конфликтной ситуации когнитивного характера, представим в виде

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}P_{00}(t) = -P_{00}(t)\,\alpha + P_{01}(t)\,\chi \\ \frac{d}{dt}P_{01}(t) = -P_{01}(t)\,(\alpha + \chi) + P_{11}(t)\,\eta + P_{10}(t)\,\eta \\ \frac{d}{dt}P_{10}(t) = P_{00}(t)\,\alpha - P_{10}(t)\,\eta + P_{11}(t)\,\chi \\ \frac{d}{dt}P_{11}(t) = P_{01}(t)\,\alpha - P_{11}(t)\,(\eta + \chi) \end{cases}. \tag{16}$$

Система (16) является системой уравнений синтеза моделей когнитивных РТС в условиях динамической конфликтной ситуации.

Практическое решение системы (16) является нетривиальной задачей, предполагающей детерминацию граничных областей функционально-временных состояний РТС.

Выводы

Анализ результатов моделирования позволяет сделать следующее заключение. Повышение интенсивности обслуживания подсистемами идентификации и нейтрализации комплексов РТС в условиях конфликтной ситуации когнитивного характера обеспечивает повышение эффективности их функционирования.

Очевидно, что когнитивность систем не позволяет получить однозначно детерминированные решения даже в частных случаях. Однако если более детально определить показатели потоков, то пространство решений сужается до уровня плоскости, центр масс которой и будет определять наиболее вероятностное решение.

Библиографический список

1. Lam Y. M., Wittke P. H. Frequency hopped spread spectrum transmission with band-efficient modulations and simplified noncoherent // IEEE Transaction on circuts and systems. Vol. 45. № 1. 1998. Pp. 106-121.

2. Pelechrinis K., Koufogiannakis C., Krishnamurthy S. On the efficacy of frequency hopping in coping with jamming attacks in 802.11 networks// IEEE transactions on wireless communications. 2010. №10. Pp. 3258-3271.

3. Zander. J., Malmgren G. Adaptive frequency hopping in HF communications // IEE Proceedings Communications. Vol. 142. 1995. Pp. 99-105.

4. Naser Hossein. Frequency hopping spread spectrum: an effective way to improve wireless communication performance // Advanced Trends in Wireless Communications, 1999. Vol. 34. Pp. 187-202.

6. Interoperability and performance standards for Medium and High Frequency radio systems, MIL-STD-188-141B, 2001.

7. Proakis J. G. Digital communications; 5th McGraw – Hill, 2008.

8. Torrieri D. Principles of spread spectrum communications systems / Springer Science. Business Media Inc. 2005. 444 p.

УДК 535.92

А.К. Ермаков*, студент
Н.В. Поваренкин*,
кандидат технических наук, доцент
С.А. Подстригаев**, начальник научно-исследовательской
лаборатории НИИ «Вектор»
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
**Научно-исследовательский институт «Вектор»

ВЛИЯНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ НА ПАРАМЕТРЫ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ

Рассмотрены преимущества волоконно-оптической линии связи для построения базы радиопеленгования, а также параметры волоконно-оптических кабелей и влиянии на них температуры.

Ключевые слова: радиопеленгование, волоконно-оптическая линия связи, дисперсия, поляризационная дисперсия.

A.K. Ermakov*, student
N.V .Povarenkin*, PhD, Associate Professor
S.A.Podstrigaev**, Director of Research and Development laboratory at "Vector"
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
** Scientific-Research Institute Vector OJSC, St. Petersburg, Russia

THE EFFECT OF TEMPERATURE ON THE PARAMETERS O F THE FIBER-OPTIC COMMUNICATION LINE

The advantages of a fiber-optic communication line for constructing a radio-directional base, as well as the parameters of fiber-optic cables and the effect of temperature on them are considered.

Keywords: radio direction finding, fiber-optic communication line, dispersion, polarization dispersion.

В задачах радиопеленгования для обеспечения высокой точности определения координат воздушных объектов используют фазовые методы, основанные на принятии сигналов на антенны, разнесенные на большое расстояние друг относительно друга (более 100 метров). При этом разность фаз принимаемых каждой антенной сигналов будет определятся как

$$\varphi = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin\alpha ,$$

где d – расстояние между антеннами пеленгатора; λ – рабочая длинна волны радиопеленгатора; α – угловая координата пеленгуемой цели.

Принимая во внимание, что сигнал от каждой антенны в аппаратуру обработки должен приходить с одинаковой задержкой ее необходимо разместить

таким образом, чтобы она располагалась равноудаленно от каждой из антенн. Соответственно требуется реализовать канал, с помощью которого можно с наименьшими потерями передавать радиотехнический сигнал в устройство обработки. Такой канал можно организовать либо с использованием коаксиального кабеля, либо посредством волоконно-оптический кабель (ВОК) [1].

Основным достоинством коаксиального кабеля является его помехозащищенность, которая обеспечивается наличием металлической оплетки. На радиотехнический сигнал не оказывают влияние преднамеренные и непреднамеренные помехи, но он подвержен сильному влиянию внешних электромагнитных воздействий. Так во время грозы, а также под действием мощных электромагнитных импульсов он полностью выходит из строя. Кроме того использование коаксиальных кабелей для передачи информации при таком размещении устройств на станции приводит к недопустимо большим потерям сигнала. Использование усилителей при низком уровне отношения сигнал/шум для компенсации этих потерь крайне нежелательно, особенно при фазовом пеленговании. Одним из решений этой проблемы является использование для передачи сигналов волоконно-оптических линий связи. Необходимо отметить, что ВОК и лазерные системы в настоящее время применяются для решения различных задач. В многочисленных работах проведены исследования и отмечены преимущества метода передачи информации с использованием ВОК. Использование для передачи аналоговых СВЧ сигналов ВОК существенно снижает затухание сигнала и влияние помех.

Необходимо отметить, что в отличие от стационарных РЛС, в которых в ряде случаев для ВОЛС применяется режим температурной стабилизации, большая часть станций для пеленга являются подвижными (они постоянно перемещаются для решения различных задач или выдвигаются из объекта на платформе). Системы для передачи информации (СВЧ кабель, оптический кабель и т.д.) размещаются в открытом воздушном или водном пространстве, в котором происходят изменения температуры Т. Это приводит к изменению температуры волокна, которое вызывает дополнительный набег фазы $\delta\varphi$ в оптическом сигнале. В случае большого значения $\delta\varphi$ возникают сложности с определением координат объекта при использовании фазового и амплитудно-фазового метода пеленгования.

В то же время температурная стабильность разности фаз в оптических каналах передачи сигналов радиопеленгатора, непосредственно влияющая на точность определения пеленга, до сих пор не исследована. Это обстоятельство не позволяет разработать требования по температурной стабильности к оптическим каналам радиопеленгатора, что приводит к ошибкам в работе станций при обработке сигналов от различных антенн. Поэтому целью нашей работы является исследовать влияния температуры на сдвиг фазы при передаче сигнала СВЧ по ВОК. В отличии от коаксильного кабеля на оптоволоконный кабель не действуют электромагнитные и радиочастотные помехи, а также молнии и скачки высокого напряжения. Но основным достоинством волоконно-оптического кабеля является параметр полоса пропускания-затухания. Особенно на частотах свыше 200 МГц эти показатели много выше чем у коаксиального

кабеля. Также при организации связи на большие расстояния волоконно-оптический кабель, как показано на рис. 1, имеет меньшие затухания [2].

ВОК разделяются на два типа – одномодовые и многомодовые. Достоинством одномодовых ВОК является малая дисперсия, большая информационно-пропускная способность и дальность связи. В многомодовых ВОК наблюдается эффект увеличения длительности импульсного сигнала и, как следствие, его искажение, что существенно ограничивает полосу передаваемых частот и дальность передачи. **Многомодовые волокна** не используются для передачи информации на большие расстояния [4].

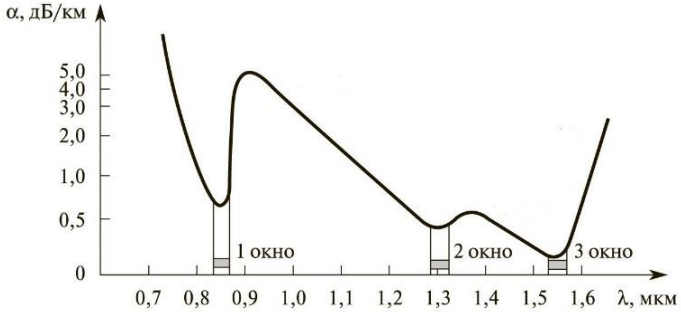


Рис. 1. Затухания ВОК

В промышленности выпускается 3 основных стандарта одномодовых волоконно-оптических кабелей: ступенчатое волокно с несмещенной дисперсией NDSF или стандартное волокно SF 8…10/125, используется для протяженных сетей СКТ, Ethernet, Fast/Gigabit Ethernet, FDDI, ATM, магистрали SDH; со смещенной дисперсией DSF 8…10/125, используется для сверхпротяженных сетей, субмагистралей SDH, ATM; с ненулевой смещенной дисперсией NZDSF, используется для сверхпротяженных сетей, субмагистралей SDH, ATM.

Для ВОК характерно такое понятия как окно прозрачности. В табл. 1 приведены характеристики ВОК для разных значений окон прозрачности.

Исходя из таблицы видно, что для решения задачи максимально точного радиопеленгования необходимо работать на длине волны 1550 нм.

Еще одним параметром, влияющим на эффективность передачи сигнала по ВОК, является дисперсия. Под дисперсией в оптоволоконном кабеле понимается зависимость фазовой скорости световых волн от частоты. Различают 3 вида дисперсии: модовая, хроматическая и поляризационная модовая дисперсия. В одномодовых ВОК модовая дисперсия отсутствует, и увеличение длительности импульса определяется хроматической дисперсией, которая, в свою очередь, подразделяется на материальную и волноводную. Материальная дисперсия в основном зависит от двух факторов: диапазон длин волн света, вводимого в волокно и центральной рабочей длины волны источника.

На рис. 2 представлена зависимость материальной дисперсии от длины волны.

Таблица 1

Характеристика волоконно-оптических кабелей

Окно прозрачности	Одномодовое оптоволокно	
	8/125	10/125
Затухание, дб/км		
На длине волны 850 нм	3 дБ/км	3 дБ/км-
На длинне волны 1310 нм	0.33 дБ/км	0.33 дБ/км
На длине волны 1550 нм	0,22	0,22

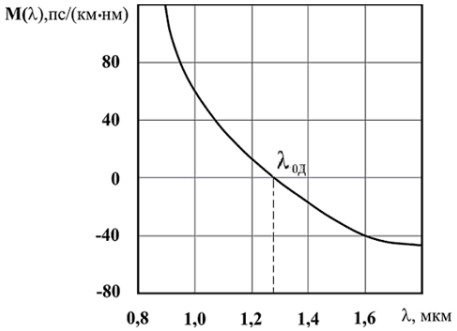


Рис. 2. Зависимость материальной дисперсии от длины волны

Исходя из рис. 1 видно, что длина волны 1.3 мкм является оптимальной для минимизации дисперсии, там она принимает значение 0.

В общем случае для уменьшения дисперсии нужно, с одной стороны, при выборе источника переходить от оптических источников типа светоизлучающий диод к лазерному диоду, а с другой стороны, необходимо переходить от источников с длинами волн порядка 850нм к источникам с длинами волн порядка 1300нм для использования эффекта нулевой дисперсии.

Волноводная дисперсия – это дисперсия реальных световодов, отличающаяся от дисперсии объёмной среды по причине наличия волноводной структуры, изменяющей эффективный показатель преломления моды. Когда растёт длина волны, то большая часть поля заходит в оболочку и меняет показатель преломления среды. Изменяя эффективный показатель преломления среды можно менять дисперсию. Волноводная дисперсия обусловлена зависимостью эффективного показателя преломления от длины волны, что приводит к различию скоростей распространения частотных составляющих излучаемого спектра.

Волноводная дисперсия зависит от таких факторов как радиус сердцевины ВОК, разность показателей преломления сердцевины и оболочки, и числа оболочки.

В процессе ввода и эксплуатации первых высокоскоростных протяженных волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) выяснилось, что, несмотря на возможность полной компенсации материальной и волноводной дисперсии, увеличение ширины импульсов все же происходит. Это происходит за счет поляризационной модовой дисперсии (ПМД).

ПМД влияет на скорость передачи данных и возникает из-за поляризации. В одномодовом волокне в действительности может распространяться не одна мода, а две фундаментальные моды. Эти две моды предполагаются нами взаимно ортогональными, а поляризация − линейной. Одна из этих мод является доминантной и распространяется в горизонтальной плоскости вдоль оси абсцисс, другая распространяется в вертикальной плоскости вдоль оси ординат. Главная причина появления поляризационной моды является нециркулярность (овальность) профиля сердцевины одномодового волокна, возникающая в процессе изготовления или эксплуатации волокна [5].

В общем случае основную моду оптического поля, распространяющегося в оптоволокне, можно представить в виде суперпозиции двух ортогонально поляризованных мод. Материал, из которого изготавливаются волокна, считается изотропным. Но, как правило, идеально круглая форма оболочки на практике имеет небольшие отклонения, допускаемые нормативными документами. Ввиду этого, а также из-за возможных внешних воздействий, таких как сдавливание, кручение и изгиб, возникает явление двулучепреломления. В результате симметрия нарушается, появляется анизотропия, и, как следствие, в волокне распространяются две ортогонально поляризованные волны, обладающие разными фазовыми и групповыми скоростями. Эти ортогональные волны называют состояниями поляризации SOP (State of Polarization) [6].

Уже давно известно о проблемах, связанных с поляризационной модовой дисперсией, но они считались незначительными и лишь сейчас, когда требуется увеличивать скорость до 40 Гбит/с и более, проблема стала действительно серьезной. Есть 3 основные способа добиться минимального значения ПМД: применение современного волокна с малым значением ПМД; применение современных технологий производства оптического кабеля и тщательное соблюдение всех требований технологического процесса; высокая квалификация и опыт работы организации, осуществляющей строительные работы [7].

Но, даже учитывая все эти факторы, нельзя быть уверенным, что ПМД имеет допустимое для задачи значение. Отклонения при соблюдении всех трех способов минимизации ПМД связано с тем, что поляризационная модовая дисперсия возникает даже за счет очень малых отклонений от цилиндрической симметрии ВОК. Исходя из этого можно понять, что значения ПМД зависят от внешних факторов, то есть это значение может быть увеличено из-за проведения некачественных строительных работ. Поэтому в любом случае нужно производить измерения этого значения.

Большое внимание последнее время уделяется экспериментальному исследованию влияние температуры на ПМД. Для этого используют метод фиксированного анализатора для исследования влияния сезонной температуры на ПМД. Используемая для реализации этого метода установка, состоящая из двух блоков: анализатора ПМД FTB-5500B, который устанавливается в универсальную измерительную систему FTB-400, и источника излучения FLS-5800, а между ними находился кабель длинной в 70 километров.

Второй эксперименте преследовал цель построить зависимость ПМД от температуры в диапазоне от 60 до -50 °C. В ходе эксперимента, схема которого

показана на рисунке 3, изучались значения ПМД волокна, намотанного на катушку, подверженную нагреву и охлаждению.

В результате был получен график зависимости ПМД от температуры, представленный на рис. 4.

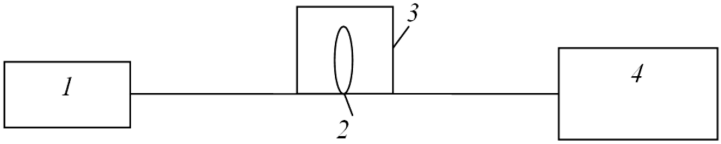


Рис. 3. Схема эксперимента: 1 – широкополосный источник EXFO-5800; 2 – катушка с волокном SMF-28; 3 – термокамера Espec MC-711; 4 – ПМД-анализатор FTB-5500

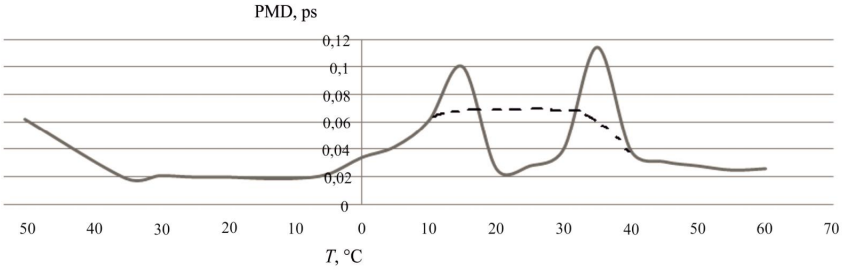


Рис. 4. График зависимости ПМД от температуры

Предполагается, что при изменениях температуры волокно оказывается в напряженном состоянии. Эксперимент показал, что при высоких температурах (от +40 до +60 °С) полимеры размягчаются, что соответствует свободной намотке волокна (ненапряженное состояние); диапазон температур от 0 до +40 °С является аномальной зоной, сложной для анализа. В этом интервале температур пунктирной линией (см. рис. 5) показан результат других авторов; при отрицательных значениях от –5 до –35 °С значение ПМД практически не меняется; более того, в этом диапазоне значения ПМД имеют минимальные значения; 4) при более низких температурах существует тенденция увеличения значения ПМД – это связано с тем, что защитно-упрочняющее покрытие (ЗУП) в волокне при очень низких температурах деформируется. ЗУП начинает давить на волокно, вследствие чего появляется дополнительное напряжение, и это сказывается на увеличении значения ПМД. В результате проведенных исследований выявлен диапазон температур, при которых значения ПМД минимальны и не меняются: [–5; –35] °С [9].

Заключение

Были выявлены преимущества ВОЛС для построения линии связи на больших расстояниях. Рассмотрены его основные параметры и влияние температуры на ПМД. Влияния температуры на поляризационную дисперсию минимальны в диапазоне температур от –5 до -35 °С.

Библиографический список

1. Podstrigaev A.S., Smolyakov A.V., Davydov V.V., Myazin N.S., Slobodyan M.G. Features of the Development of Transceivers for Information and Communication Systems Considering the Distribution of Radar Operating Frequencies in the Frequency Range. In: Galinina O., Andreev S., Balandin S., Koucheryavy Y. (eds) Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems. NEW2AN 2018, ruSMART 2018. Lecture Notes in Computer Science, vol 11118. Springer, Cham. Pp. 509-515.

2. Podstrigaev A.S., Davydov R.V., Rud V.Y., Davydov V.V. (2018) Features of Transmission of Intermediate Frequency Signals over Fiber-Optical Communication System in Radar Station. In: Galinina O., Andreev S., Balandin S., Koucheryavy Y. (eds) Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems. NEW2AN 2018, ruSMART 2018. Lecture Notes in Computer Science, vol 11118. Springer, Cham. Pp. 624-630.

3. ТВ Бизнес. URL: https://www.tvbs.ru/page/coaxial-3.html (дата обращения 20.03.2019).

4. Легоцкой Е.. Evileg. URL: https://evileg.com/ru/post/23/ (дата обращения 17.03.2019).

5. Нойкин Ю.М., Махно П.В. Физические основы оптической связи. 2011.

6. Ушакова Е. Ю. Поляризационная модовая дисперсия — угроза для работы ВОЛС на воздушных линиях электропередачи? URL: http://www.vols-vl.ru/node/28 (дата обращения 23.03.2019).

7. Гладышевский М.А. Чем опасна поляризационная модовая дисперсия?. 2004. № 4. С. 33-34. (Статья).

8. Луцик А.А., Прокопович М.Р. Влияние сезонной температуры на дисперсию в оптических волокнах.URL: https://files.scienceforum.ru/pdf/2017/37000.pdf (дата обращения 24.03.2019).

9. Вотинов Г.Н., Константинов Ю.А., Синьков А.С. Влияние внешних факторов на поляризационную модовую дисперсию в одномодовом волокне. 2013. С. 13-14.

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

СОПРОВОЖДЕНИЕ ОБЪЕКТОВ НА ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯХ: ОБЩИЙ ПОДХОД

В статье рассмотрен общий подход к построению алгоритмов сопровождения объектов на видеоизображении. Комментируются вопросы реализации процедуры ассоциирования многих отметок с их трассами на смежных кадрах с использованием идентификационных признаков отметок и соответствующих метрик. Приводятся результаты моделирования алгоритмов ассоциирования отметок с трассами.

Ключевые слова: распознавание образов, анализ изображений, алгоритмы сопровождения

A.Y. Zilinberg*, PhD, Associate Professor
Y.A.Korneev*, PhD, Associate Professor
A.Y.Korneev*, Researcher
***** St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

TRACKING OBJECTS ON VIDEO: A GENERAL APPROACH

The article describes the approach to the construction of algorithms for tracking objects on the video image. Details are commented on the implementation of the procedure for associating traces of marks on adjacent frames using metrics. The results of modeling the association algorithms are given.

Keywords: pattern recognition, image analysis, tracking algorithm.

В настоящее время вопросам автоматической обработки видеоизображений уделяется большое внимание [1, 2]. Важной задачей при машинном анализе видеоизображений является автоматизированное, а часто и автоматическое сопровождение движущихся на телевизионном изображении (ТВИ) объектов [3].

В рамках данной статьи представлен двухэтапный подход к межцикловому (межкадровому) ассоциированию отметок с трассами при реализации алгоритмов сопровождения. Последнее особенно важно в условиях ограничений на производительность вычислителя.

На рис. 1а показаны два кадра. На этих кадрах заштрихованными прямоугольниками обозначены области интереса (ОИ), в которых находятся интересующие оператора объекты. Внутри данных прямоугольников находятся красные прямоугольники, являющиеся оконтуривающими прямоугольниками (ОКПР) отметок. На втором кадре присутствуют дополнительные области интереса (четыре незаштрихованных прямоугольника). Нужно заметить, что из-за

межкадровых флуктуаций ТВИ число ОИ может меняться. Однако при устойчивой отметке формируемая ОИ в большинстве случаев сохраняется от кадра к кадру.

Основной операцией при реализации алгоритма сопровождения объектов является межцикловое ассоциирование обнаруженных отметок с трассами, т.е. ассоциирование на n+1 цикле отметок с трассами, которые были «завязаны» ранее для наблюдаемых объектов по предыдущим циклам. При реализации алгоритма ассоциирования «отметка-трасса» необходимо сопоставлять идентификационные признаки (ИДП) отметок с ИДП трасс по метрикам. По реализации метрики могут быть разными – при разном числе идентификационных признаков. Может быть реализован как вариант детально формируемой метрики, в которой используется большое число ИДП, так и упрощенной метрики малой размерности, в которую входит ограниченное число ИДП (1…2 признака) отметки. Примером «грубой» метрики является метрика, где используется только один признак, например, площадь следа отметки, площадь ОКПР или площадь области интереса.

При разработке алгоритмов ассоциирования важно сопоставлять сложность формирования ИДП, их состав, темп обработки кадров (или областей интереса в них) и вычислительные возможности процессора, на котором реализуется алгоритм обработки.

На рис. 1а в качестве примера показан двухкомпонентный упрощенный вектор ИДП, компонентами которого при ассоциировании являются площадь следа отметки и объем отметки над порогом сегментации (S, V).

В простейшей метрике ассоциирование отметок реализуется с одномерным ИДП – площадью отметки. Такая метрика вычисляется в соответствии с выражением:

$$Metr_S(n=2|\ j)=\frac{\left|S(n=2\,|\,j)-S(n=1|Acc)\right|}{S(n=1|Acc)}, \qquad (1)$$

где j – номер следа (отметки) в области интереса, n – номер цикла (кадра) обработки.

Использование площади следа отметки S далеко не всегда полно характеризует отличие одной отметки от другой. Например, отметки по структуре следа могут быть разными, но площади их следов при этом могут быть близкими по величине.

Поэтому при «конструировании» вектора ИДП желательно вводить дополнительные признаки, более полно характеризующие и описывающие особенности структуры отметок. Такими дополнительными признаками могут быть, например, размерные признаки отметки по координатам, максимальное и среднее сечения следа отметок по координатам, ориентация и вытянутость отметки. Например, узкая и высокая отметка при повороте станет широкой и низкой, что обеспечивает их хорошее разделение по данным особенностям.

При ассоциировании отметок с трассами нужно также использовать и координатные признаки отметок на смежных кадрах.

Пример использования многомерного вектора ИДП и формирования соответствующей метрики дается выражением:

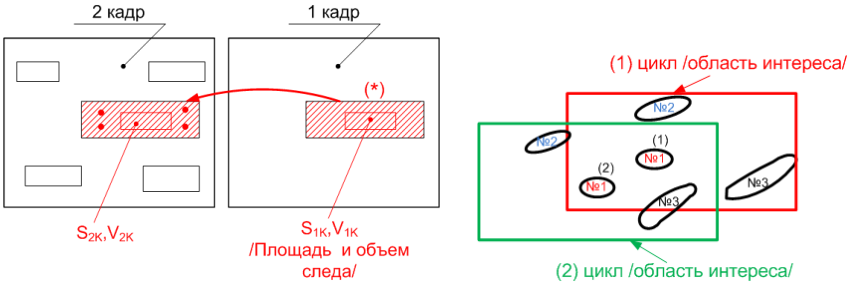
$$Metr(n+1,\ j) = \sum_{(i)} \frac{\left|Q(i\,|n+1,\ j) - Q_{acc}(i\,|n)\right|}{Q_{acc}(i\,|n)} < P_{acc}\,, \qquad (2)$$

где n – номер цикла обработки, i – номер компоненты вектора ИДП, j – номер отметки в аномальной области (ОИ), Q_{acc} – вектор ИДП ассоциированной с трассой на n-м шаге отметки, P_{acc}- порог ассоциирования отметки с трассой.

С трассой ассоциируется та отметка из нескольких потенциально возможных по координатным признакам отметок, метрика которой: а) является минимальной, б) метрика по величине меньше порога ассоциирования.

Порог ассоциирования в выражении (2) может быть либо адаптивно-подстраиваемым, либо может выбираться из «разумных» соображений (например, значение порога превышает типичную «автометрику» в заданное число раз). Это важное замечание, т.к. из множества сформированных метрик отбираются минимальные метрики, удовлетворяющие условию непревышения порога ассоциирования. Учитывая, что формируемых по «конкурирующим» отметкам метрик несколько и одна из сформированных метрик будет минимальной, «выбираемая» метрика должна удовлетворять условию ассоциирования, т.е. быть меньше порога ассоциирования.

Рис. 1б поясняет особенности ассоциирование отметок в областях интереса. Отметки пронумерованы номерами 1, 2, 3. Цифрами в скобках показаны номера циклов для одной отметки (с номером №1). Основной задачей при межкадровом ассоциировании отметок с трассами состоит в сопоставление вектора ИДП выбранной отметки на первом цикле (1) с ИДП отметок на втором цикле (2). Данная процедура при реализации алгоритма сопровождения «зацикливается» от кадра к кадру.



а б

Рис. 1. Пояснение особенностей процедуры ассоциирования отметок с трассами по метрикам: а) процедура межкадрового ассоциирования отметокпо метрикам, ассоциирование отметок с трассами в областях интереса

Исследование процедуры межкадрового ассоциирования отметок с трассами производилось в среде Matlab. Процедура состояла из двух крупных этапов, каждый из которых включал в себя работу нескольких частных алгоритмов:

а) этап 1 – обработка данных на n-ом цикле. На нем производилось:

– отображение следов отметок,

– ручное скалывание интересующего следа,

– определение области интереса интересующего следа. Определение области производится путем считывания номера области интереса, на которой находится сколотый след.

– определение параметров области интереса обрабатываемого следа на n-ом цикле. На этом шаге из имеющейся базы данных по областям интереса считываются ширина и высота обрабатываемой области интереса.

б) этап 2 – обработка данных на (n+1)-ом цикле. На нем производилось:

– определение параметров областей интереса на (n+1)-ом цикле. Необходимо отметить, что параметры областей интереса определяются для всех областей интереса, формируемых на кадре. Данный шаг делается для того, чтобы далее реализовать межкадровое ассоциирование областей интереса.

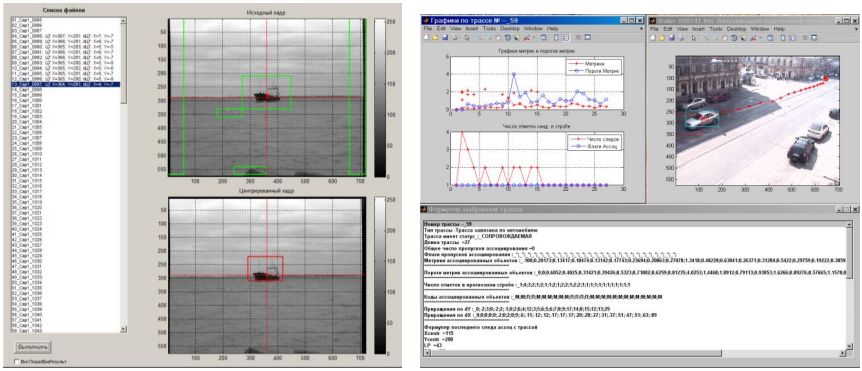
– формирование метрик по параметрам ширина и высота следа для всех областей интереса этого цикла. Формула метрики соответствовала выражению (1),

– отбор для анализа ИДП отметок области интереса с минимальной метрикой.

При ассоциировании использовался «экономичный» по вычислительной сложности подход: сначала делался отбор (выделение) области интереса, далее производился отбор пяти отметок по площади и в заключении реализовывалось ассоциирование отметки с трассой по расширенной метрике (2). Первичный отбор пяти отметок отселектированной области интереса по сокращенной метрике (по площади) производился для сокращения нагрузки на вычислитель, поэтому в метрике на данном шаге использовался один параметр – площадь следа отметка.

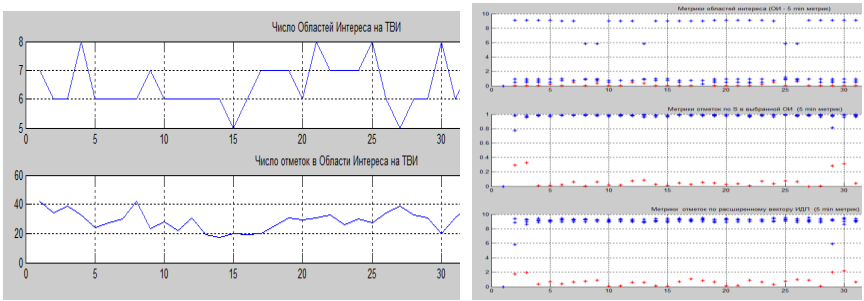
Использование данного подхода позволяет уменьшить число обрабатываемых отметок в областях интереса. Например, для сложных объектов типа судна (рис. 2а). Чтобы не проводить ассоциирование по большому множеству отметок, текущий подход предполагает двухэтапность ассоциирования. На первом этапе в этом случае производится ассоциирование (отбор) по сильно сокращенному скалярному ИДП (площадь) или по двумерному вектору ИДП (ширина и высота следа отметки). По результатам перебора всех отметок выбираются итоговые пять отметок с минимальными метриками для дальнейшей проверки с ассоциируемой отметкой по расширенному вектору ИДП (выражение (2)).

На этом шаге отыскивается минимальная метрика, полученная по полному вектору ИДП, которая соответствует отметке (трассе), ассоциированной на предыдущем цикле обработки.



а б

Рис. 2. Сопровождение объектов:
а) пятый цикл сопровождения отметки (судно), б) формирование трассы на тридцатом цикле сопровождения отметки (легковой автомобиль)



а б

Рис. 3. Основные характеристики и результаты алгоритма сопровождения:
а) графики зависимостей параметров алгоритма сопровождения от номера цикла обработки при обработке серии кадров, б) графики зависимости метрик областей интереса при их ассоциировании и метрик отметок ***выбранной*** области интереса при реализации алгоритмов межкадрового ассоциирования областей интереса и отметок при обработке серии кадров

На рис. 2а показан пример работы алгоритма сопровождения судна, в котором использовался описанный выше подход к ассоциированию. Объектом сопровождения являлось судно на фоне линии горизонта. В частности рис. 2а соответствует пятому циклу сопровождения объекта. Зелеными прямоугольниками на верхнем экране показаны обнаруженные области интереса (ОИ). Всего на экране для данного кадра пять ОИ, сформированных по аномалиям на ТВИ. Красные точки на верхнем и нижнем экранах – соответствуют «энергетическому центру тяжести», сформированному для сопровождаемой цели. Красное

перекрестие на верхнем и нижнем экранах – линии середины экрана (области вывода). Красный прямоугольник на нижнем экране – ОКПР сопровождаемой цели.

Другой пример работы алгоритма сопровождения показан на рис. 2б, где производится сопровождение легкового автомобиля на перекрестке. Представленный кадр соответствует тридцатому циклу обработки. Верхнее правое окно – отображение выбранной трассы №59 (автомобиль), Длина трассы составляет 27 циклов. В верхнем левом окне отображены графики (функции) значений метрики, и адаптивных порогов ассоциирования, а также числа «конкурирующих» отметок, попадающих в строб сопровождения для выбранной трассы №59. В нижнем окне на рис. 2б показан сокращенный формуляр параметров выбранной трассы №59.

На рисунках 3а и 3б представлены результаты сопровождения объекта (судно на рис. 2а):

– на верхней эпюре рис. 3а показаны зависимости параметров алгоритма сопровождения от номера кадра в серии кадров – число ОИ на ТВИ. Нужно отметить, что количество ОИ может флуктуировать. На графике видно изменение числа ОИ на кадре от 5 до 8.

– на нижней эпюре рис. 3а показано общее число отметок в выбранной ОИ (в этой ОИ находится судно).

На рис. 3б показаны метрики, которые формируются по множественным отметкам в ОИ при реализации алгоритмов ассоциирования:

– верхняя эпюра рис. 3б – метрика, получаемая при ассоциировании областей интереса,

– средняя эпюра на рис. 3б – метрика, соответствующая «грубому» ассоциированию отметок по площадям (пять отметок, которые находятся в ассоциируемой ОИ),

– нижняя эпюра на рис. 3б – метрика, при построении которой использовался вектор ИДП с широким набором признаков, по выражению (2).

В данной статье описан алгоритм сопровождения объектов, использующий при ассоциировании отметок с трассами вектора идентификационных признаков объектов. Проведено моделирование алгоритма по реальным записям видеопоследовательностей. Алгоритм сопровождения показал высокую эффективность.

При реализации алгоритмов сопровождения важно отметить следующие моменты:

а) для экономии вычислительных ресурсов процессора целесообразно использовать двухэтапный алгоритм ассоциирования. При этом на первом этапе производится селекция области интереса по сокращенному вектору идентификационных признаков, а на втором этапе реализуется ассоциирование отметок с трассами внутри данных областей по расширенному вектору идентификационных признаков.

б) в рамках данной статьи не обсуждались вопросы обнаружения и сегментации объектов, выполняемые на этапе первичной обработки изображений. Од-

нако нужно заметить, что от «качества» реализации этих частных шагов обработки ТВИ существенно зависит эффективность алгоритмов сопровождения в целом (в том числе и формирование идентификационных признаков отметок).

Библиографический список

1. Лукьяница А.А., Шишкин А.Г. Цифровая обработка изображений. М.: Ай-эс-эс Пресс, 2009. 518 с.

2. Зилинберг А. Ю., Корнеев Ю. А., Корнеев А. Ю. Разработка интеллектуальных алгоритмов обработки сигналов телевизионных датчиков современных систем наблюдения. // Датчики и системы. 2015. №2. С. 43-47.

3. Алпатов Б.А. Методы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. Обработка изображений и управление / Б. А. Алпатов, П. В. Бабаян, О. Е. Балашов, А. И. Степашкин. М.: Радиотехника, 2008. 176 с.

УДК 535.243.2

В.И. Казаков,* старший преподаватель
М.А. Ваганов,* кандидат технических наук, доцент
О.Д. Москалец,* кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ВЫСОКОПОРЯДКОВАЯ ДИФРАКЦИОННАЯ РЕШЕТКА ДЛЯ ОПТИЧЕСКОГО СПЕКТРАЛЬНОГО ПРИБОРА[1]

Предложена топология амплитудной пропускающей дифракционной решетки, позволяющей формировать спектры в высоких порядках большой интенсивности. Выполнены и представлены результаты экспериментов по улучшению разрешающей способности спектрального прибора с высокопорядковой решеткой пропорционально номеру дифракционного порядка. Представлены результаты сопоставления по эффективности работы обычной и высокопорядковой дифракционной решетки.

Ключевые слова: дифракционная решетка, высокие порядки, спектральный прибор, сопоставление, топология, разрешающая способность.

V.I. Kazakov,* Senior Lecturer
M.A. Vaganov,* PhD, Associate Professor
O.D. Moskaletz,* PhD, Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

HIGH-ORDER DIFFRACTION GRATING FOR OPTICAL SPECTRAL DEVICE

A topology of an amplitude transmission diffraction grating is proposed, which allows the formation of spectra in high orders with high intensity. The results of experiments on improving the resolution of a spectral device with a high-order grating proportional to the number of the diffraction order were carried out and presented. The results of the comparison of a conventional and high-order diffraction grating by their efficiency are presented.

Keywords: diffraction grating, high orders, spectral device, comparison, topology, spectral resolution.

Введение

Одной из основных характеристик спектральных приборов вообще, и в особенности оптического диапазона, является их разрешающая способность, поэтому задача улучшения и совершенствования этой характеристики является

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ): проект №17-07-00826, 18-07-00636, а также гранта Президента Российской Федерации (МК-5894.2018.8).

актуальной и непреходящей. К сожалению, разрешающая способность оптического спектрального прибора с дифракционной решеткой ограничивается работой в первом или, в лучшем случае, втором дифракционном порядке [1], так как интенсивность дифрагированного света в более высокие порядки значительно убывает.

Несмотря на многочисленное количество работ [2-5], посвященным исследованию дифракционных решеток, эффективное использование высоких дифракционных порядков для целей спектрального анализа до настоящего времени оставалось нерешенной задачей. В части встречающихся работ [2, 3] эффективность работы пропускающей дифракционной решетки повышается путем подавления более высоких порядков, в других работах [4, 5] дифракционная решетка с введенной пространственной модуляцией функции пропускания используется как делитель пучка на несколько частей с одинаковой интенсивностью. Ни первое, ни второе не приводит к улучшению разрешающей способности спектрального прибора с дифракционной решеткой.

Таким образом, в настоящее время существует проблема, заключающаяся в необходимости разработки дифракционных решеток нового типа, позволяющих успешно выполнять спектральные измерения в высоких дифракционных порядках (третьем или даже четвертом), где разрешающая способность прибора значительно лучше.

1. Синтез высокопорядковой дифракционной решетки

Перераспределение интенсивности света в более высокие дифракционные порядки возможно в случае применения дифракционной решетки с такой функцией пропускания, в которой коэффициенты разложения C_n в экспоненциальный ряд Фурье при n=2,3,4 оказываются больше, чем при n=1 [6].

Синтез высокопорядковой дифракционной решетки основывался на поиске топологии расположения штрихов, которая позволяет перераспределить энергию в ±3 и ±4 дифракционные порядки, где существенно лучше спектральное разрешение. Топология и фотография под микроскопом экспериментального образца дифракционной решетки с особым расположением штрихов и периодом 35 мкм приведены на рис. 1, 2. Результаты этого синтеза нашли свое воплощение в патенте РФ [7] на спектральный прибор с высокопорядковой дифракционной решеткой.

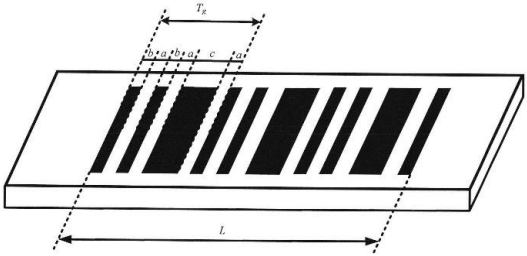


Рис. 1. Топология высокопорядковой дифракционной решетки

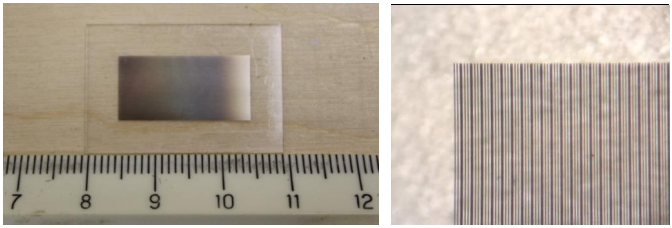


Рис. 2. Фотография высокопорядковой дифракционной решетки

Дифракционная решетка выполнена на оптически прозрачной подложке с нанесенными на нее штрихами в виде чередующихся параллельных друг другу прозрачных полос с шириной a и непрозрачных полос с шириной b и c, образующих в пределах одного периода решетки T_g последовательность по формуле:

$$T_g=b+a+b+a+c+a, \text{ причем } a\leq b<c. \quad (1)$$

2. Улучшение спектрального разрешения в высоких порядках

Для демонстрации улучшения разрешающей способности спектрального прибора с высокопорядковой дифракционной решеткой пропорционально номеру дифракционного порядка был выполнен эксперимент по измерению спектров двух лазерных источников с близко расположенными длинами волн: 632 и 650 нм.

Схема эксперимента показана на рис. 3.

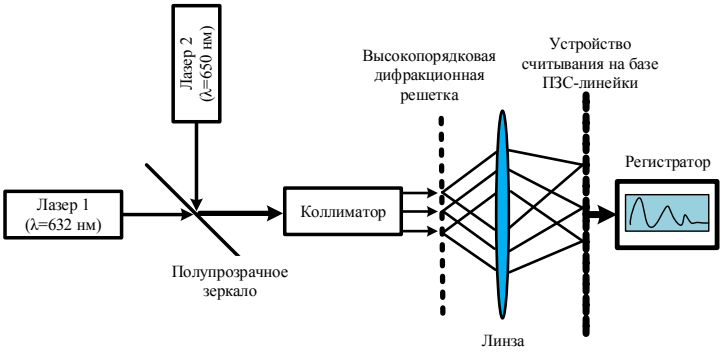


Рис. 3. Схема эксперимента по измерению спектров двух лазерных источников

Сведение пучков от двух лазеров реализовано за счет применения полупрозрачного зеркала с дальнейшим коллимированием пучка.

Для одновременного измерения спектра в –4, –3, –2 и –1 порядке с помощью устройства считывания на базе ПЗС-линейки была использована короткофокусная линза с фокусным расстоянием F=40 мм.

Результаты этого эксперимента приведены на рис. 4.

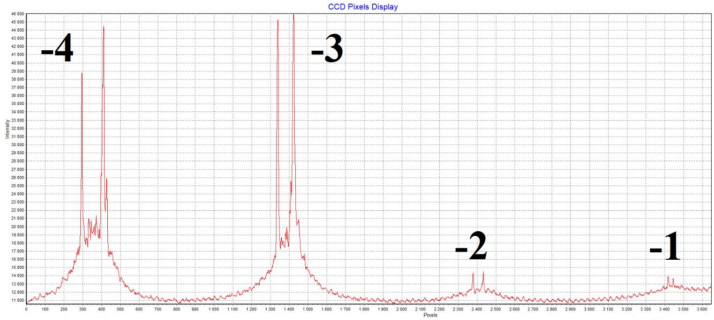


Рис. 4. Результаты измерения спектра двух лазерных источников

На рис. 4 видно, что с увеличением номера дифракционного порядка расстояние между максимумами спектров лазерных источников увеличивается кратно, что свидетельствует об улучшении разрешающей способности прибора пропорционально номеру дифракционного порядка. Кроме того, интенсивность дифрагированного света в –3 и –4 дифракционный порядок оказалась больше, чем в –1 и –2.

Следует особо подчеркнуть, что улучшение разрешающей способности прибора за счет простого уменьшения периода дифракционной решетки имеет фундаментальное ограничение, связанное с нарушением принципов современной скалярной теории дифракции при достижении периода решетки, сопоставимой с длиной волны.

В связи с этим введение пространственной модуляции расположения штрихов является существенной возможностью улучшения разрешающей способности прибора за счет работы в более высоких дифракционных порядках.

3. Сопоставление эффективности обычной и высокопорядковой дифракционных решеток

Выполняя сопоставление по разрешающей способности высокопорядковой и обычной дифракционных решеток целесообразно рассмотреть работу обычной дифракционной решетки в первом дифракционном порядке с периодом:

$$T_g = a + b = 5 + 5 = 10 \text{ мкм}$$

и работу в 4 порядке высокопорядковой дифракционной решетки с периодом

$$T_g = b + a + b + a + c + a = 5 + 5 + 5 + 5 + 10 + 5 = 35 \text{ мкм}.$$

На рис. 5 представлены коэффициенты разложения в ряд Фурье функций пропускания таких решеток, отвечающие за интенсивность дифрагированного света в соответствующий порядок.

В работе [8] было показано, что связь пространственной и частотной шкалы определяется параметрами оптической системы прибора (фокусное расстояние линзы, период и размер апертуры решетки), в то время как спектральное разрешение в конечном счете определятся еще и параметрами устройства

считывания спектрометрической информации на базе ПЗС-линейки, а именно – размером ее пикселей. Разрешающая способность прибора по диапазону анализируемых длин волн (т.е. пикселей) может быть описана выражением:

$$\Delta\omega_n = \frac{(2\pi c_0 F)2\Delta x_n}{T_g x_n^2}, \qquad (2)$$

где c_0 – скорость света, x_n – координата n-го пикселя ПЗС-линейки, Δx_n – размер пикселя.

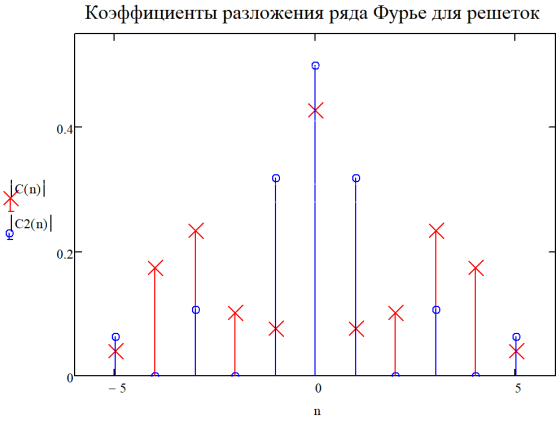


Рис. 5. Коэффициенты разложения

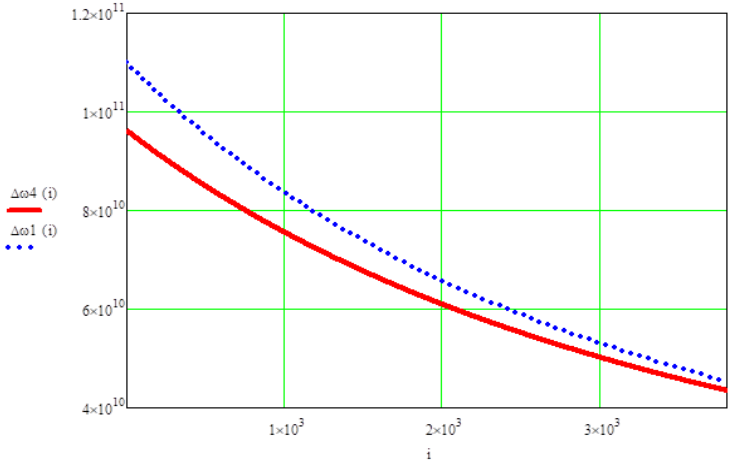


Рис. 6. Изменение разрешающей способности прибора для обычной дифракционной решетки в +1 порядке и высокопорядковой решетки в +4 порядке

На рисунке 6 представлены результаты компьютерного моделирования изменения разрешающей способности прибора, рассчитанные согласно выражению (2) для высокопорядковой и обычной дифракционных решеток с одинаковыми параметрами оптической (фокусное расстояние линзы F=40 мм, апертура решетки L= 2 см) и регистрирующей систем (ПЗС-линейка с 3648 пикселями при размере апертуры линейки 29 мм) для диапазона анализируемых длин волн 400 – 600 нм.

Из представленных рассчитанных зависимостей можно сделать вывод, что применение высокопорядковой дифракционной решетки и измерения спектра в ±4 дифракционном порядке позволяет улучшить спектральное разрешение прибора на 15% по сравнению с обычной дифракционной решеткой.

Заключение

Предложена топология высокопорядковой дифракционной решетки и показано улучшение разрешающей способности спектрального прибора в случае ее применения по сравнению с использованием обычной решетки.

Следует отметить, что дальнейшее развитие высокопорядковых дифракционных решеток связывается с поиском более совершенной топологии решетки с учетом технологических возможностей ее изготовления, для которой в разложении функции пропускания будут присутствовать коэффициенты разложения выше ±3 с полным подавлением промежуточных. Применение такой дифракционной решетки позволит существенно улучшить разрешающую способность спектрального прибора.

Библиографический список

1. Зайдель А.Н., Островская Г.В., Островский Ю.И. Техника и практика спектроскопии. М.: Наука; ГИФМЛ, 1972. 375 с.

2. Gao N., Xie C. High-order diffraction suppression using modulated groove position gratings // Optics Letters. Vol. 36. No. 21. 2011. Pp. 4251-4253.

3. Single-order diffraction grating designed by trapezoidal transmission function / Q. Fan, Y. Liu, C. Wang, etc. // Optics letters. Vol. 40. No. 11. 2015. Pp. 2657-2660.

4. Бобров С.Т. Дифракционные решетки с порядками одинаковой интенсивности / С.Т. Бобров, Б.Н. Котлецов, В.И. Минаков // Голографические системы. Науч. Тр. НЭТИ, Новосибирск, 1978. Вып. 2. С. 123-129.

5. Пальчикова. И.Г., Рябчун А.М., Черков Г.А. Дифракционные оптические делители пучка // Компьютерная оптика. 1996. № 16. С. 44-47.

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

7. Патент 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.

8. Preslenev L.N. Experimental research of high-temperature burning processes and their spectroscopic measurements / L.N. Preslenev, M.A. Vaganov, V.I. Kazakov, A.S. Paraskun // 2018 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, IEEE Conference Publication Program, Conference Record №45890. 2018.

УДК 621.371.3

В.Н. Каяткин*, аспирант
С.С. Поддубный*, кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ПРИМЕНЕНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ ИЗЛУЧАЕМЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ РАЗРЕШЕНИЯ ПО УГЛОВОЙ КООРДИНАТЕ ПАРНОЙ ЦЕЛИ

Предложен вид сложного сигнала, позволяющий сократить число приемных каналов при решении рассматриваемой задачи. Разработаны алгоритмы разрешения по угловой координате парной цели состоящей из двух объектов, не разрешаемых по радиальной скорости и дальности, основанные на применении сложных пространственно-временного излучаемого сигнала. Приведены результаты численного моделирования указанных алгоритмов, показана их эффективность по сравнению с известным алгоритмом.

Ключевые слова: разрешающая способность, сложные сигналы, фазированная решетка.

S. S. Poddubniy*, PhD, Associate Professor
V.N. Kayatkin*, postgraduate student
*Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

APPLICATION OF SPATIAL-TIME RADIATED SIGNALS FOR RESOLUTION ON ANGULAR COORDINATE OF A DUAL TARGET

A kind of complex signal is proposed, which allows to reduce the number of receiving channels when solving the considered problem. Algorithms for resolving the angular coordinate of a pair of targets consisting of two objects not resolved by radial velocity and range, based on the use of complex space-time radiated signal, are developed. The results of numerical simulation of these algorithms are shown, their efficiency is shown in comparison with the known algorithm.

Keywords: resolution, complex signals, phased array.

На сегодняшний день широко известны так называемые методы сверх разрешения: метод Кейпона, метод классификации множественных сигналов (MUSIC), метод теплового шума (ТШ), метод «собственных» векторов (EV) и другие. Указанные методы применимы к РЛС с фазированными решетками и позволяют достигать разрешения по угловым координатам при работе по групповым целям, не разрешаемым по критерию Релея. Однако их существенным недостатком является сложность технической реализации, а именно: необходимость иметь отдельные сигналы со всех элементов антенной решетки, высокие требования к идентичности приемных трактов во всех элементах антенной решетки, большая вычислительная емкость.

Применительно к парной цели известен более простой способ решения задачи разрешения сигналов [1] (рис. 1). В приемном устройстве формируются два канала приема – по одному каналу на каждую цель для реализации фазового моноимпульсного метода измерения угловой координаты. В каждом из этих каналов физически компенсируются сигналы от второй, мешающей измерению, цели.

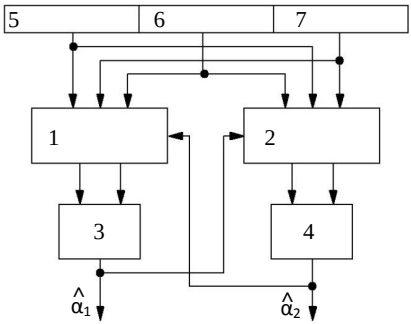


Рис. 1. Функциональная схема известного алгоритма разрешения парной цели по УК с тремя приемными антеннами. 1 – блок фазовой компенсации сигнала 2-й цели, 2 – блок фазовой компенсации сигнала 1-й цели, 3 – блок оценки угловой координаты 1-й цели, 4 – блок оценки угловой координаты 2-й цели, 5, 6 и 7 – 1-ая, 2-я и 3-я приемные подрешетки ФАР, $\hat{\alpha}_1$ – оценка угловой координаты 1-й цели, $\hat{\alpha}_2$ – оценка угловой координаты 2-й цели

При реализации этого способа на базе фазированной антенной решетки (ФАР), для формирования трех пространственно-разнесенных каналов по приему, всю апертуру антенной решетки необходимо разбить на три подрешетки. Уменьшение количества приемных элементов в каждой подрешетке снижает мощность принятого ей сигнала уменьшает крутизну дискриминационной характеристики, которая зависит от разноса фазовых центров, а также приводит к тому, чтодиаграмма направленности на прием оказывается в три раза шире диаграммы направленности, формируемой при излучении зондирующих сигналов. Это означает, что только треть сектора приема дает информацию о полезных сигналах, а из двух третей сектора могут поступать только внешние помехи.

Иначе можно решить задачу разрешения парной цели по угловой координате, применяя сложные пространственно-временные (ПВ) излучаемые сигналы. Комплексная огибающая таких сигналов зависит от направления их распространения. Это даёт дополнительную степень свободы при моноимпульсном измерении угловых координат [2]. Применение указанных сигналов позволяет возложить задачу компенсации мешающих сигналов на приемное устройство, а задачу формирования в отраженном от цели сигнале информационного параметра, соответствующего ее угловому положению относительно равносигнального направления излучения, возложить на передающее устройство.

Рассмотрим случай создания ПВ сигнала путем манипуляции положения фазового центра антенны при излучении фазоманипулированного (ФМ) сигнала. На рис. 2 показано формирование ПВ сигнала на примере 7-ми элементного кода Баркера частями, кратными длительности элементарных импульсов составляющих ФМ сигнал. Для этого полотно антенной решетки разбито на две равные подрешетки (A_1 и A_2), как показано на рис. 2а. Элементарные импульсы сигнала имеющие начальную фазу временного кода равную ‘0’ излучаются подрешеткой A_1, а импульсы с начальной фазой временного кода равной ‘π’ излучаются подрешеткой A_2. Выбор между подрешетками при излучении отдельных частей ФМ сигнала осуществляется в соответствии с заданным угловым кодом K_i ($i = 1 \ldots N_k$), элементы которого могут принимать значения ‘+1’ и ‘-1’. При K_i = +1, элементарный импульс ФМ сигнала излучается подрешеткой A_1., при этом подрешеткой A_2. излучение не происходит. При K_i = -1, позиции ФМ сигнала излучает подрешетка A_2, а подрешетка A_1 не излучает.

В результате такого излучения, функция внутриимпульсной модуляции будет зависеть от направления α. На рис. 2б приведены сигнал, излучаемый в равносигнальном направлении и в направлении α.

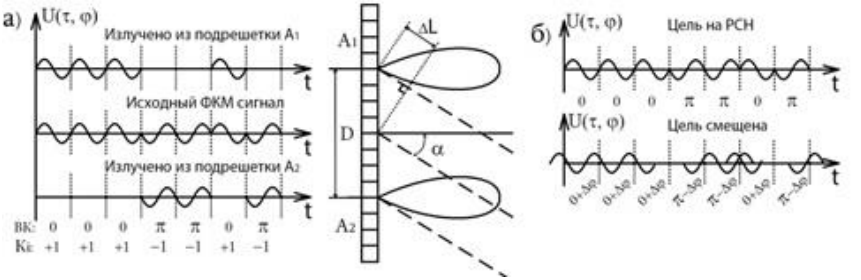


Рис. 2. Формирование ПВ сигнала (РСН – равносигнальное направление, ВК – временной код)

Таким образом, функция внутриимпульсной фазовой модуляции будет иметь закон чередования не ‘0’ / ‘π’, а ‘0+Δφ’ / ‘π-Δφ’, где Δφ определяется как:

$$\frac{\sin(\alpha)}{}$$

где Δφ – набег фазы, D – база, α– угловая координата цели относительно равносигнального направления.

Зависимость фазовой структуры сигнала от направления распространения дает возможность отказаться от третьей приемной антенны необходимой в способе, описанном в [1]. Функциональная схема предлагаемого измерителя приведена на рис. 3.

Здесь, так же, как и в известном измерителе, формируются два канала измерения угловой координаты – по одному на каждую цель. В каждом из этих каналов происходит компенсация сигнала мешающей цели. Оценку угловой координаты получают, анализируя фазовую структуру ПВ сигналов, отраженных от цели.

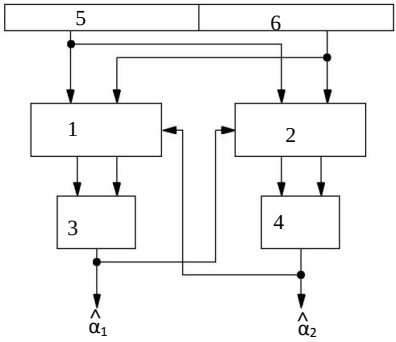


Рис. 3. Функциональная схема измерителя с использованием ПВ сигнала: 1 – блок фазовой компенсации сигнала 2-й цели, 2 – блок фазовой компенсации сигнала 1-й цели, 3 – блок оценки угловой координаты 1-й цели, 4 – блок оценки угловой координаты 2-й цели, 5 и 6 – 1-ая и 2-я приемные подрешетки ФАР, $\hat{\alpha}_1$ – оценка угловой координаты 1-й цели, $\hat{\alpha}_2$ – оценка угловой координаты 2-й цели

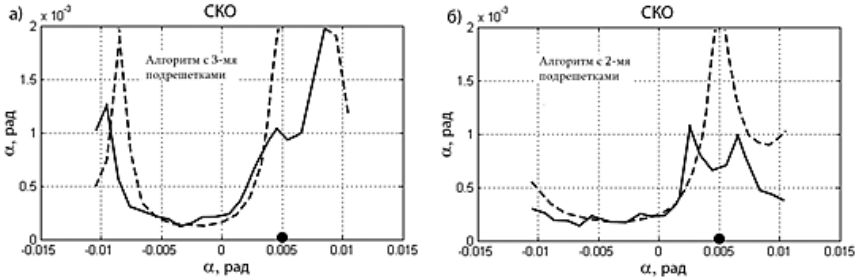


Рис. 4. а) Оценки СКО, полученные теоретически (пунктир) и в результате моделирования (сплошная линия) для известного [1] с тремя подрешетками. б) Оценки СКО, полученные теоретически (пунктир) и в результате моделирования (сплошная линия) для алгоритма с двумя подрешётками. ОСШ = 1 (в элементе ФАР)

На рис. 4 приведены результаты статистического анализа точностных характеристик сравниваемых алгоритмов для линейной эквидистантной антенной решеткой с числом элементов равным 120-ти. В серии опытов положение одной из целей фиксировалось в точке +0.005 радиан относительно равносигнального направления. Положение второй менялось в пределах от -0.01 до +0.01 радиан. Отношение сигнал-шум в одном приемном элементе антенной решетки задавалось равным 1.

Из рис. 4, что предложенный алгоритм измерения УК парной цели не уступает по точности известному, использующему три приемных антенны. Кроме того, можно сказать о достоверности полученных оценок в виду хорошей

корреляции аналитических и полученных при моделировании графиков. Таким образом, по результату проведенного анализа статистических данных численной модели, а также, руководствуясь теоретическими выкладками, можно утверждать следующее:

– предложенный алгоритм разрешения по угловой координате парной цели, не разрешаемой по скорости и дальности, имеет скорость сходимости равную скорости сходимости известного алгоритма с применением трех приемных антенн;

– точностные характеристики предложенного алгоритма не уступают характеристикам известного алгоритма в пределах ширины ДН всей ФАР, а в некоторых случаях превосходят их: при отклонении одной из целей за пределы ширины ДН всей ФАР у известного [1] алгоритма ошибка определения угловой координаты существенно увеличивается по сравнению с разработанными алгоритмами.

Кроме перечисленных преимуществ, в отличии от известного, использующего три приемных канала, в разработанном измерителе необходимо формировать только два канала на прием. В результате приемные ДН предлагаемого измерителя совпадают по ширине с передающими, в то время как в известном измерителе приемные ДН в три раза шире передающей. Это обеспечивает лучшую пространственную селективность разработанного алгоритма измерения УК парной цели.

Библиографический список

1. Ракович В.А., Пашкевич В.П. Измерение угловых координат нескольких источников излучения / Межвузовский сборник. СПб.: ЛИАП, 1981. Вып. 152. С. 25-31.

2. Журавлёв А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решётках. Л.: ЛГУ, 1983. 240 с.

УДК 621.391.82:621.396.677:51-74

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

ОБОБЩЕННАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ НАЗЕМНОЙ РАДИОЛИНИИ СВЯЗИ

Предложена обобщенная математическая модель наземной радиолинии связи, учитывающая влияние на передаваемый сигнал земной поверхности, местных предметов и используемых антенн. Показана возможность оптимизации такой радиолинии с использованием ее обобщенной математической модели. Разработан критерий оптимизации наземной радиолинии связи.

Ключевые слова: радиолиния связи, обобщенная математическая модель, антенны, земная поверхности, местные предметы, критерий оптимизации.

I.A. Kirshina*, PhD (Econ.), Associate Professor
A.N. Yakimov*, Dr. Sc. (Eng.), Professor
A.R. Bestugin*, Dr. Sc. (Eng.), Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

GENERALIZED MATHEMATICAL MODEL OF GROUND RADIO LINE OF COMMUNICATION

A generalized mathematical model of the ground radio line of communication is proposed, which takes into account the influence of the earth's surface, local objects and used antennas on the transmitted signal. The possibility of optimizing such radio line using its generalized mathematical model is shown. The criterion of optimization of the ground radio line of communication is developed.

Keywords: radio line of communication, generalized mathematical model, antennas, earth's surface, local objects, criterion of optimization.

Введение

В наземных радиолиниях связи электромагнитные волны распространяются в непосредственной близости от земной поверхности, взаимодействуя с ней. Условия этого распространения разнообразны и сложны, что обусловлено следующими факторами: сложным рельефом местности, неоднородностью электрических свойств почвы, меняющейся с высотой плотностью воздуха, турбулентностью неоднородностей атмосферы и т.п. Они сказываются поразному в зависимости от того, каковы длина излучаемой электромагнитной волны и расположение приемника и передатчика [1].

Наличие указанных факторов приводит к формированию над земной поверхностью сложной пространственной структуры электромагнитного поля, которую необходимо учитывать при проектировании таких радиолиний. Матема-

тическая модель наземной радиолинии связи должна учитывать распространение как "прямых", так и отраженных от земной поверхности и местных предметов радиоволн. При этом в основу математической модели наземной радиолинии связи, работающей в микроволновом диапазоне волн, могут быть положены расчетные выражения, полученные с использованием методов геометрической и физической оптики. При построении такой математической модели для корректного решения электродинамической задачи 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 [2, 3].

Обобщенная математическая модель

Так как на характеристики наземной радиолинии связи оказывает влияние множество факторов и явлений, имеющих различную физическую природу, то для ее исследования должна быть построена обобщенная математическая модель, связывающая математические модели отдельных компонентов в единую модель этой линии с учетом влияния внешних воздействий (механических и тепловых) на используемые антенны [4].

С учетом принятых допущений, распространение электромагнитных волн в наземной радиолиния связи опишется методами геометрической и физической оптики (рис. 1).

Электрическая составляющая поля $\mathbf{E}_{B\Sigma}$ в точке приема B в общем виде может быть представлена как результат сложения прямой и с зеркальным отражением от земной поверхности электромагнитных волн $\mathbf{E}_B$ и волн $\mathbf{E}_{LS}$, отраженных от местных предметов с учетом их векторного характера:

$$\mathbf{E}_{B\Sigma} = \mathbf{E}_B + \mathbf{E}_{LS}, \tag{1}$$

где $\mathbf{E}_B = \mathbf{E}_{BD} + \mathbf{E}_{BR}$; $\mathbf{E}_{BD}$, $\mathbf{E}_{BR}$ – электрические составляющие электромагнитного поля прямых и с зеркальным отражением от земной поверхности электромагнитных волн соответственно.

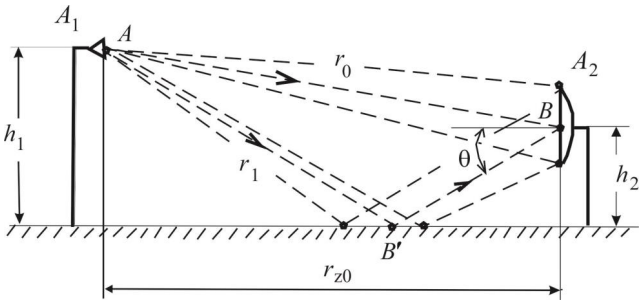


Рис. 1. Распространение электромагнитных волн в направлении распределенной апертуры приемной антенны

В качестве местных предметов можно рассматривать как природные, так и антропогенные объекты, моделированию которых в научных публикациях уделено достаточное внимание, поэтом в данной работе они не рассматриваются [2, 5-7].

Без учета влияния местных предметов математическая модель формирования электрической составляющей поля в точке B из волн прямого распространения и зеркального отражения от земной поверхности (точка B') с учетом направленности элемента Гюйгенса представляется выражением [3]

$$\mathbf{E}_B = \mathbf{E}_{BD} + \mathbf{E}_{BR} = j \cdot \frac{A_A}{\lambda} \cdot \left(\frac{1+\cos\theta_B}{2} \cdot \frac{e^{-jkr_0}}{r_0} + \frac{1+\cos\theta_Z}{2} \cdot \frac{e^{-jkr_1}}{r_1} \cdot e^{-j\alpha} \right), \qquad (2)$$

где $\mathbf{E}_B$ – электрическая составляющая электромагнитного поля, полученная в результате сложения элементарных электромагнитных волн, пришедших в рассматриваемую точку B из точки A; A_A – амплитудный коэффициент элементарной волны, созданной в точке A передающей антенны A_1; λ – длина волны; $k = 2\pi / \lambda$ – волновое число; r_0, r_1 – прямой и с зеркальным отражением от земной поверхности пути элементарной волны из точки A локализации передающей антенны, расположенной на высоте h_1, в заданную точку B приемной антенны A_2, расположенную на высоте h_2; θ_B – угол относительно нормали к излучающему элементу Гюйгенса в направлении точки B приемной антенны; θ_Z – угол относительно нормали к излучающему элементу Гюйгенса в направлении луча, зеркально отражающегося в точку B; $r_0 = \sqrt{r_{z0}^{\,2} + (r_{z0} \cdot \mathrm{tg}(\theta) - 2h_2)^2}$; $r_1 = \dfrac{r_{z0}}{\cos(\theta)}$; r_{z0} – наземная дальность приемной антенны относительно передающей; θ – произвольный угол относительно горизонта, под которым элементарные волны от точки A передающей антенны попадают в точку B приемной антенны; α – разность фаз "прямой" и "непрямой" волн в рассматриваемой точке, обусловленная суммой фазового угла отражения от земной поверхности и различием длин их путей.

Для того, чтобы учесть сложную пространственную структуру электромагнитного поля у земной поверхности, целесообразно рассматривать приемную антенн как пространственно-распределенный, а не точечный объект. В этом случае электрическая составляющая электромагнитного поля $\mathbf{E}'_{B\Sigma}$ получается путем интегрирования по апертуре приемной антенны (см. рис. 1)

$$\mathbf{E}'_{B\Sigma} = \int_{h-(L_{BV}/2)}^{h+(L_{BV}/2)} \mathbf{E}'_B dh_2 \,, \qquad (3)$$

где $\mathbf{E}'_B = \mathbf{E}_B / A_{A\lambda}$; $A_{A\lambda} = A_A / \lambda^2$ $h = h_2$ – высота текущей точки апертуры приемной антенны; L_{BV} – размер апертуры приемной антенны в вертикальной плоскости.

Для учета изменения коэффициент усиления (КУ) реальных антенн и характеристик наземной радиолинии связи вследствие влияния внешних воздействий на эти антенны в рамках предложенной обобщенной математической модели, учитывающей также влияние местного предмета, необходимо представить электрическую составляющую поля $\mathbf{E}'_{B\Sigma}$ как

$$\mathbf{E}'_{B\Sigma} = \mathbf{E}'_{BD} \cdot k_{BD} + \mathbf{E}'_{BR} \cdot k_{BR} + \mathbf{E}'_{LS} \cdot k_{LS}, \quad (4)$$

где $\mathbf{E}'_{BD}$, $\mathbf{E}'_{BR}$, $\mathbf{E}'_{LS} = \mathbf{E}_{LS} / A_{A\lambda}$ – прямая и зеркально отраженные от земной поверхности и местного предмета составляющие сигнала $\mathbf{E}'_{B\Sigma}$; k_{BD}, k_{BR}, k_{LS} – коэффициенты изменения усиления антенн в направлении прямого и отраженного от земной поверхности и местного предмета лучей соответственно вследствие их деформирования при внешних воздействиях.

Здесь $k_{BD} = \sqrt{G_{BDd} / G_{BD0}}$, $k_{BR} = \sqrt{G_{BRd} / G_{BR0}}$, $k_{LS} = \sqrt{G_{LSd} / G_{LS0}}$; G_{BDd}, G_{BRd}, G_{BD0}, G_{BR0}, G_{LSd}, G_{LS0} – КУ деформированных (d) и недеформированных (0) антенн в направлении прямого и отраженных от земной поверхности и местного предмета лучей соответственно; $G_{BD} = G_A(\varphi_{BD}, \theta_{BD}) \cdot G_B(\varphi_{AD}, \theta_{AD})$, $G_{BR} = G_A(\varphi_{BR}, \theta_{BR}) \cdot G_B(\varphi_{AR}, \theta_{AR})$; G_A, G_B – КУ передающей и приемной антенн, расположенных в точках A и B соответственно; $G_{LS} = G_A(\varphi_{LSA}, \theta_{LSA}) \cdot G_B(\varphi_{LSB}, \theta_{LSB})$; φ_{BD}, θ_{BD}, φ_{BR}, θ_{BR}, φ_{LSA}, θ_{LSA} – углы относительно оси передающей антенны в направлении прямого луча и отраженных от земной поверхности и местного предмета лучей в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно; φ_{AD}, θ_{AD}, φ_{AR}, θ_{AR}, φ_{LSB}, θ_{LSB} – углы относительно оси приемной антенны в направлении прямого луча и отраженных от земной поверхности и местного предмета лучей в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно. При этом, в случае наличия множества местных предметов, рассмотренная составляющая $\mathbf{E}_{LS}$ будет представлять собой суперпозицию электрических составляющих электромагнитных волн отраженных от всех этих предметов.

Результаты моделирования

Исследование с использованием конечно-элементной математической модели [3, 4] влияния тепловых воздействий на электрические характеристики зеркальной антенны с отражателем в виде параболоида вращения диаметром D = 2 м и фокусным расстоянием f = 0,7 м при его облучении электромагнитной волной с λ = 0,03 м и вертикальной поляризацией, создаваемой рупором с размерами излучающего раскрыва $a_r = 0{,}65\lambda$ и $b_r = 0{,}48\lambda$ при производственном допуске $\Delta_{\max} = 10^{-3} \cdot D$ показали следующее (рис. 2).

Деформации излучающей поверхности параболического отражателя антенны толщиной h_z = 3 мм, выполненного из алюминия, из-за его перегрева солнечным излучением с интенсивностью q_s= 950 Вт/м^2 приводит по сравнению с исходной ДН в горизонтальной плоскости (плоскости вектора Н) на уровне половинной мощности с $2\varphi_{0,5}=1{,}04^0$ (рис. 2, кривая *1*) к ее заметному ($2\varphi_{0,5}=1{,}1^0$) расширению и росту уровня боковых лепестков (УБЛ) (рис. 2, кривая *2*), что

приводит к уменьшению КУ на величину ΔG=0,85 дБ. Дополнительный рост температуры окружающей среды T_0 с 20^0C до 40^0C (рис. 2, кривая *3*) приводит к тому, что при малом увеличении УБЛ и ширина ДН достигает $2\varphi_{0,5}=1{,}16^0$, а общие потери КУ уже составляют ΔG=1,28 дБ. Таким образом, изменение температуры окружающей среды и перегрев параболического отражателя антенны солнечным излучением существенно меняют ее характеристики. Так как КУ антенны до и после деформации являются параметрами, входящими в обобщенную математическую модель наземной радиолинии связи, представленную формулами (1) – (4), то такая модель позволяет оценить влияние внешних воздействий на характеристики рассмотренной радиолинии связи и провести ее оптимизацию.

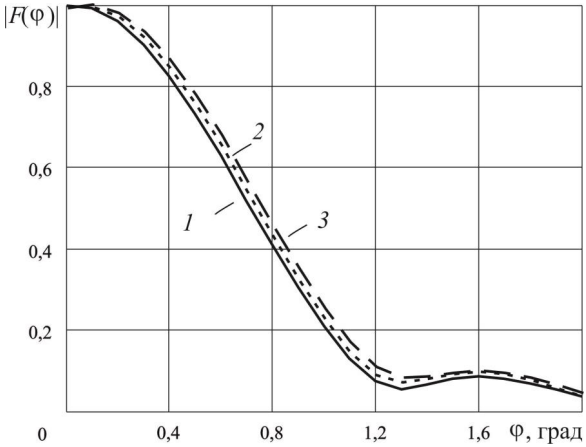


Рис. 2. Влияние солнечного перегрева и температуры среды на ДН антенны в плоскости вектора Н

Для достижения оптимальности наземной радиолинии связи возможно использование критерия максимальной устойчивости ее характеристик к внешним воздействиям, достигаемой, например, разработкой устойчивых к внешним воздействиям микроволновых антенн или определением их оптимального по этому критерию вертикального размера и пространственного положения [3, 4].

Выводы

Предложенный подход к моделированию наземной радиолинии связи позволяет исследовать влияние характеристик используемых микроволновых антенн, земной поверхности и местных предметов на сигнал, передаваемый этой радиолинией, с учетом влияния внешних, деформирующих антенны воздействий. Результаты такого исследования позволяют провести оптимизацию

наземной радиолинии связи по максимуму устойчивости ее характеристик к внешним воздействиям.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского Фонда Фундаментальных Исследований (РФФИ), проекты № 17-07-00024 А, № 18-07-00111 А.

Библиографический список

1. Фейнберг Е.Л. Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. М.: Наука, 1999. 496 с.

2. Школьный Л.А., Анфиногенов А.Ю. Методы математического моделирования радиолокационных изображений искусственных распределенных объектов// Зарубежная радиоэлектроника. 1998. №2. С. 49-58.

3. 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.

4. Якимов А.Н. Обобщенная математическая модель излучения микроволновой антенны при внешних воздействиях // Труды Международного симпозиума «Надежность и качество» (г. Пенза, 21 – 31 мая 2018 г.): в 2 т. Пенза: ПГУ, 2018. Т. 1. С. 96-100.

5. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. М.: Сов. радио, 1975. 248 с.

6. Детков А. Н., Ницак Д. А. Метод математического моделирования поляризационных портретов искусственных распределенных объектов // Радиотехника 2007. № 11. С. 77-81.

7. Борзов А.Б., Лихоеденко К.П., Каракулин Ю.И., Сучков В.Б. Математическое моделирование входных сигналов бортовых систем ближней радиолокации от подстилающих поверхностей на основе их многоточечных моделей// Успехи современной радиоэлектроники. 2017. №4. С. 48-57.

УДК 535.243.2

В.В. Китаев*, студент
М.А. Ваганов*, кандидат технических наук, доцент
В.И. Казаков*, старший преподаватель
О.Д. Москалец*, кандидат технических наук, доцент
А.С. Параскун*, аспирант
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ПРИМЕНЕНИЕ БЕСКОНТАКТНОЙ ОПТИЧЕСКОЙ СПЕКТРОСКОПИИ В СИСТЕМАХ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ[1]

Рассмотрено применение методов бесконтактной оптической спектроскопии в задачах автоматического управления технологическими процессами. Предложены структурные схемы обработки постдетекторных сигналов и формирования сигнала ошибки на базе дифракционного спектрального прибора и многоканального оптического спектрометра.

Ключевые слова: спектральный прибор, многоканальный оптический спектрометр, дифракционная решетка, сигнал ошибки, автоматическое управление, спектр, технологический процесс.

M.A. Vaganov*, PhD, Associate Professor
V.I. Kazakov*, Senior Lecturer
V.V. Kitaev*, student
O.D. Moskaletz*, PhD, Associate Professor
A.S. Paraskun*, PhD student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

THE APPLICATION OF CONTACTLESS OPTICAL SPECTROSCOPY IN SYSTEMS OF AUTOMATIC CONTROL OF TECHNOLOGICAL PROCESSES

The application of contactless optical spectroscopy in the problems of automatic control of technological processes is considered. Block-diagram for processing post-detector signals and generating an error signal based on a diffraction spectral device and a multichannel optical spectrometer are proposed.

Keywords: spectral device, multichannel optical spectrometer, diffraction grating, error signal, automatic control, spectrum, technological process.

Введение

Методы оптической спектроскопии находят широкое применения в задачах контроля различных физических и технологических процессов: выплавки

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ): проект №17-07-00826, 17-07-00554, а также гранта Президента Российской Федерации (МК-5894.2018.8).

металлов [1], горения [2], контроля состояния ракетного и авиационного двигателей [2], и др. Обычно контроль осуществляется по наблюдениям за результатами измерения спектральных линий химических элементов в оптическом диапазоне частот. Отличительными достоинствами методов оптической спектроскопии в задачах контроля являются: возможность контроля, не нарушая физических и химических условий на контролируемом объекте; высокое быстродействие спектральных приборов (время измерения спектра может измеряться миллисекундами); высокая информативность (по измеренному спектру можно получить большое количество информации о состоянии контролируемого объекта); высокая достоверность (появление или, наоборот, пропадание в оптическом спектре конкретной спектральной линии химического элемента позволяет однозначно судить об изменении состояния контролируемого процесса или объекта).

Перечисленные достоинства методов оптической спектроскопии позволяют сделать вывод о том, что они могут быть применены в задачах автоматического управления технологическими процессами, где спектральный прибор может быть использован для формирования сигнала ошибки. В данной работе имеется в виду метод бесконтактной спектроскопии [2], где анализируемые оптические сигналы подаются на вход спектрального прибора с помощью волоконно-оптической линии передачи, что исключает непосредственный контакт прибора с полем излучения управляемого объекта и, тем самым, влияние экстремальных факторов управляемого процесса, например, пламени. В качестве измерительных устройств систем автоматического управления (регулирования) предлагаются два оптических спектральных прибора: дифракционный спектральный прибор с высокопорядковой дифракционной решеткой [3] и многоканальный оптический спектрометр [4], где спектроскопическая информация выдается в форме электрических сигналов, поступающих на вход системы сравнения, которая выдает сигнал ошибки. Различный принцип их действия и, что самое главное, считывания спектрометрической информации приводит к необходимости разработки различных схем формирования сигнала ошибки по результатам считывания оптического спектра.

1. Общая структурная схема системы управления

Существует чрезвычайно большое разнообразие автоматических систем, выполняющих те или иные функции по управлению самыми различными физическими процессами в различных областях техники [5]. В основе любой системы управления лежит управляемый процесс, или объект, на который нацелена задача управления. Состояние объекта характеризуется некоторыми количественными величинами, изменяющимися во времени вследствие воздействия внешних факторов f, т.е. переменными состояниями [6]. В настоящей работе в качестве управляемых процессов имеется ввиду технологические процессы, сопровождающиеся эмиссией электромагнитного излучения в оптическом диапазоне частот.

Состояние управляемого процесса характеризуется такими переменными состояния, которые являются результатами спектроскопических измерений оп-

тического излучения, образовавшегося в результате технологического процесса. Спектральный прибор оптического диапазона выдает результаты спектральных измерений, т.е. управляемые состояния $y(t)$, которые следует назвать спектроскопическими. Эти состояния сравниваются в блоке управления с заданными значениями (задание), результатом сравнения является разность между заданными значениями $x(t)$ и переменными состояния, т.е. сигнал ошибки $S_{ош}(t)$. С помощью сигнала ошибки вырабатывается управляющее воздействие $U(t)$, обеспечивающее управление технологическим процессом. Процесс управления поясняется структурной схемой, представленной на рис. 1.

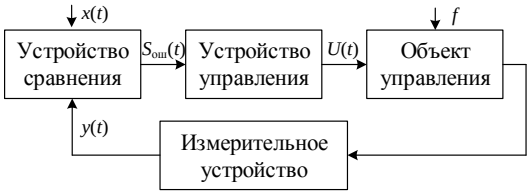


Рис. 1. Структура системы автоматического управления

Измерительный элемент вычисляет сигнал ошибки:

$$S_{ош}(t) = x(t) - y(t) \tag{1}$$

В общем случае, например, в следящей системе, задание $x(t)$ является функцией времени.

Рассматриваемая система автоматического управления описывается в рамках общей теории автоматического управления [5, 6, 7], а ее специфическим элементом является измерительное устройство – спектральный прибор, который формирует измерительный сигнал для схемы сравнения.

2. Система автоматического управления на базе спектрального прибора с дифракционной решеткой

На рис. 2 представлена структурная схема системы автоматического управления на базе спектрального прибора с дифракционной решеткой.

Излучение от управляемого объекта по волоконно-оптической системе передается на вход дифракционного решеточного спектрального прибора. Отличительной особенностью этого прибора от классического является применение высокопорядковой дифракционной решетки с запатентованной топологией расположения штрихов [3], что позволяет перераспределить интенсивность дифрагированного света в более высокие порядки (в третий или даже четвертый), где существенно улучшается разрешающая способность прибора. Дифракционная решетка осуществляет пространственное спектральное разложение оптического сигнала, в результате чего в задней фокальной плоскости линзы в соответствующем дифракционном порядке формируется комплексный спектр, считывание которого производится с помощью многоэлементного фотоприемника – ПЗС-линейки.

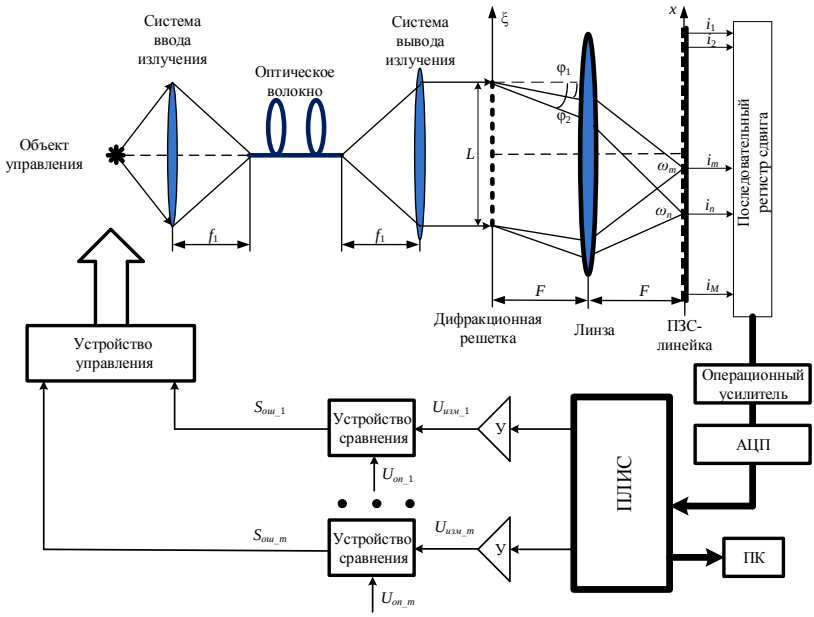


Рис. 2. Структурная схема системы контроля
на базе спектрального прибора с дифракционной решеткой

В работе [8] показано, что каждый элемент ПЗС-линейки осуществляет пространственную частотную фильтрацию сформированного спектра в диапазоне $\Delta\omega$, определяемую размером пикселя. Поскольку размер пикселя ПЗС-линейки достаточно мал, можно считать, что каждому пикселю будет соответствовать одна спектральная линия химического элемента в общем спектре эмиссионного излучения от объекта управления.

Управляемой переменной в данном случае является фототок i с соответствующего номера пикселя ПЗС-линейки, с помощью которой осуществляется считывание спектра. Номер пикселя(-ей) определяется исходя соответствующей частоты (длины волны) интересующей спектральной линии. При этом, таких спектральных линий может быть несколько. Максимальное число контролируемых спектральных линий будет определяться числом пикселей ПЗС-линейки M.

Особенности считывания с помощью ПЗС-линейки заключаются в том, что набор из M отсчетных значений фототоков i с каждого пикселя ПЗС-линейки преобразуется последовательным регистром сдвига в последовательный сигнал. Затем сигнал усиливается с помощью ОУ и проходит аналогово-цифровое преобразование и поступает на вход ПЛИС. Из полученного сигнала ПЛИС выделяет сигналы с пикселей с необходимыми номерами, которые поступают на усилитель У, и затем устройство сравнения на основании сопостав-

ления усиленного сигнала $U_{изм}$ с опорным $U_{оп}$ формирует сигнал ошибки $S_{ош}$, который подается на блок управления, который и осуществляет управление технологическим процессом.

3. Система автоматического управления на базе многоканального спектрометра

На рис. 3 приведена схема системы автоматического управления на базе многоканального оптического спектрометра, выполняющего параллельный анализ спектра оптического излучения, принцип построения которого был предложен в патенте РФ [4].

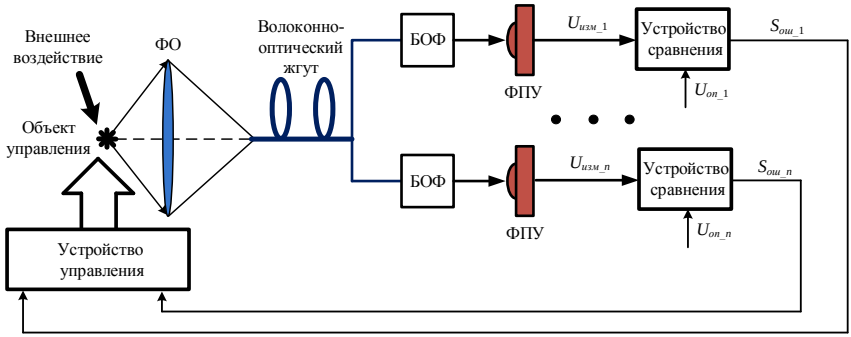


Рис. 3. Структурная схема системы автоматического управления на базе многоканального оптического спектрометра: ФО – формирующая оптика; БОФ – блок оптической фильтрации; ФПУ – фотоприемники

В этом приборе спектральное разложение оптических сигналов основано на явлении резонанса в набора узкополосных интерференционных оптических фильтров. В случае применения данного спектрометра в системе автоматического управления процессом горения узкополосные фильтры настраиваются на те частоты (длины волн) оптического излучения, которые характерны для управляемого процесса горения. Для ввода оптического излучения в блоки оптической фильтрации предназначен волоконно-оптический жгут.

Разрешающая способность такого прибора определяется полосой пропускания узкополосного оптического фильтра, причем, свойства падающего волнового фронта оптического излучения не влияют на параметры прибора. Это позволяет использовать для передачи оптического излучения на каждый узкополосный оптический фильтр не единственное волокно, а жгут волокон, что повышает чувствительность прибора. Кроме того, набор оптических фильтров, количество которых определяется необходимым числом анализируемых частот (длин волн), позволяет перекрыть сразу весь желаемый диапазон.

После фотодетектирования сигнал с каждого ФПУ подается на вход устройства сравнения, которое может быть выполнено как аналоговым, так

и цифровым. Результатом этой обработки является сигнал ошибки, на основании которой осуществляется управление процессом.

Заключение

В настоящей работе рассмотрено нетрадиционное применение методов оптической спектроскопии для формирования сигналов ошибки в системах автоматического управления, что может быть использовано, например, в системах управления процессами горения в различных теплоэнергетических установках, двигателях различных транспортных систем, процессах выплавки металлов и т.д.

Характерной особенностью применения спектрального прибора является формирование множества сигналов ошибки. Принцип спектроскопического метода формирования сигнала в системах автоматического управления (регулирования) открывает возможность осуществлять автоматическое управление по нескольким управляемым параметрам (формируемых в различных участках анализируемого спектра), а также по их совокупности, и оперативно менять критерии управления, что, в конечном счете, позволит создавать качественно новые системы автоматического управления. Одновременно результат обработки спектрометрической информации о регулируемом процессе горения может быть выдан в воспринимаемом оператором виде на регистраторе, в качестве которого может быть применен компьютер.

Библиографический список

1. Williamson R. Plasma Studies in Vacuum ARC Remelting / R. Williamson, F. Zanner, L. Bertram, H. Peebles // MRS Proceedings, 1987. Vol. 98. P. 365

2. Ваганов М. А. Резонансный метод бесконтактного анализа оптических спектров и его техническая реализация для решения задач контроля процессов горения: дис. … канд. тех. наук. СПб., 2014. 152 с.

3. Патент 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.

4. Пат. 86734 РФ, МПК8 G 01 J 3/26. Параллельный анализатор спектра сигналов оптического диапазона / И. Н. Архипов, М. А. Ваганов, С. В. Кулаков и др. (РФ). № 2009116195/22. Изобретения и полезные модели. 2009. № 25. 2 с.

5. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического управления. СПб: Профессия, 2003. 752 с.

6. Мирошник И.В. Теория автоматического управления. Линейные системы. СПб.: Питер, 2005. 336 с.

7. Душин С.Е., Зотов Н.С., Имаев Д.Х. и др. Теория автоматического управления / Под ред. В.Б. Яковлева. М.: Высшая школа, 2003. 567 с.

8. Preslenev L.N., Vaganov M.A., Kazakov V.I., Paraskun A.S. Reading, processing and correction of spectroscopic information in a diffraction grating spectral device. 2018 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, IEEE Conference Publication Program, Conference Record №45890. 2018.

УДК 629.735.33

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

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ОПАСНЫХ МЕТЕООБРАЗОВАНИЙ В БОРТОВЫХ РАДИОЛОКАТОРАХ С ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ[1]

При разработке бортового метеонавигационного радиолокатора сравнение его с аналогами и проверка на соответствие его эксплуатационных характеристик требуемым в международных стандартах ARING-708A и RTCA DO-220 производится посредством вычисления энергетического потенциала. При этом отсутствует строгий метод расчета дальности обнаружения основных опасных для полетов метеообразований: грозовых облаков, турбулентности и сдвига ветра. Это связано в первую очередь с отсутствием базовых радиолокационных моделей опасного для полета грозового облака, турбулентности и сдвига ветра, которые позволили бы получать количественные оценки дальности обнаружения таких явлений и служить простым критерием как для их сравнительного анализа, так и при постановке заказчиками требований к разрабатываемым бортовым системам радиолокационного предупреждения о наличии на пути полета опасных воздушных природных явлений. В настоящей статье предлагается методика расчета дальностей обнаружения для гроз, турбулентности и сдвига ветра при условии обработки отраженного сигнала в частотной области, которая базируется на модели стандартной грозовой ячейки и введенной авторами модели минимальной опасной для полета области сдвига ветра.

Ключевые слова: бортовой метеолокатор, дальность обнаружения, грозовая ячейка, турбулентность, сдвиг ветра.

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

THE METEOD OF CALCULATION THE RANGE OF DANGEROUS WEATHER AREAS IN AIBORNE RADARS WITH SIGNAL PROCESSING IN THE FREQUENCY DOMAIN

When developing a aircraft weather radar, its comparison with analogues and checking for compliance of its performance with the required international standards

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ, проект № 19-07-00205-а).

ARING-708A and RTCA DO-220 is made by calculating the energy potential. At the same time, there is no specific method for calculating the range of the main dangerous meteorological areas for flights: storm clouds, turbulence and wind shear. This is due to the lack of standard radar models of dangerous thunderstorm cloud, turbulence and wind shear, which would allow to obtain quantitative estimates of the range of detection of such phenomena and serve as a simple criterion for comparative analysis, and when setting requirements to develop on-Board radar warning systems about the presence of dangerous air areas on the flight path. This article presents a method for calculating detection ranges for thunderstorms, turbulence and wind shear under the condition of processing the reflected signal in the frequency domain, which is based on the model of the standard storm cell and the model of the minimum dangerous for flight area of wind shear introduced by the authors.

Keywords: onboard weather radar, detection range, storm cell, turbulence, wind shear.

Введение

В представленной статье предлагается простая – общая методика для расчета дальности обнаружения опасных для полета грозы, турбулентности и сдвига ветра в бортовых метеонавигационных радиолокаторах при условии обработки сигналов в частотной области. Необходимость ее внедрения и использования базируется на отсутствии в международных стандартах [1-4] четких рекомендации по расчету дальности обнаружения этих явлений, что лишает возможности заказчиков и будущих пользователей бортовых метеонавигационных станций сравнивать заявляемыми разработчиками дальности обнаружения, поскольку все они получены в условиях отсутствия заданной последовательности вычислений и априорной информации о радиолокационных моделях объектов. Универсальные радиолокационные модели отсутствуют и в известных книгах по метеорадиолокации [5,6] Введенное же в [1] понятие стандартной грозовой ячейки не привязано к требованиям по обнаружению опасных грозовых явлений, поскольку последние ориентированы на превышение порога водности в элементе разрешения радиолокационной станции.

Методика расчета дальности обнаружения опасных для полета грозовой ячейки и зоны турбулентности

Формирование признаков обнаружения таких опасных метеообразований как грозовые фронты, плотные облака, области выпадения осадков реализуется на основе оценки их водности, которая и определяет радиолокационную отражаемость в элементе разрешения. При этом опасными для полета считаются метеообразования с радиолокационной отражаемостью Z более (40 – 50) дБZ. Оценка величины Z производится по мощности, отраженной от метеообразования.

Потенциальная дальность обнаружения опасных метеообъектов (грозовых фронтов, турбулентности и опасного сдвига ветра) рассчитывается как максимальная дальность, при которой еще есть превышение значения мощности отраженного радиолокационного сигнала над значением порогового уровня, заданного с учетом вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги.

Уравнение радиолокации для мощности на входе приемника можно представить в виде [5]

$$P_{\text{вх}} = \left(\frac{P_t}{4\pi R^2} G_t\right) \sigma \left(\frac{1}{4\pi R^2}\right) A \frac{1}{\Gamma L},$$

где P_t – импульсная мощность с выхода передатчика РЛС; G_t – коэффициент усиления антенны РЛС на излучение/прием (в направлении полета); R – расстояние до разрешаемого объема пространства, которое соответствует моменту возврата отраженного сигнала к приемнику РЛС; Γ – коэффициент потерь, учитывающий аппаратно-программные потери полезной мощности РЛС (в кабелях, на обработку и др.), за исключением потерь в антенне, входящих в ее коэффициент усиления; A – эффективная площадь антенны; L – коэффициент, учитывающий затухание сигнала на трассе распространения от РЛС до разрешаемого объема и обратно с учетом наличия или отсутствия осадков, σ – значение ЭПР метеообразования.

Учитывая, что ЭПР метеообразования определяется соотношением [6]

$$\sigma = (\pi^5/\lambda^4)|K|^2 ZV,$$

где $|K|^2$ – коэффициент, учитывающий диэлектрическую проницаемость водной частицы при текущей длине волны излучения λ, Z – радиолокационная отражаемость метеоцели ($10^{\frac{Z\text{dB}}{10}} \cdot 10^{-18}$ м^3, ZdB – радиолокационная отражаемость, заданная в дБZ). Получим что

$$P_{\text{вх}} = \frac{\pi^2 P_t}{64 R^4 \lambda^2} G_t^2 |K|^2 ZV \frac{1}{L\Gamma},$$

где объем метеообъекта определяется по формуле $V = S\Delta R = 0{,}5 S c \tau_{\text{и}}$, S – площадь поперечного сечения метеообъекта, ΔR – протяженность элемента разрешения по дальности, определяемая длительностью зондирующего импульса $\tau_{\text{и}}$ и скоростью света c. Коэффициент, учитывающий затухание сигнала на трассе распространения от РЛС до разрешаемого объема и обратно с учетом наличия или отсутствия осадков, определяется в общем виде по формуле [7]

$$L = 10^{0.2\int_0^R l(r)dr},$$

где R – дальность до метеоцели, м, $l(r)$ –коэффициент потерь мощности (в дБ/км), действующий в точке пространства, располагающейся на дальности r на трассе распространения. Поскольку речь идет о максимальной потенциальной дальности обнаружения, будем считать, что между ближайшей границей опасного метеообразования и радиолокационной станцией – чистое воздушное пространство с постоянным коэффициентом затухания на трассе распространения и получим:

$$P_{\text{вх}}(R, Z) = \frac{\pi^2 P_t}{128 R^4 \lambda^2} KND^2 |K|^2 ZSc\tau_{\text{и}} \frac{1}{\Gamma} 10^{-0.2lR}.$$

Обнаружение принятого полезного сигнала, соответствующего входной мощности, полученной при отражении радиосигнала от метеообразования, производится после накопления пачки из $N_{имп}$ на фоне внутриприемного шума. Мощность шумов на входе приемника, определяется по соотношению $P_{ш.вх.прием}=kTK_{ш}\Pi_f$,где: k – постоянная Больцмана ($1{,}38\cdot10^{-23}$), T – нормальная температура (290 °K), $K_{ш}$ – коэффициент шума, Π_f – полоса пропускания аналогового приёмника.

Для увеличения отношения сигнал/шум используется цифровой фильтр нижних частот (ФНЧ) с переменной полосой пропускания, согласованной с длительностью зондирующего импульса. Ширина полосы пропускания ФНЧ выбирается равной [8]

$$\Pi_{фнч} = 1{,}4/\tau_и + 2f_{доп.max}\,;\; f_{доп.max} = 2(V_{ла\cdot max}+V_{м.мах}),$$

где $f_{доп.max}$ – максимальный доплеровский сдвиг частоты, Гц; $V_{м.мах}$ – максимальная скорость частиц внутри метеообъекта, м/с; $V_{ла\cdot max}$ – максимальная скорость ЛА, м/с. Коэффициент $K_{фнч}$ уменьшения мощности шума в ФНЧ равен $K_{фнч} = \Pi_{фнч} / \Pi_f$.

Мощность минимально различимого сигнала (МРС) во временной области вычисляется по формуле

$$P_{мрс} = P_{ш.вх.прием}K_{фнч}(S/N),$$

где (S/N)– минимально необходимое отношение сигнал/шум по мощности на входе приёмника.

При некогерентном накоплении сигнала от метеоцели с флуктуирующей амплитудой при заданной вероятности правильного обнаружения D=0,5 вероятности ложной тревоги, равной $F=10^{-4}$ получаем требуемое отношение S/N = 5 [4].

Для обнаружения опасных метеообразований будем использовать обработку с использованием быстрого преобразования Фурье (БПФ) с базой, согласованной с количеством накапливаемых импульсов $N_{имп}$.

Учтем, что при такой обработке мощность шума распределится по всем отсчетам БПФ (фильтрам), число которых равно $N_{БПФ} = N_{имп}$, тогда:

$$P_{мрс} = P_{ш.вх.прием}K_{фнч}\,(S/N) / N_{БПФ}.$$

В то же самое время мощность отраженного от метеообразования сигнала будет распределена по такому числу фильтров, которое соответствует ширине доплеровского спектра радиальных скоростей воздушных масс в элементе разрешения, включающем целиком или частично, зондируемый метеообъект.

Дальность обнаружения грозовых фронтов будем рассчитываеть как дальность обнаружения метеообразования с размерами стандартной грозовой ячейки с радиолокационной отражаемостью, соответствующей опасной грозе по рекомендациям RTCA DO-220, т.е. при значении радиолокационной отражаемости равной 10^{-14} м^6/м^3, что соответствует 10^4 мм^6/м^3 или 40 дБZ.

В соответствии с [1] стандартная грозовая ячейка в пространстве представляет собой цилиндр с круглым основанием (поперечным сечением по направлению к лежащему в горизонтальной плоскости радиальному направлению излучения РЛС) с диаметром, равным $d_{обл}$=5556 метров, и длиной, равной

элементу разрешения по дальности. Таким образом, для расчета входной мощности необходимо вычислить площадь поперечного сечения S, охватываемую обнаруживаемой стандартной грозовой ячейкой в элементе разрешения.

Отметим, что поперечным сечением элемента разрешения является эллипс с большой полуосью $a_э$ (вертикальная полуось) и малой полуосью $b_э$ (горизонтальная полуось):

$$a_э = 0{,}5\Delta\varepsilon R; \quad b_э = 0{,}5\Delta\beta R;$$

где $\Delta\beta$, а $\Delta\varepsilon$ – ширина ДН по азимуту и углу места соответственно. При дальностях $R \le R_1$, где

$$R_1 \approx \frac{d_{обл}}{\min(\Delta\varepsilon;\Delta\beta)},$$

элемент разрешения полностью заполнен стандартной грозовой ячейкой, объём метеоцели равен объёму элемента разрешения (рис.1 а). При дальностях $R \ge R_2$ (третий участок дальностей), где $R_2 \approx \frac{d_{обл}}{\max(\Delta\varepsilon;\Delta\beta)}$, стандартная грозовая ячейка полностью помещается внутри элемента разрешения (ЭР), объем метеоцели равен объему стандартной грозовой ячейки (рис.1 в). При дальностях $R_2 \ge R \ge R_1$ (второй участок дальностей) основания грозовой ячейки и элемента разрешения образуют пересечение (рис.1 б).

Таким образом, площадь поперечного сечения метеоцели определяется следующим образом:

$$S = \begin{cases} S_{ЭР} \text{ при } R \le R_1; \\ S_п \text{ при } R_1 < R < R_2; \\ S_{СГЯ} \text{ при } R \ge R_2, \end{cases}$$

где: $S_{эр}$ – площадь поперечного сечения элемента разрешения; $S_{сгя}$ – площадь поперечного сечения стандартной грозовой ячейки; $S_п$ – площадь пересечения поперечного сечения элемента разрешения и поперечного сечения стандартной грозовой ячейки.

Для вычисления площадей поперечного сечения элемента разрешения и стандартной грозовой ячейки используются соответственно следующие формулы:

$$S_{ЭР} = \frac{\pi}{4}\Delta\beta\Delta\varepsilon R^2; \; S_{СГЯ} = \frac{\pi}{4} d_{обл}^2.$$

Найдем площадь поперечного сечения метеообразования S. Для этого введем угловой размер стандартной грозовой ячейки, равный:

$$\alpha(R)=2\text{arctg}(0{,}5d_{обл}/R).$$

Тогда значения углов, охватывающих площадь поперечного сечения метеообразования в элементе разрешения по азимуту и углу места, определятся соотношениями

$$\Delta\beta_М = \begin{cases} \Delta\beta \text{ если } \alpha(R) \ge \Delta\beta \\ \alpha(R) \text{ если } \alpha(R) < \Delta\beta \end{cases}; \; \Delta\varepsilon_М = \begin{cases} \Delta\varepsilon \text{ если } \alpha(R) \ge \Delta\varepsilon \\ \alpha(R) \text{ если } \alpha(R) < \Delta\varepsilon \end{cases},$$

а площадь поперечного сечения для метеообъекта задается формулой:

$$S = \frac{\pi}{4}\Delta\beta_{\text{м}}\Delta\varepsilon_{\text{м}}R^2.$$

В стандартной опасной грозовой ячейке преобладают восходящие и нисходящие ветровые потоки со скоростями (5–15) м/с, траектории которых отклоняются максимум на 5° от вертикали, что приводит к тому, что наблюдаемые максимальные доплеровские радиальные скорости составляют ±1,5 м/с. Сам диапазон радиальных скоростей имеет по максимуму ширину 3 м/с. Большинство же значений (95%) при нормальном законе распределения радиальных скоростей будет лежать в диапазоне, составляющем ±2 среднеквадратических отклонения. Поэтому, диапазон наблюдаемых радиальных скоростей можно оценить величиной $\Delta V = \Delta V_{\text{гроза}} = 2$ м/с.

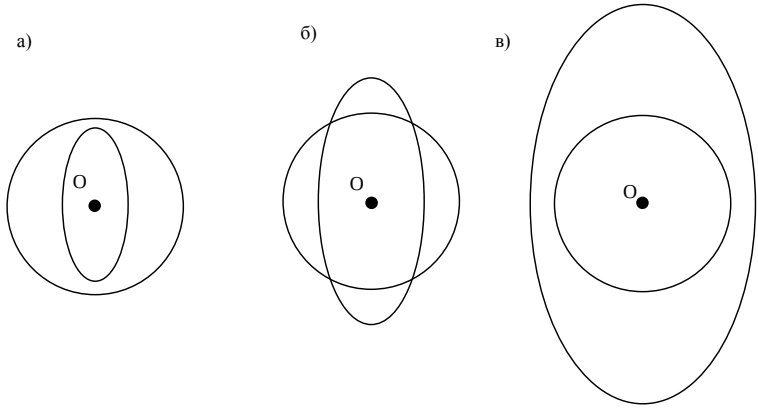


Рис. 1. Относительное положение поперечного сечения грозовой ячейки (круг) и поперечного сечения элемента разрешения (эллипс) в зависимости от дальности

Исходя их полученного значения ΔV при заданных условиях формирования и обработки сигнала БРЛС в частотной области: периоде повторения импульсов ($T_{\text{п}}$), базе для реализации быстрого преобразования Фурье ($Nfft$), число фильтров, по которым распределена отраженная мощность, можно определить по формуле:

$$\Delta nf = \frac{2T_{\text{п}}Nfft\Delta V}{\lambda}.$$

Распределяя итоговую отраженную мощность по Δnf фильтрам равномерно, получаем потенциальную дальность обнаружения стандартной грозовой ячейки графическим методом (рис.2) как точку пересечения линии порогового уровня и кривой зависимости мощности отраженного сигнала от стандартной грозовой ячейки от дальности – Pвх.$(R)/\Delta nf$ в Вт.

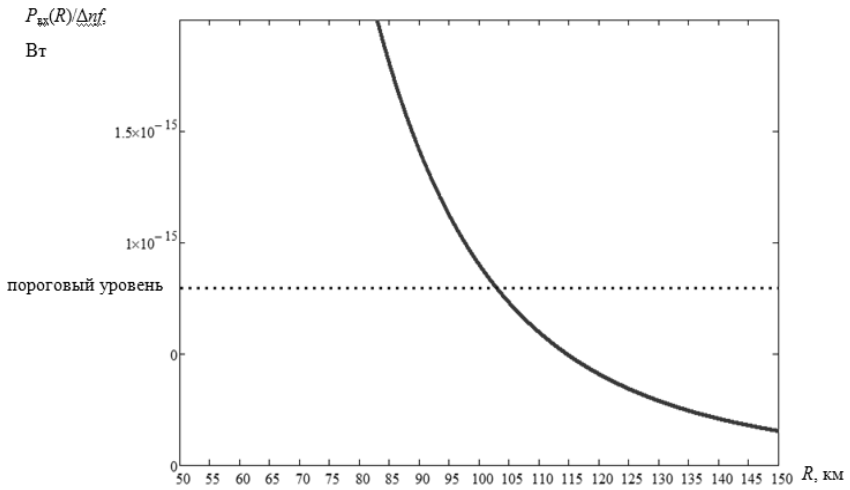


Рис. 2. К определению дальности в режиме «Гроза»

Оценку потенциальной дальности обнаружения опасной области турбулентности проведем по аналогичной методике. Это можно сделать, так как в большинстве случаев зарождение и развитие турбулентности происходит в зрелых кучево-дождевых облаках и в грозовых облаках, то есть можно использовать для оценки отражательного объема стандартную грозовую ячейку. Для принятия решения о наличии опасной турбулентности обычно используют условие превышения диапазоном наблюдаемых радиальных скоростей воздушных масс в элементе разрешения порогового значения, равного ΔV=5-6 м/с или СКО в 2,5-3 м/с. При этом в качестве радиолокационной отражаемости можно рекомендовать минимальный уровень водности кучево-дождевых облаков в 20 дБZ.

Методика расчета дальности обнаружения опасного для полета сдвига ветра

Согласно [2] для крылатых воздушных судов опасным сдвигом ветра (СВ) является такой, протяженность которого по дальности составляет не менее 700 м. Минимальный размер опасной зоны сдвига ветра поперек линии зондирования, учитывая его осесимметричность в горизонтальной плоскости, составит также 700 м. Горизонтальные оттоки с сильным изменением скорости ветра (наличием сдвига) наблюдаются у поверхности земли на высотах от 50 м до 350 м.

Таким образом, в пространстве сдвиг ветра в первом приближении представляет собой цилиндр. Круглое основание расположено в горизонтальной плоскости, в которой же расположен и вектор радиального направления излучения РЛС. Диаметр круга d=700 м. Высота цилиндра отсчитывается от земной поверхности до верхней границы существования зоны со значительной скоростью изменения воздушных потоков (области опасного сдвига ветра), которая

ограничивается высотой в 300 м. Таким образом, объем пространства, который относится к области опасного сдвига ветра, рассчитывается как

$$V = 0{,}25\pi(d)^2 H.$$

Определим теперь площадь поперечного сечения метеообъекта, если основной лепесток диаграммы направленности характеризуется шириной по азимуту (Δβ) и по углу места (Δε). Для этого обратимся к рисунку 3. Стороны основания элемента разрешения на расстоянии R равны $R\Delta\beta$ и $R\Delta\varepsilon$.

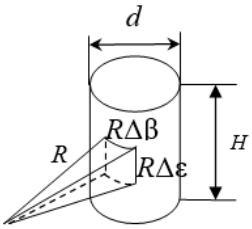


Рис.3. К определению площади поверхности элемента разрешения для сдвига ветра

Элемент разрешения занимает следующий объем $V = R^2\Delta\beta\ \varepsilon\Delta R$. Если $R\Delta\beta \geq d$, то протяженность метеоцели в горизонтальной плоскости в элементе разрешения в поперечном направлении к направлению зондирования составит d, иначе $R\Delta\beta$. Вертикальная протяженность аналогично будет равна H в случае, если $R\Delta\varepsilon \geq H$, иначе $R\Delta\varepsilon$.

При заданной скорости полета носителя можно определить то изменение скорости воздушных потоков в пространстве, которая приводит к значению F-фактора, превышающему величину 0,13, равную порогу опасности сдвига ветра [5]. Для расчета изменения скорости воздушных потоков используем уравнение для определения F-фактора, модель точечного сдвига ветра и закон сохранения масс. Например, для заданной скорости носителя в 225 км/ч опасной областью сдвига ветра будет та, в которой градиент скорости по радиальному направлению имеет величину более $\frac{\partial V}{\partial R} = 0.015$ Гц. При этом в элементе разрешения протяженностью $\Delta R = 100$ метров, достигается изменение скорости $\Delta V = \frac{\partial V}{\partial R}\Delta R,$ равное 1,5 м/с.

Согласно данным RTCA DO-220, осесимметричный сдвиг ветра формируется в грозовом облаке, т.е. расчет дальности можно производить при значении радиолокационной отражаемости равной 40 дБZ.

Выводы

Предложена методика вычисления дальности обнаружения опасных метообразований в бортовых импульсно-доплеровский метеонавигационных РЛС.

Она универсальна для расчета дальности обнаружения опасных гроз, турбулентности и сдвига ветра и отличается постоянством получаемых результатов. Методика базируется на предлагаемой радиолокационной модели грозы и турбулентности, сформированной по геометрической модели стандартной грозовой ячейки и на геометрической модели области сдвига ветра, созданной авторами на основе анализа известных данных и требований международных стандартов по разработке бортовых метеонавигационных радиолокаторов.

Библиографический список

1. RTCA DO-173, Minimum Operational Performance Standards for Airborne Weather and Ground Mapping Pulsed Radars/ Radio Technical Commission for Aeronautics, US, Washington, DC, November 1980. 84 p.

2. RTCA DO-220, Minimum Operational Performance Standards for Airborne Weather Radar Systems / Radio Technical Commission for Aeronautics, US, Washington, DC, August 2018.

3. ИКАО. Руководство по сдвигу ветра на малых высотах. Монреаль: Международная организация гражданской авиации. 2005. 258 с.

4. ARING 708-3, Airborne Weather Radar with Forward Looking Windshear Detection Capability. ARINC Characteristic. November 1999. 120 p.

5. Bech J., Chau J.L. Doppler Radar Observations – Weather Radar, Wind Profiler, Ionospheric Radar, and Other Advanced Applications. InTech. 2012. 470 p.

6. В.Д. Степаненко, С.М. Гальперин. Радиотехнические методы исследования гроз. Л.: Гидрометеоиздат, 1983. 204 с

7. Barclay L. Propagation of Radiowaves. The Institution of Engineering and Technology (IET), London, 2013. 448 p.

8. Красюк В.Н., Оводенко А.А., Бестугин А.Р, Рыжиков М.Б. Нагревостойкие антенны космических и гиперзвуковых летательных аппаратов: в 3 т. Т. 3: Космические радиолинии. Спб .: Политехника, 2016. 748 с.

УДК 621.317.757

С.В. Кулаков*,* доктор технических наук, профессор
О.Д. Москалец*,* кандидат технических наук, доцент
Е.П. Суедов*,* студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

МЕТОДЫ ТЕОРИИ ЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ В ЗАДАЧАХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ГЕТЕРОДИННОГО АНАЛИЗА СПЕКТРОВ[1]

Предложено дальнейшее развитие теории последовательного гетеродинного анализатора спектра, базирующееся на общих принципах теории линейных систем. Установлены особенности результата анализа спектра.

Ключевые слова: последовательный гетеродинный анализатор спектра, спектр, аппаратная функция, теория линейных систем, линейный интегральный оператор, панорамный гетеродин, узкополосный тракт, разрешающая способность.

S.V. Kulakov, Doctor of technical sciences, Professor
O.D.Moskaletz, Candidate of technical sciences, Associate professor
E.P. Suedov, student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

METHODS OF THE THEORY OF LINEAR SYSTEMS IN THE PROBLEMS OF SERIAL HETERODINE ANALYSIS OF SPECTRA

The article describes the further development of the theory of a sequential heterodyne spectrum analyzer is proposed, which is based on the general principles of the theory of linear systems. The features of the spectrum analysis result are established.

Keywords: sequential heterodyne spectrum analyzer; spectrum; hardware function; linear systems theory; linear integral operator; panoramic local oscillator; narrowband path; resolution.

Введение

Последовательный гетеродинный анализатор спектра [1] (ПГАС) является наиболее распространенным прибором для исследования спектральных характеристик сигналов радиодиапазона, Появление перестраиваемых лазеров стимулирует разработку ПГАС сигналов оптического диапазона, т.к. разрешающая способность ПГАС, определяемая полосой пропускания узкополосного тракта,

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ): проект № 18-07-00636.

Результаты были получены в рамках выполнения государственного задания Минобрнауки России: проект № 8.9203.2017/8.9.

может быть весьма высокой, недостижимой для других оптических спектральных приборов. Это требует дальнейшей разработки теории ПГАС, которая сводились лишь к расчету динамических частотных характеристик узкополосного тракта, например [2], что не привело к разработке теории ПГАС, т.е. к решению важнейшей задачи спектрометрии, которая заключается в установлении связи вход – выход спектрального прибора. Известна лишь одна публикация [3], где обозначена попытка решить эту важнейшую задачу спектрометрии применительно к ПГАС. В настоящей работе предлагается решение этой задачи на базе общих положений теории линейных систем, что применимо как к радиочастотному, так и оптическому ПГАС.

1. Методы теории линейных систем в спектрометрии

Приложение методов теории линейных систем к задачам спектрометрии рассматривается в рамках макроподхода, где соотношение вход – выход линейной системы имеет вид линейного интегрального оператора $\hat{L}$:

$$y(\xi) = \hat{L}x(\xi) = \int_{\Xi} A(\xi, \xi') \cdot x(\xi') d\xi' \quad , \tag{1}$$

где $x(\xi), y(\xi) -$ вход и выход ЛС, $A(\xi, \xi')$ – аппаратная функция определяется в форме:

$$A(\xi, \xi') = \hat{L}\delta(\xi - \xi') \quad . \tag{2}$$

Математически корректное обоснование основной интегральной связи теории линейных систем (1) и смысл действия оператора $\hat{L}$ на $\delta -$ функцию дано в статье [4].

В теории спектральных измерений $\delta -$ функция в форме:

$$\delta(\omega - \omega') = \hat{F} \exp(i\omega' t); \;\; \exp(i\omega' t) = (2\pi)^{-1} F^{-1}(\omega - \omega'), \tag{3}$$

где ω – угловая спектральная частота; t – текущее время; $\hat{F}$, $\hat{F}^{-1}$ – операторы прямого и обратного преобразований Фурье.

Соотношения (3) являются обоснованием определения аппаратной функции анализаторов спектра колебательных явлений как реакции спектрального прибора (радиочастотного) на гармоническое колебание $\exp(i\omega' t)$:

$$A(\omega, \omega') = \hat{S}_r \hat{F}^{-1} \delta(\omega - \omega') = \hat{L}_r \delta(\omega - \omega') \tag{4}$$

где $\hat{S}_r$ – линейный ограниченный оператор, описывающий действие радиочастотного анализатора спектра, как ЛС.

Оптические сигналы существуют в виде излучений, а спектроскопические измерения преследуют цель получения информации о временных процессах $s(t)$, т.е. о динамике функций источников, или временных частотных спектрах, и пространственные характеристики анализируемых излучений не должны сказываться на результатах спектральных измерений. Это означает, что на входе

оптического спектрального прибора, падающая световая волна должна иметь однородный плоский фронт:

$$s(z,t) = \hat{V}s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t') \cdot \delta(t - t' - z / c_0) dt' = s(t - z / c_0), \quad (5)$$

где $\hat{V}$ – линейный ограниченный оператор перехода от колебательного процесса источника $s(t)$ к однородной плоской волне $s(z,t)$; z – направление распространения однородной плоской волны.

Соотношению (6) соответствует однородная плоская монохроматическая волна:

$$s(t,z) = \exp[i(\omega' t - k' z)] = \hat{V}F^{-1}\delta(\omega - \omega'), \quad (6)$$

где $k' = \omega' / c_0$ – волновое число здесь c_0 – скорость света.

Под аппаратной функцией оптического спектрального прибора понимается его отклик на однородную плоскую монохроматическую волну частоты ω′:

$$A(\omega, \omega') = \hat{S}_o \hat{V} \hat{F}^{-1} \delta(\omega - \omega') = \hat{L}_o \delta(\omega - \omega') \quad (7)$$

где $\hat{S}_o$ – линейный ограниченный оператор, описывающий действие оптического спектрального прибора, как линейной системы.

Соотношения (4) и (7) показывают, что аппаратные функции анализаторов спектра, радиочастотного и оптического, установлены в соответствии с выражением (2), т.е с общими положениями теории линейных систем.

В случае анализа спектра линейный интегральный оператор (1) принимает форму:

$$S_a(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} A(\omega, \omega') S_0(\omega') d\omega', \quad (8)$$

где $S_a(\omega)$ – аппаратурный спектр; $S_0(\omega) = \hat{F}s(t)$ – комплексный спектр анализируемого колебания $s(t)$.

2. Аппаратная функция последовательного гетеродинного анализатора спектра

На рис. 1 представлена структурная схема ПГАС, согласно которой осуществляется анализ спектров как в радио -, так и в оптическом диапазонах. Различие в действиях этих анализаторов спектра заключается в том, что в случае анализа спектра радиосигналов на входы перемножителя сигналов подаются колебания, тогда как при анализе оптических сигналов на входы перемножителя поступают волны. Общим является то, что на выходе перемножителя в обоих случаях действуют колебательные процессы, которые далее обрабатываются в радиочастотном узкополосном тракте. Отличие между радиочастотным и оптическим ПГАС заключается в описании колебаний панорамных гетероди-

нов: при анализе спектров радиосигналов не учитываются статистические явления этих гетеродинов, тогда как достаточно полная теория оптического ПГАС требует учета стохастической составляющей излучения перестраиваемого лазера [4, 5]. Это выдвигает два аспекта исследований при установлении аппаратной функции оптического ПГАС: рассмотрение ПГАС как стохастической системы под детерминированным воздействием и как детерминированной системы под детерминированным воздействием.

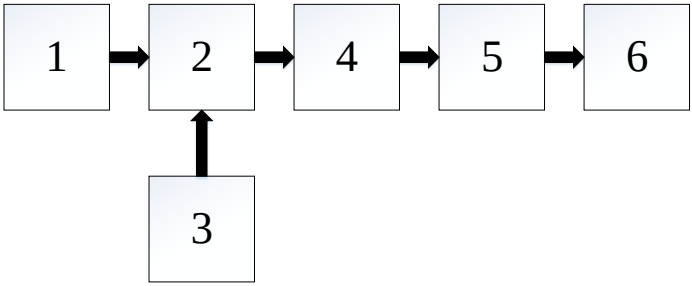


Рис. 1. Структурная схема последовательного гетеродинного анализа спектра: 1 – входное устройство, 2 – перемножитель сигналов, 3 – панорамный гетеродин, 4 – узкополосный тракт, 5 – детектор, 6 – блок обработки спектрометрической информации

В данной работе рассматривается второй случай, и колебание $s_g(t)$ панорамного гетеродина, соответствующее одному циклу работы ПГАС дается в форме:

$$s_g(t) = U_g \cos(\omega_g t + \mu t^2 / 2), t \in [-T/2, T/2], \quad (9)$$

где U_g – амплитуда колебаний; ω_g – средняя частота колебаний; $\mu > 0$ – скорость изменения мгновенной частоты; T – длительность цикла (время анализа).

Передаточная функция $K(\omega)$ узкополосного тракта ПГАС принимается в форме:

$$K_m(\omega) = \exp\left\{-\left[(\omega - \omega_0)^2 \cdot (2\beta^2)^{-1} + i(\omega - \omega_0)t_0\right]\right\}, \quad (10)$$

где ω_0 – средняя частота полосы пропускания; β – величина, определяющая полосу пропускания; t_0 – величина, определяющая крутизну фазочастотной характеристики.

В узкополосном тракте обрабатывается колебание:

$$s_m(t) = U_m \exp[i(\omega_0' t + \mu t^2 / 2)], t \in [-T/2, T/2], \quad (11)$$

где U_m – амплитуда колебаний; $\omega_0' = \omega_g - \omega' = \omega_0 + \Delta\omega'$; $-\Omega \le \Delta\omega' \le \Omega$, 2Ω – полоса анализируемых угловых частот.

Колебание на выходе узкополосного тракта:

$$s_0(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-T/2}^{T/2} \exp\left\{-\left[(\omega-\omega_0)^2\cdot(2\beta^2)^{-1} + i(\omega-\omega_0)t_0\right]\right\}\cdot$$
$$\cdot\exp[i(\omega_0' x + \mu x^2/2)]\cdot\exp[i\omega(t-x)]dxd\omega. \qquad (12)$$

Интегрирование выражения (12) сводится к определению асимптотических значений в секторах сходимости интеграла вероятности комплексного аргумента, это дает:

$$F(\omega,\Delta\omega',\tau) = B\cdot A(\omega-\Delta\omega')\cdot\exp[i(\omega_0\tau-\beta\tau^2-\phi_0)], \qquad (13)$$

где $A(\omega-\Delta\omega') = \exp[-(\omega-\Delta\omega')\cdot(\beta^2 - i\mu/2)^{-1/2}]$ – аппаратная функция ПГАС; $s_c(\tau) = \exp[i(\omega_0\tau-\phi_0)-\beta^2\tau^2]$ – колебание, на котором формируется аппаратная функция; $B = [(1-i\mu/2\beta^2)^{-1/2}]$; $\omega = i2\beta^2\tau$ – временная спектральная частота в масштабе времени; $\phi_0 = \omega_0 t_0$ $\tau = t - t_0$.

Согласно выражению (8), аппаратурный спектр дается выражением:

$$S_a(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} A(\omega-\Delta\omega')d\Delta\omega'\int_{-\infty}^{\infty} s(x)\exp(-i\Delta\omega' x)dx. \qquad (14)$$

Однако, результат анализа спектра ПГАС (14) для более наглядного представления целесообразно представит в форме колебания на выходе узкополосного тракта

$$s_m(\tau) = s_c(\tau)\int_{-\infty}^{\infty} s(x)\exp(-\beta^2x^2)\exp(i\mu x^2/2)\exp[i(i2\beta^2\tau x)]dx. \qquad (15)$$

Из соотношения (15) следуют особенности аппаратурного спектра, измеренного ПГАС: спектр является функцией мнимой частоты $\omega = i2\beta^2\tau$ с весовой функцией $\exp(-\beta^2x^2)\exp(i\mu x^2/2)$ и формируется на "несущей" $s_c(\tau)$, которая быстро убывает, причем; спектр также быстро убывает и соответствует истинному в момент $\tau = 0$. Это показывают, что ПГАС непригоден для анализа спектра одиночных импульсов, однако, при периодическом их формироваться дискретные значения его амплитудного спектра:

$$s_m(\tau - n\Delta t) = Ds_c(\tau)\int_{-\infty}^{\infty} s(x-n\Delta\tau)\exp(-\beta^2x^2)\exp(i\mu x^2/2)\cdot\exp[i(i2\beta^2\tau x)]dx, \qquad (16)$$

которые дает достаточно подробную картину спектра короткого одиночного импульса.

Заключение

В рамках решения основной задачи теории спектральных измерений, т.е. установления связи вход – выход спектрального прибора, предложено дальнейшее развитие теории ПГАС на базе общих положений теории линейных си-

стем и одинаково пригодное для приборов как радио -, так и оптического диапазонов. Связь связи вход – выход ПГАС дается в форме линейного интегрального оператора, при этом установлена исчерпывающая характеристика такого анализатора – его аппаратная функция. Отмечены характерные особенности результата анализа спектра ПГАС.

Библиографический список

1. Харкевич. А.А. Спектры и анализ. М.: ГИФМЛ, 1962.

2. Содин Л.Г. Расчет динамических частотных характеристик линейных пассивных схем // Радиотехника. Т. 14. №7. 1959. С. 8-16.

3. Москалец О.Д. Последовательный гетеродинный анализ спектра со спектральной точки зрения / Акустооптические устройства обработки сигналов: межвузовский сб. Л., 1977. С. 81-83.

4. Moskaletz O.D. Classical and quantum approaches to power spectrum measurement by diffractional methods. Proceedings SPIE. Vol. 3900. 1999. Pp. 297 – 308.

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

6. Suedov, E.P., Moskaletz, O.D. Sequential heterodyne analysis of optical range signals. 2018 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, WECONF 2018. Pp. 860-4319. 2018.

УДК 621.373.826, 546.26-162

В.Ф. Лебедев*,*** кандидат технических наук, доцент
К.В. Павлов,*** инженер
А.В. Колядин*,*** генеральный директор
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
**Университет ИТМО
***ООО «Нью Даймонд Технолоджи»

ИССЛЕДОВАНИЕ ХИМИЧЕСКОГО СОСТАВА СИНТЕТИЧЕСКИХ АЛМАЗОВ МЕТОДОМ ЛАЗЕРНО-ИСКРОВОЙ ЭМИССИОННОЙ СПЕКТРОСКОПИИ

Проведен анализ секторальных азотсодержащих синтетических алмазов методом лазерно-искровой эмиссионной спектроскопии. Обнаружена возможность выявления изменений структурных связей атомов и примесного состава в условиях лазерно-индуцированной графитизации поверхности.

Ключевые слова: лазерно-искровая эмиссионная спектроскопия, синтетические алмазы, лазерно-индуцированная графитизация.

V.F. Lebedev*,*** PhD, Associate Professor
K.V.Pavlov,*** Engineer
A.V. Koliadin*,*** CEO
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
**ITMO University, St. Petersburg
***New Diamond Technology LLC

ANALYSIS OF CHEMICAL COMPOSITION OF HPHT DIAMONDS BY LASER-INDUCED BREAKDOWN SPECTROSCOPY

The analysis of sectoral nitrogen-containing HPHT diamonds by the method of laser-induced breakdown spectroscopy was performed. The possibility of using changes in structural bonds and the impurity composition under conditions of laser-induced graphitization of the surface was studied.

Keywords: laser-induced breakdown spectroscopy, HPHT diamonds, laser-induced graphitization

Введение

Преимущества лазерно-искровой эмиссионной спектроскопии (ЛИЭС) определяются возможностью одновременного многоэлементного химического анализа вещества с концентрациями на уровне единиц ppm. Эффективная полупроводниковая накачка; оригинальная схема многопетлевого лазерного резонатора, обеспечивающего высокое качество излучения за счет использования явления обращения волнового фронта; малогабаритный скоростной спектрометр с программным комплексом, реализующим устойчивые алгоритмы обработки спектров в условиях пространственной и временной нестабильности излучения

лазерно-индуцированной плазмы – совокупность этих факторов делает возможным создание компактных ЛИЭС-систем для дистанционных измерений как в автоматическом режиме, так и в режиме реального времени [1, 2].

Современные технологии, использующие метод HPHT, позволяют выращивать крупные монокристаллические алмазы, в том числе дополнительно легированные, например, бором, как для ювелирной промышленности, так и для научных и технологических применений [3, 4]. Синтетические алмазы могут содержать в своей структурной сетке различного рода примеси и примесные центры, влияющие на изменение их физических и оптических свойств.

Ранее было обнаружено существенное влияние лазерно-индуцированной графитизации поверхности алмазов в процессе их исследования методом ЛИЭС на идентификацию элементного состава и чувствительность метода, а также подтверждена возможность применения метода к выявлению изменения структурных связей атомов углерода в образцах, которые происходили вследствие изменения их гибридизации [5].

Эксперимент и обсуждение результатов

В настоящей работе приведены результаты анализа химического состава синтетических алмазов методом ЛИЭС, в том числе при наличии лазерно-индуцированной графитизации их поверхности.

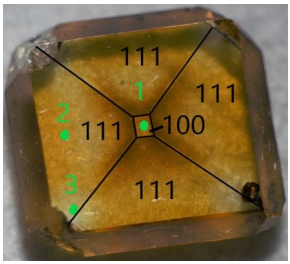


Рис. 1. Фотография секторальной пластины алмаза. Т.1-3 области лазерного воздействия

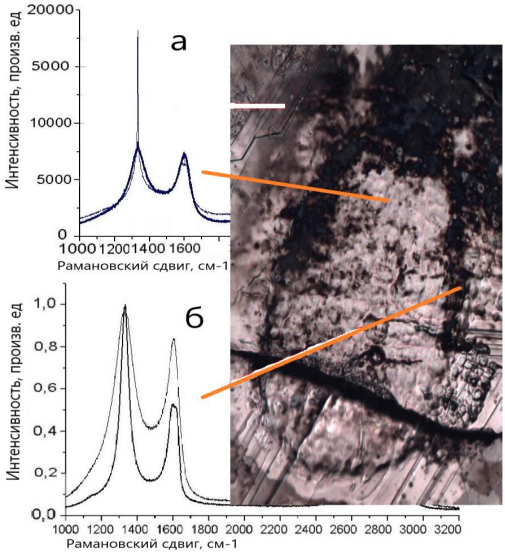


Рис. 2. Рамановские спектры образца в лазерном пятне (а) и в области «гранул» (б). Сектор (100)

Исследовались многосекторальные пластины желтых синтетических монокристаллических алмазов с размерами 5х5 мм^2, выращенные компанией Нью Даймонд Технолоджи методом HPHT (рис. 1). В схеме измерений методом ЛИЭС абляция поверхности исследуемых образцов осуществлялась сфокусированным импульсным излучением Nd^{3+}:YAG лазера на длине волны 1064 нм с плотностью энергии около 1 кДж/см^2. Запуск лазера, синхронизация его работы со спектрометром, и обработка спектров плазмы осуществлялись с помощью собственного программного обеспечения [3], а спектры плазмы регистрировались спектрометром с волоконным выходом AvaSpec-ULS2048L (Avantes). Место взаимодействия лазерного излучения с поверхностью образцов находилось в потоке нейтрального газа, создаваемом низкоскоростной струей аргона, что предотвращало химическое взаимодействие лазерного факела с окружающим воздухом [5]. Спектры комбинационного рассеяния образцов до и после лазерного воздействия измерялись с помощью конфокального рамановского микроскопа inVia (Renishaw).

Структурные изменения поверхности пластины алмаза в пятне лазерного воздействия, в секторе с кристаллографической ориентацией (100) (рис. 1), после небольшого количества лазерных импульсов (от 1 до 5-ти) хорошо видны на рамановских спектрах образцов (рис. 2). Начало процесса графитизации (рис. 2а) проявляется в появлении широкой D-полосы на фоне узкой алмазной D-полосы (1332 см$^{-1}$) и G-полосы (1600 см$^{-1}$), характерной для sp^2-гибридизации атомов углерода (C=C связи). На периферии лазерного пятна и вблизи его внешнего края, который соответствует направлению вектора скорости в струе аргона, было обнаружено скопление черных «гранул» (верхняяя правая часть фото, рис. 2). В отраженном свете наблюдалась кристаллическая огранка «гранул», однако их более точную форму выявить не удалось. Для рамановских спектров «гранул» характерно наличие D и G-полос, однако ширина D-полосы варьируется в широких пределах (рис. 2б, спектры нормализованы на максимум D-полосы).

Графитизация поверхности алмаза начиналась уже после пяти лазерных импульсов и проявлялась в резком увеличении интенсивности излучения молекулярной полосы C_2 в спектре плазмы вследствие роста числа двойных связей C=C (рис. 3). Причем конечное увеличение интенсивности излучения полосы C_2 оказалось существенно различным для секторов с кристаллографическими ориентациями (100) и (111). Более того, наблюдалось существенное различие в росте интенсивности полосы C_2 и в разных частях сектора (111). Максимум роста приходился на угловую часть пластины (т.3, рис.1). Необходимо отметить, что интенсивность полосы C_2 выше для сектора (111) и для первых пяти импульсов, что, по-видимому, объясняется наличием большей разупорядоченности углеродных связей в этом секторе (рис. 3, вставка).

Из рис. 3 также хорошо видно наличие двух стационарных режимов абляции лазерной пластины. Нормализованные после каждого лазерного импульса [2] спектры излучения плазмы объединялись в серию для каждого из стационарных режимов абляции и аппроксимировались нормальным распределением.

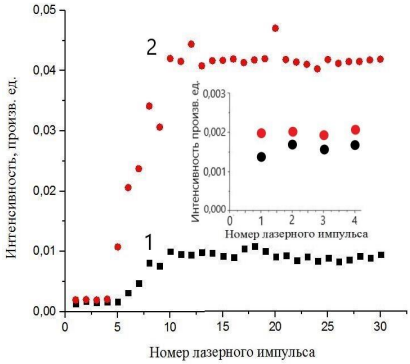


Рис. 3. Зависимость интенсивности полосы C_2 от номера лазерного импульса. 1-сектор (100), 2-(111)

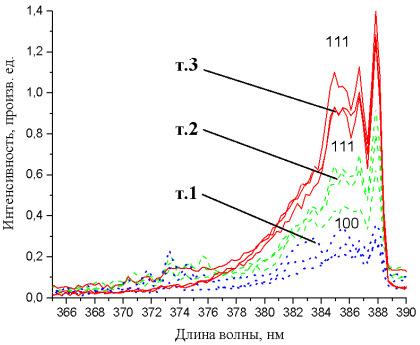
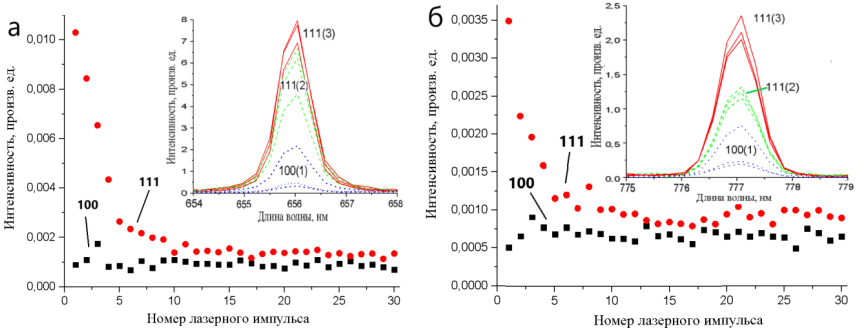


Рис. 4. Спектры излучения CN для различных кристаллографических ориентаций синтетического алмаза

Из данных, приведенных на рис. 4, виден рост, однако чуть менее существенный, и интенсивности излучения молекулярной полосы CN. Причем рост интенсивности в т. 3 сектора (111) снова оказывается самым значительным.

Подобные изменения (рис. 3,4) интенсивностей полос излучения C_2 и CN, связанные с изменениями структуры связей атомов, в том числе и в количественном выражении, наблюдались для образцов алмазных пластин с существенно различным содержанием азота и в различных секторах каждой пластины [5]. Менее существенные изменения интенсивностей полос, также определяемые структурными различиями в связях атомов углерода, регистрировались ранее в наноуглеродных пленках [6].



а б

Рис. 5. Зависимости интенсивностей полос H (а) и O (б) от номера лазерного импульса (на вставках спектры излучения H и O для различных кристаллографических ориентаций синтетического алмаза)

Для примесей водорода H и кислорода O (рис. 5) также наблюдается вполне объяснимая корреляция с интенсивностями полос C_2 и CN: интенсивность полос в секторе (111) существенно выше, чем в секторе (100). Не вполне ясны причины резкого падения интенсивностей этих полос на стадии графитизации. Возможно, что это падение отражает наличие в структуре достаточно большого количества слабосвязанных примесей O и H.

Заключение

В настоящей работе показано, что анализ спектров плазмы алмаза после окончания лазерно-индуцированной графитизации поверхности, в том числе анализ спектров плазмы и переходных состояний поверхности, могут оказаться эффективным индикатором изменения структурных связей атомов углерода и уровня легирования другими примесями как в пределах одной многосекторальной пластины, так и для пластин с разным уровнем легирования.

Библиографический список

1. Лебедев В.Ф., Павлов К.В., Бурковский Г.В., Федин А.В. // Письма в Журнал технической физики. 2019. № 9. С.13-15.

2. Lebedev V.F., Kozlyakov M.S., Stepanov D.N. // Spectr. Acta Part B. 2017. 137. Pp. 23-27.

3. Urika F.S., Haenens-Johansson D., Katrusha A., Soe Moe K., Johnson P., Wang W. // Gems & Gemology. 2015. №3. Pp. 260-279.

4. Klepikov I.V., Koliadin A.V., Vasilev E.A.// IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng. 2017. 286. P. 012035.

5. Лебедев В.Ф., Павлов К.В., Колядин А.В. // Квантовая электроника 2018. № 12. С. 1171-1173.

6. Lebedev V.F., Rabchinskii M.K., Kozlyakov M.S., Stepanov D. N., Shvidchenko A.V., Nikonorov N.V., Vul' A.Y.// J. Anal. At. Spectrom. 2018. 33. Pp. 240-250.

УДК 621.375.026

В. Ф. Михайлов, доктор технических наук, профессор
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ИЗЛУЧЕНИЕ ПЛОСКОГО ВОЛНОВОДА, ЗАКРЫТОГО РАСПЛАВЛЕННОЙ ТЕПЛОЗАЩИТОЙ

Исследовано излучение плоского волновода, закрытого плоской однородной радиопрозрачной теплозащитой со слоем расплава на наружной поверхности. Получено выражение для поля излучения для названных условий.

Ключевые слова: плоский волновод, однородная теплозащита, слой расплава, поле излучения.

V.F. Mikhailov, PhD, Professor
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

RADIATION OF A FLAT WAVEGUIDE CLOSED BY MOLTED HEAT PROTECTION

The radiation of a planar waveguide covered with a flat homogeneous radiotransparent thermal protection with a layer of melt on the outer surface was investigated. An expression for the radiation field for the above conditions is obtained.

Key words: flat waveguide, uniform thermal protection, melt layer, radiation field.

Бортовые антенны возвращаемых космических аппаратов представляют собой излучатель, закрытый теплозащитой из нагревостойкого радиопрозрачного материала. Такая конструкция называется антенным окном. В экстремальных условиях полета аэродинамический нагрев теплозащиты антенного окна приводит не только к интенсивному разогреву теплозащиты, но и расплавлению поверхностного слоя самых нагревостойких диэлектриков. При этом часть расплава уносится встречным набегающим потоком воздуха, а часть в силу конечной вязкости в виде тонкой пленки остается на наружной поверхности теплозащиты [1]. В этом случае излучающий раскрыв антенны оказывается закрытым двухслойной оболочкой, каждый из слоев которой характеризуется собственными электрическими параметрами. В первом приближении будем рассматривать твердую теплозащиту и её расплав как среды с однородными параметрами. В решении будем использовать метод интегрального преобразования Фурье.

Если принять, что зависимость от координаты y отсутствует, тополя можно разложить на независимые волны H и E относительно z. Рассмотрим лишь воны типа E. Не приводя промежуточных преобразований, получаем выражения для углового спектра плоских волн. В этом случае спектральные составляющие магнитной компоненты электромагнитного поля подчиняются

волновому уравнению. Решения волнового уравнения для разных областей имеют вид

$$\hat{H}_y^{(1)} = A\exp(-jk_{z1}z) + B\exp(jk_{z1}z),$$

$$\hat{H}_y^{(2)} = C\exp(-jk_{z1}z) + D\exp(jk_{z1}z),$$

$$\hat{H}_y^{(3)} = R\exp(-jk_{z2}z).$$

Здесь 1-область занимаемая твердой теплозащитой, 2- область расплава, 3- область свободного пространства, *A, B, C, D, R* – постоянные интегрирования $k_z = \sqrt{k^2 - k_x^2}, k_{z1} = \sqrt{k^2\varepsilon_1 - k_x^2}, k_{z2} = \sqrt{k^2\varepsilon_2 - k_x^2}$, где k – волновое число, ε_1 – относительная диэлектрическая проницаемость твердой фазы теплозащиты, ε_2 – относительная диэлектрическая проницаемость расплава теплозащиты.

Посредством уравнения Максвелла через $\hat{H}_y^{(1)}$, $\hat{H}_y^{(2)}$ и $\hat{H}_y^{(3)}$ определим спектральные составляющие электрической компоненты электромагнитного поля $\hat{E}_x^{(1)}, \hat{E}_x^{(2)}$ и $\hat{E}_x^{(3)}$. Используя граничные условия для $\hat{E}_x^{(1)}, \hat{E}_x^{(2)}$ и $\hat{E}_x^{(3)}$ при $z=d$, $z=d_1$, $z=d_1+d_2$ определим неизвестные функции *A, B, C, D, R*. Здесь *d*-толщина твердой теплозащиты, d_1- толщина расплава.

На основании полученных соотношений определим спектральную составляющую электрической компоненты в среде за теплозащитой и слоем расплава

$$\hat{E}_x^{(3)} = \frac{\hat{E}_{x0}\exp\left(jk_z\left(d_1 + d_2 - z\right)\right)exp\left(jk_{z1}d_1\right)}{\Phi - Y},$$

где

$$\hat{E}_{x0} = \int_{\Pi} E_x(x',0)\exp(-jk_x x')dx'.$$

Здесь П-область интегрирования по раскрыву волновода, координата, отсчитываемая в раскрыве излучающего волновода.

Тогда поле излучения

$$E_x^{(3)} = \int_{\Pi} F_x^{(3)} E_x(x',0)dx', \tag{1}$$

где

$$F_x^{(3)} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp\left(jk_z\left(d_1 + d_2 - z\right)\right)\exp\left(jk_{z1}d_1\right)\exp\left(-jk_x\left(x' - x\right)\right)}{\Phi - Y}dk_x. \tag{2}$$

где

$$\Phi = \exp\left(jk_{z2}d_2\right)\left(\frac{k_{z2}}{k_z\varepsilon_2} + 1\right),\ Y = \exp\left(-jk_{z2}d_2\right)\left(\frac{k_{z2}}{k_z\varepsilon_2} - 1\right).$$

Интеграл (2) может быть представлен в виде трех составляющих интегралов

$$F = \frac{1}{2\pi}\int_{l}\ldots d\beta + U\left(C_b\right)\int_{l_b}\ldots d\beta + U\left(C_p\right)\int_{l_p}\ldots d\beta, \qquad (3)$$

где учтена следующая замена переменных:

$$k_x = k\cos\beta, k_z = k\sin\beta, k_{z1} = k\sqrt{\varepsilon_1 - \cos^2\beta}\ , k_{z2} = k\sqrt{\varepsilon_2 - \cos^2\beta}\ , z = \rho\cos\beta, x = \rho\sin\left(-\beta\ \right),$$

$U\left(C_{b.p}\right)$ –единичная функция Хевисайда, C_b, C_p, – величины, определяемые координатами точек ветвления и полюсов.

Первый интеграл выражения (3) по контуру l вычисляется методом перевала и определяет поле излучения.

Второй интеграл вычисляется по контуру $l_в$, который охватывает разрезом точки ветвления, которые проводятся так, чтобы подинтегральная функция была однозначной. В результате получаем выражения поля боковой волны.

Третий интеграл находится по теореме Коши из расположения полюсов подинтегральной функции и определяет поверхностные и вытекающие волны.

Вклад боковых, поверхностных и вытекающих волн в поле излучения как показывают расчеты и практика ничтожна мал. Поэтому выражения, описывающие эти волны, здесь не приводятся.

Используя метод перевала для первого интеграла (3), получим

$$F_x^{(3)} = \frac{\sqrt{k}\cos\beta\exp\left(-jk\cos\beta\left(d_1 + d_2\right) + d_1\sqrt{\varepsilon_1 - \sin^2\beta}\right))\exp(-j\left(k\rho - \pi/4 + k_x x'\right)\right)}{\sqrt{2\pi\rho(\Upsilon - \Phi)}}, (4)$$

где $p = x' - x$.

Поле излучения, определяемое (1) совместно с (4), для типа волны E_1в раскрыве волновода размером b после интегрирования имеет вид

$$E_x^{(3)} = \frac{jk\sqrt{k}b^3\varepsilon_2\cos^3\beta\cos\left(k\left(b/2\right)\cos\beta\right)\exp(-jk(\cos\beta\left(d_1 + d_2\right) + d_1\sqrt{\varepsilon_1 - \sin^2\beta}))\exp\left(-j\left(k\rho - \pi/4\right)\right)}{\left(\pi^2 - b^2k^2\cos^2\gamma\right)\sqrt{2\pi\rho}\left(\varepsilon_2 - \cos\left(kd_2\sqrt{\varepsilon_2 - \sin^2\gamma}\right)\right) + j\sqrt{\varepsilon_2 - \sin^2\beta}\sin\left(kd_2\sqrt{\varepsilon_2 - \sin^2\beta}\right)}$$

Полученное выражение определяет поле излучения плоского волновода для случая, когда волновод закрыт двухслойной диэлектрической защитой.

Библиографический список

1. Мартин Дж. Вход в атмосферу. М.: Мир, 1969. 320 с.

УДК 621.375.026

В. Ф. Михайлов, доктор технических наук, профессор
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ИЗЛУЧЕНИЕ ПЛОСКОГО ВОЛНОВОДА, ЗАКРЫТОГО НЕОДНОРОДНОЙ ТЕПЛОЗАЩИТОЙ

Исследовано излучение плоского волновода, закрытого плоской неоднородной радиопрозрачной теплозащитой. Получено методом ВКБ выражение для поля излучения для названных условий.

Ключевые слова: плоский волновод, неоднородная теплозащита, ВКБ-метод, поле излучения.

V.F. Mikhailov, PhD, Professor
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

RADIATION OF A FLAT WAVEGUIDE CLOSED BY INHOMOGENEOUS THERMAL PROTECTION

The radiation of a planar waveguide closed by a flat inhomogeneous radiotransparent heat shield is investigated. The expression for the radiation field for the above conditions was obtained by the WKB method.

Keywords: flat waveguide, inhomogeneous thermal protection, WKB-method, radiation field.

Антенное окно возвращаемых космических аппаратов представляет собой излучатель, закрытый радиопрозрачной нагревостойкой теплозащитой. Для плоского волновода с однородной теплозащитой получены характеристики излучения [1]. В условиях аэродинамического нагрева теплозащита прогревается неравномерно по толщине и теплозащита становится электрически неоднородной. В этом случае необходимо решать волновое уравнение для произвольного изменения волнового числа по координате, нормальной теплозащите. Систематическое изложение теории распространения электромагнитных волн через неоднородные диэлектрические срелы имеется в работе [2], в которой строгое решение задачи сводится к решению гипергеометрического уравнения. Данное уравнение имеет решение в конечном виде только для немногих видов функции волнового числа от координаты, перпендикулярной теплозащите. Поэтому существенное значение приобретает возможность применения приближенных методов расчета. При достаточно слабой зависимости электрических свойств теплозащиты от координат характеристики поля излучения могут быть получены методом фазовых интегралов (ВКБ-метод).

Для ВКБ-метода решение волнового уравнения для спектральных составляющих магнитного поля может быть записано в следующем виде для областей в теплозащите (1) и за теплозащитой (2):

$$\hat{H}_y^{(1)} = \frac{A\sqrt{k}}{\sqrt{k_{z1}(z)}} exp\left[-j\int_0^z k_{z1}(z)dz \right] + \frac{B\sqrt{k}}{\sqrt{k_{z1}(z)}} exp\left[j\int_0^z k_{z1}(z)dz \right], \quad (1)$$

$$\hat{H}_y^{(2)} = Cexp\cdot(-jk_z z), \quad (2)$$

где *A, B, C* постоянные интегрирования, *k*-волновое число, $k_z = \sqrt{k^2 - k_x^2}$, $k_{z1} = \sqrt{k^2\varepsilon_1(z) - k_x^2}$, $k_{z2} = \sqrt{k^2\varepsilon_2(z) - k_x^2}$, $\varepsilon_1(z)$ — относительная диэлектрическая проницаемость теплозащиты, z-кордината перпендикулярная теплозащите.

Используя уравнения Максвелла, получим спектральную составляющую электрического поля

$$\hat{E}_x^{(2)} = -\frac{k_z}{\omega\varepsilon_0} Cexp(-jk_z z), \quad (3)$$

где ω — угловая частота, на которой производятся исследования, ε_0 — электрическая постоянная.

Используя граничные условия для *z=0 u z=d (d*-толщина теплозащиты) для поля в апертуре, определяемого волнами типа *E*, найдем выражения неизвестных функций *A, B.C*.

Из (1), (2) и (3) с учетом найденных *A, B, C* получим выражение для спектральной функции

$$\hat{E}_x^{(2)} = \frac{2k_z\varepsilon_1(0)\hat{E}_{x0}\sqrt{k_{z1}(0)}exp\left(jk_z(d-z)\right)}{l}$$

где

$$l = \frac{k_{z1}'(0)}{k_{Z1}(0)}\left(m\cos\psi - jn\sin\psi\right) - 2k_{z1}(0)\left(m\sin\psi + jn\cos\psi\right);$$

$$\psi = \int_0^d k_{z1}(z)dz,\ m = \sqrt{k_{z1}(d)},\ n = \frac{1}{\sqrt{k_{z1}(d)}}\left[k_z\varepsilon_1(d) - \frac{k_z'(d)}{2k_{z1}(d)} \right].$$

Рассмотрим некоторые наиболее характерные случаи изменения относительной диэлектрической проницаемости теплозащиты в направлении оси z. Из условий эксплуатации антенных окон следует, что наиболее вероятными зависимостями будут экспоненциальная и линейная. Для закона $\varepsilon_1(z) = \varepsilon_1(0)exp(\gamma z)$ получаем

$$k_{Z_1}(z) = \sqrt{k^2\varepsilon_1(0)\exp(\gamma z) - k_x^2},$$

$$\varphi = \frac{2}{b}\left[\sqrt{k^2\varepsilon_1(0)\exp(\gamma z) - k_x^2} - k_x arctg\left(\frac{\sqrt{k^2\varepsilon(0)\exp(\gamma z) - k_x^2}}{k_x}\right) - \sqrt{k^2\varepsilon_1(0)\exp(\gamma z) - k_x^2} + k_x arctg\left(\frac{\sqrt{k^2\varepsilon_1(0) - k_x^2}}{k_x}\right)\right].$$

Выражение для ψ аналогично выражению для с заменой *z* на *d*.

Для линейного закона изменения диэлектрической проницаемости

$$k_{Z_1}(Z) = \sqrt{k^2\varepsilon_1(0)(1+\alpha_z) - k_x^2}, \varphi = \frac{2\sqrt{k^2\varepsilon_1(0)(1+\alpha_z) - k_x^2}}{3k^2\varepsilon_1(0)\alpha}.$$

ψ – определяется выражением для φ с заменой *z* на *d*.

Применяя обратное преобразование Фурье, можно записать, что

$$E_x^{(2)} = \int_{\Pi} F_x^{(2)} E_x(x', 0)\, dx', \tag{4}$$

где П − область интегрирования по раскрыву волновода, *x'* координата, отсчитываемая в раскрыве излучающего волновода.

$$F_x^{(2)} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{2k_z\varepsilon_1(0)\sqrt{k_{z_1}(0)}\exp\left(jk_z(d-z)\right)e\exp\left(-jk_x(x` - x)\right)}{l} dk_x.$$

Данный интеграл можно рассматривать как сумму трех интегралов

$$F = \frac{1}{2\pi}\int_l \ldots d\beta + U(C_b)\int_{l_b} \ldots d\beta + U(C_p)\int_{l_p} \ldots d\beta, \tag{5}$$

$U(C_{b.p})$– единичная функция Хевисайда, C_b, C_p,– величины, определяемые координатами точек ветвления и полюсов.

Первый интеграл выражения (5) по контуру *l* вычисляется методом перевала и определяет поле излучения. Второй интеграл вычисляется по контуру $l_в$, который охватывает разрезом точки ветвления, которые проводятся так, чтобы подинтегральная функция была однозначной. В результате получаем выражения поля боковой волны. Третий интеграл находится по теореме Коши из расположения полюсов подинтегральной функции и определяет поверхностные и вытекающие волны.

Вклад боковых, поверхностных и вытекающих волн в поле излучения как показывают расчеты и практика ничтожна мал. Поэтому выражения, описывающие эти волны, здесь не приводятся.

Используя метод перевала для первого интеграла (5), получим

$$F_x^{(2)} = -\sqrt{\frac{2\pi k^3}{\rho}} \frac{cos^2\gamma\varepsilon_1(0)\sqrt{k_{Z_1}(0)\exp(-jkdcos\gamma\exp(-j(k\rho - \pi/4 + k_x x`))}}{l}.$$

После подстановки полученного выражения в (4) получим поле излучения в перевальном приближении.

$$E_x^{(2)} = \frac{2jk^2\sqrt{2\pi k}b^2\varepsilon_1(0)\sqrt{k_{z_1}(0)}cos^2\gamma cos\left(k(b/2)cos\gamma\right)}{\sqrt{p}\left(\pi^2 - b^2k^2cos^2\gamma\right)l}\exp(-jkdcos\gamma)\exp\left(-j\left(kp - \pi/4\right)\right)$$

Здесь b – размер плоского волновода, $p = x - x'$.

Полученное выражение описывает поле излучения плоского волновода, защищенного неоднородным слоем теплозащиты.

Библиографический список

1. Михайлов В. Ф., Победоносцев К.А., Брагин И.В. Прогнозирование эксплуатационных характеристик антенн с теплозащитой. СПб.: Судостроение. 1994. 300 с.

2. Бреховских Л. М. Волны в слоистых средах. М.: АН СССР, 1957. 215 с.

УДК 535.1:535.3

О.Д. Москалец, кандидат технических наук, доцент
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ПЕРЕНОС ИНФОРМАЦИИ ОПТИЧЕСКИМИ СИГНАЛАМИ[1]

В рамках квантового подхода, где энергия излучения изменяется во времени скачкообразно, показано, что формирование оптического сигнала и приток информации во времени является результатом действия операторов рождения фотонов. На базе методов теории связи и теории сигналов выполнен переход к классическому приближению оптического сигнала.

Ключевые слова: оптический сигнал, оператор рождения, перенос информации, фотон, спин, принцип неопределенности, квантовая форма, классическое приближение.

O.D. Moskaletz*, PhD, Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

INFORMATION TRANSFER BY OPTICAL SIGNALS

In the framework of quantum approach, where the radiation energy changes in time abruptly, it is shown that the formation of optical signal and the influx of information in time is the result of the action of the photon production operators. Based on the methods of communication theory and signal theory, the transition to the classical approximation of the optical signal is made.

Keywords: optical signal; birth operator; information transfer; photon; spin; uncertainty principle; quantum form; classical approximation.

Введение

Современное развитие оптики характеризуется широким освоением оптического диапазона для передачи, извлечения и обработки информации. Материальным, физическим, носителем информации является сигнал, и он требует глубокого и всестороннего изучения. Это изучение ведется в рамках теории сигналов (ТС), которая является математической дисциплиной [1], и опирается на модель сигнала.

В настоящее время основными являются модели сигнала, опирающиеся на аналитические функции [2]: модель финитного во времени сигнала и модель сигнала с финитным спектром. На базе модели сигнала с финитным спектром были получены важнейшие положения теории информации (ТИ), подтвержденные многолетней практикой. Однако, стохастическая сущность сигнала,

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ): проект № 18-07-00636.

Результаты были получены в рамках выполнения государственного задания Минобрнауки России: проект № 8.9203.2017/8.9.

как переносчика информации, вызвала отказ от модели сигнала с финитным спектром, было обосновано, что сигналы с финитным спектром не могут обеспечить приток информации во времени [3]. Эта точка зрения господствует в настоящее время. Критика модели сигнала с финитным спектром велась с позиций математики, ее роль была абсолютизирована, при этом физическая сущность сигнала, как материального носителя информации, осталась в стороне.

Отказ от модели сигнала с финитным спектром не избавил ТС и ТИ от затруднений и противоречий, их разрешение видится в отказе от традиционного классического подхода, который дает приближенное описание физических явлений, и в переходе квантовой форме представления оптического сигнала.

Модели сигналов, опирающиеся на аналитические функции

Энергии E_1 и E_2 сигнала с финитным спектром и для финитного во времени сигнала:

$$E_1 = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t)dt = \frac{1}{2\pi}\int_{-\Omega}^{\Omega} G(\omega)d\omega \text{ (a)}, \; E_2 = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} G(\omega)d\omega = \int_{-T_s/2}^{T_s/2} s^2(t)dt \text{ (b)}, \quad (1)$$

где t – время; $G(\omega)$ – энергетический спектр сигнала $s(t)$; Ω – полоса частот; T_s – длительность сигнала.

В первых интегралах для энергий E_1 и E_2 подынтегральные выражения описываются интегрируемыми целыми функциями конечных степеней Ω и T_s, соответственно. Для них можно напасать общее выражение

$$T_0\int_{-\infty}^{\infty} g(\xi)d\xi = T_0\int_{\infty}^{-\xi_1} g(\xi)d\xi + T_0\int_{-\xi_1}^{\xi_2} g(\xi)d\xi + T_0\int_{\xi_2}^{\infty} g(\xi)d\xi, \quad (2)$$

где $T_0(s(t))$ – некоторый функционал, имеющий размерность времени и связанный с сигналом $s(t)$, например, длительность сигнала в том или ином смысле; $\xi_1>0$, $\xi_2>0$.

При достаточно больших $\xi_1>0$, $\xi_2>0$ будут выполняться неравенства:

$$T_0\int_{-\infty}^{-\xi_1} g(\xi)d\xi \le \hbar, \quad T_0\int_{\xi_2}^{\infty} g(\xi)d\xi \le \hbar, \quad (3)$$

которые являются критерием границы применимости классических методов описания физических явлений [4] и указывают на то, что при достаточно низких уровнях мгновенных значений и спектральных компонент сигнал $s(t)$ и энергетический спектр $G(\omega)$ не могут быть описаны целыми функциями конечной степени, как того требует классическая теория. Следовательно, финитный сигнал, как классический объект, должен рассматриваться как сигнал с финитным спектром, что всегда имело место во всех практических применениях, а неравенства (3) являются одним из достаточных условий применения квантовых методов описания сигналов с целью разрешения противоречий и затруднений ТИ и ТС.

Формирование оптического сигнала в квантовой форме

Оптический сигнал мыслится как квантовая система, состоящая из фотонов и образовавшаяся в процессе излучения, что обусловлено действием операторов рождения a^+ в моменты времени t_j в некоторой точке $\mathbf{r}=(x,y,z)$ пространства [5] и распространяющаяся в свободном пространстве без затухания. Результатом действия оператора a^+ является рождение фотона с энергией E_i определяемой правилом частот Бора

$$E_i = \hbar\omega_i = E_2 - E_1, \tag{4}$$

где E_2, E_1 – энергии начального и конечного состояний квантовой системы; ω_i – круговая частота фотона, испущенного в результате квантового перехода.

Правило частот Бора связывает гипотезу Планка о дискретных уровнях энергии и гипотезу Эйнштейна о квантах с изменениями энергетических уровней квантовой системы в процессе формирования сигнала и, тем самым, отражают в квантовой форме приток информации во времени. Эти изменения энергии описывается в форме скачков на время – частотной плоскости (t,ω) [6]:

$$E(t,\omega) = \sum_j \sum_i \hbar\omega_i \Theta(t - t_j, \omega - \omega_i). \tag{5}$$

Из формулы (5) вытекают следующие выражения [6]:

$$E_t(t) = \sum_j \hbar\omega_i \Theta(t - t_j) \text{ (a)}; \quad E_\omega(\omega) = \sum_i \hbar\omega_i \Theta(\omega - \omega_{ij}) \text{ (b)} \tag{6}$$

где $\hbar\omega_{ij}$ – энергия фотона, родившегося в момент t_j; $\Theta(t\text{-}t_j;\omega\text{-}\omega_i)$ – двухмерная ступенчатая функция Хевисайда.

Соотношения (5) и (6) в совокупности рассматриваются как частотно-временной дуализм фотонов, причем, они не связаны между собой операторной связью.

Из соотношений (6) следуют важнейшие характеристики оптического сигнала:

$$p_q(t) = \frac{dE_t(t)}{dt} = \sum_j \hbar\omega_{ij}\delta(t - t_j) \text{ (a)}; G(\omega) = \frac{dE_\omega(\omega)}{d\omega} = \sum_i \hbar\omega_{ij}\delta(\omega - \omega_i) \text{ (b)}, \tag{7}$$

где $p_q(t)$ – квантовая мгновенная мощность; $G(\omega)$ – квантовый энергетический спектр.

Рисунок 1 иллюстрирует квантовую мгновенную мощность $p(t)$, где дана наглядная интерпретация принципа неопределенности Гейзенберга.

Квантовая мгновенная мощность $p_q(t)$ является единственной характеристикой оптического сигнала, которая вытекает из квантовых гипотез Планка и Эйнштейна, и описывается модулированной по амплитуде и частоте следования δ – последовательностью comb(t). Эта модуляция в квантовой форме отражает закон формирования оптического сигнала в форме "зерен энергии" [7] и, тем самым, приток информации во времени.

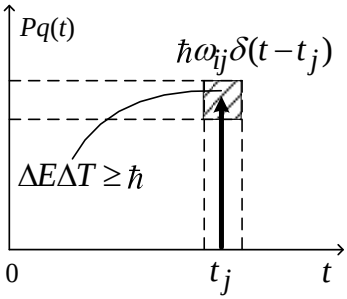


Рис. 1. Квантовая мгновенная мощность

Классическое приближение оптического сигнала

Переход к классическому приближению оптического сигнала возможен при выполнении принципа соответствия Бора и соответствующего усреднения во времени [8], которое рассматривается в изображенном на рис.2 кубике объема $\Delta v=(\Delta l)^3=(c_0\Delta t)$. Согласно общей идее усреднения [9], размер ребра кубика должен удовлетворять цепи неравенств:

$$c_0\overline{(t_{j+1}-t_j)} <<< \Delta l = c_0\Delta t <<< c_0 2\pi / \inf \omega_{ij}\,. \qquad (8)$$

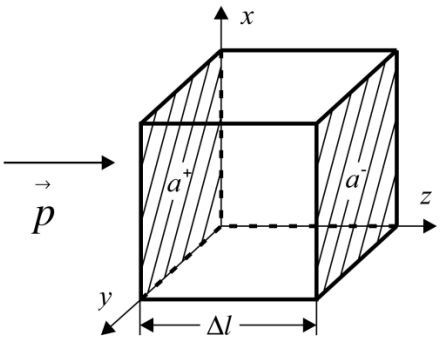


Рис. 2. Оптический сигнал в кубике

Усредняемый оптический сигнал в кубике является результатом действия операторов рождения a^+ в моменты времени $t=t_j$ в точках $\mathbf{r}=(x_j,y_j\ z_j)$ на левой грани кубика и операторов аннигиляции a^- на его правой грани. Усредняемая. квантовая мгновенная мощность $p_q(t)$ рассматривается с позиций теории связи как дискретизированное представление классической мгновенной мощности, при этом величины $\hbar\omega_{ij}$ понимаются как ее отсчетные значения при дискретизации во времени. Тогда воспроизводящая непрерывная функция в форме клас-

сической мгновенной мощности дается сверткой в пространстве обобщенных функций:

$$p(t) = \frac{1}{\Delta t}\left\langle \sum_j \hbar\omega_{ij}\delta(t' - t + t_j),\, f(t') \right\rangle, \tag{9}$$

где $f(t)\geq 0$ интерполирующая функция, которая в рассматриваемом случае является прямоугольной: $\mathrm{rect}(t/\Delta t)$.

Далее необходимо установить, при каких значениях $T_s > \Delta t$ (объема $\Delta V > \Delta v$) длительности сформированного сигнала, усредненные мгновенные значения $p(t)$ соответствуют классическому приближению оптического сигнала. Речь идет о том, что фемтосекундные импульсы удовлетворяют сформулированному выше условию перехода к классическому описанию [8], однако их классическое представление вызывает серьезные трудности [10]. Для этого необходимо ввести квантовую полосу частот i – ой моды:

$$\Delta\omega_{iq} = \sup\omega_{ij} - \inf\omega_{ij}. \tag{10}$$

В выражении (10) имеются в виду такие средние ϖ_{ij}, для которых велики квантовые числа. Тогда, согласно классическим представлениям, $T_s \geq 2\pi/\Delta\omega_{iq}$.

Переход к классическому описанию колебаний оптического сигнала опирается на следующее соотношение:

$$p(t) = \iint_{\Delta s} \mathbf{P}d\mathbf{s} = \sqrt{\varepsilon/\mu}\iint_{\Delta s}|\mathbf{E}|^2\,\mathbf{n}d\mathbf{s} = \sqrt{\mu/\varepsilon}\iint_{\Delta s}|\mathbf{H}|^2\,\mathbf{n}d\mathbf{s} \tag{11}$$

где $\mathbf{P}$ – вектор Пойнтинга; $\Delta s = (\Delta l)^2$ – площадь грани кубика; ε, μ – диэлектрическая и магнитная проницаемости; $\mathbf{E}$, $\mathbf{H}$ – электрический и магнитный векторы; $|\mathbf{n}| = 1$.

Так, на основании выражения (11) для электрической компоненты имеет место классическое выражение:

$$|\mathbf{E}(t)| = 2\Delta l\sqrt[4]{\mu/\varepsilon}\cdot\sqrt{p(t)}. \tag{12}$$

Одной из характеристик фотона является его спин, который имеет значения ±1,т.е. $\mathrm{spin}(t_j,\omega_{ij}) = \pm 1$. Учет знаков спинов фотонов позволяет объяснить знакопеременный характер классических колебаний оптического сигнала. Положительные и отрицательные компоненты непрерывного излучения формируются фотонами, имеющими спины с положительным или отрицательным знаком. Тогда знакопеременные колебания классической электрической компоненты оптического сигнала даются в форме двухкомпонентной векторной функции:

$$\mathbf{E}(t) = \left(2\Delta l\sqrt[4]{\mu/\varepsilon}\cdot\sqrt{p(t)}, \mathrm{spin}(t_j,\omega_{ij})\right). \tag{13}$$

Соотношения (9) и (13) показывают, что с позиций теории связи генерация монохроматического излучения требует периодической регулярности действия операторов рождения. Однако принцип неопределенности вносит стохастический компонент в этот процесс и делает невозможным генерацию моно-

хроматического излучения, и степень его монохроматичности определяется регулярностью действия операторов рождения.

Для квазимонохроматического колебания

$$[(\sup\omega_{ij} - \inf\omega_{ij})/\varpi_{ij}] << 1, \quad (14)$$

и такие колебания при достаточно больших T_s представимы в форме аналитического сигнала

$$s_i(t) = \dot{A}(t)\exp(i\varpi_i t), \quad (15)$$

что неприемлемо для фемтосекундных импульсов [10].

Заключение

Физически обоснована состоятельность модели сигнала с финитным спектром и тем самым необходимость квантового описания оптического сигнала. Предлагаемый квантовый подход к теории оптических сигналов опирается на скачкообразное изменение во времени энергии электромагнитного сигнала в процессе его формирования, это отражено на время – частотной плоскости в виде функции двух переменных, что позволило установить частотно – временной дуализм фотонов и отсутствие операторной связи между временными и частотными характеристиками фотонов. Здесь в явной форме представлен приток информации во времени как результат действия операторов рождения фотонов.

Мгновенная мощность оптического сигнала, как производная от скачкообразной функции, описывается последовательностью дельта – функций, что аналогично выражению дискретизированного сигнала в теории связи. Это позволило сделать переход к классической мгновенной мощности также методами теории связи и установить минимальную длительность усредненного колебания. Знакопеременные векторные колебания электрической компоненты оптического сигнала получены на основе использования свойств спина фотона.

Библиографический список

1. Трахтман А.М. Введение в обобщенную спектральную теорию сигналов. М.: Советское радио. 1972.

2. Хургин Я.И., Яковлев В.П. Финитные функции в физике и технике. М.: Наука. 1971.

3. Железнов Н.А. О принципиальных вопросах теории сигналов и задачах ее дальнейшего развития на основе новой стохастической модели // Радиотехника. 1957. Т. 12. №11. С. 3-12.

4. Вихман Э. Квантовая физика. Берклеевский курс физики. Т.IV. / Пер. с англ. М.: Наука. 1986.

5. Гайтлер В. Квантовая теория излучения / Пер. с англ. М.: ИИЛ, 1956.

6. Moskaletz O.D. Elements of the physical signal theory and its applications to the description of laser radiation and spectrometry tasks // Proc SPIE. Vol. 4680. Pp. 195-204.

7. Эйнштейн А. Эволюция физики. Собр. науч. тр. Т. 4. С. 354-543.

8. Бом Д. Квантовая теория / Пер. с англ. 2-е изд. М.: Наука, 1965.

9. Берестецкий В.Б., Лифшиц Е.М., Питаевский Л.П. Квантовая электродинамика. М.: Наука, 1980. 704 с.

10. Moskaletz D.O., Moskaletz O.D., Suedov E.P., Frequency-Time Characteristics of Pulse Electromagnetic Signals // Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, Conference Proceedings, Saint-Petersburg, 26-30 Nov. 2018.

УДК 621.396.61

А.П. Павлов** **, младший научный сотрудник
И.Е. Кащенко** **, младший научный сотрудник
С.В. Кривальцевич** **, кандидат физико-математических наук
*Институт радиофизики и физической электроники
Омского научного центра СО РАН
**Омский научно-исследовательский институт приборостроения

ОЦЕНКА ПРИМЕНИМОСТИ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ ГАРМОНИЧЕСКИХ ИСКАЖЕНИЙ КОРОТКОВОЛНОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ [1]

Представлена оценка применимости нейронных сетей для подавления гармонических искажений коротковолновых усилителей мощности на основе метода инжекции гармоник. Нейронная сеть используется для адаптации фазы инжектируемого сигнала. Показана высокая эффективность работы алгоритма адаптации фазы инжектируемого сигнала с применением нейронной сети на примере модели РПДУ декаметрового диапазона радиоволн.

Ключевые слова: усилитель мощности; инжекция гармоник; нелинейная модель; искусственная нейронная сеть.

A.P. Pavlov** **, Junior research assistant, Software Engineer
I.E. Kashchenko** **, Junior research assistant, Lead Software Engineer
S.V. Krivaltsevich** **, PhD of Physico-mathematical sciences, Head of The Laboratory, Deputy General Director for Academic affairs
* Institute of Radiophysics and Physical Electronics Omsk Scientific Center SB RAS
** Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering

EVALUATION OF THE APPLICABILITY OF NEURAL NETWORKS FOR THE HARMONIC DISTORTION SUPPRESSION OF SHORT-WAVE POWER AMPLIFIERS

This article presents estimate of the applicability of neural networks for the harmonic distortion suppression of short-wave power amplifiers based on the harmonic injection technique. The neural network is used to adapt the phase of the injected signal. The high efficiency of the algorithm for adapting the phase of the injected signal with the use of a neural network using for example of the model of HF radio transmitting device.

Keywords: power amplifier; harmonic injection; nonliner model; artifical neural network.

[1] Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН в соответствии с Программой ФНИ РАН на 2013-2020 годы (проект FWEF-2019-0006).

Введение

Основным способом подавления гармонических искажений в выходном сигнале радиопередающих устройств (РПДУ) КВ диапазона радиоволн является способ, основанный на перестраиваемых фильтрах гармоник. Однако применение перестраиваемых фильтров гармоник замедляет время перестройки РПДУ по частоте и увеличивает массогабаритные параметры и стоимость. Альтернативой данному способу могут послужить цифровые и цифро-аналоговые способы подавления гармонических искажений, одним из которых является способ инжекции гармонических искажений [1]. Данный способ заключается в подмешивании дополнительных сигналов к основному сигналу. При этом дополнительные сигналы полностью повторяют форму паразитной гармонической составляющей усилителя мощности, но имеют противоположную фазу, в следствии чего проходя через усилитель мощности, сигналы от дополнительных каналов и паразитные гармонические составляющие компенсируют друг друга [2]. В данной работе будет рассмотрена применимость нейронных сетей для подавления гармонических искажений способом инжекции гармоник.

Построение математической модели и постановка задачи

Для разработки алгоритма подавления гармонических искажений в радиопередающих устройствах КВ диапазона, была построена математическая модель задачи подбора параметров инжектируемого сигнала для подавления гармонических искажений.

При построении данной модели были определены:

а) Постоянные параметры:

–текущий уровень выбранной паразитной гармонической составляющей n на выходе РПДУ;

– коэффициент передачи для инжектируемого сигнала под излучением основного сигнала;

– начальное отклонение фазы инжектируемого сигнала от основного;

V – максимальный уровень входного инжектируемого сигнала.

б) Переменные параметры:

g – уровень инжектируемого сигнала;

Δφ – изменение фазы инжектируемого сигнала, относительно начального значения.

в) Ограничения:

– условие соблюдения выбранной единичной угловой окружности:

$$-180 \le \Delta\varphi \le 180, \tag{1}$$

уровень инжектируемого сигнала не может превысить максимальный:

$$g \le V, \tag{2}$$

г) Целевая функция: минимизация уровня паразитной гармонической составляющей в выходном сигнале РПДУ:

$$L = \sqrt{a^2 + g^2k^2 + 2akg\cos(\varphi_1 + \Delta\varphi)} \to \min, \tag{3}$$

Таким образом, мы приводим нашу задачу к оптимизационной задаче с двумя переменными. Данную задачу можно свести к задаче с двумя целевыми функциями, которые можно решать последовательно:

1) значение фазы инжектируемого сигнала необходимо максимально приблизить к значению фазы гармонического искажения исходного сигнала развернутой на 180°;

2) необходимо уровнять амплитуду паразитной гармонической составляющей в выходном сигнале РПДУ с амплитудой инжектируемого сигнала:

$$\begin{cases} L_1 = \left\| \varphi_1 - \Delta\varphi \right| - 180° \right| \to \min \\ L_2 = \left| a^2 - g^2 k^2 \right| \to \min \end{cases}, \tag{4}$$

Стоит отметить, что значение фазы паразитной гармонической составляющей усилителя мощности зависит не только от нелинейной характеристики самого усилителя мощности, которую можно аппроксимировать известными нелинейными функциями, но и от множества других внешних факторов: степень согласованности усилителя мощности по входу и по выходу, изменение импеданса нагрузки, вариативность напряжения питания усилителя, изменение формы входного сигнала и др. Подбор значения фазы инжектируемого сигнала можно реализовать с использованием классических методов одномерной оптимизации, однако, из-за необходимости проведения множества итераций, требующих ответа с обратного канала радиопередающего устройства, они являются малоэффективными по причине наличия временной задержки радиопередающего тракта. Альтернативой данному решению может послужить использование нейронных сетей, так как они являются нелинейными по своей природе и отлично подходят для аппроксимации функций любой сложности [3], при этом предполагается, что обученная нейронная сеть способна решить задачу подбора значения фазы инжектируемого сигнала всего за одну итерацию, так как отклик с обратного канала на входное воздействие, требуется только для генерации входных данных этой нейронной сети, что приведет к минимальному влиянию временной задержки радиопередающего тракта на время выполнения алгоритма. Кроме того, обученные нейронные сети для решения подобных задач, вопреки сложившемуся мнению, не требуют большой вычислительной мощности и могут быть реализованы на микроконтроллерах и микропроцессорах общего назначения при относительно высокой сложности решаемых задач [4].

Архитектура нейронной сети

Согласно теореме Цыбенко [5] задача поиска значения фазы инжектируемого сигнала может быть решена с применением нейронной сети прямой связи с одним скрытым слоем, поэтому для решения данной задачи была выбрана двухслойная сеть с прямой связью, скрытым слоем нейронов с сигмоидальной функцией активации и линейными выходными нейронами, являющаяся классической для решения задач аппроксимации нелинейных функций и прогнозирования [6]. Архитектура данной сети представлена на рис. 1.

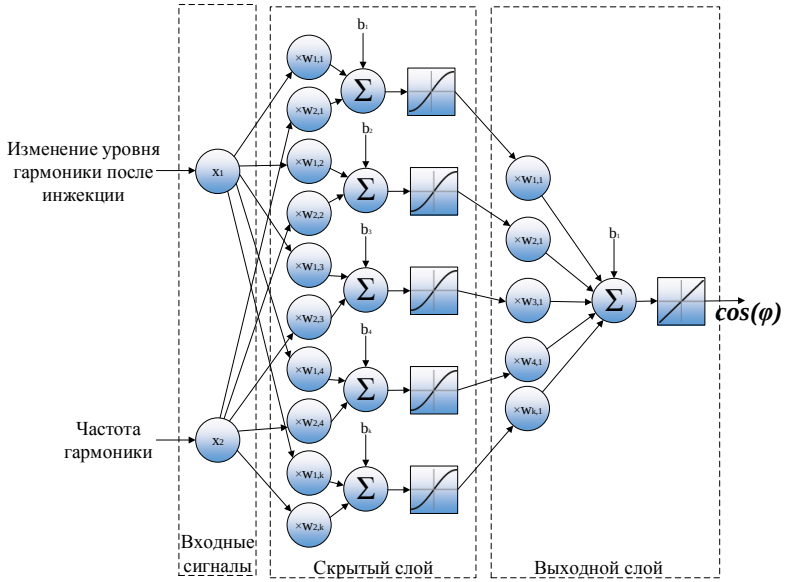


Рис. 1. Структурная схема нейронной сети подбора фазы инжектируемого сигнала

В качестве входных данных для нейронной сети были выбраны: частота подавляемой гармоники и изменение ее уровня после инжекции сигнала с известным входным уровнем, которые позволяют учесть частотную и амплитудную зависимости передаточной характеристики РПДУ. В качестве выходного значения было выбрано значение косинуса угла, на который необходимо изменить фазу формируемого сигнала для инжекции гармоники. Выбор значения косинуса угла обусловлен тем, что это позволяет избежать неопределенности при выборе возможных решений, которая может привести к невозможности обучить нейронную сеть.

Количество нейронов скрытого слоя было подобрано экспериментально (18 шт.), что обусловлено отсутствием заметного повышения точности результатов после обучения при увеличении данного числа.

Обучение нейронной сети

Для обучения подобных нейронных сетей зачастую используется метод обратного распространения ошибки, однако данный метод имеет значительный недостаток, а именно плохую сходимость по мере приближения к искомому значению и как следствие низкую точность [7], что является критичным в рамках решения задачи поиска значения фазы инжектируемого сигнала. В качестве альтернативного метода был выбран метод на основе алгоритма Левенберга-Марквардта, который хоть и имеет более высокую вычислительную сложность,

но хорошо распараллеливается и не имеет недостатков присущих методу обратного распространения ошибки [8].

Для формирования обучающей выборки была построена модель, структурная схема которой представлена на рис. 2.

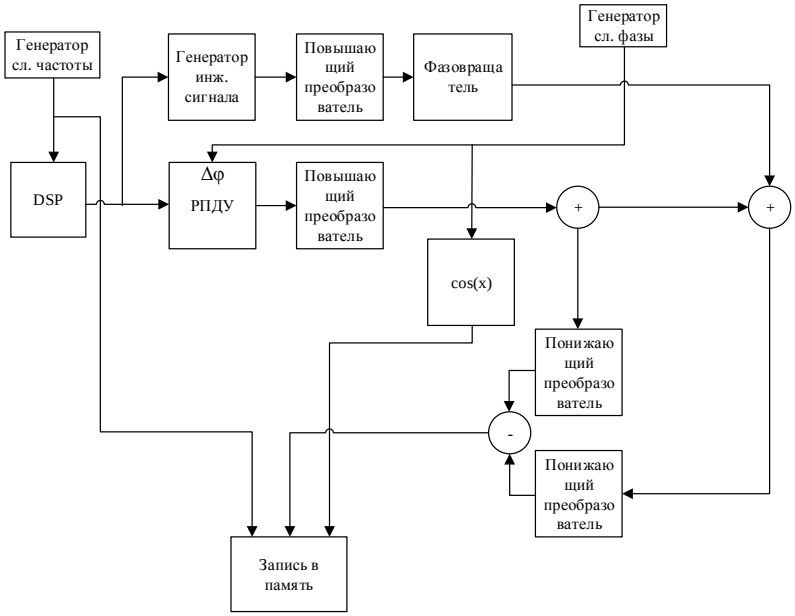


Рис. 2. Структурная схема модели для получения обучающей выборки

В данной структурной схеме блок РПДУ является программной параметрической моделью радиопередающего устройства с кусочно-линейной аппроксимацией нелинейных характеристик [9]. Вход Δφ в блоке РПДУ корректирует значение фазы 2-й гармоники. Для обучения нейронной сети использовалась выборка из 1 тыс. наборов входных (частота подавляемой гармоники и изменение ее уровня после инжекции сигнала с известным входным уровнем) и выходных (косинуса угла, на который необходимо изменить фазу формируемого сигнала для инжекции гармоники) данных.

Результаты экспериментов

Для проведения экспериментов, представленная ранее модель была доработана с помощью введения 2-х каналов инжекции: 1-й − для формирования входных значений исследуемой нейронной сети, 2-й − для введения сигнала с фазой, полученной с выхода нейронной сети. Структурная схема модели проведения испытаний представлена на рис. 3.

Исходные значения уровня второй гармоники в выходном сигнале модели РПДУ до введения инжекции представлены на рис. 4.

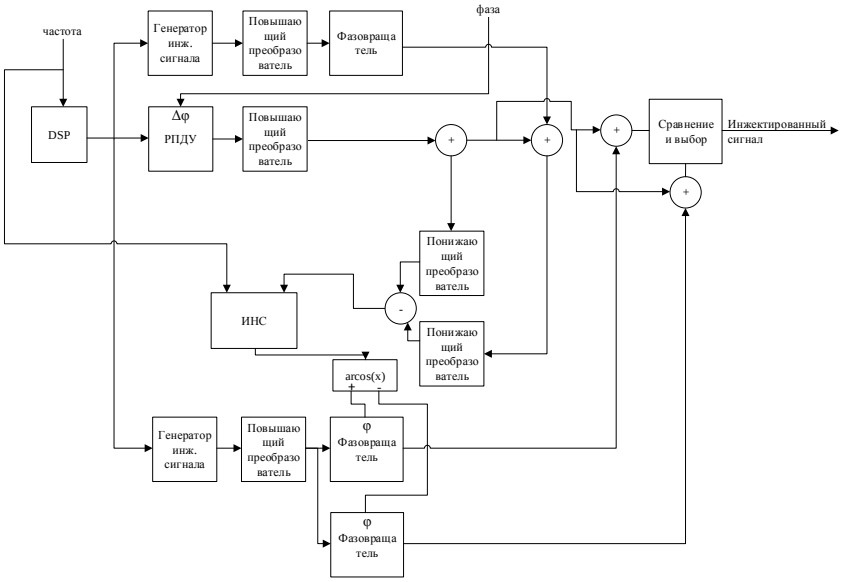


Рис. 3. Структурная схема модели для проверки работы нейронной сети

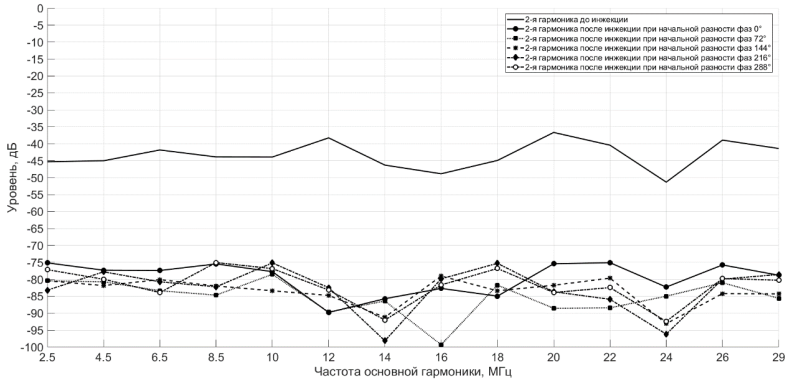


Рис. 4. График зависимости значения уровня второй гармоники от частоты и от исходного отклонения фазы (без и после инжекции)

Как видно из графиков, представленных на рис. 4, уровень 2-й гармоники после инжекции значительно уменьшился и не превышает -75 дБ вне зависимости от частоты основного сигнала и значения разности фаз инжектируемого сигнала и 2-й гармоники.

Результаты, полученные в ходе экспериментов, позволяют сделать вывод о том, что применение нейронных сетей при реализации способа инжекции

сигналов для подавления гармонических искажений позволяет с высокой точность определять значение фазы инжектируемого сигнала. При этом уровень гармоник 2-го порядка в спектре выходного сигнала модели радиопередающего устройства снижается на 40-50 дБ.

Заключение

Представленная нейронная сеть для определения значения фазы инжектируемого сигнала позволяет существенно снизить уровень гармонических искажений в спектре выходного сигнала модели радиопередающего устройства. На основе полученных данных можно сделать вывод о том, что использование нейронных сетей для подавления гармонических искажений в реальных устройствах будет являться оправданным и вполне целесообразным решением.

Библиографический список

1. Кащенко И.Е., Павлов А.П. Метод подавления гармонических искажений для коротковолновых усилителей мощности // Техника радиосвязи. 2018. №1 (36). С. 63-75.

2. *Hamilton J*. Harmonically-enhanced two-octave TWTA // Microwave J Journal. 1972. Vol. 15. Pp. 24-25.

3. Филатова Т.В. Применение нейронных сетей для аппроксимации данных // Вестник Томского государственного университета. 2004. № 284. С. 121-125.

4. Nicholas J.C., Bogdan M.W. Compensation of Nonlinearities Using Neural Networks Implemented on Inexpensive Microcontrollers // IEEE Transactionm on industrial electronics. 2011. Vol. 58. Pp. 733-740.

5. Алексеев Д.В. Приближение функций нескольких переменных нейронными сетями // Фундаментальная и прикладная математика. 2009. №15. С. 9-21.

6. Хайкин С. Нейронные сети. Полный курс. 2-е изд. М. Вильямс. 2006. 1105 с.

7. Хайкин С. Преимущества и ограничения обучения методом обратного распространения // Нейронные сети. М.: Вильямс. 2006. С. 304–314.

8. Transtrum M.K., Sethna J.P. Improvements to the Levenberg-Marquardt algorithm for nonlinear least-squares minimization. URL: https://arxiv.org/pdf/1201.5885.pdf (дата обращения: 12.02.2019).

9. Кащенко И.Е. Программная модель радиопередающего устройства декаметрового диапазона радиоволн. // МНТК Радиотехника, электроника и связь. 2015. № 3. С. 297-302.

УДК 621.396.96

Н.В. Поваренкин*, кандидат технических наук, доцент
М.В. Мулминов**, региональный представитель
компании *Keysight Technologies* в Северо-Западном федеральном округе
Д.А. Романенков**, Инженер по технической поддержке
Д.С. Вележев*, студент
* Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения
**Keysight Technologies

ПАРАМЕТРЫ КАНАЛООБРАЗУЮЩИХ МОДУЛЕЙ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

Рассмотрен способ построения активных цифровых антенных решеток, приведена схема построения передающего модуля, входящего в состав передающей подрешетки цифровой антенной системы. Рассмотрен вариант использования современных стандартных средств измерения, выпускаемых компанией *Keysight Technologies* для определения параметров каналообразующих модулей.

Ключевые слова: цифровая антенная решетка, каналообразующий модуль, стандартные средства измерения.

N.V. Povarenkin*, PhD, Associate Professor
M.V. Mulminov**, Regional representative
of *Keysight Technologies* in the North West Federal District
D.A. Romanenkov**, Application engineer
D.S. Velezhev*,
Student
* St.Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
** Keysight Technologies

PARAMETERS OF CHANNEL-FORMING MODULES OF DIGITAL ANTENNA ARRAYS

A method for constructing active digital antenna arrays is considered. The diagram for constructing a transmitting module which is a part of the transmitting sublattice of a digital antenna system is given. A technique of using modern standard measurement tools manufactured by Keysight Technologies to determine the parameters of channel-forming modules is considered.

Keywords: digital antenna array, channel-forming module, standard measurement tools

В настоящее время в области науки и техники, связанной с разработкой и производством СВЧ устройств наибольшее внимание, уделяется вопросам, относящимся к созданию активных цифровых антенных решеток способных без ухудшения технических параметров радиотехнических систем заменить используемые в них активные фазированные антенные решетки. Известно [2], что

активные фазированные антенные решетки охватывают частотный диапазон лежащий от L (1–2 ГГц) до X (8–12 ГГц) и обеспечивают достигаемый средний энергетический потенциал в пределах от 4 до 800 Вт. Исходя из классической концепции построения активных цифровых антенных решеток [3] подразумевается, что ее приемная и передающая части будут совмещены и каждый антенный элемент, входящая в нее будет работать как на прием, так и на передачу. Однако попытка реализации такой антенной системы сталкивается с трудностями излучения мощного зондирующего сигнала, покрывающего одновременно весь сектор радиотехнической системы [1].

Любая антенная решетка в соответствии с критерием Рэлея обеспечивает в раскрыве решетки формирование луча, ширина которого существенно меньше всего сектора обзора. Таким образом, возникает необходимость решения технической задачи обеспечения «подсвета» всей зоны обзора лучом антенной решетки с целью достижения требуемого отношения сигнал/шум, что в принципе приводит к потере части выигрыша от применения таких антенных систем.

На практике в качестве выхода из сложившейся ситуации широко используют активные цифровые антенные решетки, содержащие в себе разнесенные (невзаимные) передающую и приемную подрешетки [3]. Причем приемная часть всегда выполняется с применением элементов цифровой схемотехники, а передающая – только аналоговой.

Задача построения передающих модулей цифровых антенных решеток на сегодняшний день практически решена. Успешный опыт их применения в активных фазированных антенных решетках позволил не только отработать технологии производства, но и уйти от использования унифицированных образцов. Большое количество отечественных предприятий радиоэлектронной промышленности выпуская передающие модули самостоятельно имеют возможность изготавливать изделия, адаптированные к конкретному применению и под доступную электронную компонентную базу. Все это положительно сказывается на массогабаритных и технических параметрах антенной системы в целом.

Схема электрическая структурная передающей части модуля традиционной активной фазированной антенной решетки в соответствии с рис. 1 содержит следующие основные элементы: антенный элемент WA1, оконечный усилитель мощности A1, усилитель радиочастотного сигнала A2, управляемый аттенюатор A3 и полупроводниковый фазовращатель.

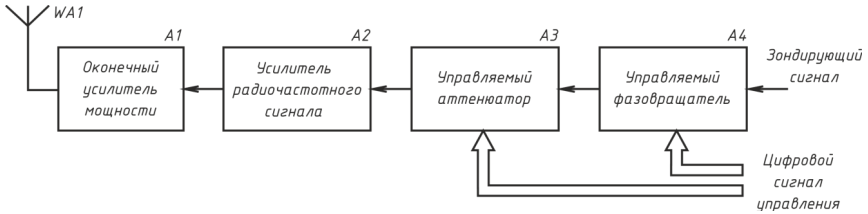


Рис. 1. Схема электрическая структурная передающей части модуля активной фазированной антенной решетки

Вариант схемы электрической принципиальной передающего модуля цифровой антенной решетки имеет вид в соответствии с рис. 2. На рис. 2 не показаны преобразователи DC/DC через, которые осуществляется питание монолитных интегральных схем. Эти элементы в каждом случае подбираются индивидуально. Управление дискретным аттенюатором DA3 и ступенчатым аттенюатором DA4 может осуществляться непосредственно по цифровой шине, либо же через элементы памяти, выполняющие роль «защелок».

Известны [4] способы управлением фазовым распределением без использования фазовращетелей. При этом фазирование модулей передающей подрешетки осуществляется автоматически без учета их взаимного положения. Требования к точности расположения излучателей не снимаются, но существенно снижаются и ограничиваются лишь необходимостью выдерживания их расположения в пределах линии.

Вариант реализации передающего модуля антенной решетки без фазовращателей в соответствии с рис. 3 содержит в себе преобразователь сигналов, действующих на близких частотах. Учет всех систематических ошибок фазирования производится путем корректировки только кода управления перестройкой генераторов

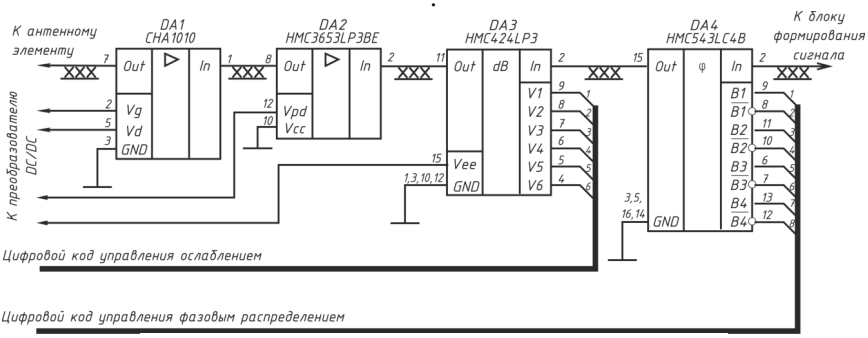


Рис. 2. Вариант схемы электрической принципиальной передающего модуля

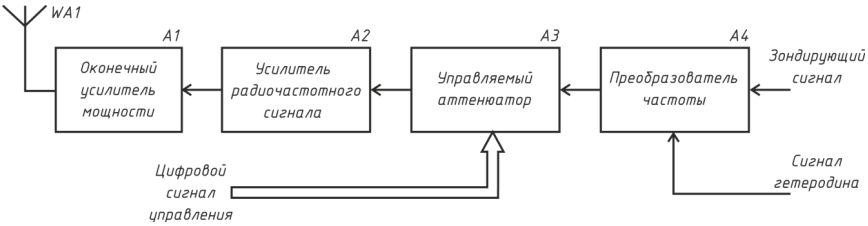


Рис. 3. Схема электрическая структурная передающей части модуля активной фазированной антенной решетки без использования фазовращатеолей

При построении приемной подрешетки цифровой антенной решетки стараются идти по пути эффективного использования площади раскрыва при наименьшем количестве используемых каналообразующих модулей. Одним из вариантов такого размещения, в соответствии с рисунком 4 является расположение каналообразующих модулей в узлах гексогональной сетки.

Схема электрическая структурная каналообразующего модуля цифровой антенной решетки имеет вид в соответствии с рис. 5. В ее состав входит амплитудный ограничитель А1, полосовые фильтры решающие задачу селектирования рабочих гармоник полезного сигнала А2, А4, А6; малошумящий усилитель А3 на монолитной интегральной схеме; преобразователь частот А5 решающий задачу переноса спектра полезного сигнала в область низких частот, на которых обеспечивается нормальная работа аналого-цифрового преобразователя и непосредственно сам аналого-цифровой преобразователь А7.

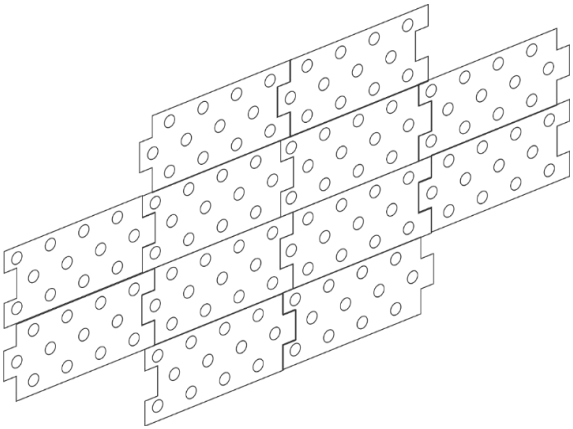


Рис. 4. Пример расположения каналообразующих модулей в приемной решетке

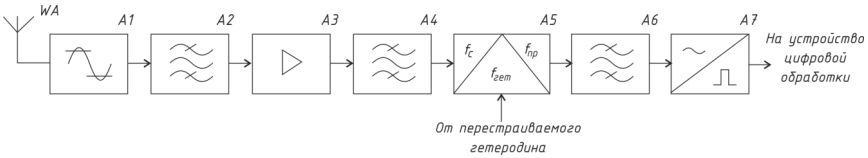


Рис. 5. Схема электрическая структурная каналообразующего модуля приемной подрешетки

В связи с тем, что цифровая антенная решетка представляет собой некоторое количество цифровых пространственных каналов на выходе каждого из которых присутствует цифровой сигнал, то интерес представляют качественные характеристики цифрового сигнала, а также средства изменения, с помощью которых эти характеристики можно измерить.

Процессу аналого-цифрового преобразования характерны искажения различной природы. К ним относятся искажения сигала, вызванные: процессами квантования и дискретизации; дрожанием тактовых импульсов (джиттером), приходящих на микросхемы аналого-цифрововых преобразователей, а также внутренний джиттер самих аналого-цифровых преобразователей. Все перечисленные искажения в той или иной степени вносят свой негативный вклад в фазовый шум каналообразующего модуля, который в свою очередь обуславливает наличие ошибок на этапе цифровой обработки.

Общая фазовая ошибка определяется как

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_{д} + \Delta\varphi_{dg} + \Delta\varphi_{к} + \Delta\varphi_{ш},$$

где $\Delta\varphi_{д}$ – фазовая ошибка, возникающая в процессе дискретизации аналогового сигнала; $\Delta\varphi_{dg}$ – фазовая ошибка, возникающая из-за нестабильности частоты генератора тактовых сигналов; $\Delta\varphi_{к}$ – фазовая ошибка, возникающая в процессе квантования аналогового сигнала; $\Delta\varphi_{ш}$ – фазовая ошибка, возникающая под действием шума во входном аналоговом сигнале.

В общем случае фазовая ошибка дискретизации определяется как

$$\Delta\varphi_{д} = \frac{\pi \cdot t_{д}}{T} = \pi \cdot t_{д} \cdot F_{\max},$$

где $t_{д}$ – период дискретизации; $F_{\max}$ – максимальная частота в спектре аналогового сигнала.

Аналогично можно записать выражение для определения фазовой ошибки из-за шума джиттера

$$\Delta\varphi_{dg} = \frac{\pi \cdot \Delta t_{u}}{t_{д}} = \pi \cdot \Delta t_{u} \cdot f_{д},$$

где Δt_{u} – величина изменения периода следования тактовых импульсов, вызванная нестабильность частоты тактового генератора; $f_{д}$ – частота дискретизации.

Фазовая ошибка квантования определяется разрядностью кода аналого-цифрового преобразователя

$$\Delta\varphi_{к} = \frac{\pi}{2^{n}},$$

где n – количество разрядов аналого-цифрового преобразователя.

Фазовая ошибка, вызванная наличием шума q во входном аналоговом сигнале, выражается через величину шума на интервале наблюдения

$$\Delta\varphi_{ш} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{q}}.$$

Для количественной оценки фазового шума каналообразующего модуля в качестве средства измерения рекомендуется использовать векторный анализа-

тор цепей. Векторные анализаторы цепей представляют собой идеальную измерительную систему параметров фазовых характеристик каналообразующего модуля, позволяющую сформировать входное тестовое воздействие, и увидеть сигнал на выходе устройства. При проведении измерений используется оценка девиации частоты или фазы в частотной либо временной области. Для решения этой задачи наиболее подходит векторный анализатор сигналов *Keysight Technologies PXA* 9030B. В качестве входного тестового воздействия, был использован сигнал на частоте 1 ГГц и мощностью минус 20 *dBm.* Концепция отображения информации, реализуемая в векторных анализаторах цепей, выпускаемых компанией *Keysight Technologies,* в соответствии с рис. 6 позволяет отображать помимо графического отображения фазового шума на различных отстройках частоты, так и количественное отображение дискретных побочных компонент с их значением джиттера.

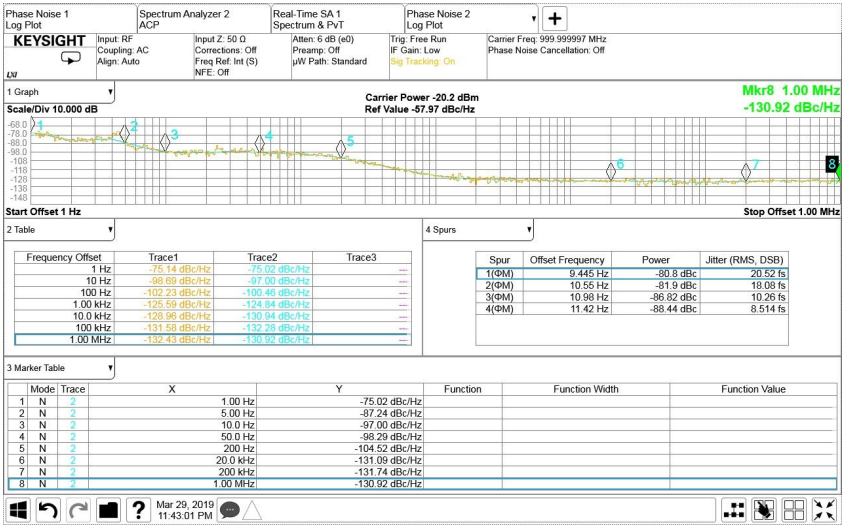


Рис. 6. Отображение информации в процессе измерения

На основе представленных данных следует отметить, что векторный анализатор цепей *Keysight Technologies PXA* 9030B, позволяет за одно подключение получить максимальное количество информации. В условиях массового производства каналооразующих модулей это позволяет не только сокращать количество используемого на рабочем месте оборудования, но и существенно сокращать процесс тестирования и настройки выпускаемой продукции.

Библиографический список

1. Антенны и устройства СВЧ (Проектирование фазированных антенных решеток) / Д.И. Воскресенский, Р.А. Грановская, Н.С. Давыдова и др. Под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радио и связь, 1981. 432 с.

2. Белоус А.И. СВЧ-электроника в системах радиолокации и связи. Техническая энциклопедия / А.И. Белоус, М.К. Мерданов, С.В. Шведов. В 2-х кн. Кн. 2. М.: Техносфера, 2018.

3. Вишневский В.М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, С.Л. Потрной и др. М.: Техносфера, 2005. 592 с.

4. Добычина Е.М., Кольцов Ю.В. Цифровые антенные решетки в бортовых радиолокационных системах. М.: МАИ, 2013. 160 с.

5. Поваренкин Н.В., Володягин А.В. Нелинейно-дифракционный способ фазирования активных антенных решеток // Антенны и распространение радиоволн: сб. науч. тр. Всероссийской науч.-тех. конф. Санкт-Петербург, 17 – 19 октября 2018 г. СПб.: ЛЭТИ им. В.И.Ульянова (Ленина). 2018 С. 47 – 54.

УДК 004.934.2: 681.142.66

В. М. Смирнов*, кандидат технических наук, доцент
В. Н. Филатов*, кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

ПРИМЕНЕНИЕ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПРИ СЕГМЕНТАЦИИ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА

Рассматривается возможность использования вейвлет-преобразования для сегментации речевого сигнала. Для выявления признаков фонем предлагается использовать кратномасштабное вейвлет-преобразование Добеши. Учитывая особенности частотного диапазона речевого сигнала, выбирается необходимое число уровней декомпозиции. Приводятся предложенный алгоритм обработки речевого сигнала и результаты работы программы сегментации для характерных слов в среде Matlab.

Ключевые слова: речь, фонема, сегментация, вейвлет-преобразование, кратномасштабный анализ, вейвлет Добеши.

V. M. Smirnov*, PhD, Associate Professor
V. N. Filatov*, PhD, Associate Professor
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

APPLICATION OF WAVELET TRANSFORM IN SPEECH SIGNAL SEGMENTTION

The article explores the possibility of using Wavelet transformation for segmentation of speech signal. To get signs of phonemes are encouraged to use the Multiresolution Wavelet transform Daubechies. Given the characteristics of speech signal frequency range selectable number of levels of decomposition. Speech signal processing algorithm is given in Wednesday Matlab and segmentation results for different words.

Keywords: speech, phoneme, segmentation, wavelet-transformation, discrete analise, wavelet Daubechies.

Устная речь − это наиболее продуктивный, естественный и удобный способ передачи информации, поэтому с момента появления первых электронно-вычислительных машин одним из наиболее важных вопросов был процесс взаимодействия человека с машиной. Одной из важнейших задач в системах автоматической обработки речи является задача сегментации в соответствии с фонетической транскрипцией языка [1].

Любая функция $S(t)$, в том числе и речевой сигнал (РС), может быть представлена в виде линейной комбинации вейвлет функций на различных масштабах (уровнях декомпозиции) и скейлинг функции на самом большом масштабе разрешения [2, 3]:

$$S(t)=\sum_{k=0}^{\frac{N}{2^n}-1}a_{j_n,k}\,\varphi_{j_n,k}(t)+\sum_{j=1}^{n}\sum_{k=0}^{\frac{N}{2^j}-1}d_{j,k}\,\psi_{j,k}(t)=$$

$$=\sum_{k=0}^{\frac{N}{2^n}-1}a_{j_n,k}\,\varphi_{j_n,k}(t)+\sum_{k=0}^{\frac{N}{2^j}-1}d_{j,k}\,\psi_{j,k}(t)+\sum_{k=0}^{\frac{N}{2^{(j-1)}}-1}d_{(j-1),k}\,\psi_{(j-1),k}(t)+\ldots+\sum_{k=0}^{\frac{N}{2^1}-1}d_{1,k}\,\psi_{1,k}(t), \qquad (1)$$

где N – число отсчетов фрейма; n – количество уровней декомпозиции; k – диапазон сдвигов; $a_{j,k}=\int S(t)\varphi_{j,k}(t)dt$ – коэффициенты аппроксимации на j-ом уровне декомпозиции, связанные со средними значениями речевого сигнала; $d_{j,k}=\int S(t)\psi_{j,k}(t)dt$ – детализирующие коэффициенты на j-ом уровне декомпозиции, связанные с флуктуациями речевого сигнала; $\varphi_{j,k} = 2^{j/2}\varphi(2^j\ t - k)$ и $\psi_{j,k} = 2^{j/2}\psi\ (2^j\ t - k)$ – масштабированные и смещенные версии скейлинг функции (масштабной функции) φ, имеющей низкочастотный характер, и «материнского» вейвлета ψ.

Обычно в качестве параметра, определяющего выбор вида «материнского» вейвлета, выступает внешнее сходство вида исследуемого сигнала и функции преобразования. Исходя из этого, в исследовании в качестве «материнской» вейвлет функции использованы вейвлеты Добеши.

На рис. 1 представлена структурная схема алгоритма обработки речевого сигнала. Предлагаемый алгоритм включает в себя 3 этапа: предобработка, выделение границ и постобработка.

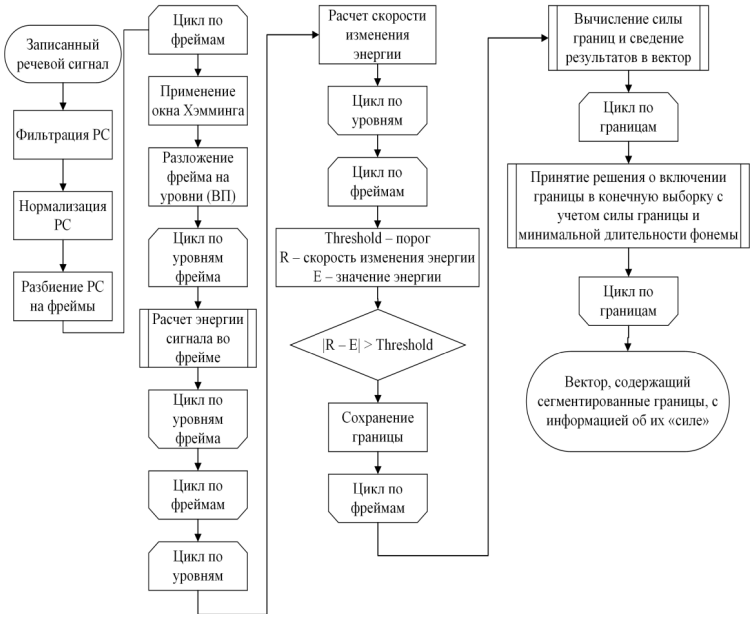


Рис. 1. Структурная схема алгоритма обработки сигнала

Этап предобработки заключается в фильтрации и нормализации сигнала. Нормализация сигнала заключается в делении величин текущих отсчетов на максимальное их значение для установки порога при анализе любых входных сигналов.

В основе этапа выделения границ лежит высказанное выше утверждение, что при разложении сигнала с помощью вейвлет преобразования (ВП), межфонемные переходы сопровождаются быстрыми, но небольшими изменениями энергии. Последовательность действий этапа следующая:

1. Сигнал разбивается на фреймы по 256 отсчетов с перекрытием 50%.

2. Каждый фрейм накрывается окном Хэмминга для устранения краевых эффектов. Полученный фрейм раскладывается на 6 уровней декомпозиции с помощью кратномасштабного вейвлет-преобразования. Квазичастота *j*-ого уровня декомпозиции определяется как

$$F_j = \frac{F_c M}{a}, \tag{2}$$

где F_c – частота центрального всплеска вейвлета; M – число отсчетов за секунду; a – масштабный коэффициент.

Число уровней декомпозиции выбирается равным шести, поскольку, например, для вейвлета Добеши 16, центральная частота которого F_c = 0,6774 Гц при числе отсчетов за секунду равном 16000, квазичастота первого уровня декомпозиции составит 10838 Гц, то есть превысит верхнюю границу речевого диапазона. С каждым следующим уровнем разложения частота вейвлета будет уменьшаться в два раза и для шестого уровня декомпозиции составит 169 Гц, т.е. соответствует нижней границе частотного диапазона речевого сигнала.

3. Для каждого из полученных уровней детализации рассчитывается энергия сигнала $W_j(i)$ в *i*-ом фрейме, как сумма квадратов значений коэффициентов детализации:

$$W_j(i) = \sum_{k=1}^{\frac{N}{2^j}-1} d_{j,k}^2 , \tag{3}$$

Для устранения ложных границ, которые могут появиться за счет колебания энергии от фрейма к фрейму, производится сглаживание путем усреднения по трем фреймам.

4. Вычисляется скорость изменения энергии $R_j(i)$ путем дифференцирования.

5. Для каждого уровня детализации находятся фреймы, где абсолютная разница между энергией и скоростью её изменения меньше заданного порога R_{opt}, но при этом энергия больше некоторого шумового порога [11]

$$\begin{aligned} &R_{opt} > \left| |R_j(i)| - W_j(i) \right|, \\ &W_j(i) > W_{\min} , \end{aligned} \tag{4}$$

где $E_{\min}$ – минимальное значение энергии, не являющейся шумом. Величина пороговых значений взяты для R_{opt} = 0,03, а для $E_{\min}$ = 0,005 [4].

На этапе пост обработки минимальная длительность фонемы принята 30 мс и применяется концепция «сильных» и «слабых» границ. Эта концепция заключается в том, что алгоритм может определить границу сигнала сразу на нескольких уровнях декомпозиции или на одном. Те границы, что найдены на нескольких уровнях, являются «сильными» и вероятность нахождения границы фонемы в таком случае высока. Границы, найденные лишь на одном-двух уровнях, являются «слабыми», их достоверность маловероятна.

Описанный алгоритм реализован в программном пакете MatLab, в частности, с помощью пакета Wavelet Toolbox [5]. В качестве иллюстрации работы алгоритма приведем сегментацию некоторых наиболее сложных с точки зрения сегментации слов.

Интерес представляет сегментация слов, содержащих фонетические дифтонги, т.е. сочетание в одном слоге двух гласных – слогового и неслогового, например, звуковое сочетание «ай», в слове «чай» (рис.2) [6]. В результате работы алгоритма с постобработкой были убраны ложные границы и выделены три фонемы: «ч», «а», «й» (рис. 2). То есть алгоритм точно определил границы фонем в сложном слове, содержащем дифтонг.

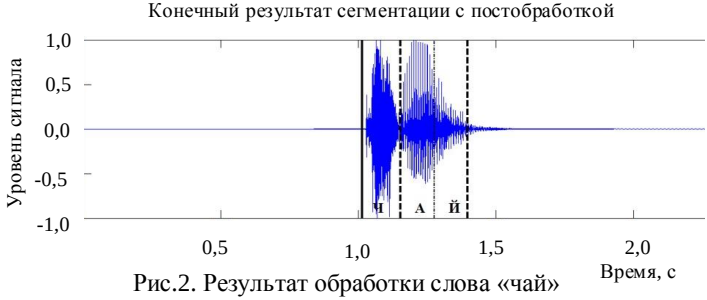


Рис.2. Результат обработки слова «чай»

Стоит отметить, что слово «чай» помимо фонетического дифтонга включает в себя аффрикату «ч», представляющую собой слитное сочетание смычного согласного с фрикативным. Несмотря на то, что аффриката «ч» состоит из «ть» + «щ», данная фонема была выделена как цельная лингвистическая единица без разбиения на составляющие.

На рис. 3. приведен результат работы алгоритма сегментации слова «революция» без постобработки и с постобработкой. Границы, обладающие разной силой, отображаются различными типами и толщиной линий.

Сложность сегментации слова «революция» в том, что транскрипция не всегда точно совпадает с его произношением [6]. Фонетическая транскрипция данного слова [р′ивал'уций′а], но фактически транскрипция изменяется в зависимости от диктора. В данном примере были получены следующие звуки: [р′эвал’утсый′а]. Фонетическая транскрипция не учитывает характера звуков,

например, в слове «революция» присутствует аффрикативный звук «ц», состоящий из звуков «т′» и «с». Алгоритм выделил все необходимые границы, однако звук «р» был разделен на «р» и «р′», т.е. был воспринят как долгая согласная. Это не является ошибкой алгоритма, а является следствием произношения конкретного диктора. Плюсом алгоритма является точная сегментация звука «ц», так как он не был разделен на «т» и «с», что облегчает дальнейшую обработку в процессе распознавания.

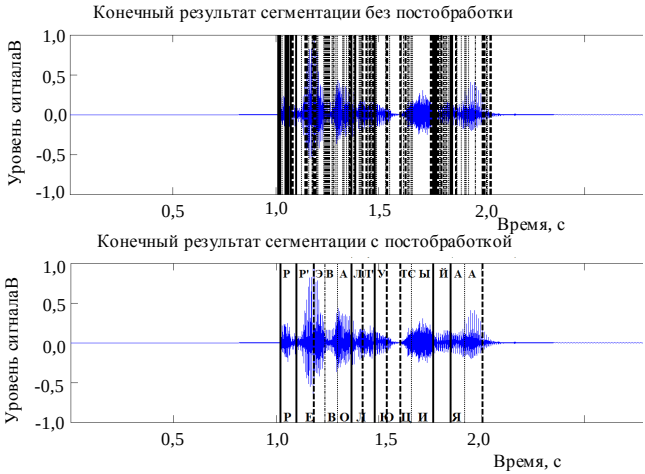


Рис.3. Результат обработки слова «революция»

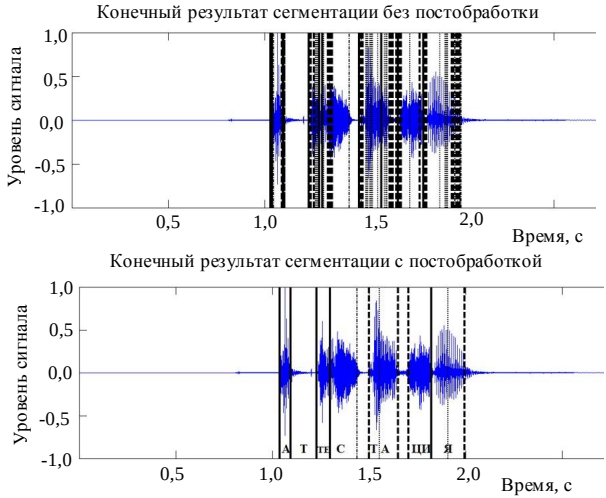


Рис.4. Результат обработки слова «аттестация»

Более сложным для задачи сегментации является слово «аттестация» (транскрипция слова – [ат′:эстацый′а]), так как содержит (рис.4.):

– долгую согласную «т». Долгие согласные в русском языке должны рассматриваться как сочетания двух кратких: «аттестация – ат-тестация»;

– сибилянт «ц» – согласный звук, при произношении которого поток воздуха стремительно проходит между зубами [6].

– сложное окончание «ия».

Результат сегментации в следующем:

– долгая согласная «т» была распознана как два коротких звука, но алгоритм не установил границы между звуками «т′» и «э», восприняв их как единую фонему. Однако, рассмотрев результат работы алгоритма без постобработки можно отметить наличие «сильной» границы между данными фонемами, которая была потеряна после применения правила о минимальной длительности фонемы. Это является одним из минусов предлагаемого алгоритма постобработки;

– сибилянт «ц» был распознан не как отдельный звук, а как сочетание «ци». Видно, что в данном случае постобработка так же привела к потере необходимой границы;

– точно найдены границы в сложном окончании «ия» между буквами «и» и «я». Стоит отметить, что алгоритм выделил составляющие буквы «я», разбив её на звуки «й» и «а».

Таким образом, алгоритм сегментации речевого сигнала на базе вейвлетов Добеши продемонстрировал свою работоспособность, высокую точность сегментации границ фонем, долгих и аффрикативных согласных, сибилянтов и дифтонгов вне зависимости от артикуляции диктора, скорости его произношения, высоты и тембра голоса. Наличие постобработки снижает вероятность выделения ложных границ фонем, увеличивая достоверность процесса распознавания. Эксперименты были проведены со сложными для сегментации словами, произнесенными дикторами разных возрастов и пола. Точность сегментации составила 80% правильного распознавания от общего числа обработанных слов.

Библиографический список

1. Алимурадов А. К., Тычков А. Ю., Чураков П. П., Торгашин С. И. Способ сегментации речевого сигнала для систем оценки психогенных состояний // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2017. № 3(43). С. 81–93.

2. Дремин И. М., Иванов О. В., Нечитайло В. А. Вейвлеты и их использование // Успехи физических наук. 2001. Т. 171. № 5. С. 465-500.

3. Желтов П. В., Семенов В. И. Вейвлет-преобразование акустического сигнала. Казань: КГТУ им. А.И. Туполева, 2008. 102 с.

4. Вишнякова О. А., Лавров Д. Н. Автоматическая сегментация речевого сигнала на базе дискретного вейвлет-преобразования // Математические структуры и моделирование. Омск: ОГУ им. Ф.М. Достоевского. 2011. Вып. 23. С. 43–48.

5. Смоленцев Н. К. Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в Matlab. М.: ДМК «Пресс», 2005. 304 с.

6. Рацибурская Л. В. Словарь уникальных морфем современного русского языка. М.: Флинта, 2018. 156 с.

УДК 681.2.081

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

ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ КОРРЕКЦИЯ МИКРОРЕЗОНАТОРОВ ГЕНЕРАЦИЕЙ В НИХ ВНУТРЕННИХ УПРУГИХ ПОЛЕЙ[1]

Рассматривается задача коррекции основной частоты балочного монокристаллического микрорезонатора. Описаны различные подходы к выполнению этой операции. Показано, что инструментальные методы предполагающие изменение параметров и упругих характеристик изделия, не могут использоваться в условиях серийного производства из-за отсутствия необходимого технологического обеспечения. Рассмотрена возможность коррекции основной частоты микрорезонатора созданием осевых усилий, приложенных к торцам балки резонатора в точках его крепления к несущему элемента. Проанализированы преимущества этого метода по сравнению с инструментальными. Выявлены проблемы, которые требуют решения при его практической реализации.

Ключевые слова: диссипация, микрорезонатор, параметрическая коррекция.

O.M. Filonov, PhD (Eng.), Associate Professor
A.R. Bestugin, Dr. Sc. (Eng.), Professor
I.A. Kirshina, PhD (Econ.), Associate Professor
P.A. Okin, Graduate Student
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

PARAMETRICAL CORRECTION OF MICRORESONATOS GENERATION IN THEM INTERNAL ELASTIC FIELDS

The problem of correction of base frequency of the frame single-crystal microresonator is considered. Different approaches to execution of this operation are described. It is shown that instrumental methods the assuming change of parameters and elastic characteristics of a product, cannot be used in the conditions of mass production due to the lack of necessary technological support. The possibility of correction of base frequency of the microresonator by creation of the axial forces made for resonator beam end faces in points of its fastening to bearing an element is considered. Advantages of this method in comparison with instrumental are analyzed. Problems which require a solution at its implementation are revealed.

Keywords: dissipation, microresonator, parametrical correction.

[1] Выполнено при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант № 18-07-01005-а.

Введение

Прогресс в технологическом обеспечении планарных технологических операций позволил приступить к реализации ряда конструкторских решений, повышающих технический уровень большой группы микроэлектромеханических и радиоэлектронных устройств, учитывая при этом с требованиями по их микроминиатюризации.

К таким решениям, в первую очередь следует отнести микромеханические резонаторы, работающие в акустическом и мегагерцовом диапазоне, положительно зарекомендовавшие себя и как генераторы стабилизированной частоты в различных колебательных системах, и как вторичные измерительные преобразователи для прецизионных МЭМС.

К прецизионным средствам измерения физических величин в дальнейшем будем относить те, для которых разность между измеренными и истинными значениями этих величин не превышает 0,01% от диапазона шкалы устройства.

Серийное производство изделий этого класса не может быть обеспечено прямым технологическим синтезом (обработка деталей + сборка) без включения в технологический процесс операций параметрической коррекции (регулировки).

В полной мере это относится и к планарной технологии – основе производственных процессов изготовления МЭМС и изделий микроэлектроники.

Большие относительные погрешности линейных размеров элементов конструкций, возникающие при проведении литографических операций, не позволяют достичь прецизионного уровня без проведения дополнительных операций регулировки.

Применительно к рассматриваемым в статье микромеханическим резонаторам параметрическая коррекция может сводиться к изменению их линейных размеров и упругих свойств конструкционного материала резонатора в пределах, обеспечивающих достижение номинального значения целевого параметра – основной частоты резонатора.

Постановка задачи

Исследования, проведенные авторами статьи показали, что помимо инструментальных технологий, основанных на изменении геометрии и физических характеристик конструкционного материала резонатора, существует еще один способ коррекции основной частоты микрорезонатора, основанный на создании осевых нагрузок, прикладываемых к торцам балок в точках крепления к корпусу.

В [1] приводится теоретическое обоснование и дается количественная оценка зависимости основной частоты балочного резонатора от растягивающих и сжимающих осевых нагрузок.

На рис.1.1,1.2,1.3 приведены схемы осевых усилий, действующих на мостовую балку длиной l и выражения для частоты i – й моды колебаний,

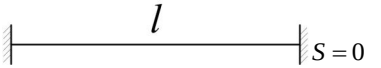


Рис 1.1 $p_i = \dfrac{i^2 \pi c}{l^2}$ частота i – й моды колебаний при осевой нагрузке $S = 0$

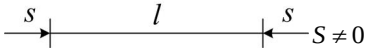


Рис 1.2 $p_i = \frac{i^2 \pi c}{l^2} \sqrt{1 - \frac{Sl^2}{i^2 EI}}$ частота i – й моды колебаний при осевой нагрузке $S \neq 0$ (сжатие)

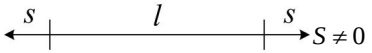


Рис 1.3 $p_i = \frac{i^2 \pi c}{l^2} \sqrt{1 + \frac{Sl^2}{i^2 EI}}$ частота i – й моды колебаний при осевой нагрузке $S \neq 0$ (растяжение)

где $c = \sqrt{\frac{EI}{\rho F}}$, E - модуль упругости конструкционного материала (монокристаллического кремния) в направлении кристаллографической оси совпадающей с осью балки; I – осевой момент инерции поперечного сечения; i – номер моды колебаний; l – длина балки резонатора; S – осевое усилие, приложенное к концам балки

Из рис 1.2 и 1.3 следует, что частота колебаний резонатора, соответствующая i – й моды колебаний увеличивается при его растяжении и уменьшается при сжатии. Поэтому, прикладывая усилия к торцам балки, можно изменять основную частоту колебаний, приводя ее к заданному значению. Осевые усилия в рассмотренной конструкции балки возникают, как механический отклик в точках фиксации, при возникновении в ней полей упругих напряжений.

Эти поля могут возникать вследствие повышения температуры резонатора при его колебаниях. Это сопровождается дрейфом частоты, по причине изменения температурозависимых параметров конструкционного материала. Возникающие при этом трудности расчета этого дрейфа делают этот способ генерации осевых усилий малоэффективным.

Решение задачи

В процессе работы было установлено, что возможен другой подход к формированию регулирующих осевых усилий, который представляется более перспективным и изложение его сути является важным разделом настоящей статьи.

Как показано в [2 – 4] источником внутренних упругих полей в балке резонатора помимо внутренних источников тепла могут быть скопления линейных дефектов – дислокаций, генерируемых в монокристалле. Условиями, при которых в монокристалле формируются скопления дислокаций является присутствие в нем источников Франка – Рида – фрагментов дислокации, фиксируемых на атомах примесей в плоскости скольжения, а также внешнее механическое усилие τ приводящее к деформации сдвига монокристалла в плоскости скольжения, по модулю равное или превосходящее так называемое напряжение

Пайерлса-Набарро $\tau_{ПН} = \frac{2G}{1-\upsilon} e^{-\frac{2\pi d}{b(1-\upsilon)}}$, где: G – модуль сдвига материала; υ – коэффициент Пуассона; d – расстояние между плоскостями скольжения; $b = \frac{a_0}{2}$ – вектор краевой дислокации Бюргерса в гранецентрированной кубической решетки; a_0 - параметр решетки.

В рамках данной статьи отсутствует возможность подробно изложить физику генерации дислокационных петель источником Франка-Рида в монокристаллической балке.

Подробное описание этого процесса можно найти во многих руководствах по физике твердого тела, физическому материаловедению, теории дислокаций.

Процесс формирования внутренних упругих полей в монокристаллических конструкциях сводится к следующему. При изгибных колебаниях (поперечном изгибе) балки резонатора в ее продольных сечениях возникают касательные напряжения, величина которых определяется формулой Журавского $\tau = \frac{QS_x^*}{I_x b}$, где Q – перерезывающая сила вызывающая поперечный изгиб балки; A – площадь отсеченной части поперечного сечения балки; y_A – координата центра тяжести отсеченной части поперечного сечения балки; W – ширина балки (рис.2) .

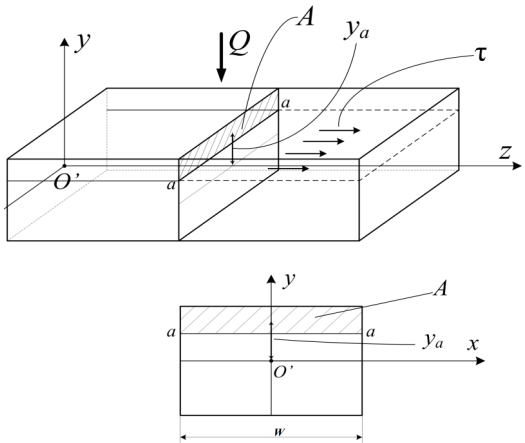


Рис. 2. Расчетная схема для определения касательных напряжений в продольных сечениях балки по формуле Журавского

Если $\tau \geq \tau_{п\text{-}н}$, то в балке начиная движение дислокации в плоскости скольжения.

При наличии в плоскости скольжения примесных атомов происходит торможение на них перемещающейся дислокационной петли.

Если $\tau_{п\text{-}н}$ меньше τ скалывающего сдвигового напряжения, фиксированный на атомах примеси отрезок петли становиться источником Франка-Рида, приводя к образованию скопления дислокаций в монокристалле.

Согласно [3], скопление дислокаций создает внутреннее поле напряжений в балке, величина которого рассчитывается согласно формуле $\sigma_L = \frac{nGb}{2\pi Kr}$, где: n - количество дислокаций в скоплении; G - модуль сдвига монокристалла по оси балки; b - длина вектора Бюргерса; $K = 1 - \upsilon, \upsilon$ - коэффициент Пуассона; r - расстояние между головной и первой дислокацией в скоплении, L -длина скопления; $r = \frac{Gb}{4n\tau_{п\text{-}н}}$.

При этом условии $\sigma_L = \frac{4n^2\tau_{п\text{-}н}}{2\pi(1-\upsilon)}$.

Таким образом, если предположить, что за один цикл колебаний балки в ней образуется одна дислокационная петля, то внутреннее напряжение σ_L на расстоянии L от головной дислокации может регулироваться числом колебаний балки при которых $\tau \geq \tau_{п\text{-}н}$.

Действуя на балку резонатора внешней периодической силой, при которой сдвиговые напряжения в продольных сечениях балки удовлетворяют условию $\tau \geq \tau_{п\text{-}н}$ можно, задавая время колебаний, сформировать в её объеме скопление дислокаций, и поле внутренних напряжений, приводящее к появлению в точках крепления резонатора осевых усилий, позволяющих осуществить подстройку собственной частоты резонатора до заданного значения.

Выводы

Описанный способ регулировки динамических характеристик обладает по сравнению с инструментальными технологиями рядом особенностей.

1. Обеспечивает выполнение главного требования синтеза изделий по целевым параметрам – возможности применения в процессе параметрической коррекции, поскольку величина осевого усилия приложенного к балке резонатора определяется временем проведения процесса.

2. Поскольку при генерации дислокаций возникающие внутренние усилия в балке являются растягивающими, а осевые усилия в точках крепления сжимающими, изменение основной частоты резонатора возможно только в сторону её уменьшения, что должно учитываться при его проектировании, если операция её регулировки включена в технологический процесс.

3. Конструкция МЭМС с резонансными измерительными преобразователями обеспечивает проведение операции коррекции изделия в собранном состоянии, так как задающие воздействия на резонатор и измерение основной частоты обеспечиваются штатными устройствами, входящими в состав изделия, а процесс коррекции отличается от процесса измерения лишь величиной тока в цепи возбуждения резонатора и амплитудой его колебаний при регулировке.

Заключение

Проблемы, которые необходимо решить для реализации описанного подхода к регулировке основной частоты резонатора, связаны с уточнением модели кристаллов с линейными дефектами структуры. Это потребует проведения согласованных экспериментальных исследований и компьютерного моделирования динамики монокристаллов со скоплениями дислокаций, что при этом могут быть использованы уже существующие математические модели анизотропных сред с дефектами микроструктуры.

Библиографический список

1. Тимошенко И.П. Колебания в инженерном деле / С.П. Тимошенко, И.П. Д.Х. Янг, У. Уивер. М.: Машиностроение, 1985. 474 с.

2. Эшелби Дж. Континуальная теория дислокаций. М.: Изд-во иностранной литературы, 1963. 248 с.

3. Фридель Ж. Дислокации. М.: Мир, 1967. 643 с.

4. Хирт Дж., Лоте И. Теория дислокаций. М.: Атомиздат, 1972. 600 с.

УДК 621.396.96

А.А. Хоменко*, кандидат технических наук, доцент
С.С. Поддубный*, кандидат технических наук, доцент
Ю.В. Бакшеева*, кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ ВТОРИЧНОЙ РЛС

Рассматриваются потенциальные возможности подавления активных помех во вторичной РЛС с активной фазированной антенной решеткой. Предложен алгоритм адаптивного пространственного подавления активных помех при реализации моноимпульсного метода пеленгации. Показана возможность сохранения монотонности пеленгационной характеристики при компенсации помех.

Ключевые слова: антенная решетка, пространственное подавление помех, моноимпульсная пеленгация.

A.A.Khomenko*, PhD, Associate professor
S. S. Poddubnyi*, PhD, Associate professor
Iu.V. Baksheeva*, PhD, Associate professor
*St.Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

IMPROVEMENT OF SECONDARY SURVEILLANCE RADAR RESILIENCE TO ACTIVE INTERFERENCES

The potential for suppressing active interference in secondary surveillance radars (SSR) with active antenna arrays is considered. An algorithm for adaptive spatial suppression of active interference when implementing a monopulse radar is proposed. The possibility of preserving the monotony of the discrimination characteristic at interference compensation is shown.

Key words: antenna array, spatial noise suppression, monopulse direction finding.

Введение

Рассматривается вторичная РЛС с активной антенной решеткой (АФАР), обслуживающая группу самолетов. Реализуется запросно-ответная система радиолокационного взаимодействия. Для определения угловых координат самолетов используется моноимпульсный метод пеленгации (измеряется только азимут). Соответственно формируются два канала приема – суммарный Σ и разностный Δ. Воздействие постановочной активной помехи может затруднить либо сделать невозможным обслуживание объектов, так как мощность постановщика может значительно превышать мощность ответчика. В данной работе рассматриваются потенциальные возможности подавления активных постановочных помех.

1. Формирование приемных диаграмм направленности

Для формирования приемных диаграмм направленности (ДН) суммарного и разностного каналов предлагается использовать взвешенную сумму трех ДН вида $\frac{\sin(x)}{x}$. Центральная ДН: $\frac{\sin(\pi \cdot u)}{\pi \cdot u}$, где $u = \frac{D}{\lambda} \cdot \sin(\psi)$, ψ – угол, отсчитываемый от нормали к раскрыву АФАР, D – размер раскрыва, λ - длина волны. Диаграмма сфазирована на нормаль к раскрыву АФАР. Две другие ДН отклонены от нормали на $\pm\pi b$: $\frac{\sin(\pi \cdot (u+b))}{\pi \cdot (u+b)}$; $\frac{\sin(\pi \cdot (u-b))}{\pi \cdot (u-b)}$. Для формирования ДН суммарного канала используется взвешенная сумма этих трех ДН:

$$f_{\Sigma}(u) = \frac{\sin(\pi \cdot u)}{\pi \cdot u} + k \cdot \frac{\sin(\pi \cdot (u-b))}{\pi \cdot (u-b)} + k \cdot \frac{\sin(\pi \cdot (u+b))}{\pi \cdot (u+b)}, \quad (1)$$

где k – весовой коэффициент. Параметр b определяет сдвиг лучей относительно друг друга. Его значение можно подобрать так, что уровень боковых лепестков суммарной ДН будет достаточно низким (порядка –30 дБ).

Для формирования ДН разностного канала используется разность двух диаграмм:

$$f_{\Delta}(u) = \frac{\sin(\pi \cdot (u+b))}{\pi \cdot (u+b)} - \frac{\sin(\pi \cdot (u-b))}{\pi \cdot (u-b)}. \quad (2)$$

Нули суммарной и разностной ДН совпадают, что приводит к монотонной пеленгационной характеристике с разрывами в точках провала ДН.

Предполагается, что составлена карта помех [1] , т.е. угловые координаты постановщиков помех точно известны. Для подавления помех необходимо сформировать глубокие провалы (в идеале – нули) в направлении на них. При этом РЛС должна сохранить возможность пеленгации обслуживаемых объектов, то есть нужно свести к минимуму изменения пеленгационной характеристики (ПХ), возникающие в результате процесса компенсации помех, в том числе необходимо сохранить ее монотонность.

2. Принцип подавления помех

Принцип подавления помех заключается в следующем. При известном направлении на постановщик помех в суммарном и в разностном канале подключаются дополнительные компенсационные лучи [2]. Компенсационный луч должен иметь такой вес, чтобы в направлении действия помехи значение его ДН равнялось значению ДН канала Σ либо Δ. Тогда при вычитании из основного луча компенсационного в направлении помехи создастся глубокий провал (при точном подборе весового коэффициента – нуль). В компенсационном луче также создается нуль в опорном направлении, что приводит к уменьшению его влияния на вид ПХ вблизи опорного направления. В случае действия нескольких постановщиков этот процесс повторяется до полного подавления всех помех.

В качестве компенсационного луча целесообразно использовать луч суммарного канала, сфазированный на направление действия помехи. Он шире ис-

ходных лучей вида *sin(x)/x*, но обладает значительно большей скоростью спадания боковых лепестков, следовательно, вносимые им изменения будут заметны только в области действия помехи и незначительны при удалении от нее.

В соответствии с вышесказанным, проводилось моделирование процесса формирования исходных диаграмм направленности и ДН суммарного и разностного каналов. Предполагалось, что в заданном секторе обзора можно сформировать *N* лучей вида *sin(x)/x*. Каждый из парциальных лучей имеет свой номер *n*.

Функция, отображающая ДН исходного луча в зависимости от его угла ψ и номера *n* имеет вид:

$$f(u,n)=\frac{\sin\left(\pi\left(u-n\cdot b\right)\right)}{\pi\left(u-n\cdot b\right)}. \tag{3}$$

Причем луч, сфазированый на нормаль, имеет номер *n*=0. На рис.1 приведено несколько таких лучей, идущих подряд. Жирной линией выделены те лучи, которые будут использованы для взвешенного суммирования при формировании ДН каналов Σ и Δ.

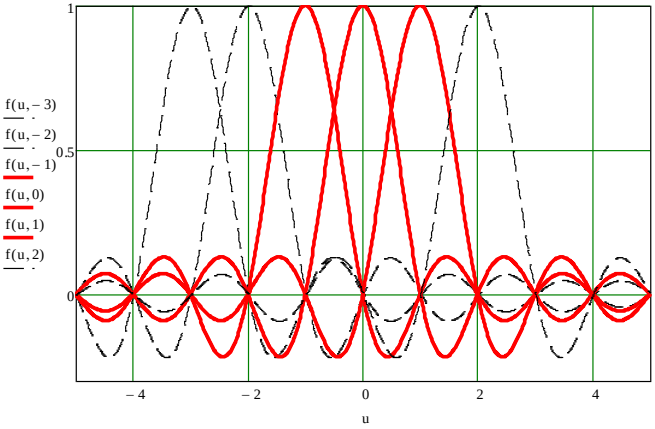


Рис.1. Исходный набор лучей вида *sin(x)/x*

Выражения для ДН каналов Σ и Δ имеют вид:

$$f_{\Sigma}(u,n)=\frac{f(u,n)+k\cdot f(u,n-1)+k\cdot f(u,n+1)}{norm_{\Sigma}}, \tag{4}$$

$$f_{\Delta}(u,n)=\frac{f(u,n+1)-f(u,n-1)}{norm_{\Delta}}, \tag{5}$$

где $norm_{\Sigma}$ *и* $norm_{\Delta}$ – коэффициенты нормировки по мощности. Параметр *n* также обозначает номер луча, то есть суммируя различные исходные лучи, можно

получить суммарную и разностную ДН, сфазированные на различные направления в секторе обзора. Запишем полученные таким образом ДН в децибелах:

$$F_{\Sigma}(u,n) = 20 \cdot \lg\left(\left| f_{\Sigma}(u,n)\right|\right)(\partial Б), \quad (6)$$

$$F_{\Delta}(u,n) = 20 \cdot \lg\left(\left| f_{\Delta}(u,n)\right|\right)(\partial Б) \quad (7)$$

Суммарная и разностная ДН в децибелах приведены на рис. 2.

Как видно на рис. 2, нули суммарной и разностной ДН совпадают. Следовательно, пеленгационная характеристика будет монотонной, с разрывами в точках, соответствующих нулям ДН. Это видно на рис. 3.

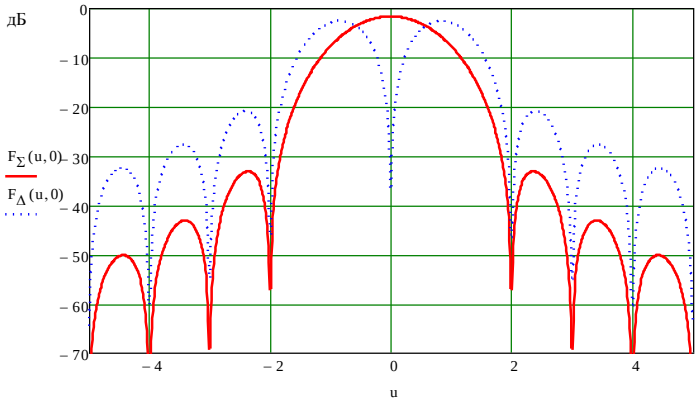


Рис .2. Суммарная и разностная ДН в дБ

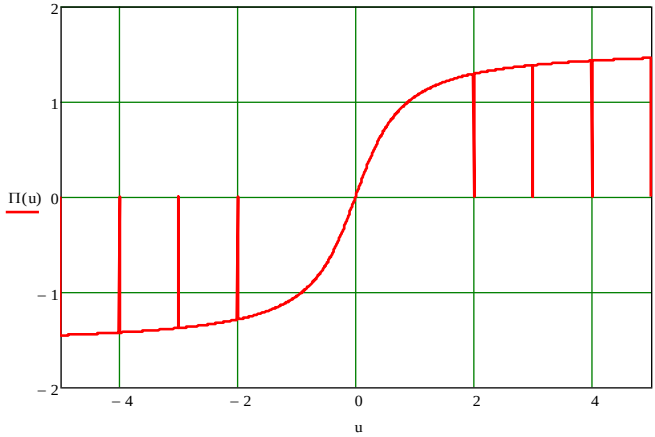


Рис. 3. Пеленгационная характеристика

3. Формирование компенсационных лучей

Процесс формирования компенсационных лучей и создания провалов ДН в направлении постановщиков помех состоит в следующем. Допустим, что на РЛС со сформированными ранее ДН действуют постановщики помех. Карта помех составлена, следовательно, необходимо сформировать компенсационные лучи и рассчитать их веса. Рассмотрим случай наличия одного постановщика, действующего по боковому лепестку ДН обоих каналов.

Обозначим направление на постановщик помехи $u_{\text{п1}}$. Примем $u_{\text{п1}}$=3.643.. Необходимо определить номер луча, который будет использован для создания провала в ДН в данном направлении. Как уже было сказано, в качестве компенсационного используется суммарный луч, сфазированный на направление действия помехи. Так как сдвиг луча по углу дискретный, с шагом b, для компенсации выбирается тот луч, который ближе всего к данному направлению. Для определения номера компенсационного луча целесообразно разбить сектор обзора на участки и сопоставить каждый участок с соответствующим лучом. Обозначим номер компенсационного луча $n_{\text{п1}}$. В рассматриваемом случае компенсационный луч имеет номер 4. При шаге b=1 суммарные лучи, со всеми номерами, кроме n= –1,0,1 будут иметь значение 0 на нормали, поэтому в данном случае компенсационный луч можно подключать сразу, без его коррекции в опорном направлении. Обозначим компенсационный луч $f_{K\Sigma}(u) = f_{\Sigma}(u,\text{n}_{\text{п1}})$ для суммарного канала и $f_{K\Delta}(u) = f_{\Sigma}(u,\text{n}_{\text{п1}})$ для разностного.

Для подключения необходимо определить вес луча, чтобы его значение в направлении помехи равнялось значению той ДН (суммарной или разностной), которую он будет компенсировать. Для определения веса используются следующие формулы:

$$w_{\Sigma} = \frac{f_{\Sigma}(u_{n1},0)}{f_{K\Sigma}(u_{n1})}, \tag{8}$$

$$w_{\Delta} = \frac{f_{\Delta}(u_{n1},0)}{f_{K\Delta}(u_{n1})}. \tag{9}$$

Теперь «подключим» компенсационные лучи к соответствующим ДН. Для этого из суммарной и разностной ДН вычтем компенсационные лучи с вычисленными весами:

$$f_{\Sigma_комп}(u) = f_{\Sigma}(u,0) - w_{\Sigma} \cdot f_{K\Sigma}(u), \tag{10}$$

$$f_{\Delta_комп}(u) = f_{\Delta}(u,0) - w_{\Delta} \cdot f_{K\Delta}(u). \tag{11}$$

Результат компенсации приведен на рис. 4. Скомпенсированные ДН пересчитаны в дБ в соответствии с формулами (6) и (7).

На рис. 4 видно, что в направлении постановщика помехи сформированы глубокие провалы в ДН обоих каналов. Можно показать, что в ПХ будет наблюдаться разрыв. Компенсация вносит некоторые искажения, но в целом

ПХ сохраняет свою монотонность, что обеспечивает возможность пеленгации обслуживаемых объектов. Аналогичный результат получается в случае действия нескольких помех по боковым лепесткам диаграмм направленности.

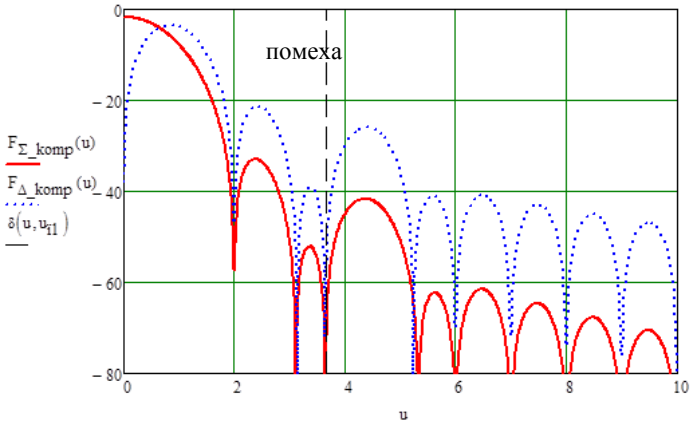


Рис. 4. Суммарная и разностная ДН после компенсации помехи

Заключение

Рассмотрен алгоритм адаптивного подавления активных помех. Данный алгоритм имеет хорошие асимптотические характеристики, а именно – сильное подавление сигналов от постановщиков активных помех. Также он прост в реализации, так как для формирования всех используемых диаграмм направленности требуется равноамплитудное распределение сигнала в раскрыве АФАР с линейным изменением фазы, что легко реализуемо на практике.

Библиографический список

1. Журавлев А.К., Хлебников В.А., Родимов А.П. и др. Адаптивные радиотехнические системы с антенными решетками. Л: Ленинградский университет, 1991. 544 с.

2 Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.

УДК 621.391.82:621.396.677:51-74

А.Н. Якимов*,* доктор технических наук, профессор
А.В. Неробеев*,* аспирант
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОПТИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИЙ МИКРОВОЛНОВЫХ АНТЕНН С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОНЕЧНО-ЭЛЕМЕНТНЫХ МОДЕЛЕЙ

Предложен подход к оптимизации конструкций микроволновых антенн для достижения их устойчивости к внешним деформирующим воздействиям с использованием конечно-элементных математических моделей. Рассмотрены алгоритмы оптимизации таких антенн, основанные на результатах исследование влияния тепловых воздействий на их конструкции и электрические характеристики.

Ключевые слова: микроволновая антенна, математическая модель, конечный элемент, внешние воздействия, оптимизация.

A.N. Yakimov*,* Dr. Sc. (Eng.), Professor
A.V. Nerobeev*,* Postgraduate student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

OPTIMIZATION OF MICROWAVE ANTENNA DESIGNS USING FINITE ELEMENT MODELS

An approach to the optimization of microwave antenna designs to achieve their resistance to external deforming actions using finite element mathematical models is proposed. The algorithms of optimization of such antennas based on the results of the study of the influence of thermal actions on their designs and electrical characteristics are considered.

Keywords: microwave antenna, mathematical model, finite element, external actions, optimization.

Введение

Расчет и конструирование современных микроволновых антенн значительно усложнился из-за увеличения числа характеристик, подлежащих определению и необходимости более точного расчета и оптимизации характеристик этих антенн, избегая экспериментальных проверок. Нахождение оптимального варианта антенной системы по заданным техническим требованиям, особенно с учетом внешних деформирующих ее конструкцию воздействий, требует значительного увеличения объемов всех расчетов.

Излучающая поверхность микроволновой антенны (например, параболической), вследствие тепловых и механических воздействий деформируется и приобретает сложную пространственную конфигурацию, аналитическое описание которой возможно лишь с определенной степенью приближения. Аналитическое решение задачи об излучении такой антенны проблематично, поэтому

целесообразно воспользоваться численными методами. Так как для описания процесса деформаций в сплошных средах вследствие механических и тепловых воздействий хорошо зарекомендовали себя методы конечных элементов (КЭ) и конечных разностей, то целесообразно применить эти же методы и для описания излучения антенны с деформируемой излучающей поверхностью, чтобы сохранить единство описания всех процессов, происходящих в проектируемой антенне. В силу большей геометрической гибкости для описания трехмерной границы криволинейной излучающей поверхности антенны предпочтительней оказывается метод КЭ [1].

Постановка задачи

При оптимальном проектировании микроволновой антенны мы полагаем фиксированной ее функционально-структурную модель. В этом случае задача сводится к параметрической оптимизации, связанной с улучшением характеристик за счет изменения управляющих параметров этой антенны. Математическое описание микроволновой антенны в векторной форме может быть представлено функциональной зависимостью вида [2, 3]:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{Y}\left(\mathbf{X}, \mathbf{Q}, \mathbf{R}\right), \tag{1}$$

где $\mathbf{Y} = \{Y_1, Y_2, \ldots, Y_m\}$ – вектор выходных параметров (характеристик) антенны, определяющих ее функциональное назначение, к которым можно отнести, например, напряженность электрического **E** и магнитного **H** поля в точке наблюдения, диаграмму направленности (ДН), коэффициент усиления (КУ) и помехозащищенность антенны; $\mathbf{X} = \{X_1, X_2, \ldots X_p\}$ – вектор входных параметров, к которым можно отнести данные технического задания, а также априорную информацию о проектируемой антенне; $\mathbf{Q} = \{Q_1, Q_2, \ldots Q_p\}$ – вектор внутренних параметров (или переменных состояния), характеризующих конструктивно-технологические и электрофизические свойства отдельных компонентов проектируемой антенны (к внутренним параметрам отнесем геометрические размеры и форму излучающей поверхности, а также ее электрофизические свойства); $\mathbf{R} = \{R_1, R_2, \ldots, R_l\}$ – вектор внешних параметров воздействия, характеризующих влияние внешних условий на функционирование проектируемой антенны, например, таких как тепловые и механические воздействия на конструкцию антенны, а также воздействие влаги на ее излучающую поверхность. На характеристики излучения также влияют местные предметы, которые отражают электромагнитную волну антенны в направлении ее поверхности и наводят там вторичное поле. Однако это влияние не изменяет формы и свойств излучающей поверхности, поэтому его обычно рассматривают отдельно.

Такое представление проектируемой антенны (1) позволяет реализовать системный подход, характеризующийся важнейшими принципами: целостностью изучаемой системы; структурностью; иерархичностью, множественностью описания, взаимозависимостью системы и среды (свойства системы проявляются при взаимодействии с окружающей ее средой) [4].

Из уравнения (1) видно, что к управляющим параметрам рассматриваемых антенн можно отнести только внутренние параметры (переменные состояния). Учитывая, что число управляемых параметров $\mathbf{Q}$ больше одного ($p \geq 2$), имеем многопараметрическую задачу оптимизации. Таким образом, возникает необходимость введения критерия оптимальности $P(\mathbf{Q})$, экстремального значения которого (минимума или максимума) следует достигать в процессе оптимизации антенны, например, $\min_{\mathbf{Q} \in D} P(\mathbf{Q})$, где D – допустимая область изменения управляемых параметров [2].

В этом случае оптимальным решением задачи является вектор $\mathbf{Q}^*$, обеспечивающий минимальное значение критерия оптимальности при выполнении условий работоспособности антенны, причем в процессе решения необходимо учитывать влияние внешних параметров $\mathbf{R}$ на управляемые параметры $\mathbf{Q}$. Ограничениями в решении задачи оптимизации антенны являются входные параметры $\mathbf{X}$, достижение которых необходимо обеспечить.

Модель конструкции антенн

Проектирование конструкций микроволновых антенн основывается на теории электромагнитного поля. В соответствии с этой теорией, электромагнитное поле, создаваемое антенной в заданной точке пространства, является суперпозицией полей, создаваемых в этой точке токами различных элементов излучающей поверхности с учетом их фаз. Каждый элемент излучающей поверхности, при этом, возбуждается либо непосредственно (например, в антенных решетках), либо посредством электромагнитного излучения других элементов (например, в зеркальных антеннах). Декомпозиция конструкции антенны на первом этапе и рекомпозиция ее полной структуры на втором при решении краевой задачи об излучении антенны со сложной пространственной конфигурацией возможны лишь в результате алгоритмизации, позволяющей получить математическую модель, реализуемую на компьютере. Изменяя размеры и форму излучающей поверхности антенны, а также распределение источников возбуждения по ней, можно обеспечить заданные характеристики излучения антенны, т.е. решить задачу ее проектирования [5, 6].

В соответствии с электродинамической постановкой задачи об излучении антенны со сложной пространственной конфигурацией, излучающую поверхность антенны S может быть представлена как совокупность N независимых элементарных участков S_i, причем $S = \bigcup_{i=1}^{N} S_i$. К излучающей поверхности антенны, кроме элементарных участков, образующих ее гладкую часть, относятся также участки кромки поверхности антенны, формирующие ее внешний контур. Таким образом, в результате декомпозиции излучающей поверхности антенны выделяются независимые моделируемые части: элементарные участки гладкой поверхности и элементарные фрагменты кромки этой поверхности, в результате возбуждения которых формируются компоненты результирующего поля антенны (рис. 1).

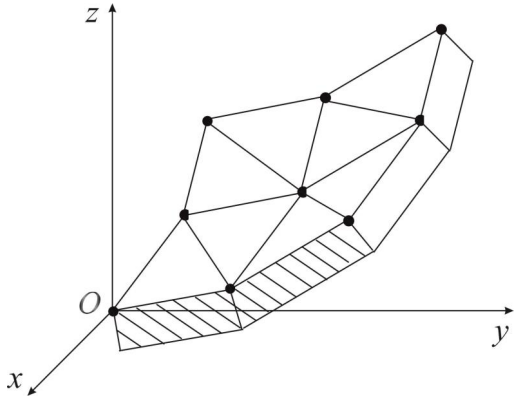


Рис. 1. Фрагмент излучающей поверхности антенны
в декартовой системе координат

Рассматривая излучающую поверхность антенны как сложный излучатель, можно представить его поле в точке наблюдения p суперпозицией полей $\mathbf{E}_{pi}$ элементарных площадок, формирующих эту поверхность, и полей элементарных фрагментов ее кромки $\mathbf{E}_{pj}$. Зная соответствующие сферические компоненты $E_{\varphi i}$, $E_{\theta i}$ и $E_{\varphi j}$, $E_{\theta j}$ этих полей, компоненты общего поля излучения антенны можно получить простым суммированием этих сферических компонент [7]:

$$E_{\varphi} = \sum_i E_{\varphi i} + \sum_j E_{\varphi j}, \quad E_{\theta} = \sum_i E_{\theta i} + \sum_j E_{\theta j}. \qquad (2)$$

Отношение E_{φ} и E_{θ}, к их максимальным значениям представляет собой функции, описывающие нормированные ДН по полю для горизонтальной и вертикальной поляризации электромагнитной волны соответственно.

Предложенная дискретная математическая модель является корректной в рамках допущений, принятых при электродинамической постановке задачи. В значительной мере строгость такой математической модели определяется точностью синтеза геометрической модели антенны. Такая модель позволяет оценить поле излучения антенны с учетом внешних деформирующих воздействий (тепловых, механических) методом КЭ и выбрать оптимальное конструкторское решение, исходя из требований технического задания и критерия оптимизации, обеспечивающего устойчивость к указанным воздействиям.

Например, для оценки тепловых воздействий рассматриваемая криволинейная излучающая поверхность антенны (например, параболоида) представляется в виде области Ω, заполненной непрерывной средой из проводникового материала, которая в общем случае трехмерная с криволинейной границей. Для упрощения решения задачи целесообразно, в соответствии с принятой геометрической моделью антенны, представить ее в виде многогранника с плоскими гранями. Такое представление позволяет упростить нахождение краевых усло-

вий и решение задачи определения температурного поля, так как в результате декомпозиции отражателя процесс теплообмена криволинейной поверхности заменяет теплообменом ее плоских фрагментов.

Процесс оценки трехмерных деформаций, возникающих у криволинейной излучающей поверхности антенны вследствие тепловых воздействий, представляет собой совокупность процессов декомпозиции этих воздействий для оценки локально-двумерных деформаций во взаимно-перпендикулярных сечениях стержневой модели этой антенны и рекомпозиции воздействий для оценки результирующих трехмерных деформаций [9].

Предложенный подход позволяет оценивать негативные результаты тепловых воздействий еще на этапе проектирования, что дает возможность создавать оптимальные в заданных условиях эксплуатации конструкции антенн и адекватно оценивать изменения их характеристик при изменении этих условий.

Результаты исследования и оптимизации

Исследование влияния тепловых воздействий на отражатель зеркальной антенны в виде параболоида вращения диаметром $D = 2$ м с фокусным расстоянием $f = 0{,}7$ м и, соответственно, электрические характеристики параболической антенны при облучении ее отражателя электромагнитной волной с $\lambda = 0{,}03$ м и вертикальной поляризацией, создаваемой рупором с размерами излучающего раскрыва $a_r = 0{,}65\lambda$ и $b_r = 0{,}48\lambda$, позволили с помощью разработанных математических моделей без учета производственных погрешностей показали следующее (рис. 2).

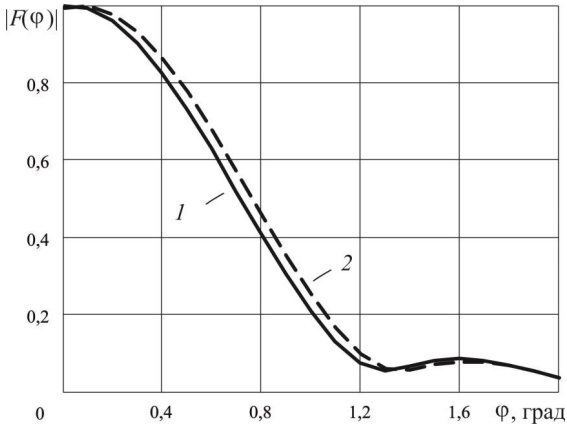


Рис. 2. Диаграммы направленности параболической антенны в горизонтальной плоскости (плоскости вектора Н)

Изменение температуры окружающей среды T_0 от 20^0C до 40^0C и перегрев поверхности алюминиевого отражателя антенны толщиной $h_z = 3$ мм солнечным излучением с плотностью потока $q_s = 950$ Вт/м^2 приводят к расширению

на уровне половинной мощности с $2\varphi_{0,5}=1,04^0$ (рис. 2, кривая *1*) до $2\varphi_{0,5}=1,14^0$ (рис. 2, кривая *2*) при пренебрежимо малом изменении уровня боковых лепестков (УБЛ) ДН. При этом общие потери КУ ΔG=0,76 дБ. Таким образом, изменение температуры окружающей среды и перегрев поверхности отражателя параболической антенны солнечным излучением существенно меняют ее характеристики.

Одними из управляющих параметров микроволновой антенны при тепловых воздействиях являются электрофизические характеристики используемого проводникового материала, подвергающегося воздействию окружающей среды. Основные параметры чистых материалов и сплавов на их основе отличаются не очень существенно. Однако использование сплавов следует признать предпочтительней, так как они обладают повышенной прочностью и коррозионной стойкостью [10].

Исследование влияния материала отражателя зеркальной антенны на степень деформации его излучающей поверхности и соответствующие изменения характеристик излучения этой антенны позволило выявить следующее. Отклонения профиля излучающей поверхности отражателя достигают единиц миллиметров, что при рассматриваемой длине волны λ=0,03 м существенно. При этом потери КУ из-за деформаций отражателя при переходе от алюминия, например к многокомпонентной латуни ЛК80-3 [10]), снижаются на 0,12 дБ. При этом отличия результатов расчета для отражателя антенны толщиной h_z =3 мм и h_z =1 мм оказались пренебрежимо малыми и их влияние на КУ антенны не превысило 0,001дБ.

Для достижения оптимальности антенны по критерию устойчивости к тепловым воздействиям можно рекомендовать следующий алгоритм: выбирается распределение источников излучения, формирующее ДН с требуемыми УБЛ, далее изменяются управляющие параметры этого распределения и размер антенны для достижения заданной ширины ДН, после чего осуществляется выбор материала, наиболее устойчивого к тепловым воздействиям.

Выводы

Таким образом, предложенный подход к оптимизации конструкций микроволновых антенн для достижения их устойчивости к внешним деформирующим воздействиям с использованием конечно-элементных математических моделей является эффективным средством их исследования и оптимизации при решении задачи проектирования микроволновой антенны с заданной ДН и коррекции конструкторских разработок в соответствии с этими решениями.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского Фонда Фундаментальных Исследований (РФФИ), проекты № 17-07-00005 А, № 18-07-00024 А.

Библиографический список

1. Сильвестер П., Феррари Р. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров-электриков. М.: Мир, 1986. 229 с.

2. Батищев Д.И. Методы оптимального проектирования. М.: Радио и связь, 1984. 248 с.

3. Якимов А.Н. Оптимизация антенны с учетом внешних воздействий// Кн. трудов Международного Симпозиума "Надежность и качество". Пенза: Пенз. гос. ун-т, 2003. С. 212-213.

4. Яншин А.А. Теоретические основы конструирования, технологии и надежности ЭВА. М.: Радио и связь, 1983. 312 с.

5. Семенов А.А. Теория электромагнитных волн. М.: МГУ, 1968. 320 с.

6. Кюн Р. Микроволновые антенны / пер. с нем. Л.: Судостроение, 1967. 518 с.

7. Якимов А.Н. Дискретное представление микроволновой антенны со сложной пространственной конфигурацией. Радиотехника. 2017. №5. С. 91-98.

8. Дульнев Г.Н., Парфенов В.Г., Сигалов А.В. Методы расчета тепловых режимов. М.: Радио и связь, 1990. 312 с.

9. Yakimov A.N. An Estimate of the Temperature Field of the Curvilinear Reflector of an Antenna under Unsteady Conditions // Measurement Techniques. V. 47. No. 3. 2004. Pp. 271-277.

10. Конструкционные материалы: справочник / под общ. ред. Б.Н. Арзамасова. М.: Машиностроение, 1990. 688 с.

УДК 621.396

С.А. Якушенко*, кандидат технических наук, доцент
С.В. Дворников**, доктор технических наук, профессор
*****Санкт-петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
******Военная академия связи

МОДЕЛЬ УГРОЗ НАВИГАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ СПУТНИКОВОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Разработана многоуровневая математическая модель угроз навигационной безопасности пользователей аппаратуры спутниковой навигации в условиях деструктивного радиоэлектронного воздействия. Уточнены понятия навигационной безопасности и навигационной ошибки, определены показатели оценки угроз навигационной безопасности и сформирован обобщенный показатель оценки степени угроз навигационной безопасности на основе вероятностного подхода. Результаты исследований могут использоваться при разработке систем контроля и управления подвижными объектами.

Ключевые слова: аппаратура спутниковой навигации, спутниковые радионавигационные системы, модель угроз; навигационная безопасность.

S.A. Yakushenko*, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor
S.V. Dvornikov**, Doctor of Technical Sciences, Professor
*State University of Aerospace Instrumentation
**Military Telecommunication Academy

NAVIGATION SECURITY THREAT MODEL OF SATELLITE POSITION FIXING NAVIGATION SYSTEM

The layered security math threat model of Army satellite position fixing navigation system users in radio electronic ravage conditions is developed. The concepts of navigation security and navigational error are improved. Performances of navigational security threats are defined. The complex factor of navigational security threats evaluation based on probabilistic approach is formed. Results of research may be used for control of mobile units develop.

Keywords: satellite position fixing navigation equipment, satellite radio navigation system, threat model, navigational security.

Введение

В современном мире навигационные технологии активно используются во всех сферах деятельности человека. При этом наибольшую эффективность систем управления подвижными объектами (ПО) обеспечивает интеграция навигационных, телекоммуникационных, программно-картографических и программно-математических средств. Особую роль в интеграции занимают навигационные технологии, базирующиеся на радионавигационном полепредстав-

ляющим новый информационный ресурс, который совместно с технологиями подвижной связи вносят неоценимый вклад в дальнейшее развитие систем управления.

В настоящее время глобальная спутниковая радионавигационная система (СРНС) ГЛОНАСС, как правило, применяется в задачах, связанных с точным определением местоположения ПО, их ориентированием на местности и выбором оптимальных маршрутов передвижения к месту назначения и т.п. По взглядам специалистов, применение средств навигации в интересах управления позволяет существенно сократить цикл управления, темсамым, повысить, управляемость, мобильность и эффективность использования объектов управления, на которых установлена аппаратура спутниковой навигации (АСН) [1, 2]. Однако, в сложных электромагнитной обстановке и физико-географических условиях в АСН нередко происходят технические сбои. Кроме того, характерной чертой современной геополитической обстановки является международный и кибертерроризм, объектами атаки которого являются и СРНС [3, 4]. Таким образом, для обнаружения и снижения последствий сторонних воздействий на АСН, необходимо определить модель угроз навигационной безопасности пользователей СРНС и способ ее оценки. Этим вопросам и посвящена настоящая работа.

Актуальность навигационного обеспечения систем управления

Основой современного управления мобильных систем являются сетецентрические принципы, которые подразумевают объединение в единую информационную сеть всех ее объектов и элементов (органов управления, объектов управления, транспортных средств, навигационной и другой аппаратуры). Такой подход повысит как синхронизацию объектов управления, так и темп выполнения задачи, сократив время фазы управления. В этом случае успех будет зависеть в первую очередь от степени объединения всех участников действий, так как они получают возможность нового информационного обмена, характеризующегося новым уровнем информированности о происходящем на основе интеграции навигационных технологий в систему управления.

В настоящее время в интересах решения этой задачи созданы и успешно эксплуатируются навигационно-информационные комплексы и системы контроля и управления (СКУ) ПО. А поскольку средства навигационного обеспечения фактически установлены на всех ПО, то открывается возможность не только реального наблюдение за ПО, но и управление ими на больших территориях в масштабе реального времени. В результате общая ситуационная осведомленность такова, что позволяет обеспечивать необходимые взаимодействия и самосинхронизацию, устойчивость, оперативность и достоверность передачи команд, что, в свою очередь, резко повышает эффективность систем управления ПО[1, 2].Учитывая важность навигационных и телекоммуникационных технологийвуправлении передвижением транспортных средств в условиях любых конфронтацией возможны деструктивные радиоэлектронные воздействия (ДРЭВ) на каналы приема информации, направленные на снижение эффективности или срыв выполнения поставленных задач.

Таким образом, включение навигационной информации (НИ) в контур управления является важным и в тоже время ответственным шагом, так как требует от систем навигации устойчивости к ДРЭВ. Однако, проведенный анализ показал, что на современном этапе радионавигационные линии СРНС, линии передачи НИ и командные линии крайне уязвимы к организованному ДРЭВ. Поэтому, необходимость безопасного навигационного обеспечения становится реальностью настоящего дня, а пути его решения важным направлением исследования.

Модель угроз навигационной безопасности

Под навигационной безопасностью пользователей СРНС в системе управления ПО будем понимать состояние, в котором обеспечивается минимальный риск потери управляемости в результате навигационных ошибок. Под навигационной ошибкой – искажения НИ или замена ее ложной в результате ДРЭВ. Наличие навигационной ошибки приводит к невозможности определения местоположения ПО с заданной точностью или к определению его в другом месте не соответствующему реальному. Тогда, модель угроз навигационной безопасности есть совокупность условий и факторов, при которых происходит навигационная ошибка (возникает навигационная опасность).

Для пользователей АСН существует два вида навигационной опасности: естественного и искусственного характера. Естественная опасность зависит от степенивоздействия физико-географических (лесной покров, рельеф местности, строения и т.п.) и погодно-климатических факторов и т.п. Искусственная опасность определяется: ДРЭВ, искажением или вводом ложной НИ в радиолинии средствами ДРЭВ, созданием ими искусственных ложных радионавигационных полей и т. п.

В общем случае, деструктивные воздействия возможны на физическом, канальном, сетевом и/или представительском уровнях. Угрозы на физическом уровне осуществляются путем энергетического радиоподавления навигационных линий и/или линий передачи НИ от ПО к диспетчерскому пункту (ДП). На канальном уровне может происходить искажение и/или изменение структуры радионавигационного сигнала. На сетевом – искажение, изменение и/или создания ложного навигационного поля и на представительском ввод ложной НИ на ДП.В состав систем контроля и управления ПО входят программные и информационные ресурсы, информационно-справочные и поисковые системы, обеспечивающие сбор данных о местонахождении и состоянии объектов, а также могут быть сетевые и вычислительные ресурсы, средства сопряжения и защиты информации, необходимые для шифрования и доставки навигационных данных. Поэтому используя средства ДРЭВ и интеллектуальные системы мониторинга радионавигационного поля, нарушитель может создать угрозу для ввода ложной НИ. Здесь опасным является компьютерное воздействие, которое возможно через открытую среду радионавигационных каналов, каналов управления и каналов передачи НИ от ПО к базам данных ДП. Вирусные атаки возможны на уровне данных, программных средств АСН и средств обработки НИ. Здесь возможны следующие приемы: фальсификация эфемерид; передача

некорректной информации о текущей дате; рассинхронизация шкал времени; атака на системное программное обеспечение устройства; дезориентирующее искажение сигнала – псевдослучайного кода, замена НИ и т. п. Из анализа иерархии ДРЭВ следует, что угрозынавигационной безопасностипользователям СРНС могутсодержать следующие факторы:

– уничтожения радионавигационной информации путем ДРЭВна радиолинииСКУ (радионавигационные, диспетчерскиерадиолинии и радиолиний приемаНИ);

– искажения НИ, путем изменения структуры радионавигационного сигнала;

– создание искусственных ложных радионавигационных полей;

– ввод ложной НИ или ее переадресация через открытые радиолинии (вирусные атаки).

Таким образом, огромный вклада навигационных технологий в систему контроля и управления ПО с одной стороны и ее уязвимость от ДРЭВ с другой – позволяет трактовать модель угроз навигационной безопасности пользователей СРНС как комплексную иерархическую взаимосвязанную систему воздействий (рис. 1).

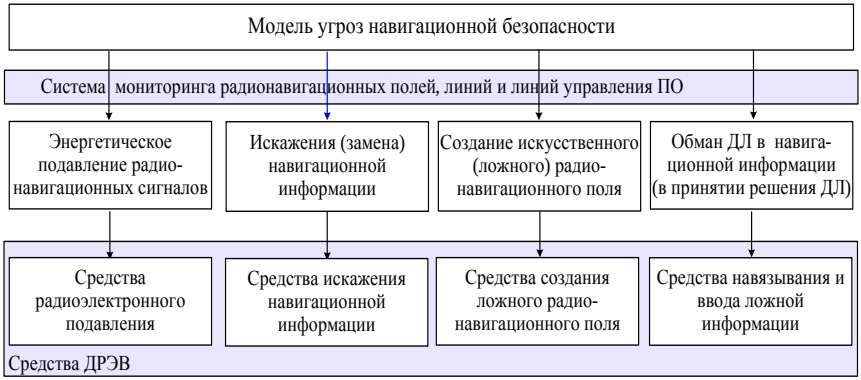


Рис. 1. Структурная модель угроз навигационной безопасности

Анализ потенциальных возможностей профессиональных средств ДРЭВ [3] показывает реальную уязвимость АСН ГЛОНАСС и радиолиний приема НИ. Они способны деформировать навигационное поле на значительных территориях. Предполагаемые угрозы навигационной безопасности на различных уровнях иерархии СКУ ПО приведены в таблице.

Таким образом, в общем случае, модель угроз навигационной безопасности можно представить многоуровневой иерархическую структурой, объединенной общим центром управления (коррекцией) ДРЭВ. Воздействию могут быть подвержены все элементы СКУ: радионавигационные линии, линии приема НИ и командные (диспетчерские) линии. Поэтому важным становится оценка данного воздействия.

Таблица

Иерархическая модель угроз навигационной безопасности

Объекты воздействия	Задачи воздействия	Эффекты воздействия (проблемы навигационной безопасности)
1.Физический уровень		
радиолинии: навигации, мониторинга, управления	энергетическое радиоподавление (энергетическая помеха)	- снижение эквивалентного отношения сигнал-шум, - снижение доступности АСН к ресурсу СРНС, - повышение погрешности определения координат АСН, - ухудшение параметров управления (увеличение времени цикла управления и уменьшение вероятности оперативного управления).
2.Канальный уровень		
структура сигналов в радиолиниях: навигации, мониторинга, управления	искажение, уничтожение навигационной информации (символов), сигналов синхронизации (оптимальная имитационная помеха)	- снижение вероятности правильного обнаружения (приема) сигнала, - искажение (замена) навигационных данных, - искажение местоположенияПО, - увеличение сообщений, доставленных с ошибками, - увеличение времени определения навигационных данных и их доставки на ДП, - нарушение синхронизации в системах связи, - снижение оперативности управления (по причине ошибок в определении местоположения).
3.Сетевой уровень		
радионавигационные поле	обман АСН в достоверности радионавигационного поля (искусственная ложные помехи)	- неверное определение местоположения ПО, - замена НИ, - неверное представление НИ, - паника при использовании АСН.
4.Представительский уровень		
навигационная информацияДП	обман пользователей в содержании НИ (вирусная помеха)	- ошибочное (ложное) нанесение местоположения НПО на топокарты, - недостоверная исходная НИ для принятия решения органами управления, - неправильное принятие решения органами управления

Математическая модель навигационной безопасности

С учетом вышеизложенного оценим степень угроз навигационной безопасности пользователей СРНС на основе вероятностного подхода. В худшем случае на элементы СКУ воздействуют естественные и искусственные факторы угроз. Тогда, в общем случае, вероятность навигационной безопасности при независимых факторах воздействия можно определить выражением

$$K_{\text{нб}} = K_{\text{нб ест}} K_{\text{нб иск}}, \quad (1)$$

где $K_{\text{иск}}$ – вероятность навигационный безопасности при искссственном ДРЭВ; $K_{\text{ест}}$ – вероятность навигационный безопасности при естественном воздействии на элементы СКУ.

При искусственном воздействии показатель навигационной безопасности, характеризует способность системы исправно функционировать (непрерывно предоставлять достоверную НИ на ДП с заданной точностью) в условиях ДРЭВ. Необходимо заметить, что получение НИ от АСН и ее доведение до ДП есть последовательная процедура, разделенная во времени (рис. 2). Тогда вероятность навигационной безопасности можно представить произведением одноименных показателей этих процедур

$$K_{\text{нб иск}} = p_{\text{нб н}} p_{\text{нб с}} \Big|_{\sigma_d \le \sigma_d^*}, \qquad (2)$$

где $p_{\text{нб н}}$ – вероятность навигационный безопасности радионавигационных каналов; $p_{\text{нб с}}$ – вероятность навигационной безопасности радиоканалов; σ_d – среднеквадратическое отклонение местоположения ПО от истинного значения; σ_d^* – допустимое среднеквадратическое отклонение местоположения ПО от истинного значения.

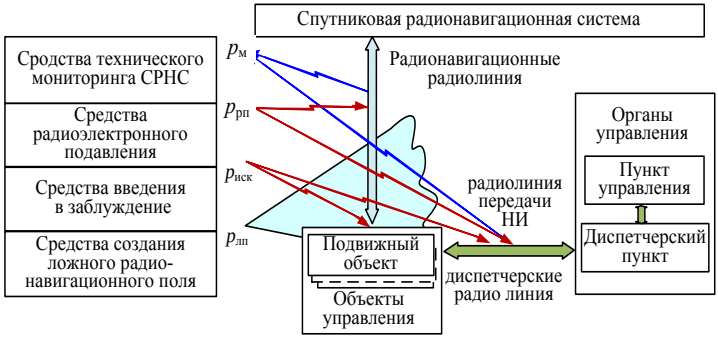


Рис. 2. Модель угроз навигационной безопасности потребителей СРНС

Радиоэлектронное воздействие носит комплексный характер, определяемый тактикой воздействия. При независимом назначении и воздействии средств ДРЭВ вероятность навигационный безопасности можно записать:

$$p_{\text{дрэв н}} = 1 - \left(1 - p_{\text{мн}} p_{\text{рпн}}\right)\left(1 - p_{\text{мс}} p_{\text{иск н}}\right)\left(1 - p_{\text{мп}} p_{\text{рпп}}\right) \Big|_{\sigma_d \le \sigma_d^*}, \qquad (3)$$

где $p_{\text{рп н}}$ – вероятность радиоподавления навигационных линий; $p_{\text{иск н}}$ – вероятность искажения структуры радионавигационных сигналов; $p_{\text{рнп}}$ – вероятность создания ложного искусственного радионавигационного поля или введения ложных радионавигационных сигналов в АПН; $p_{\text{м н}}$ – вероятность успешного мониторинга радионавигационных каналов; $p_{\text{м с}}$ – вероятность успешного мониторинга структуры радионавигационных сигналов; $p_{\text{м п}}$ – вероятность успешного мониторинга структуры радионавигационного поля.При этом навигационная информации должна быть достоверной и предоставляться ПО и ДП непре-

рывно, а точность определения местоположения ПО системы не хуже допустимой $\sigma_d < \sigma^*_d$.

Очевидно, что событие противоположное ДРЭВ есть навигационная безопасность радионавигационных каналов $p_{\text{нб н}} = 1 - p_{\text{дрэв н}}$.

Для телекоммуникационных радиолиний навигационная безопасность будет заключаться в создании такого состояния СКУ, которое исключает радиоподавление линий связи от ПО до ДП, искажение передаваемой НИв них и ее подмену (ввод ложной информации). При этом возможны следующие воздействия на радиолинии связи: радиоподавление радиолиний; ввод ложной НИ в базу данных ДП. В общем случае при независимом воздействии и назначении средств ДРЭВ можно записать:

$$p_{\text{дрэв}c} = 1 - \left(1 - p_{\text{мсв}} p_{\text{рп с}}\right)\left(1 - p_{\text{м ни}} p_{\text{л ни}}\right), \tag{4}$$

где $p_{\text{рс}}$ – вероятность радиоподавления радиолиний передачи НИ и диспетчерских радиолиний; $p_{\text{иск с}}$ – вероятность искажения или ввода ложной НИ, функционирующей в радиоканалах; $p_{\text{м св}}$ – вероятность успешного мониторинга каналов радиосвязи; $p_{\text{м ни}}$ – вероятность успешного мониторинга структуры навигационной информации.

Очевидно, что событие противоположное ДРЭВ есть навигационная безопасность радиоканалов связи $p_{\text{нб с}} = 1 - p_{\text{дрэв с}}$.

Тогда вероятность навигационной безопасностипользователей СКУ можно записать

$$K_{\text{нб}} = \left(1 - p_{\text{мн}} p_{\text{рпн}}\right)\left(1 - p_{\text{мс}} p_{\text{иск н}}\right)\left(1 - p_{\text{мп}} p_{\text{рнп}}\right)\left(1 - p_{\text{мсв}} p_{\text{рп с}}\right)\left(1 - p_{\text{м ни}} p_{\text{л ни}}\right)\Big|_{\sigma_d \le \sigma^*_d} \tag{5}$$

Расчетная вероятность навигационной безопасности должна быть не хуже требуемой навигационной безопасности $K_{\text{нб}} \ge K^*_{\text{нб}}$

Для повышения информативности и адекватности оценки показателя навигационной безопасности выражения (5) необходимо дополнить каждый частный показатель степенями риска. Кроме того, частные показатели должны учитывать структуру сигналов и алгоритмы воздействия средств ДРЭВ, а также меры защиты радионавигационных полей и каналов от радиоэлектронного воздействия. Эта задача является самостоятельной и в данной работе не рассматривается.

Заключение

Таким образом, интеграция навигационных технологий в СКУ ПО значительно повышает эффективность их функционирования. При этом успех, в первую очередь, будет зависеть от уровня доступности всех ПО к ресурсам СРНС и достоверности получаемой информации. Однако в современном мире для пользователей СРНС существуют угрозы навигационной безопасности. Поэтому в ходе исследований была разработана модель угроз навигационной безопасности пользователей СРНС, содержащая ДРЭВ на различных уровнях иерархии системы контроля и управления ПО. Для оценки степени угроз целе-

сообразно использовать показатель навигационной безопасности на основе вероятностного подхода. Модель позволяет оценить степень деструктивных воздействий на систему контроля и управления ПО.

Результаты расчетов показывают, что наибольшие угрозы навигационной безопасности существуют на сетевом и представительском уровнях иерархии СКУ. Поэтому перспективными направлениями по сокращению угроз навигационной безопасности для СКУ специального назначенияявляется разработка и реализации комплекса эффективных мер, направленных на защиту СКУ ПО, в том числе и за счет использования новых видов сигналов.

Библиографический список

1. Снежко В.К., Якушенко С.А. Военные интегрированные системы навигации, связи и управления. СПб.: ВАС, 2014. 452 с.

2. Ожерельев М., Байтулаев А., Ефименко Д. Б. Навигационное обеспечение системы диспетчерского управления транспортом // Молодой ученый. 2011. №4. Т.3. С. 97-100. URL: https://moluch.ru/archive/27/3116/ (дата обращения: 24.11.2018).

3. Евграфов В. Перспективы использования зарубежными вооруженными силами беспилотных летательных аппаратов для решения задач РЭБ // Зарубежное военное обозрение. 2009. № 10. С. 53-59.

4. Лукавский С. Геополитика.ru. Некоторые аспекты кибертерроризма. URL: https://www.geopolitica.ru/article/nekotorye-aspekty-kiberterrorizma/ (дата обращения: 24.11.2018).

ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА

УДК 004.89; 004.942

С. В. Беззатеев*,* доктор технических наук, доцент
В. А. Мыльников*,* кандидат технических наук, доцент
Т. Н. Елина*,* кандидат экономических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МЕТОДОВ СТЕГАНОГРАФИИ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ДОКУМЕНТОВ ОГРАНИЧЕННОГО ДОСТУПА

В настоящее время законодательство России все более строго определяет порядок доступа к документам, содержащим персональные данные, государственную тайну или любую другую информацию ограниченного доступа. Однако, часто возникает необходимость хранения и передачи такой информации (документов) определенному кругу лиц. В случае утечки такой информации, часто бывает затруднительно определить ее источник. В работе предложено использование методов стеганографии для защиты документа ограниченного доступа путем фиксирования получателя на каждой его копии.

Ключевые слова: защита информации, личные документы, стеганография, идентификация.

S. V. Bezzateev*,* PhD, Tech., Associate Professor
V. A. Mylnikov*,* PhD, Tech., Associate Professor
T. N. Yelina*,* PhD, Econ., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ANALYSIS OF THE POSSIBILITY OF USING METHODS OF STEGANOGRAPHY TO PROTECT RESTRICTED DOCUMENTS

Currently, Russian legislation increasingly strictly defines the procedure for access to documents containing personal data, state secrets or any other information of limited access. However, it often becomes necessary to store and transfer such information (documents) to a certain circle of persons. In case of leakage of such information, it is often difficult to determine its source. The paper proposes the use of steganography methods to protect a restricted access document by fixing the recipient on each copy.

Keywords: information security, personal documents, steganography, identification.

Документы, удостоверяющие личность, в повседневной жизни становятся все более востребованными. Многие люди все время держат их при себе, поскольку потребоваться они могут в любой момент. Такие простые операции, как возврат покупки в магазине или приобретение отдельных видов товаров, предусматривают право продавца потребовать предъявление документов у покупателя. Что уж говорить о более сложных операциях?

Согласно статье 65 Трудового кодекса РФ «при заключении трудового договора лицо, поступающее на работу, предъявляет работодателю: паспорт или иной документ, удостоверяющий личность». Трудовой кодекс не предусматривает снятие копии с данного документа, как и хранение ее в организации-работодателе. Однако практически всегда на практике сотрудники кадровых служб предприятий и организаций хранят копии личных документов работников.

Финансовые организации, такие как банки, также копируют личные документы клиентов. Основная позиция банков основывается на инструкции Банка России от 30.05.2014 N 153-И «Об открытии и закрытии банковских счетов, счетов по вкладам (депозитам), депозитных счетов» [1] в пункте «1.8. Банк обязан располагать копиями документов (либо сведениями об их реквизитах)…». Но чаще всего в банках сканируют документы, а при отсутствии согласия клиента могут отказать в заключении договора.

Таким образом, в настоящее время человек повсеместно предъявляет свои документы, с которых снимается множество копий. При этом вполне вероятна ситуация, когда такие копии попадают в руки мошенникам, что создает большие проблемы владельцам этих документов.

Поскольку при существующих законодательных нормах невозможно не предоставлять копии документов, то остро встает вопрос защиты этих копий.

Одним из способов защиты бумажных и электронных копий документов от утечки является использование методов стеганографии [2].

Стеганография – это междисциплинарная наука и искусство передавать сокрытые данные, внутри других, не сокрытых данных. Скрываемые данные обычно называют стегосообщением, а данные, внутри которых находится стегосообщение, называют контейнером.

Цифровая стеганография включает в себя следующие направления:

- встраивание информации с целью ее скрытой передачи;
- встраивание цифровых водяных знаков (ЦВЗ) (watermarking);
- встраивание идентификационных номеров (fingerprinting);
- встраивание заголовков (captioning).

В целях защиты каждая копия документа должна содержать уникальный идентификатор ее получателя, дату/время снятия копии и другую информацию [3]. Для этого в нее вносятся специальные маркировочные признаки. Все пользователи, которые получают копию документа, хранят уникальную копию с соответствующими ЦВЗ.

При возникновении инцидента утечки информации, система позволяет определить, с какой именно копии произошла утечка и кто владелец данной копии.

Укрупненный алгоритм работы встраивания и извлечения уникальной информации в копию документа представлен на рис. 1.

Система, представленная на рис. 1 предназначена для контроля за распространением электронных и бумажных копий личных документов и определения каналов утечек этих документов с целью предотвращения подобных инцидентов и применения административных мер к виновным лицам.

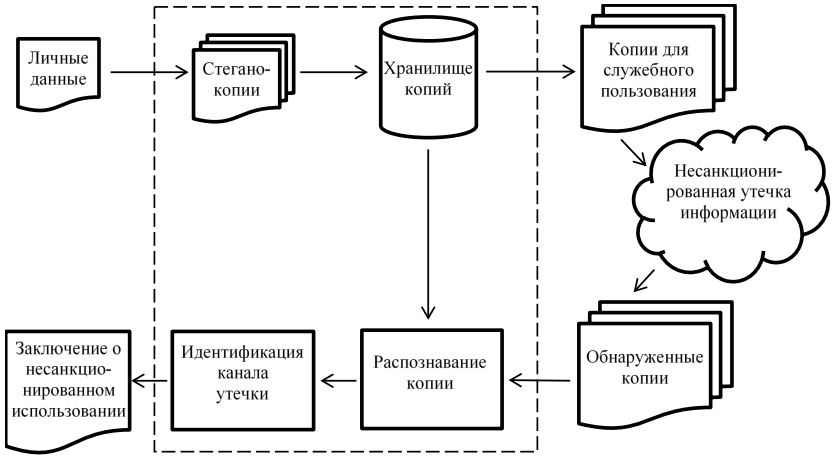


Рис. 1. Схема работы системы защиты копий личных документов

Для эффективной работы системы необходимо выполнение следующих требований:

– индивидуальность алгоритма нанесения ЦВЗ;

– невидимость метки для пользователей;

– невозможность извлечения ЦВЗ третьими лицами;

– возможность обнаружения несанкционированного использования файла, помеченного ЦВЗ;

– устойчивость к изменениям носителя/контейнера (изменение формата, размеров – масштабирование, сжатие, поворот, фильтрация, спецэффекты, монтаж, аналоговые и цифровые преобразования).

Для выполнения подобных задач можно использовать метод обратимого сокрытия данных, суть которого заключается в том, чтобы в саму защищаемую копию встроить незаметные контрольные данные, содержащие информацию об изменяемой части [4].

Предложенная система поможет повысить уровень информационной безопасности личных данных в виде копий документов, как объектов утечки информации на бумажных и электронных носителях.

Библиографический список

1. Инструкция Банка России от 30.05.2014 N 153-И (ред. от 24.12.2018) «Об открытии и закрытии банковских счетов, счетов по вкладам (депозитам), депозитных счетов» (Зарегистрировано в Минюсте России 19.06.2014 N 32813). URL: http://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_164723/ (дата обращения 20.03.2019).

2. Грибунин В. Г. Цифровая стеганография. М.: Солон-пресс, 2009 г. 249 с.

3. Беззатеев С.В., Волошина Н.В., Елина Т.Н. Проблемы анализа изображений в электронных системах обнаружения заимствований / В сб.: Электронные системы обнаружения заимствований в оказании услуг для различных сегментов рынка. Сб. науч. тр. Междунар. науч.-практич. конф. 2016. С. 100-102.

4. Теренин А.А., Мельников Ю.Н., Погуляев В.В. Использование цифровых водяных знаков для борьбы с инсайдерами // Специальная техника. 2008. №1. С. 22-25.

УДК 62-598.5

Н.А. Беседин*,* магистрант
В.С. Акопов*,* кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ПРИМЕНЕНИЕ ПЬЕЗОАКТУАТОРА В ДИСКОВОМ ТОРМОЗНОМ МЕХАНИЗМЕ АВТОМОБИЛЯ

В статье ставится задача обоснования разработки гибридной антиюзовой системы автомобиля. Такая система должна обеспечить повышение скорости разблокировки колеса находящегося в юзе, по сравнению с классической гидравлической системой. Рассматривается вариант использования пьезоактуатора, как элемента со значительно большим быстродействием, чем у гидравлической системы.

Ключевые слова: гибридная антиюзовая система, гидравлическая антиюзовая система, антиблокировочная система автомобиля, пьезоактуатор, дисковый тормоз, тормозной механизм.

N.A. Besedin*, Master student
V.S. Akopov*, PhD, Associate Professor
*Saint-Petersburg State University of aerospace Instrumentation

THE USE OF A PIEZOACTUATOR IN THE DISC BRAKE MECHANISM OF A CAR

The article sets the task of justifying the development of a hybrid anti-skid system of the car. Such a system should provide an increase in the speed of unlocking the wheel located in the skid, as compared with the classical hydraulic system. Consider the option of using a piezo actuator, as an element with a much higher speed than the hydraulic system.

*Keywords***:** hybrid anti-skid system, hydraulic anti-skid system, anti-lock system of the car, piezo actuator, disc brake, brake mechanism.

Введение

Механизм торможения, в процессе движения, является важным компонентом в автомобилях. Поскольку замедлить или остановить движущееся транспортное средство за минимальное время и контролируемым образом – необходимая функция каждого автомобиля.

В настоящее время, для того, чтобы рассеять кинетическую энергию транспортного средства и остановить его, требуется обеспечить достаточное трение между вращающимся тормозным диском, соединенным с колесом, и тормозными колодками, закрепленными в суппорте. Трение генерирует тепло, которое, в свою очередь, рассеивает кинетическую энергию автомобиля. Для обеспечения силы, необходимой для получения достаточного трения, в боль-

шинстве автомобилей используется гидравлическая система. Исполнительными механизмами такой системы являются модуляторы давления, которые могут иметь различное устройство: клапанное, золотниковое, диафрагменное, смешанное. Модуляторы по командам блока управления изменяют давление рабочего тела в тормозных цилиндрах, а в некоторых конструкциях поддерживают определенное время давление постоянным. От частоты, с которой модулятор может осуществлять рабочий цикл, зависит диапазон регулирования относительно скольжения колеса, а следовательно, в известной мере и качество работы антиблокировочной системы. Модуляторы гидравлического тормозного привода антиблокировочной системы обеспечивают частоту циклов 4-12 Гц [1].

Гидравлическая система обладает высокой производительностью и надежностью, но относительно малым быстродействием. Сокращение времени отклика позволит увеличить среднее значение максимального тормозного усилия, находясь в наиболее оптимальном диапазоне коэффициента сцепления шин с дорогой, что даст уменьшение тормозного пути. Но самым значимым результатом минимизации временной задержки будет являться ускоренная разблокировка колеса, находящегося в юзе, что позволит автомобилю избежать недостаточной управляемости при маневре. Чем скорее будет снято тормозное усилие, тем скорее колесо наберет необходимую скорость, достаточную для лучшего сцепление с поверхностью дороги.

Постановка задачи

Исходя из вышесказанного, можно поставить задачу разработки такой тормозной системы автомобиля, которая способна сократить время снятия тормозного усилия с колес автомобиля. Также следует отметить, что использование такой тормозной системы целесообразно только совместно с антиблокировочной системой или системой курсовой устойчивости.

Расчет системы

В качестве решения проблемы уменьшения временной задержки предлагается интегрировать пакетные пьезоактуаторы в гидравлическую систему. Эти устройства могут превосходить гидравлику по быстродействию в тысячу раз, развивая такое же усилие. Но величины их перемещения недостаточно для того, чтобы они могли полностью заменить гидравлическую систему. Поэтому разрабатываемая система будет гибридной.

Для примера возьмем продукцию, представленную компанией "*Physik Instrumente*", в которой «пакетные пьезоактуаторы представлены большим количеством стандартных типоразмеров и могут быть дополнительно доработаны в соответствии с требованиями заказчика» [2].

Чтобы подобрать пьезоактуатор, подходящий по своим характеристикам для интеграции в гидравлическую систему автомобиля, необходимо произвести расчет силы, с которой тормозная колодка воздействует на тормозной диск и величины, на которую должен изменять свой размер пьезоактуатор.

Для примера, можно рассчитать нормальную силу (1), развиваемую одним поршнем гидравлической тормозной системы и действующую на одну фрикционную накладку для автомобиля «Волга» [3].

$$N = \frac{G_a(b + \phi h_g)\phi r_k}{4\mu r_c L}. \quad (1)$$

Здесь N – нормальная сила, развиваемая одним поршнем и действующая на одну накладку, Н; ϕ – коэффициент сцепления шин колес с дорогой; r_k – радиус колес, м; b – расстояние от центра тяжести до задней оси, м; h_g – высота центра тяжести, м; G_a – сила тяжести автомобиля при полной нагрузке, Н; L – расстояние между осями передних и задних колес, м; μ – коэффициент трения между тормозным диском и фрикционной накладкой; r_c – средний радиус фрикционной накладки, м.

$$N = \frac{2200 \cdot (1{,}31 + 0{,}7 \cdot 0{,}6) \cdot 0{,}7 \cdot 0{,}335}{4 \cdot 0{,}4 \cdot 0{,}115 \cdot 2{,}7} = 17965 H.$$

Что касается изменения размера пьезоактуатора, то здесь будем отталкиваться от величины биения тормозного диска. «Допустимое биение поверхности трения диска – 0,15 мм» [4]. Выберем пьезоактуатор, изменение размера которого будет как можно ближе к величине допустимого биения. Это даст в момент начала разблокировки колеса пропорциональное уменьшение силы воздействия на тормозной диск. Дело в том, что чем большее перемещение дает пакетный пьезоактуатор, тем больше его длина, которая ограничена типоразмерами разрабатываемого тормозного механизма в гибридной системе. Проведя анализ параметров пакетных пьезоактуаторов компании "*Physik Instrumente*", можно сказать, что оптимальным вариантом будет, использовать устройства с длинной 30 мм или 60 мм, которые смогут дать уменьшение силы воздействия на 30% или 60% соответственно. Так же можно рассматривать 2 варианта конструкции пьезоэлементной составляющей гибридной системы. Первый вариант: пьезоактуатор изготавливается по форме и размеру тормозной колодки и представляет собой один цельный пакетный пьезоэлемент (рис. 1, а); второй вариант: пьезоактуатор состоит из n пакетных пьезоэлементов (рис. 1, б). Подберем для каждого из вариантов наиболее предпочтительные пьезоактуаторы, характеристики которых представлены в таблице 1. Для первого варианта возьмем устройства самого большого диаметра: P-056.20; P-056.40, которые являются близкими по характеристикам к предполагаемым. А для второго варианта пьезоактуатора лучше всего подойдут устройства маленького диаметра: P-010.20; P-010.40, из которых можно будет набрать матрицу, в которой, работу вышедших из строя элементов, могут выполнять соседние пьезоэлементы. Какой из вариантов предпочтительнее, можно будет судить, лишь проведя экспериментальные испытания.

Рассчитаем, какое суммарное усилие F_Σ сможет развивать второй вариант конструкции пьезоактуатора по очевидной формуле (2).

$$F_\Sigma = \frac{S_1 F_\delta}{S_2}. \quad (2)$$

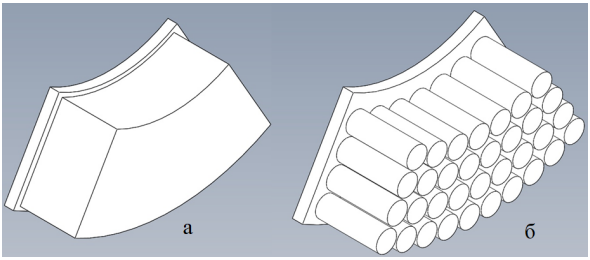


Рис. 1. Варианты конструкций пьезоактуатора

Таблица 1

Параметры пакетных пьезоактуаторов

Модель	Изменение размеров, мкм	Диаметр D, мм	Длина L, мм	Блокирующая сила $F_б$, Н
P-056.20	30	56	33	60000
P-056.40	60	56	58	66000
P-010.20	30	10	30	2100
P-010.40	60	10	56	2200

Площадь фрикционной накладки S_1 автомобиля «Волга» равна 0,006 $м^2$ [3]. Площадь S_2, которую занимает пьезоактуатор P-010.20, с учетом промежутка до соседнего пьезоактуатора, равна 0,0002 $м^2$.

$$F_{\Sigma} = \frac{0{,}006 \cdot 2100}{0{,}0002} = 63000H.$$

Из проведенных расчетов видно, что блокирующая сила пьезоактуаторов больше в 3 раза, чем сила, развиваемая поршнем гидравлической системы. Это значит, что выбранные нами пьезоактуаторы подходят для рассматриваемой системы.

Выводы

1. Предложена и обоснована концепция использования пъезоактуаторов для увеличения быстродействия колесной тормозной системы автомобиля;

2. Выполнены предварительные расчеты, подтверждающие работоспособность предлагаемой гибридной тормозной системы автомобиля.

Библиографический список

1. Петров А.П., Хоменко С.Е. Антиблокировочная и противобуксовочная системы тормозов. Курган: КГУ, 2003. 130 с.

2. Каталог пьезоактуаторов «Physik Instrumente». Сайт компании «Eurotek-General». URL: http://www.eurotek-general.ru/products/systems_pi/piezoactuators/p-007-p-056/#ad-image-2 (дата обращения: 09.11.2018).

3. Русинов А.В. Методические указания по выполнению практических занятий по расчету дисковых и барабанно-колодочных тормозов. Саратов: СГАУ, 2016. 30 с.

4. Осипов Г.В., Бородин А.Л. Методические указания к выполнению лабораторных работ по дисциплине «Техническая эксплуатация ходовой части и систем, обеспечивающих безопасность движения». Курган: КГУ, 2016. 20 с.

УДК 004.932

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

ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМЫ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ДЕФЕКТА СТЕКЛА «ВЫЩЕЛАЧИВАНИЕ»

Рассмотрен подход к классификации дефекта листового стекла «выщелачивание» по монохромному изображению. Распознавание осуществляется путем попиксельного сравнения с эталонным изображением и дополнительной обработки набором фильтров. Предложенная методика направлена на максимальное удешевление организации процесса контроля и дальнейшее внедрение его на производстве.

Ключевые слова: система технического зрения, дефекты листового стекла, выщелачивание, классификация.

V.V. Bulatov, PhD, Associate Professor
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

APPLICATION OF MACHINE VISION SYSTEMS FOR THE RECOGNITION OF GLASS DEFECT "LEACHING"

The approach to the classification of sheet glass defect “leaching” according to the monochrome image is considered. Recognition is implemented by pixel-by-pixel comparison with the reference image and additional processing of the filter set. The proposed methodology aims to minimize the cost of process organization of the classification system and its further implementation in production.

Keywords: machine vision, defects in sheet glass, leaching, classification.

Причиной брака листового стекла чаще всего являются нарушения технологического процесса, такие, например, как изменение температуры стекломассы в питателе, нарушения режима охлаждения форм и машин, неопытность оператора и т.д. [1]. Это приводит к появлению дефектов стекла, таких как пузыри, свили, сколы, щелочные пятна, складки, шлиры и т.д.

Автоматизация процесса выявления дефектов с применением систем технического зрения (СТЗ) сильно упрощает работу операторов на линии проверки стекла на производстве, а также повышает скорость выпуска продукции, уменьшая время на контроль качества изделий.

В соответствии с [3] выщелачиванием называют матовый налет или радужную окраску на поверхности стекла в виде пятен различных размеров и формы. Судя по определению, такой объект достаточно трудно классифицировать. Применение популярных на сегодняшний день искусственных нейронных сетей в данном случае является затруднительным по причине сбора выборки эталонов и требуемых затрат для реализации функции распознавания с доста-

точной вероятностью обнаружения. Следует отметить, что, исходя из практики, пятна выщелачивания более крупного размера, чем такие дефекты, как пузырь, свиль или камень. Таким образом, можно сделать вывод о возможности применения классического метода сравнения с эталоном с наложением дополнительных решающих правил при классификации.

При распознавании дефекта «выщелачивание» зададим следующие признаки классификации: связный объект неправильной геометрической формы с минимальными размерами более 10 пикселей в любом направлении. Значение 10 пикселей взято экспертно и при необходимости может быть скорректировано в алгоритме программы.

Исследования проводились на экспериментальном стенде, базой для которого являлось устройство автоматизированного детектирования пороков стекла (АДПС) [2] (рис. 1).

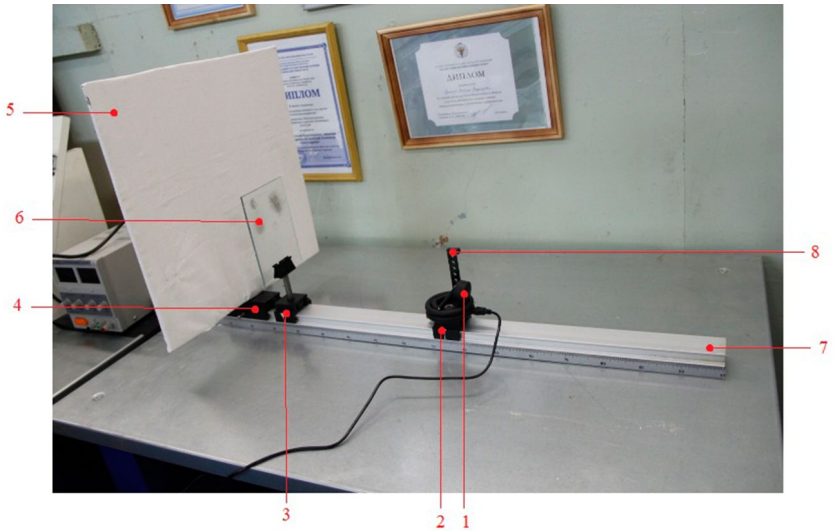


Рис. 1. Экспериментальный стенд: 1 – камера; 2 – рейтер камеры; 3 – рейтер крепления объекта контроля; 4 – рейтер крепления «фона» (экрана); 5 – «фон» (экран); 6 – образец контроля; 7 – скамья; 8 – стойка для дополнительной фиксации камеры

В качестве датчика в СТЗ использовалась CMOS-камера. Распознавание дефекта реализовано в среде программирования Delphi. «Программа распознавания дефектов листового стекла» позволяет обрабатывать изображения набором фильтров и осуществлять попиксельное сравнение с эталонным изображением.

Для работы с экспериментальным стендом было выбрано несколько образцов листового стекла (рис. 2).

а) б)

Рис. 2. Образцы контроля: эталонное прозрачное стекло (а); стекло с выщелачиванием (б)

Процесс контроля образцов стекла можно описать следующим образом:

1. Установка эталонного образца стекла на стенде.
2. Регулировка положения стекла и калибровка камеры.
3. Получение эталонного изображения объекта контроля.
4. Установка контролируемого образца на стенде.
5. Сравнение с эталонным изображением.
6. Обработка изображения фильтром или набором фильтров.
7. Классификация. Анализ полученных результатов.

Рассмотрим подробно пункты 5 и 6 представленного выше процесса.

Выделение объектов на изображении осуществляется попиксельным сравнением. Сравнение происходит по заданным критериям, будь то количество пикселей или яркостная характеристика пикселей. На основе полученных результатов делаются определенные выводы об объектах на изображении или производится дальнейшая над ним работа. В нашем случае алгоритм обнаружения заключается в сопоставлении участка изображения, где предполагается наличие объекта, с эталоном путем их попиксельного сравнения по яркости. Критерием обнаружения объекта является равенство нулю суммы квадратов попиксельных разностей исследуемого изображения и эталона [4]:

$$\sum_{i=0}^{I-1}\sum_{j=0}^{J-1}\left[L_{ко}(i_0+i,j_0+j)-L_{эо}(i,j)\right]^2=0,$$

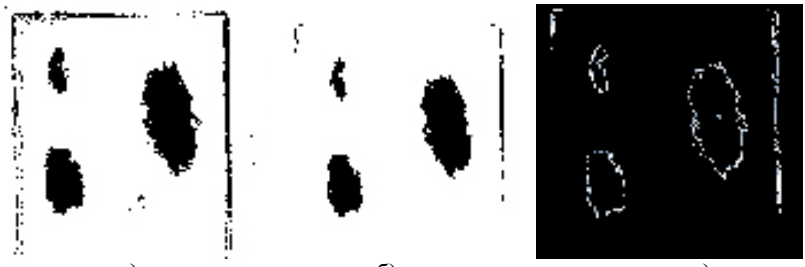
где $L_{ко}$(i,j) – яркостная характеристика в i-ой строке и j-том столбце контролируемого образца стекла с дефектом; $L_{эо}$(i,j) – яркостная характеристика в i-ой строке и j-том столбце эталонного объекта; I x J – размеры образцов стекла; i_o и j_o – номер строки и столбца верхнего левого пикселя, определяемого дефекта.

Обнаруженные объекты маркируются красным цветом. Результат попиксельного сравнения объекта с дефектом «выщелачивания» представлен на рис. 3.

Однако, изображение может быть зашумлено, также на изображении могут присутствовать объекты, которые не соответствуют минимальным заявленным требованиям по геометрическим параметрам классифицируемого объекта. Поэтому в процессе распознавания применяется ряд фильтров, которые решают заявленные проблемы.

Рис. 3. Обнаружение дефекта «выщелачивание»

Для оптимизации работы алгоритма на начальном этапе применим бинарный фильтр, как представлено на рис. 4 (а). Однако после предобработки на изображении остаются шумы или объекты малых геометрических размеров. Для подавления шумов применен модифицированный фильтр Лапласа, который «съедает» черные пиксели или группы пикселей бинаризованного изображения. Отметим, что это может привести к удалению на изображении интересующей области. Чтобы не допустить данной ситуации необходимо настроить порог чувствительности фильтра, что реализовано в [5]. Однако применение этого фильтра неизбежно приводит к стиранию границ контрольных образцов, что видно на рисунке 4 (б). Далее происходит выделение границ классифицируемых объектов при помощи фильтра Лапласа с маской размером 3х3. Итоговый результат представлен на рисунке 4 (в).



а) б) в)

Рис. 4. Результаты применения фильтрации: бинаризация изображения (а); фильтр «подавления шума» (б); фильтр Лапласа (в)

Выводы: в статье представлена методика распознавания дефекта листового стекла «выщелачивание» на основе применения технического зрения. Работа

проводилась с целью проработки методики распознавания при минимальных затратах на оборудование. Предложенный подход в распознавании дефекта «выщелачивание» может быть использован для классификации других объектов (однотипных деталей и изделий) на изображении.

Библиографический список

1. Рожков С.А., Бражник Д.А., Серов А.В. Проблемы автоматизированного контроля дефектов стеклоизделий // Проблемы региональной энергетики. 2006. №1. С. 113-125.

2. Патент РФ 2011141391/28, 12.10.2011 Булатов В.В., Абакумов И.И., Кульчицкий А.А., Шабанов В.А., Наумова А.К. Устройство автоматизированного детектирования пороков стекла // Патент РФ №115463.2011 Бюл. №12.

3. ГОСТ 111-2001 Стекло листовое. Технические условия. Введ. 2003-01-01. М.: Изд-во стандартов, 2001. 34 с.

4. Красильников Н. Н. Цифровая обработка 2D- и 3D-изображений. СПб.: БХВ-Петербург, 2011. 608 с.

5. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2012617219.2012. Булатов В.В., Аникин Е.А. Программа распознавания дефектов листового стекла. 2012.

УДК 621.3

В.А. Голубков*, кандидат технических наук, доцент
А.Г. Федоренко*, кандидат технических наук, доцент
Е.Ю. Ватаева*, ассистент
Н.В. Решетникова*, старший преподаватель
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

УСКОРЕННЫЕ ИСПЫТАНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Рассматриваются вопросы, связанные с организацией ускоренных испытаний электромеханической роторной системе (РС) в форсированном режиме. В качестве форсирующего фактора рассматривается вибрационное воздействие. Приводятся результаты экспериментов.

Ключевые слова: вибрационное воздействие, роторные системы, температурное воздействие, ускоренные испытания.

V.A. Golubkov*, PhD, Associate Professor
A.G. Fedorenko*, PhD, Associate Professor
E.Yu. Vataeva*, Assistant
N.V. Reshetnikova*, Senior lecturer
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ACCELERATED TESTING OF ELECTROMECHANICAL SYSTEMS

The article deals with issues related to the organization of accelerated testing of the electromechanical rotor system (RS) in the forced mode. Vibration is considered as a forcing factor. The results of experiments are given.***Keywords:*** hybrid anti-skid system, hydraulic anti-skid system, anti-lock system of the car, piezo actuator, disc brake, brake mechanism.

Keywords: vibration effect, rotor systems, temperature effect, accelerated tests.

Для определения ресурса работы электромеханических устройств на стадии разработки и изготовления, опытных образцов используют ускоренные испытания с форсирующими факторами. Наиболее распространенный форсирующий фактор – температура. У таких ускоренных испытаний много недостатков – они имеют маленький коэффициент ускорения и неадекватно влияют на смазку. К наиболее перспективным форсирующим факторам относится вибрация. Вибрационное воздействие по своей природе близко к реальным условиям работы электромеханического устройства. Оно способствует пробою масляной пленки в зонах контакта трущихся поверхностей и снижает несущую способность смазки. Износ увеличивается, не нарушая физики, процессов работы устройства и коэффициент ускорения достигает значительных величин.

На рис. 1а изображен типичный для всех работающих изделий спектр собственной вибрации при отсутствии внешнего ударного воздействия, а на рис. 1б – спектр вибрации при таком воздействии.

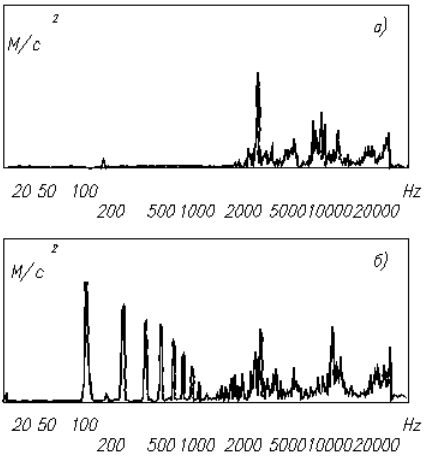


Рис. 1. Спектры вибрации изделия с вращающимся ротором:
а) при отсутствии внешнего уровня воздействия; б) при ударном воздействии

Сравнение двух спектров позволяет сделать вывод о том, что во втором случае спектр стал более насыщенным, в нем появились новые комбинационные частоты, отдельные спектральные составляющие собственной вибрации изделия увеличились по амплитуде.

В настоящей работе исследуется роторная система (РС) в виде электрической машины малой мощности, отвечающей требованиям стандарта. Общая масса РС не превышает 0,06 кг, масса ротора составляет 0,025 кг. Ротор опирается на два радиально-упорных подшипника 207683, основные параметры которого даны в работе. Предварительный натяг при установке подшипников в корпус РС равен 1,5 Н.

В связи с тем, что при проведении ускоренных испытаний воздействие на РС осуществлялось только в осевом направлении, пренебрегаем амплитудой радиальной вибрации и считаем ее равной нулю. Принимая также во внимание то обстоятельство, что функция контактирования в рассматриваемых условиях всегда равна единице [1], выражение для нахождения нагрузки будет выглядеть :

$$Q = B_k \left\{ \delta + \delta_m + K_{пер} \sin \sqrt{\sum_{i=1}^{n} \left(x_{1i} \right)^2} \right\}^{3/2} \qquad (1)$$

Формула (1) служит для расчета динамических нагрузок в форсированном и эксплуатационном режимах путем подстановки соответствующих значений деформации, углов контакта и амплитуд вибрации. Результаты расчета динамических нагрузок для различного времени наработки представлены в табл.1.

Важнейшим параметром, характеризующим результаты ускоренных испытаний, является коэффициент ускорения $K_{ук}$, рассчитываемый для каждого

установленного этапа наработки РС. Использование в качестве внешнего воздействующего фактора (ВВФ) для испытаний и диагностики периодического ударного воздействия обуславливалось тем, что такой воздействующий сигнал оптимальным образом взаимодействует с вибрационным сигналом работающей РС, спектр которого носит ярко выраженный дискретный характер. Взаимодействие этих сигналов определяет характер износа элементов узлов трения при ускоренных испытаниях. В случае правильного выбора параметров ВВФ будет иметь место эквивалентность ускоренных испытаний и испытаний в нормальном эксплуатационном режиме. К числу первостепенных задач относится выбор параметров ударного воздействия с целью создания в опорах испытываемой системы импульсных нагрузок. При этом следует стремиться к тому, чтобы РС функционировала вне областей неустойчивости вибрации: в этом случае может быть найдено наиболее верное значение коэффициента ускорения.

Таблица 1

Относительная наработка T/T_{1k}	Динамическая нагрузка при отсутствии ВВФ Q,Н	Динамическая нагрузка при ВВФ $Q_{уд}$, Н	Коэффициент ускорения $K_{ук}$	Частичный ресурс в эксплуатационном режиме $T_{2к}$, ч
0	1.08	2.91	19.56	1173.6
1	1.09	2.92	19.23	1153.8
2	1.13	2.97	18.16	1089.6
3	1.16	3.03	17.82	1069.2

Одним из методов определения коэффициента ускорения является метод, основанный на сравнении вибрационных параметров РС, работающей в условии ВВФ с параметрами этой же системы, функционирующей в условиях, имитирующих эксплуатационные без ВВФ [2]

Критерии оценки ресурса РС является превышение заранее установленного предела какого-либо параметра, характеризующего техническое состояние, или выход изделия из строя. Для определения режимов ускоренных испытаний необходимо задать частоты, амплитуды и направление ВВФ таким образом, чтобы не изменилась качественная картинка процессов разрушения и было достигнуто максимальное ускорение [2].

Испытаниями подверглась РС, содержащие узлы трения с осевым поджатием. Поэтому для них наиболее эффективным являлось внешнее воздействие в осевом направлении, так как при этом обеспечивалось более равномерное распределение нагрузки на элементы качения. На основании исследований были выбраны оптимальные параметры ударного воздействия: $\tau_{уд}$= 1 мс, $\varphi_{уд}$= 100 Гц. Амплитуда ударных импульсов должна быть такой, чтобы ускорение платформы электродинамического возбудителя с закрепленными изделиями составило $3g$. В этом случае пиковое значение импульсной нагрузки в опорах РСП будет равно 1 H и соизмеримо с величиной предварительного натяга в подшипнике. В эксперименте участвовало двенадцать РС одного типа с первоначаль-

ным временем наработки $T_{нар}^{п}$ = 0 ч. и с опорами в виде радиально-упорных подшипников 2076083. Шесть изделий работали в нормальном эксплуатационном режиме, а другие шесть – в условиях форсирования испытаний. Начиная с момента запуска, через каждые 60 ч. записывались спектры вибраций РС, поставленных на ускоренные испытания, причем при кратковременном отключении ВВФ в эти же периоды осуществлялась запись спектров собственной вибрации.

Кроме того, через каждые 40 ч. фиксировался общий уровень вибраций РСП, работающих в нормальном эксплуатационном режиме и в случае ускоренных испытаний. Примеры зависимостей общего уровня вибрации от времени наработки для двух пар изделий (№ 1,2,3,4) представлены на рис. 2 и рис. 3, где T_u = 40 ч.

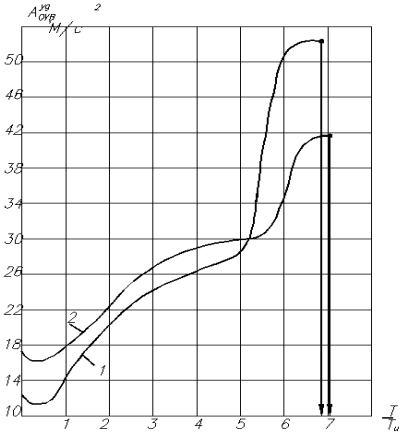


Рис. 2. Изменение общего уровня вибраций изделий 1 и 2 в процессе испытаний с использованием внешнего периодического ударного воздействия

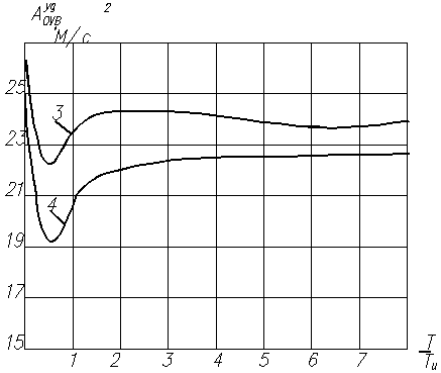


Рис. 3. Изменение общего уровня вибраций изделий 3 и 4 в процессе испытаний с использованием внешнего периодического ударного воздействия

Из сравнения обоих рисунков видно, что в случае испытаний РС с применением ВВФ общий уровень вибрации постоянно возрастает и достигает уровня, превышающего допустимый в соответствии с техническими условиями на изделие. Затем наступает момент выхода РСП из строя. Все шесть изделий, подвергавшихся в процессе испытаний внешним периодическим ударным воздействиям, вышли из строя на отрезке времени наработки от 240 до 300 ч. Другие изделия, работавшие в нормальном эксплуатационном режиме, на всем периоде испытаний сохраняли примерно одинаково общий уровень вибрации. Первоначальное падение уровня вибрации во всех случаях испытаний объясняется приработкой опор качения РСП и характерно для рассматриваемых объектов исследования.

Экспериментальные исследования, связанные с организацией ускоренных испытаний РС в форсированном режиме подтвердили правильность теоретического обоснования выбора режимов испытаний, характера и параметров ВВФ.

Ускорение испытаний с помощью переменных импульсных нагрузок позволило значительно сократить время испытаний ($K_{усред}$=18.69).

Библиографический список

1. Явленский А.К., Явленский К.Н. Теория динамики и диагностики систем трения качения. Л.: ЛГУ, 1978. 184 с.

2. Явленский А.К., Явленский К.Н. Вибродиагностика и прогнозирование качества механических систем. Л.: Машиностроение. Ленингр. отд-ние, 1983. 239 с.

УДК 681.586

К.В. Епифанцев*, кандидат технических наук, доцент
П. Около-Кулак*, студент
Д. Шилов*, студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

РАЗРАБОТКА УСТАНОВКИ ИД-3 ДЛЯ ИСПЫТАНИЯ ИНДУКТИВНЫХ ДАТЧИКОВ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

В настоящее время промышленные датчики перемещений необходимы для увеличения продуктивности и точности работы металлообрабатывающих станков с ЧПУ. В течение двух десятилетий во всех отраслях производства успешно применяются датчики и измерители пути: датчик положения, датчик перемещения. Являясь связующим звеном между электронной и механической частями станка, датчик перемещения и датчик положения стал неотъемлемым элементом оборудования для автоматизации различных процессов. В специализированной аудитории ГУАП «ФГУП Тест-С. Петербург» проводятся исследования индуктивных датчиков перемещения на установке ИД-3. Исследования позволяют совершенствовать главные метрологические характеристики оборудования, применяемого для измерений в металлообработке.

Ключевые слова: датчик, промышленность, перемещение, точность, ЧПУ-станок, продуктивность.

K.V. Epifancev*, PhD, Associate Professor
P. Okolo-Kulak*, student
D. Shilov*, student
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

DEVELOPMENT OF A TEST BENCH ID-3 FOR INDUCTIVE DISPLACEMENT SENSORS (DISPLACEMENT GAGE)

Currently, industrial displacement sensors are needed to increase the productivity and accuracy of CNC machine tools. For two decades, sensors and path meters have been successfully used in all industries: position sensor, displacement sensor. As a link between the electronic and mechanical parts of the devices, the displacement sensor and the position sensor has become an integral part of the equipment for the automation of various processes. In the specialized audience of the SUAI, research is being conducted on inductive displacement sensors at the ID-3 installation. Research allows to improve the main metrological characteristics of the equipment used for measurements in Metalworking.

Key words: sensor, industry, moving, precision, CNC- machine, productivity.

В измерительных преобразователях, используемых для контроля перемещений в металлообрабатывающих станках, используются датчики двух типов – индуктивные и индукционные.

Индуктивным называется такой преобразователь, который преобразует значение измеряемой (механической) величины в значение индуктивности. Он представляет собой катушку индуктивности, полное сопротивление которой изменяется при взаимном перемещении элементов магнитопровода.

Индукционным называют такой преобразователь, в котором скорость изменения измеряемой величины преобразуется в индуцируемую ЭДС. В данных преобразователях естественной входной величиной является скорость механического перемещения (и поэтому непосредственно они могут применяться только для измерения скорости линейных и угловых перемещений), а выходной величиной − индуцированная ЭДС

У преобразователей с малым воздушным зазором x, величина которого изменяется при перемещении элемента магнитопровода, изменяется магнитное сопротивление магнитной цепи и поэтому изменяется индуктивность и добротность катушки. Во многом это зависит от «стерильности» при монтаже оборудования (рис. 1), правильности стыковки основных узлов, мимнимизации статического электричества, запыленной поверхности, влажности вблизи оборудования.

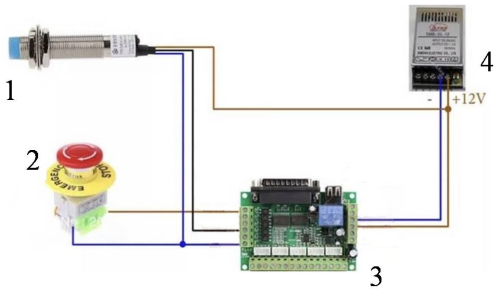


Рис. 1. Схема подключения индуктивного датчика перемещения:
1 – датчик перемещения; 2 – кнопка экстренной остановки;
3 – устройство записи и вывода данных; 4 – блок питания

Рассмотрим принципиальную схему разработанной установки для исследования работы датчиков перемещения (рис. 3) и конструкцию чувствительного элемента индуктивного датчика (рис. 4).

Индуктивный датчик перемещений представляет собой устройство, осуществляющее преобразование информации об изменении физических величин (линейное расстояние до объекта) в соответствующее изменение выходного напряжения. Он состоит из чувствительного элемента – катушки индуктивности с установленным в ней ферромагнитным сердечником, который может иметь различную форму (рис. 4, половина ферритового кольца, броневой ферритовый сердечник), и преобразователя, осуществляющего прием, преобразование и выдачу измерительной информации с катушки индуктивности.

Чувствительный элемент (датчик) (рис. 2) представляет собой катушку индуктивности, параллельно соединенную с конденсатором, и образует вместе с ним колебательный контур.

Рис. 2. Структурная схема индуктивного датчика перемещений

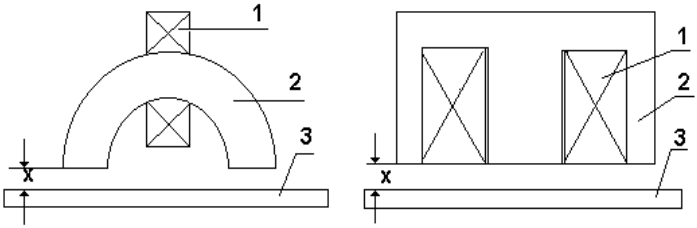


Рис. 3. Конструкция чувствительного элемента индуктивного датчика:
1 – обмотка, 2 – ферритовый сердечник, 3-основание (движущийся объект)

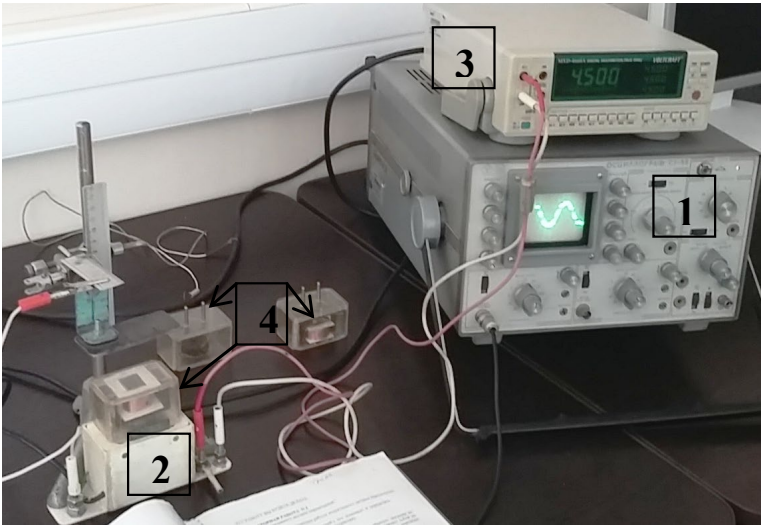


Рис. 4. Используемая установка ИД-3:
1 – осциллограф С1-55; 2 – измерительный штатив с подвижным элементом магнитопровода; 3 – мультиметр Voltcraft MXD 4660; 4 – набор катушек индуктивности в пластиковом корпусе с вилкой

Преобразователь выполняет генерацию импульсного напряжения, обработку сигнала, полученного с колебательного контура, его усиление и индикацию.

Лабораторной установкой является измерительный штатив, в который устанавливаются различные индуктивные датчики. Он состоит из преобразователя, индуктивных датчиков, металлической пластины (подвижный элемент магнитопровода), зажимающего винта, ручки бокового перемещения, клемм для подключения, Мультиметр Voltcraft MXD 4660 и осциллографа С1-55 и в целом представляет собой установку ИД-3 (рис. 4).

Исследуемые индуктивности и активные сопротивления катушек датчиков:

N1- L=107 мГн, R_1 = 35,5 Ом;

N2- L=17,8 мГн, R_2 =12,5 Ом;

N3- L=18,0 мГн; R_3 =12,6 Ом;

Рассмотрим природу индуктивности L катушки

$$L = \frac{\omega^2}{Z_M},$$

где ω – число витков катушки, Z_M – полное сопротивление магнитной цепи.

Изменение индуктивного сопротивления катушки ведет к изменению ее полного сопротивления Z.

Полное сопротивление Z катушки определяется выражением

$$Z = R + j\omega\frac{\omega^2}{Z_M},$$

где ω=2πf – круговая частота колебаний, *R* – активное сопротивление катушки постоянному току,

Z_M можно представить как

$$Z_M = R_{MCT} + R_X$$

R_{MCT} – магнитное сопротивление участков из стали,

$$R_X = \frac{x}{\mu_0 S},$$

где R_X – магнитное сопротивление воздушного зазора **x**; x – воздушный зазор; μ_0=1,26.10^{-6} Гн/м – магнитная проницаемость воздушного зазора; S – площадь воздушного зазора.

Таким образом, важным и наиболее применимым к измерению является воздушный зазор R_X, который необходимо исследовать на установке. В результате исследования три катушки поочередно были вставлены в штатив (рис. 7), который в свою очередь соединялся с мультиметром и осциллографом. Движения проводились через каждые 2 мм.

Результаты проведенных измерений были помещены в табл. 1.

Таблица 1

Результаты измерений напряжения на выходе интегратора

Катушка №1		Катушка №2		Катушка №3	
X, мм	U, мВ	X, мм	U, мВ	X, мм	U, мВ
0	1631	0	1725	0	1920
2	2098	2	1953	2	2403
4	2737	4	2428	4	3065
6	3460	6	2877	6	3615
8	4152	8	3115	8	3940
10	4863	10	3378	10	4151
15	6079	15	3907	15	4443
20	6824	20	4177	20	4542
25	7222	25	4319	25	4585
30	7435	30	4396	30	4602
35	7550	35	4433	35	4610
40	7616	40	4460	40	4613
45	7655	45	4471	45	4613
50	7677	50	4478	50	4613

По данным табл. 1 были построены графики функции преобразования по результатам измерений напряжений на выходе интегратора:

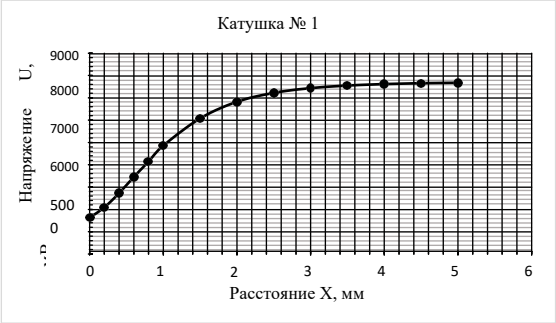


Рис. 5. График функции преобразования для датчика с катушкой № 1

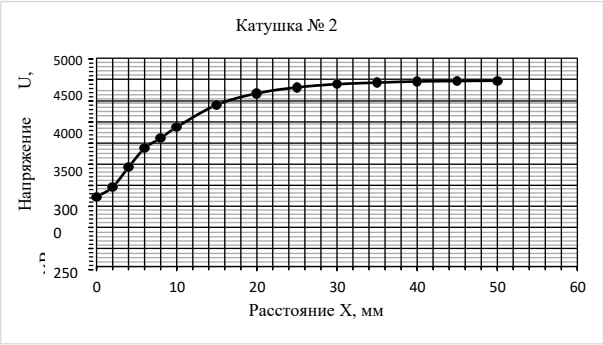


Рис. 6. График функции преобразования для датчика с катушкой № 2

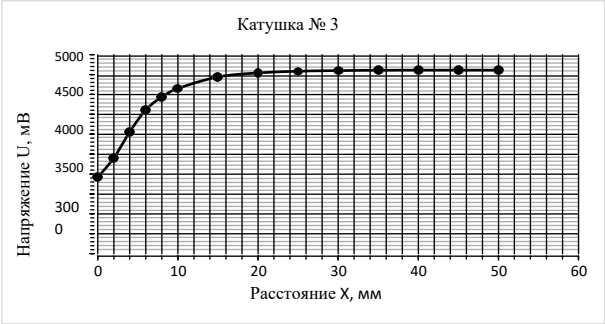


Рис. 7. График функции преобразования для датчика с катушкой № 3

Данные исследования позволяют сделать вывод: катушка № 1 с параметрами N1- L=107 мГн, R_1 = 35,5 Ом является наиболее чувствительной на очень узком интервале – от 1 до 5 мм, однако катушки 2 и 3 могут обеспечивать более широкий диапазон измерений – до 50 мм, что также является ценным свойством для системы измерительных преобразователей. В процессе изготовления катушке индуктивности были приняты разные методы намотки медной проволоки на средечник, что, безусловно, могло привести к изменению диапазона измерений

Библиографический список

1. Раннев Г.Г., Тарасенко А.П. Методы и средства измерений. М.: ACADEMA, 2003.
2. Карцев Е.А. Измерительные преобразователи. М.: МИЭМ, 1986.
3. Бриндли К. Измерительные преобразователи. Справочное пособие. М.: Энергоатомиздат, 1991. 144 с.
4. Дубовой Н.Д. Автоматические многофункциональные измерительные преобразователи. М.: Радио и связь, 1989. 256 с.
5. Нуберт Г. П. Измерительные преобразователи неэлектрических величин. М.: Энергия**,** 2009. 360 с.

УДК 62-83:621.314:621.382

А. А. Ефимов,* доктор технических наук, профессор
С.Ю. Мельников,* кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С АКТИВНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Для электропривода постоянного тока с трехфазными активными преобразователями тока и напряжения в среде MATLAB/Simulink были созданы моделирующие программы, позволяющие анализировать их динамические и энергетические показатели работы. Представлены результаты математического моделирования, на основании которых сформулированы практические рекомендации по их использованию с учетом выявленных достоинств и недостатков.

Ключевые слова: электроприводы постоянного тока, активные преобразователи тока и напряжения, математическое моделирование, динамические и энергетические характеристики.

A.A. Efimov,* Dr. Sc., Tech., Professor
S.Yu. Melnikov,* PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

SIMULATION OF ELECTRIC DRIVES WITH ACTIVE CONVERTERS

For the direct current electric drive with three-phase current and voltage source converters in the environment of MATLAB/Simulink, modeling programs were created, allowing to analyze their dynamic and energy performances. The results of mathematical modeling are presented, on the basis of which practical recommendations for their use are formulated, taking into account the identified strengths and weaknesses.

Keywords: direct current electric drives, current and voltage source converters, mathematical modeling, dynamic and energy performances.

В настоящее время в различных отраслях промышленности широко используются морально устаревшие электроприводы постоянного тока с тиристорными выпрямителями, управление которыми обеспечивается системами импульсно-фазового управления (СИФУ). Эти электроприводы, обладая хорошими динамическими и статическими характеристиками, характеризуются, как правило, низкими энергетическими показателями работы, обусловленными использованием тиристоров и СИФУ. Для модернизации этих электроприводов с целью повышения их энергетических показателей работы наиболее целесообразно использовать замену тиристорных выпрямителей с СИФУ на активные преобразователи (АП) с системами импульсно-модуляционного управления [1-3].

Вопросам реализации импульсно-модуляционных алгоритмов управления АП и создания их САУ посвящено достаточно много публикаций. Значительное

число работ посвящено вопросам их математического моделирования [1, 2, 6]. Однако работ, в которых было бы проведено сравнение систем электропривода с АП напряжения (АПН) и систем электропривода с АП тока (АПТ) по достижимым в них динамическим и энергетическим характеристикам, явно недостаточно.

Цель данной работы заключается в представлении имитационных математических моделей систем «Активный преобразователь напряжения – двигатель постоянного тока (АПН-ДПТ)» и «Активный преобразователь тока – двигатель постоянного тока (АПТ-ДПТ)», разработанных в среде MATLAB/Simulink, анализе полученных при их реализации динамических и энергетических показателей работы этих систем, а также формулирование практических рекомендаций по проведенным результатам сравнения.

В работе представлены разработанные имитационные модели систем электроприводов постоянного тока с трехфазным мостовым АПТ, компьютерная математическая модель которого опубликована в работах [4 – 6] и с трехфазным мостовым АПН, компьютерная математическая модель которого опубликована в работе [7]. В качестве ДПТ был выбран двигатель постоянного тока из типового перечня, имеющегося в системе MATLAB/Simulink, со следующими параметрами: $P_{ном}$ = 15 кВт, $U_{ном}$ = 240 В, $n_{ном}$ = 1750 об/мин, U_f = 300 В, R_a = 0,4114 Ом, L_a = 0,004895 Гн, R_f = 105,9 Ом, L_f = 27,65 Гн, La_f = 0,4038 Гн, J = 0,08321 кгм^2.

Так как задача данной работы заключалась в исследовании динамических и энергетических показателей работы систем АПН – ДПТ и АПТ – ДПТ, моделировались данные силовые схемы с замкнутыми системами стабилизации питающих напряжений ДПТ, которые изменялись в пределах, обеспечивающих работу ДПТ при изменении их частот вращения от номинальной до нулевой, без систем их регулирования, т.е. при естественной жесткости механических характеристик ДПТ. Разработанные имитационные модели систем АПН – ДПТ и АПТ – ДПТ приведены на рис. 1 и 2, соответственно.

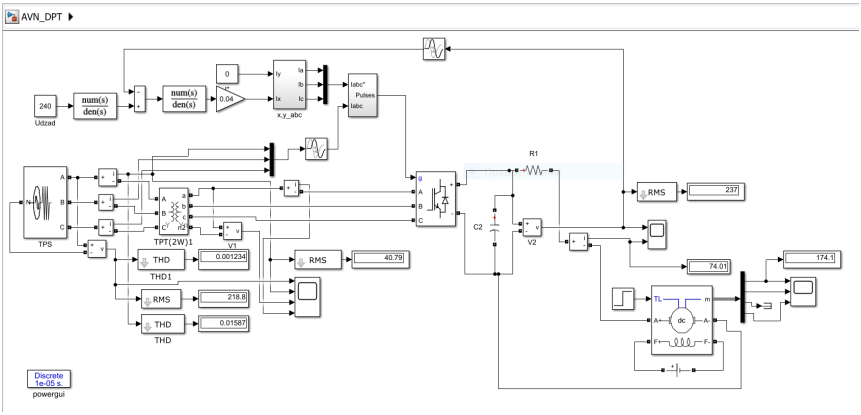


Рис. 1. Имитационная модель системы АПН – ДПТ

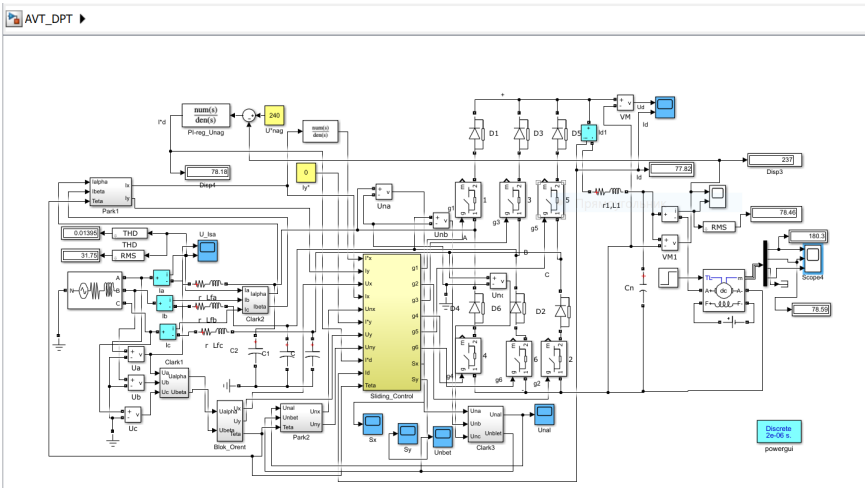


Рис. 2. Имитационная модель системы АПТ – ДПТ

В работе моделировались режимы пуска ДПТ от соответствующих активных преобразователей в замкнутых по выпрямленному напряжению системах стабилизации при различных значениях задающих напряжений, изменяющихся в пределах от 40 до 240 В, и последующего приложения номинального статического момента ДПТ, равного 83 Нм, в момент времени t = 0,1 с.

Так как АПН является повышающим преобразователем, для обеспечения возможности регулирования его выходного напряжения от номинального значения питания якорной цепи ДПТ (240 В) в сторону уменьшения, в силовой схеме был использован трехфазный трансформатор, заменяющий необходимый для работы АПН сетевой дроссель. Как было выявлено в процессе исследований, обеспечить приемлемую работу системы АПН – ДПТ во всем диапазоне изменения питающих напряжений (240…40 В) при постоянном значении коэффициента трансформации трансформатора не удалось. Также в процессе моделирования системы АПН – ДПТ изменялась величина ёмкости конденсатора в цепи выпрямленного напряжения от 500мкФ до 5000мкФ и настройки ПИ – регулятора питающего ДПТ напряжения, настроенного на симметричный оптимум. В модели системы АПТ – ДПТ никаких изменений параметров силовой схемы системы и ПИ-регулятора выпрямленного напряжения не потребовалось. Результаты, полученные при моделировании систем, представлены на рис. 3 и рис. 4.

На рис. 3 представлены следующие показатели работы для системы АПН-ДПТ при изменении величины задающего напряжения на входе системы стабилизации выпрямленного напряжения АПН U^*_d:

– η – КПД АПН;
– w – скорость вращения якоря ДПТ;
– $K_г$ – коэффициент гармоник сетевого тока АПН;

– δ – статическая точность стабилизации выпрямленного напряжения АПН;

– P_d –мощность в цепи выпрямленного напряжения АПН.

На рис. 4 представлены аналогичные показатели работы для системы АПТ-ДПТ.

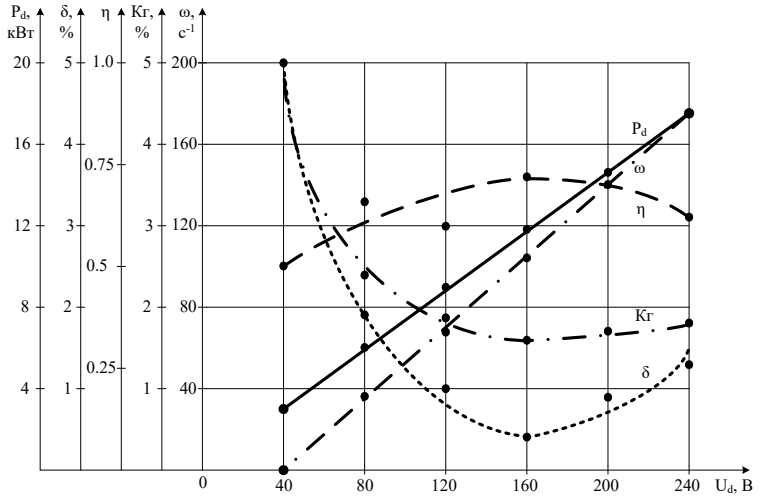


Рис. 3. Характеристики системы АПН-ДПТ

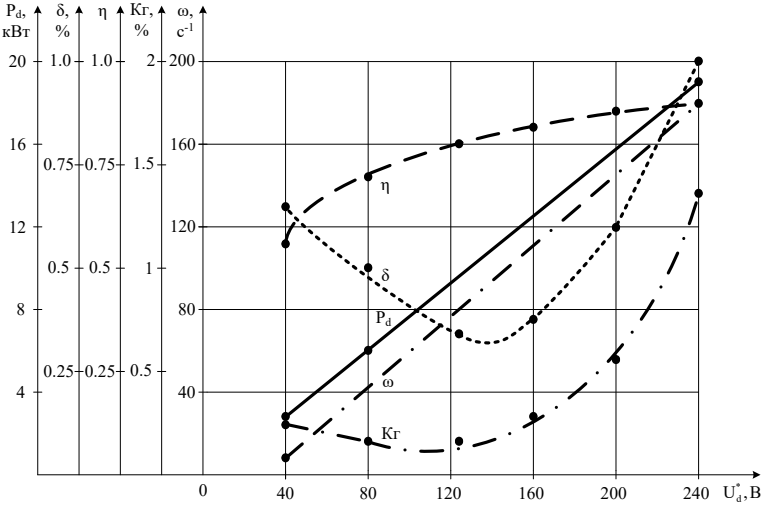


Рис. 4. Характеристики системы АПТ-ДПТ

Заключение

Полученные результаты моделирования свидетельствуют о более высоких показателях работы системы АПТ – ДПТ по сравнению с показателями системы АПН – ДПТ. При практически одинаковых мощностях и скоростях вращения ДПТ в обеих системах, точность стабилизации выпрямленного напряжения АПТ не превышает 1% при неизменной емкости в выходной цепи преобразователя, равной 500мкФ. Точность стабилизации выпрямленного напряжения АПН при U^*_d = 40 В составляет 5% при величине емкости, равной 5000мкФ. В системе с АПТ существенно ниже коэффициент гармоник сетевого тока (не превышает 1,5%), по сравнению аналогичным показателем системы с АПН, имеющей максимальное значение этого показателя на уровне 5%. Также система с АПТ обладает существенно большим КПД, что объясняется наличием в системе с АПН дополнительного трехфазного трансформатора, коэффициент трансформации которого при работе на меньших значениях U^*_d приходилось, кроме того, увеличивать. Единственным преимуществом АПН по сравнению с АПТ является более простые процессы его перевода из выпрямительного режима работы в режим сетевого инвертора и обратно, из инверторного в выпрямительный, обусловленные двухсторонней токовой проводимостью силовых ключей АПН.

Библиографический список

1. Ефимов А.А., Шрейнер Р.Т. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока. Новоуральск: НГТИ, 2001. 250 с.

2. Shreiner R. T., Efimov A. A., Kalygin A. I. Active Current Converter Mathematical Model. 9th International Conference and Exhibition on Power Electronics and Motion Control (EPE PEMC-2000). 5 – 7 September 2000, Proceedings, Kosice, Slovakia. Vol. 2. 2000. Pp. 2-193.

3. Ефимов А. А., Мухаматшин И. А. Управление активными преобразователями в системах электроснабжения и электропривода // Известия РАН. Энергетика. № 4. 2005. С. 91-112.

4. Шрейнер Р. Т., Ефимов А. А., Мухаматшин И. А. Релейное управление активными токовыми преобразователями частоты // Электротехника. № 9. 2005. С. 47-53.

5. Ефимов А. А., Косулин В. Д., Мельников С. Ю. Прогнозирующее релейно-векторное управление активными токовыми преобразователями // Информационно-управляющие системы. СПб.: ГУАП. 2014. № 4. С. 48-53.

6. Ефимов А.А. Моделирование системы управления в скользящем режиме активным преобразователем тока // Информационно-управляющие системы. СПб.: ГУАП. 2018. № 2. С. 49-59.

7. Ефимов А. А. Динамические и энергетические показатели активного преобразователя напряжения при его работе на повышенных частотах. Тр. XIV Междунар. науч.-техн. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (АПЭП-18). Новосибирск: НГТУ (2-6 октября 2018). Т. 7. С. 44-49.

УДК 004.75

С.А. Жмылёв*, аспирант
И.Г. Мартынчук*, студент
*Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ В СЕРВИСАХ АВТОМАСШТАБИРОВАНИЯ ОБЛАЧНЫХ СИСТЕМ

Рассматривается проблема прогнозирования нагрузки в подсистемах автоматического управления облачными системами. Предложены методы математического моделирования нестационарного процесса поступления запросов от пользователей в систему, позволяющие в результате сформировать аналитическую модель нагрузки. С помощью формируемых в реальном времени моделей синтезируется требуемая конфигурация облачной системы. Практическая значимость работы состоит в возможности использования разработанных методов в составе модулей автоматического масштабирования облачных систем, обеспечивая более эффективное управление их инфраструктурными ресурсами.

Ключевые слова: облачные системы, математическое моделирование, автоматическое масштабирование.

S.A. Zhmylev*, postgraduate student, assistant
I.G. Martynchuk*, student
*ITMO University

MATHEMATICAL MODELING IN CLOUD SYSTEMS AUTOSCALING

The problem of forecasting the workload in the auto-scaling services of cloud systems is considered. Methods are proposed for mathematical modeling of the non-stationary process of receiving users requests, allowing as a result to form an analytical model of the workload. Using the models generated in real time, the required configuration of the cloud system is synthesized. The practical significance of the work lies in the possibility of using the developed methods as part of the automatic scaling modules of cloud systems, ensuring more efficient management of their infrastructure resources.

Keywords: cloud systems, mathematical modeling, auto-scaling.

В связи с существенным расширением аудитории пользователей интернет-сервисов, повышением требований к качеству обслуживания, а также тенденцией перехода от размещения собственных аппаратных ресурсов в частных центрах обработки данных к услугам облачных провайдеров актуальной становится задача прогнозирования нагрузки на облачное приложение и управления ресурсами облачной системы в реальном времени. Под облачной системой понимается совокупность виртуализированных аппаратных ресурсов, используемая для выполнения облачных приложений. В свою очередь архитектура облачных приложений, в отличие от классических, подразумевает эффективное горизонтальное масштабирование. Это позволяет в реальном времени адапти-

ровать инфраструктуру облачного приложения к изменениям в нагрузочных процессах. Данный процесс называется автоматическим масштабированием облачного приложения.

В типовом случае, в контексте облачных систем могут быть выделены три заинтересованные стороны: пользователь облачной системы, владелец облачного приложения, владелец облачной системы. За счёт процесса автоматического масштабирования владелец облачного приложения может снизить затраты на аренду ресурсов облачной системы при неизменном качестве обслуживания пользовательских запросов. В то же время, путём выключения и перераспределения аппаратных мощностей, владелец облачной системы может снизить затраты на потребляемые энергетические ресурсы.

Выполнен анализ четырех наиболее распространенных систем с открытым исходным кодом: Apache CloudStack, OpenStack, OpenNebula и HPE Eucalyptus [1]. С использованием косвенных признаков: интерфейса конфигурации и пользовательских параметров, кроме того, выполнен анализ облачных систем с закрытым исходных кодом: Amazon AWS и VMware vSphere [2]. Во всех рассмотренных системах алгоритм автоматического масштабирования использует мгновенную загрузку аппаратных ресурсов в качестве условия для изменения числа запущенных копий облачного приложения. При достижении заданного верхнего порогового значения мгновенной загрузки происходит запуск очередного вычислительного узла, в результате чего величина загрузки уменьшается. Аналогичный процесс происходит при достижении заданной нижней границы загрузки: число вычислительных узлов уменьшается в соответствии с конфигурацией модуля автоматического масштабирования. То есть, используемые алгоритмы не учитывают исторических данных, а также не могут выполнять масштабирование на основании прогнозируемой нагрузки. Это позволяет сделать вывод о низкой эффективности используемых алгоритмов в условиях реальных нагрузок.

Поскольку известные аналитические методы теории массового обслуживания не позволяют строить модели нестационарных процессов, в работе предложен метод построения модели нестационарного процесса. Сформулирована следующая классификация нестационарных процессов. По характеру нестационарности: периодические, апериодические (например, затухающие) и хаотические. По задающим распределениям: с изменяющейся функцией распределения; с изменяющимся параметром закона распределения, но неизменной функцией распределения; с изменяющимся как параметром закона распределения, так и функцией распределения. На рис. 1 представлен график сетевой активности, полученный с крупнейшего транспортного сетевого узла России «Акционерное общество «Центр взаимодействия компьютерных сетей «МСК-IX» [3], в соответствии с которым можно сделать вывод, что протекающие в реальных системах процессы относятся к классу периодических нестационарных процессов.

Предложена следующая аналитическая форма для описания нестационарного распределения (1), задающего реальный нагрузочный процесс.

$$\begin{cases} f(x,t) = a(\lambda_f(t), x) \\ \lambda_f(t) = c(t) \end{cases} \quad (1)$$

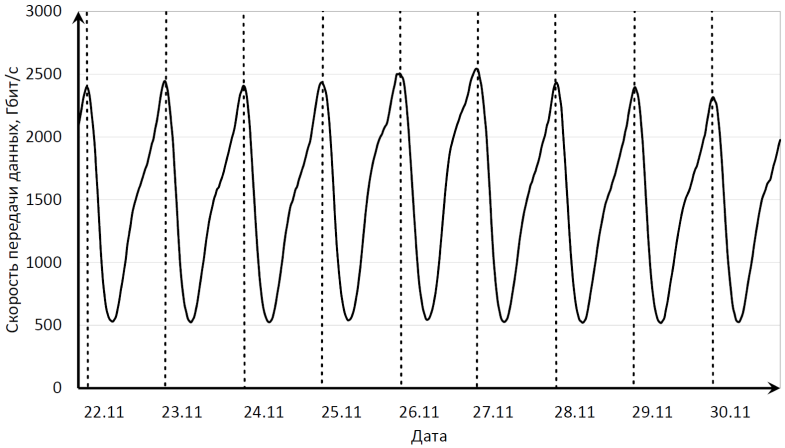


Рис. 1. График сетевой активности
крупнейшего транспортного сетевого узла России

В соответствии с формулой (1) любое нестационарное распределение может быть представлено совокупностью функции распределения $f(x,t)$ и временной зависимости параметра закона распределения $\lambda_f(t)$. Для перехода от реальной системы к модели, в первую очередь, необходимо получить выборку измерений заданного нагрузочного параметра. Затем следует осуществить переход к интенсивности поступающих запросов. Например, если в качестве измеряемой величины используется интервал времени между поступлениями пользовательских запросов, то мгновенная интенсивность может быть определена как обратная величина. Следующим этапом является определение длины периода для полученной функции интенсивности. Для этого можно использовать подходящие для облачных систем методы [4]. С помощью известной величины периода можно выполнить кусочное усреднение функции интенсивности, получив выборку усредненных точек λ'. Каждая такая точка является арифметическим средним выборки кратных периоду значений функции интенсивности. При этом, функцию распределения $f(x,t)$ можно получить с помощью аппроксимации данной выборки известными методами [5]. Затем выборку усреднённых значений λ' можно аппроксимировать известными функциями: синусоидой, полиномиальной или линейной. Для каждого результата аппроксимации необходимо рассчитать его коэффициент корреляции с исходной выборкой λ' и в качестве используемой временной зависимости параметра распределения $\lambda_f(t)$ выбрать результат аппроксимации с наибольшим значением коэффициента. В результате получаем модель нестационарного процесса в аналитическом виде.

Рассмотрим принципиальную схему связи пользовательской нагрузки с инфраструктурными компонентами облачных систем, представленную на рис. 2.

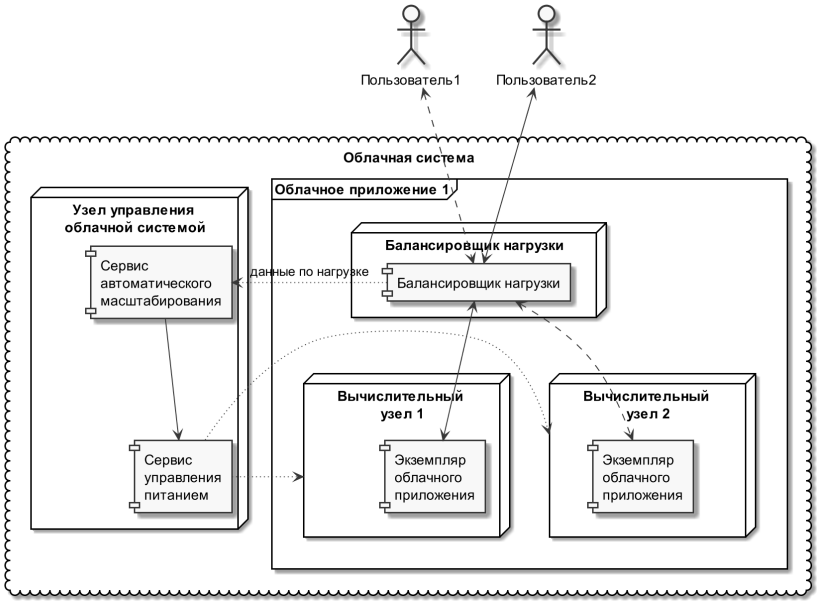


Рис. 2. Диаграмма компонентов облачной системы

Видно, что в реальной облачной системе зачастую функционируют более одного облачного приложения, в связи с этим, суммарный поток пользовательских запросов может быть декомпозирован на отдельные потоки к каждому облачному приложению. Если просуммировать максимальные значения интенсивностей, то можно сделать ошибочный вывод, что для обеспечения необходимой производительности требуется одновременная работа, как минимум, двух узлов. В то же время, если принять во внимание информацию о нестационарности, построить аналитические модели создаваемой пользователями нагрузки и рассчитать максимальную интенсивность суммарного потока, перегрузки может не возникнуть при работе всего одного узла.

Пусть имеется два нестационарных распределения, представленных в аналитическом виде (2) и (3) соответственно.

$$\begin{cases} f(x,t) = a(\lambda_f(t), x) \\ \lambda_f(t) = c(t) \end{cases} \tag{2}$$

$$\begin{cases} g(x,t) = b(\lambda_g(t), x) \\ \lambda_g(t) = d(t) \end{cases} \tag{3}$$

$$\begin{cases} S(x,t) = a(\lambda_f(t), x) \otimes b(\lambda_g(t), x) \\ \lambda_S(t) = c(t) + d(t) \end{cases} \tag{4}$$

$$\begin{cases} C(x,t) = \dfrac{a(\lambda_f(t),x) + b(\lambda_g(t),x)}{2} \\ \lambda_C(t) = c(t) + d(t) \end{cases} \quad (5)$$

В работе выявлено, что для определения суммы таких распределений можно рассчитать их свёртку (4), а для расчёта композиции – полусумму (5). При этом, в обоих случаях функция изменения параметра распределения может быть найдена как сумма соответствующих функций изменения параметров исходных распределений. Данные результаты были подтверждены в ходе многочисленных имитационных экспериментов в среде имитационного моделирования AnyLogic Professional 7.0.2. Результаты имитационных экспериментов представлены в табл. 1. В модели с одним обслуживающим прибором использованы два нестационарных распределения, интенсивность которых варьировалась в пределах от 0,03 $с^{-1}$ до 0,06 $с^{-1}$, соответственно. При этом интенсивность обслуживания составляла 0,1 $с^{-1}$.

Таблица 1

Результаты имитационных экспериментов

Функция интенсивности	Соотношение фаз интенсивностей входящих потоков	Максимальная нагрузка	Средняя загрузка
Синусоидальная	Синфазная интенсивность	1,198	$0,853 \pm 0,004$
	Смещение фазы интенсивности второго потока на π	0,901	$0,857 \pm 0,012$
	Смещение фазы интенсивности второго потока на $\pi / 2$	1,108	$0,858 \pm 0,01$
Пилообразная	Синфазная интенсивность	1,199	$0,832 \pm 0,08$
	Смещение фазы интенсивности второго потока на $\sqrt{\dfrac{0,03 + 0,06}{2}}$	0,998	$0,828 \pm 0,07$

При суммировании средних значений интенсивностей можно сделать ошибочный вывод [6], что система не перейдет в перегруженное состояние при интенсивности 0,09, то есть достаточно одного обслуживающего прибора, чтобы в системе не возникало массовых потерь заявок. В то же время, в системах с накопителем ограниченной ёмкости и синфазно меняющейся нагрузкой, массовые потери в таких системах возникнут. Если для оценки необходимого числа обслуживающих приборов использовать сумму максимальных интенсивностей, то в условиях противофазной нагрузки, в худшем случае, ровно 50 % оборудования будет простаивать.

В результате работы предложена классификация нестационарных процессов, предложено их аналитическое представление в виде совокупности функции плотности распределения и функции изменения параметра закона распределения во времени, а также сформулированы выражения для расчёта суммы и композиции нестационарных распределений. Полученные результаты подтвер-

ждены с помощью многочисленных имитационных экспериментов в среде имитационного моделирования AnyLogic Professional 7.0.2. Практическая значимость результатов состоит в том, что, в отличие от существующих способов автоматического управления облачными ресурсами, предложенный способ позволяет строить аналитические модели нестационарных нагрузочных процессов и более адекватно прогнозировать нагрузку на облачное приложение.

Библиографический список

1. Moreno-Vozmediano Rafael, Montero Ruben S, Llorente Ignacio M. Iaas cloud architecture: From virtualized datacenters to federated cloud infrastructures // Computer. 2012. Т. 45. No. 12. С. 65–72.

2. Chang Bao Rong, Tsai Hsiu-Fen, Chen Chi-Ming. Empirical analysis of server consolidation and desktop virtualization in cloud computing // Mathematical Problems in Engineering. 2013. Т. 2013.

3. Суммарный трафик участников, передаваемый через MSK-IX // Акционерное общество «Центр взаимодействия компьютерных сетей «МСК-IX». URL: https://www.msk-ix.ru/traffic/ (дата обращения: 13.02.2019).

4. Жмылёв С.А., Мартынчук И.Г., Киреев В.Ю., Алиев Т.И. Оценка длины периода нестационарных процессов в облачных системах // Изв. вузов. Приборостроение. 2018. Т. 61. № 8. С. 645—651.

5. Киреев В.Ю., Мартынчук И.Г., Жмылёв С.А. Аналитические методы исследования нестационарных процессов // Альманах научных работ молодых ученых Университета ИТМО. 2018. Т. 2. С. 258-261.

6. Bogatyrev V.A., Vinokurova M.S. Control and Safety of Operation of Duplicated Computer Systems // Communications in Computer and Information Science, IET-2017. Vol. 700. Pp. 331-342.

УДК 629.054

А.И. Задириенко*, студент
П.А. Назаренко*, студент
Н.А. Овчинникова*, кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

РАЗРАБОТКА ДАТЧИКА УГЛА АТАКИ НА МИКРОКОНТРОЛЛЕРЕ *ARDUINO* UNO

Целью данной работы является разработка измерителя угла атаки на базе современных устройств, обеспечивающего повышенную точность и надежность.

Предметом исследования являются передачи данных аэродинамических углов.

Ключевые слова: датчик угла атаки, микроконтроллер.

Введение

Научно-технический прогресс в воздушном транспорте предъявляет высокие требования к безопасности и регулярности полетов, это обуславливает необходимость оснащения летальных аппаратов различными информационно-измерительными приборами, обеспечивающими требуемое качество пилотирования и эффективность решения полетных задач.

При пилотировании летальных аппаратов достоверная информация об углах атаки и скольжения необходима на многих режимах, в частности, при взлете и посадке, полете на малой скорости, выполнении эволюции и, особенно при взлете на предельно допустимых режимах. Наличие достоверной информации по аэродинамическим углам позволяет выполнить указанные этапы полета при минимальном расходе топлива, повысить дальность и безопасность полета, наиболее полно использовать боевые и летно-технические возможности летальных аппаратов.

A.I. Zadirienko *, student
P.A. Nazarenko *, student
N.A. Ovchinnikova *, PhD, Associate Professor
*Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

DEVELOPMENT ATTACK ANGLE SENSOR ON THE ARDUINO UNO MICROCONTROLLER

The purpose of this work is to develop an angle of attack meter based on Modern devices that provide increased accuracy and reliability. The subject of research is the transmission of data from aerodynamic corners.

Keywords: angle of attack sensor, microcontroller.

Разработка функциональной схемы

В ходе разработки прибора для измерения аэродинамических углов (угла атаки) была спроектирована следующая функциональная схема.

Подключив все составляющие прибора, получаем готовую модель.

Для повышения точности результатов энкодера в схему были включены резисторы сопротивлением 1кОм. Данный способ подключения рекомендует производитель.

Запуск модели и мониторинг полученных результатов

При включении питания на дисплее появляется надпись «Izmeritel` ugla ataki».

Через 5 секунд приветствия прибор начинает свою работу.

В рамках опыта проводился мониторинг изменения угла атаки от внешнего воздействия на флюгер и, соответственно, на вал энкодера. На рисунке 5 запечатлен момент из опыта, на подходе угла атаки к «критической» (исключительно для данного эксперимента) точке в 60,5 градусов.

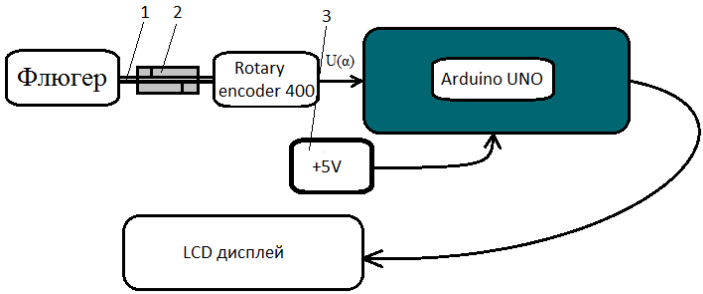


Рис. 1. Функциональная схема разрабатываемого прибора:
1 – вал флюгарки; 2-соединительная муфта;
3-батарея питания «Крона» 9V микроконтроллера Arduino UNO

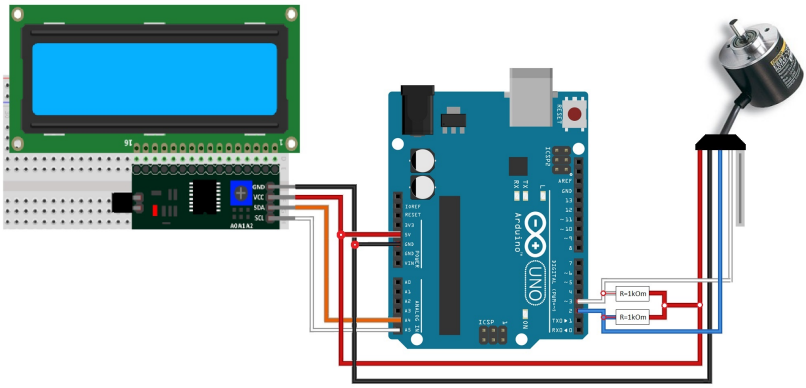


Рис. 2. Подключение элементов модели

Рис. 3. Внешний вид готовой модели

Выбранная для опыта «критическая» точка является настраиваемой программно и может быть смещена как в положительную, так и в отрицательную сторону. Данная величина была выбрана исключительно для наглядности эксперимента.

При переходе численного значения аэродинамического угла атаки за выбранную «критическую» точку на экране модели высвечивается надпись, предупреждающая об опасности, – «!ATTENTION!», но измерение моделью угла при этом не прекращается.

При возвращении численных значений угла в допустимый диапазон надпись «!ATTENTION!» пропадает и прибор продолжает измерения угла, как на рисунке 5.

Сигнал, полученный во время мониторинга, в результате поворота вала и,

соответственно, изменения аэродинамического угла атаки, более подробно можно отследить в среде Arduino IDE в разделе мониторинг COM-порта.

Во время мониторинга было получено примерно 10400 значений. По данным, полученным в результате мониторинга, в среде MathCad был построен график изменения угла атаки, который также соответствует углу поворота вала энкодера.

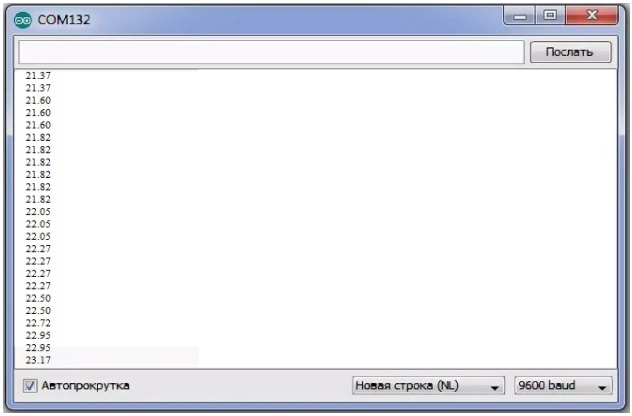


Рис. 4. Мониторинг COM-порта в среде Arduino IDE

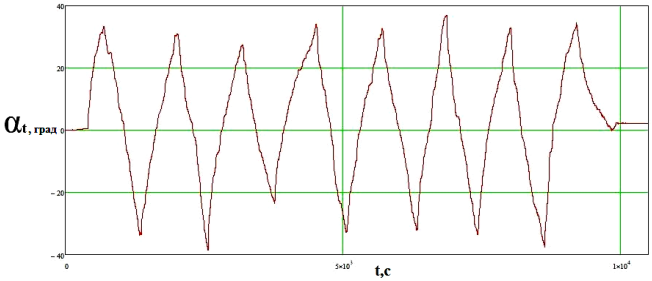


Рис. 5. Изменение угла атаки от внешнего воздействия на вал

Заключение

Использованный в данной работе инкрементальный датчик обладает достаточно высокой точностью, но инкрементальные датчики обладают рядом существенных минусов, один из которых – недостаточно большое количество меток для формирования сигнала. Если использовать абсолютные фотоэлектрические датчики, то точность полученных значений будет гораздо выше ввиду того, что у фотоэлектрических энкодеров число меток на диске в несколько раз больше. В модельном ряде фотоэлектрических энкодеров, находящихся в массовом производстве, есть модели с количеством меток, доходящим до 7200 штук на один оборот, против 400 меток в используемом, что может обеспечить превосходную точность измерений.

В проекте используется микроконтроллер Arduino UNO, который идеально подходит для решения таких задач, как обработка выходных сигналов цифровых датчиков-измерителей различных показателей.

Конструкция представленного в работе прибора сильно выигрывает у всех современных используемых датчиков, таких, как, например, ДАУ-85, по таким показателям как габариты, вес, простота и удобство производства, а также, что немаловажно, данный прибор предоставляет сигнал сразу в цифровом формате, а не в аналоговом, как это делают современные датчики.

Спроектированную в данной работе модель можно также использовать для лабораторных исследований по изучению в аэродинамической трубе аэродинамических характеристик различных профилей флюгеров

Библиографический список

1. Плата Arduino Uno: схема, описание, подключение устройства. URL: https://arduinomaster.ru/platy-arduino/plata-arduino-uno/ (дата обращения 22.12.2018).

2. Подключение и программирование Arduino. URL: http://electrik.info /main/praktika/1334-podklyuchenie-i-programmirovanie-arduino-dlya-nachinayuschih.html (дата обращения 22.12.2018).

3. Справочник программиста Arduino. URL: https://arduinoplus.ru/coding-arduino/ (дата обращения 22.12.2018).

4. Управление энкодером на 400 шагов. URL: http://www. avrki.ru/articles/content/ encoder_2/ (дата обращения 22.12.2018).

УДК 681.5

А.И. Казаков*, магистр
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

СПОСОБНОСТИ РОБОТА UR5 С ТЕХНИЧЕСКИМ ЗРЕНИЕМ

Рассмотрены задачи с применением машинного зрения на базе промышленного робота-манипулятора UR5. Представлен сравнительный анализ камер, разобраны проблемы с определением объектов в различных условиях.

Ключевые слова: робот UR5, машинное зрение, Omron, Cognex.

A.I. Kazakov*, master
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

UR5 ROBOT ABILITIES WITH TECHNICAL VISION

This article describes the tasks with the use of machine vision based on the industrial robot manipulator UR5. A comparative analysis of the cameras is presented, problems with the definition of objects in various conditions are analyzed.

Keywords: UR5 robot, machine vision, Omron, Cognex.

Введение

Роботизированная рука получила широкое применение в промышленности. Она может заменить труд человека в тривиальных задачах, которые можно охарактеризовать как повторяющиеся или требующие большой подъемной силы. Человеческий труд на производственной линии подвержен усталости, и манипуляторы, обладая высокой повторяемостью и надежностью, заменяют его, поэтому компании постепенно сокращают количество людей, устанавливая на их места автоматизированные системы.

Кинематику промышленных роботов можно разделить на два основных типа: прямую кинематику и обратную. Преобразование значений углов суставов робота в значения декартовой системы координат называется прямой задачей кинематики, а противоположное преобразование – обратной задачей кинематики [1]. Эффективный алгоритм применения кинематики может увеличить скорость робота, получая манипуляции, которые ведут к кратчайшему пути.

Манипулятор робота достаточно сложный механизм изготавливается с 3 или более степенями свободы, чтобы точно выполнять человеческие задачи. Однако простые системы ограничены жестко закодированными движениями и не могут адаптироваться к каким-либо изменениям в объемной задаче. Спецификация системы зависит от области применения. По мере увеличения области действия система может нуждаться в соответствующей модификации для удовлетворения потребностей приложения. Зачастую это приводит к внедрению конкретных подсистем в текущий проект и служит альтернативой готовым рыночным решениям. Компьютерное зрение способно решать несколько проблем, и распознавание объектов считается одним из самых приоритетных [2,3].

Поэтому роботизированный манипулятор UR5 [4,5] был модифицирован промышленными камерами, что привело к расширению возможностей системы. С тех пор система получила такие функции, как автономное движение и обнаружение предметов.

Основная часть

Для камеры FQ2 задача заключалась в определении местоположения и угла поворота мини-трансформаторов в производственной коробке. Реальная система показана на рис. 1а. Для поиска использовался инструмент Shape Search III (рис. 1б). Из-за наличия других объектов на подносе, необходимо было увеличить процент совпадений с шаблоном. В качестве энд-эффектора использовался захват Schunk Co-act Gripper. Следует отметить, что данная камера имеет ручную настройку фокуса. Для снятия изображения и последующей обработки можно применять два способа управления камерой: либо подачей импульса на триггер, а именно на цифровой вход, либо отправкой команды по Ethernet. В нашем случае использовался второй вариант.

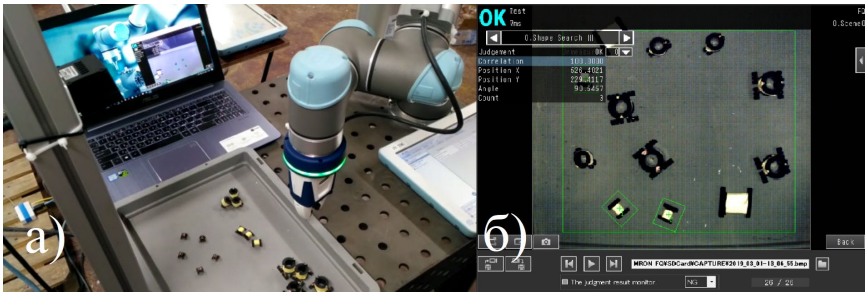


Рис. 1. Система технического зрения Omron FQ2 (а – Робот UR5 с камерой, б – изображение, полученное в процессе тестирования)

Программа выполняется в следующем порядке:

1. Выход робота в стартовую позицию.
2. Подключение робота к камере.
3. Отправка команды камере.
4. Создание снимка, вычисление координат и ориентации детали, отправка массива данных роботу.
5. Обработка роботом информации, вычисление координаты точки.
6. Перестановка деталей роботом.

Для второй камеры Insight 7802M от Cognex задача была сложнее. В ней приходилось определять дефекты по краям прозрачных объектов – трубок, которые не превышают 1 см в длине. Внешний вид таких трубок представлен на рис. 2а.

Из-за прозрачного материала задача усложнялась, так как не было видно четкого контура детали, а также появлялись отблески из-за внешнего освещения. Проблема решилась добавлением контр-освещения (рис. 2б).

Рис. 2. Задача по определению дефектов на трубках
(а – внешний вид пластиковых трубок,
б – изображение с камеры Insight 7802M)

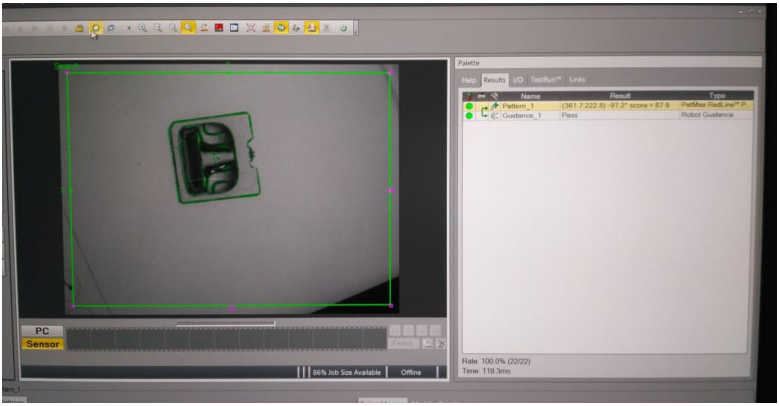


Рис. 3. Поиск светодиодных линз

Программа робота совпадает с той, что использовалась с камерой FQ2, однако калибровка камеры отличается. Для данной модели имеется базовое программное обеспечение, используемое роботами, в том числе и UR.

Другой проект был реализован с этой камерой для поиска светодиодных линз (рис. 3). Наличие обратного освещения позволяет четко определять контуры детали.

Заключение

Таким образом, техническое зрение позволяет расширить любую программу и сделать робота многопрофильным. В настоящее время большинство из камер выполняют все вычисления сами, без привлечения дополнительных усилий со стороны робота. Но не все камеры способны выполнять свои функции одинаково. Камера FQ2 является цветной, однако у нее на порядок ниже разрешение и достаточно меньшее количество инструментов для идентификации. Также в ней отсутствует автофокус. Что касается камеры Insight 7802M,

то она, будучи являясь монохромной, имеет преимущества во всем остальном. Следует отметить, что в ценовой политике отмечается прямая зависимость: стоимость камеры фирмы Cognex в 3 раза выше камеры от Omron. Расширить возможности любой системы технического зрения возможно при помощи дополнительных компонентов, например, световым столом, объективом или дополнительным внешним освещением.

Библиографический список

1. Юревич Е. И. Основы робототехники. 4-е изд., перераб. и доп. СПб.: БХВ-Петербург, 2017. 304 с.

2. Дятлов, Е. И. Машинное зрение (аналитический обзор). Математические машины и системы 2, 2013.

3. Pérez Luis, et al. "Robot guidance using machine vision techniques in industrial environments: A comparative review." Sensors 16.3 (2016): 335.

4. THE UR5 – A FLEXIBLE COLLABORATIVE ROBOT ARM URL: https://www.universal-robots.com/ (дата обращения: 02.04.2019).

5. Pedersen Mikkel Rath, et al. Robot skills for manufacturing: From concept to industrial deployment. Robotics and Computer-Integrated Manufacturing. 2016. No. 37. Pp. 282-291.

УДК 621.318.56

Е.С. Квас*, ассистент
В.П. Кузьменко*, аспирант
А.В. Рысин*, магистрант
О.Я. Солёная*, кандидат технических наук, доцент
В.Ф. Шишлаков*, доктор технических наук, профессор
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ПРОБЛЕМЫ ПРИМЕНЕНИЯ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ В УПРАВЛЕНИИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМИ УСТРОЙСТВАМИ

Рассмотрены методы решения проблем применения систем автоматики в управлении электромеханическими устройствами.

Ключевые слова: системы автоматики, управление электромеханическими устройствами, токовый интерфейс, широтно-импульсная модуляция.

E.S. Kvass*, Assistant
V.P. Kuzmenko*, graduate student
A.V. Rysin*, master student
O.Y. Solenaya*, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor
V.F. Shishlakov*, doctor of technical sciences, professor
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

PROBLEMS OF APPLICATION OF AUTOMATION SYSTEMS IN THE CONTROL OF ELECTROMECHANICAL DEVICES

The methods of solving the problems of using automation systems in the control of electromechanical devices are considered.

Keywords: automation systems, control of electromechanical devices, current interface, pulse-width modulation.

Рассматриваются проблемы применения систем автоматики в управлении электромеханическими устройствами, а также способы их решения. Электромеханические устройства (ЭМУ) – это класс технических средств автоматики, в основе работы которых лежит электромеханическое преобразование энергии и сигналов. В таких устройствах электромеханическое преобразование как правило сопровождается коммутацией управляющих сигналов (геркон, датчик давления, реле потока воздуха и жидкости).

Технические системы насыщены разнообразными ЭМУ. От их надежной и точной работы зависит качество и безопасность технологических и ситуационных процессов, процессов жизнеобеспечения. Автоматизация такого оборудования гарантирует заданные параметры их функционирования, обеспечивающие надежность, работоспособность и экономию ресурсов.

В основном ЭМУ используются в системах автоматизации и диспетчеризации. Также ЭМУ могут послужить сигналами аварий, релейных систем

управления. Основное преимущество таких устройств – это простота использования и применения. В настоящее время повсеместно используются такие устройства как: реле, различного вида привода, концевые устройства, сигнализаторы, индикационные устройства

Реле – это устройство, преобразующее электрический ток в электромагнитное излучение. Используется для коммутации сигналов управления, а также включения потребителей повышенной мощности (контакторы). Основным недостатком таких устройств является: малая скорость работы; ограниченный электрический и механический ресурс; создание радиопомех при замыкании и размыкании контактов; проблемы при коммутации индуктивных нагрузок и высоковольтных нагрузок на постоянном токе. При коммутации может произойти «сваривание» контактов, что выводит из строя данное ЭМУ. В последствии это может послужить к ложному срабатыванию сигналу аварий [1].

Привода – это механизм, который совершает работу по открытию/закрытию исполнительных устройств (3-х ходовой клапан, шторы, двери). Основная проблема данных приводов является ограниченное число циклов за единицу времени. Поскольку в данных устройствах используется электродвигатель, который защищается от перегревания обмоток двигателя, что в последствии может привести к их выходу из строя. Основное место применение данных устройств – умные дома (шторы) и сервопривода различного назначения [2, 3].

Концевые устройства – устройство состояния исполнительных устройств и работоспособности систем, например, геркон, концевой выключатель.

Сигнализаторы служат для однозначного понимания состояния работоспособности системы. Примерами таких датчиков являются: реле потока жидкости и воздуха, датчик перепада давления. Такие датчики часто применяются в системах кондиционирования и водоснабжения. Минусами этих устройств является: залипание контактов, окисление контактов, отсутвие контроля линии (не известно в каком состоянии находится устройство).

Индикационные устройства служат для отражения действительного состояния системы и режима ее работы. Такими устройствами являются: реле контроля фаз, реле напряжения. Используются в основном в энергетике. Главными недостатками использования этих устройств являются: низкая помехоустойчивость интерфейсов, дороговизна соединительного кабеля.

При автоматизации технологических процессов используются различные датчики и исполнительные устройства, связанные с контроллерами или модулями ввода-вывода, которые получают от датчиков измеренные значения физических величин и управляют исполнительными устройствами [4]. Для взаимозаменяемости модулей ввода-вывода приняты несколько унифицированных интерфейсов аналоговых сигналов.

Сигнал напряжением 0-10 В. При использовании этого типа сигнала для получения информации с датчика весь диапазон измерения делится на диапазон напряжения 0-10 В. Например, если датчик температуры имеет диапазон -50…+50 °С. Тогда при -50 °С на выходе датчика будет 0 В, а при +50 °С – 10 В. Все промежуточные значения находятся из пропорции.

«Токовая петля»: унифицированный аналоговый сигнал 4-20 мА. Аналоговый сигнал 4-20 мА так же как сигнал напряжения 0-10 В используется в автоматике для получения информации от датчиков и управления различными устройствами. По сравнению с сигналом 0-10 В сигнал 4-20 мА имеет ряд преимуществ:

1. Токовый сигнал можно передать на большие расстояния в сравнении с сигналом 0-10 В, в котором происходит падение напряжения на длинной линии, обусловленное сопротивлением проводников.

2. Можно диагностировать обрыв линии, т.к. рабочий диапазон сигнала начинается от 4 мА. Поэтому если на входе 0 мА — значит на линии обрыв.

3. Токовый сигнал более помехоустойчив, в отличии от напряжения 0-10 В.

Управление различными устройствами с помощью токового сигнала ничем не отличается от управления с помощью сигнала напряжения. Только в данном случае нужен уже источник не напряжения, а тока.

Если устройство имеет управляющий вход 4-20 мА, то таким устройством может управлять контроллер или другое интеллектуальное устройство, имеющее соответствующий выход. Например, если мы хотим плавно открывать вентиль, имеющий электропривод со входом 4-20 мА. Если подать на вход сигнал тока 4 мА, тогда вентиль будет полностью закрыт, а если подать 20 мА — полностью открыт.

Зачастую аналоговый выход датчика, контроллера или другого устройства — пассивный, то есть не может являться источником тока без внешнего питания. Поэтому при проектировании схемы автоматики изучают характеристики аналоговых выходов используемых устройств, и если они пассивные – добавляют в схему внешний источник питания для пропитки токовой петли.

При измерении физической величины (температуры, влажности, загазованности) датчики преобразуют ее значение в ток, напряжение, сопротивление, емкость (в зависимости от принципа работы датчика). Для того, чтобы привести выходной сигнал датчика к унифицированному сигналу используют нормирующие преобразователи.

Нормирующий преобразователь — устройство, приводящее сигнал первичного преобразователя к унифицированному сигналу тока или напряжения [5].

ШИМ сигнал – это процесс управления мощностью путем изменения скважности импульсов. В режиме аналогового регулирования логическое устройство рассчитывает отклонение текущего значения контролируемой величины от заданной уставки (рассогласование). В результате на выходе регулятора вырабатывается аналоговый сигнал, который направлен на уменьшение рассогласования. Этот сигнал подается на исполнительное устройство регулятора в виде тока или последовательности импульсов (ШИМ).

Если выходное устройство регулятора дискретного типа (реле, симисторная оптопара, выход для управления твердотельным реле), выходной сигнал преобразуется в последовательность управляющих импульсов с некоторой длительностью.

У данного способа управление есть несколько недостатков:

Наводка на интерфейсный кабель, сложность программирования системы управления исполнительных устройств, малое количество устройств, работающих с этим интерфейсом относительно других унифицированных сигналов.

Рассмотренные проблемы управления датчиками решаются своевременным техническим обслуживанием, экранированием как сигнальных проводов, так и наводящих кабелей, удаление проводов от источника наводки и «шума», уменьшение амплитуды наводящего напряжения и его частоты, скрутка сигнальных проводов.

Основная проблема использования электромеханических устройств – это отсутствие обратной связи с контроллером. В основном это всякого рода привода. На практике случаются ситуации, когда команда на открытие или закрытие штор (в данном случаи речь идет о защитных шторах на входе воздуховода канала вентиляции) отправлена, а контроллер не может обработать сигнал, что происходит с системой в данный момент и начинается запуск системы, что приводит к непоправимым последствиям (воздуховод или разрывается, если система работает как вытяжка, или складывается, если система работает как приток). Что бы обойти все эти недостатки электромеханических устройств, систему автоматизации приходится наращивать, устанавливать дополнительные датчики, дорабатывать алгоритмы работы систем автоматизации с учетом всех дополнительных условий. Происходит удорожание системы (дополнительное оборудование), удорожание работ (прокладка дополнительных кабельных линий), а также расходы на разработку сложного алгоритма работы системы.

К проектированию автоматизации промышленных процессов необходимо подходить с большой ответственностью, проектировщик должен однозначно понимать критичность использования электромеханических устройств. Проработать все нештатные ситуации и подобрать решение, которое может покрыть данные проблемы.

Выбор электромеханических устройств должен отталкиваться от условий эксплуатации, к сожалению не все ставят данное условие во главе этапов выбора оборудования.

Библиографический список

1. Гуревич В.И. Электрические реле. Устройство, принцип действия и применения: Настольная книга электротехника. М.:СОЛОН-Пр., ДМК Пресс, 2013. 688 с.

2. Москаленко В.В. Электрический привод. М.:НИЦ ИНФРА-М, 2015. 400 с.

3. Матяш С.П., Речкин С.В. Пневматический привод автотракторной техники. Новосибирск: НГАУ, 2013. 198 с.

4. Датчики в системах автоматики на горных предприятиях / Б.С. Заварыкин, Е.В. Гаврилова, О.А. Ковалёва, О.А. Кручек. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2014. 132 с.

5. Промышленная автоматизация. URL: http://lazysmart.ru/osnovy-avtomatiki/unifitsirovanny-e-analogovy-e-signaly-v-sistemah-avtomatiki/ (дата обращения: 26.02.2019).

УДК 621.318.56

Е.С. Квас*,* ассистент
В.П. Кузьменко*,* аспирант
А.В. Рысин*,* магистрант
С.В. Солёный*,* кандидат технических наук, доцент
В.Ф. Шишлаков*,* доктор технических наук, профессор
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

МОНИТОРИНГ АВАРИЙ И ПРОМЕЖУТОЧНОГО ПОЛОЖЕНИЯ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

Рассмотрены проблемные вопросы, связанные с применением электромеханических устройств, а именно с невозможностью диагностирования выхода их из строя и раскрыты методы решения данных проблем.

Ключевые слова: реле, привод, управление электромеханическими устройствами, токовый интерфейс, широтно-импульсная модуляция.

E.S. Kvass*,* assistant
V.P. Kuzmenko*,* graduate student
A.V. Rysin*,* master student
S.V. Soleniy*,* Candidate of Technical Sciences, Associate Professor
V.F. Shishlakov*,* doctor of technical sciences, professor
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

MONITORING OF ACCIDENTS AND INTERMEDIATE POSITION OF ELECTROMECHANICAL ACTUATORS

The problematic issues associated with the use of electromechanical devices, namely the impossibility of diagnosing their failure and the methods of solving these problems are disclosed.

Keywords: relay, drive, control of electromechanical devices, current interface, pulse-width modulation.

Электромеханические исполнительные устройства (ЭМУ) предназначены для воздействия на управляемый объект или его органы управления. Исполнительные устройства должны иметь минимальную зону нечувствительности. Это зона, в пределах которой изменение управляющего сигнала не вызывает перемещения управляющего органа. Исполнительное устройство должно обладать высоким быстродействием, иметь малую потребляемую мощность и быть простым и экономичным при регулировании выходной величины. Также мощность исполнительного устройства должна быть больше мощности, необходимой для приведения в движение объекта или органов его управления. В качестве исполнительных устройств применяются: реле, контакторы, различного вида приводы, концевые устройства, сигнализаторы, индикационные устройства.

Классическое реле – это электромеханическое устройство, реагирующее на изменение некоторых факторов замыканием или размыканием своих контактов. По принципу действия электромеханические реле разделяют на электромагнитные, магнитоэлектрические, электродинамические и индукционные. Электромагнитные, в основном, служат для коммутации электрических цепей и подразделяются на реле постоянного или переменного тока. При пропускании управляющего тока через катушку электромагнита создается магнитное поле, притягивающее якорь к сердечнику, что в последствии замыкает контакты. Магнитоэлектрическое реле состоят из постоянного магнита и поворотной рамки, по которой протекает управляющий ток. При пропускании тока рамка стремится повернутся и замыкает один из двух контактов, в зависимости от полярности управляющего тока. Электродинамические реле схоже с магнитоэлектрическим реле, но вместо постоянного магнита применяется неподвижный электромагнит постоянного тока. Индукционные реле применяются в цепях переменного тока, в качестве защиты или как реле скорости. Принцип действия основан на взаимодействии переменных магнитных потоков с токами, индуцируемыми этими потоками на медном или алюминиевом диске [1].

Электромеханические привода бывают следующих видов:

– привод с возвратной пружиной;

– сервопривод с сигналом управления 0-10 В по напряжению и 4-20 мА по току (широтно-импульсная модуляция (ШИМ);

– электропривод с концевыми выключателями.

Сервопривод с возвратной пружиной применяется в автоматизации системы вентиляции для управления штор на воздуховоде. Принцип действия основан на применении электропривода на который подается питание для открытия, при отключении питания данный привод закрывается под действием пружины. Данное свойство используется в системах противопожарной сигнализации в которой используется алгоритм «питание выключено – все закрыто».

Сервопривод с сигналом управления ШИМ используется в системах автоматизации отопления.

Электропривод с концевыми выключателями устанавливают в конструктив с цепной передачей вращения (шторы, ворота и тд.).

Также электромеханические устройства выполняют роль сигнализатора (реле потока воздуха, жидкости, концевые устройства). Данный тип ЭМУ широко используется в системах автоматизации технологических процессов.

Основная проблема использования реле – неправильно рассчитанная нагрузка, что может привести к свариванию контактов. Диагностировать данный вид неисправности невозможно, поскольку контроллер не получает обратной связи от реле, поскольку в реле все контакты гальванически развязаны и, следовательно, даже если диспетчеризировать управляющий сигнал на реле (реле разомкнуто, реле замкнуто) мы будем понимать о состоянии соседней группы контактов. Система автоматизации будет понимать, что реле выключено, а на самом деле на конечное устройство будет подаваться питание, что может привести к выходу из строя устройства или подвергнуть опасности обслуживающий персонал (поражение электрическим током, соприкосновение с движущимися частями агрегатов) [2].

Проблематика электроприводов заключается в наводке на интерфейс связи, что может привести к некорректной работе системы или неверной диспетчеризации сигналов. Например, при подаче сигнала 0-10 В на провод может наводится дополнительно 1-2 В и скорость или положение сервопривода будет отличатся от необходимого. Также при использовании диспетчеризации на исполнительное устройство может подаваться сигнал 5 В, но обратная связь будет показывать до 7 В из-за наводок с силовых кабелей или мощного электрооборудования [3].

Основными способами решения описанных проблем является применение своевременного техническое обслуживания, проверка (ручное включение и выключение) агрегатов, использование интерфейсного экранированного кабеля, подключение всех выходных сигналов для диспетчеризации (концевые положения, обратная связь с устройствами).

Библиографический список:

1. Ершов Ю.А., Халезина О.П., Малеев А.В. и др. Электроэнергетика. Релейная защита и автоматика электроэнергетических систем. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2012. 68 с.

2. Захаров О.Г. Надежность цифровых устройств релейной защиты. Показатели. Требования. Оценки. М.: Инфра-инженерия, 2014. 128 с.

3. Гуревич В.И. Устройства электропитания релейной защиты: проблемы и решения. М.: Инфра-Инженерия, 2013. 288 с.

УДК 621.38

И. Г. Криволапчук*,* старший преподаватель
Е. Ю. Ватаева*,* ассистент
Н. В. Решетникова*,* старший преподаватель
В. Ф. Шишлаков*,* доктор технических наук, профессор
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

РЕГУЛЯТОР НА БАЗЕ НЕТОЧНЫХ МНОЖЕСТВ

В работе рассматривается построение регулятора на основе неточных множеств для нелинейных и нестационарных систем автоматического управления (САУ). Приводятся результаты построения неточного регулятора для объекта – обратный маятник.

Ключевые слова: неточные множества, таблица выводов, набор правил, управление.

I. G. Krivolapchuk*,* Senior lecturer
E. Yu. Vataeva*,* Assistant
N. V. Reshetnikova*,* Senior lecturer
V. F. Shishlakov*,* Dr. Sc., Tech., Professor
*Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ROUGH SETS BASED CONTROLLER

The paper discusses the construction of a controller based on rough sets for nonlinear and non-stationary automatic control systems (ACS). The results of constructing an inaccurate controller for an object — the inverse pendulum — are given.

Keywords: rough sets, decision table, rule set, control.

Методы синтеза систем управления, практически используемые в настоящее время, могут быть условно разделены на три категории:

- классические методы, основанные на знании свойств динамики конкретной системы;
- методы, основанные на использовании переменных состояния и описании поведения системы в пространстве состояний;
- управление, базирующееся на наборе правил.

Первые две категории имеют достаточно длинную историю применения и хорошо проработанную теорию, но для их эффективного использования управляемая система должна иметь достаточно полное описание свойств в соответствующей применяемому методу форме. Во многих случаях бывает достаточно сложно создать адекватное описание системы, пригодное для построения регулятора, особенно для существенно нелинейных и нестационарных систем. В этих случаях применение регулятора на основе правил может не только решить проблему построения системы управления, но и оказаться единственно возможным решением, дающим удовлетворительные результаты.

Управление на основе правил строится на наборе экспертных знаний о системе или умений оператора. Знания представляются в виде множества условных операторов вида

ЕСЛИ {множество условий} **ТОГДА** {множество действий}. (1)

Структура, интерпретация и использование представленных выражений для синтеза регулятора зависит от конкретного подхода к построению системы управления.

Одним из наиболее распространенных методов построения регуляторов с использованием правил является метод нечеткого управления (Fuzzy Control). Использование теории нечетких множеств [1] для синтеза управления опирается на предположение, что оператор может описать последовательность и характер своих действий в терминах естественного языка. В этом случае операторы (1) будут представлены в виде нечетких правил вывода, подобных следующему примеру, характерному для типичной следящей системы управления:

IF {Ошибка **is** БольшаяОтрицательная **and**
ИзмОшибки **is** СреднееПоложительное } **THEN** { Управление
is МалоеПоложительное }. (2)

Это правило использует приблизительные словесные описания величины сигналов ошибки, скорости ее изменения и вырабатываемого управления. Практическое применение нечетких правил вывода в регуляторах требует выполнения следующих условий:

1. должно существовать отображение множества измерений сигналов на соответствующее множество лингвистических описаний сигналов;
2. множество лингвистических значений, получаемых как результат использования правил вывода, должно отображаться на множество значений управляющих сигналов.

Процессы нахождения соответствующих отображений – фаззификация и дефаззификация – во многом определяют эффективность и качество работы получаемого регулятора.

Теория неточных множеств [2, 3] предлагает иной подход к построению регуляторов на базе правил. В отличие от теории нечетких множеств, оперирующей понятием нечеткой функции принадлежности, используются четкие значения, как при определении множества условий, так и при формировании действий, отвечающих конкретным условиям. При этом представление знаний сильно упрощается, и может базироваться, например, на таблице решений (выводов), по типу представленной на рис. 1.

Каждая строка этой таблицы содержит ровно одно правило вывода, соответствующее форме выражения (1):

$$\mathbf{r_i}\text{: } \mathbf{IF}\ A_1=a_1^{(i)}\ \mathbf{AND}\ A_2=a_2^{(i)}\ \mathbf{AND}\ \ldots\ \mathbf{AND}\ A_M= a_M^{(i)}\ \mathbf{THEN}\ D_1=d_1^{(i)}, \ldots, D_K=d_K^{(i)}. \quad (3)$$

	Атрибуты условий				***Атрибуты решений***			
Правило 1	$a_1^{(1)}$	…	$a_m^{(1)}$	…	$a_M^{(1)}$	$d_1^{(1)}$	…	$d_K^{(1)}$
…	…		…		…	…		…
Правило *i*	$a_1^{(i)}$	…	$a_m^{(i)}$	…	$a_M^{(i)}$	$d_1^{(i)}$	…	$d_K^{(i)}$
…	…		…		…	…		…
Правило N	$a_1^{(N)}$	…	$a_m^{(N)}$	…	$a_M^{(N)}$	$d_1^{(N)}$	…	$d_K^{(N)}$

Рис. 1. Таблица выводов

Для случая, когда значения атрибутов условий определяются как диапазоны значений, например, $a_1^{(i)} \le a_1 \le a_1^{(i+1)}$, $a_2^{(i)} \le a_2 \le a_2^{(i+1)}$, …, $a_M^{(i)} \le a_M \le a_M^{(i+1)}$, выражение (3) может быть представлено в виде

$$\mathbf{r_i}\text{: } \mathbf{IF}\ A_1=\alpha^{(i)}\ \mathbf{AND}\ A_2=\beta^{(i)}\ \mathbf{AND}\ \ldots\ \mathbf{AND}\ A_M=\gamma^{(i)}\ \mathbf{THEN}\ D=\delta^{(i)}, \qquad (4)$$

где $\alpha^{(i)} = [a_1^{(i)}, a_1^{(i+1)}]$, $\beta^{(i)} = [a_2^{(i)}, a_2^{(i+1)}]$, $\gamma^{(i)} = [a_M^{(i)}, a_M^{(i+1)}]$, $\delta^{(i)} = [d^{(i)}, d^{(i+1)}]$, и принимая, что $d^{(i)} < d^{(i+1)}$.

Для получения численного значения выходного сигнала может быть использовано следующее интерполяционное выражение:

$$d = d^{(i)} + \frac{d^{(i+1)} - d^{(i)}}{N} \cdot \sum_{n=1}^{N} \frac{a_n - a_n^{(i)}}{a_n^{(i+1)} - a_n^{(i)}}. \qquad (5)$$

Применительно к задачам управления в реальном времени теория неточных множеств позволяет решить следующие задачи:

- сформировать набор неявных правил принятия решений на основе действий человека-оператора при управлении объектом (обучение на примерах);
- протестировать полученные правила на предмет полноты и непротиворечивости, используя оператора в качестве источника образцовых решений;
- минимизировать итоговую таблицу правил для использования ее в регуляторе.

Структура регулятора на основе нестрогих множеств в целом соответствует обобщенной структуре регулятора на основе правил и включает в себя следующие блоки (рис. 2):

- входной аналого-цифровой преобразователь-классификатор;
- машину выводов;
- таблично-ориентированную базу знаний;
- выходной цифро-аналоговый преобразователь, формирующий сигнал управления на основе сформированных машиной выводов решений.

Одним из серьезных недостатков, свойственных регуляторам различных типов, является невозможность изменения настроек вслед за изменением параметров управляемого объекта, что может привести как к ухудшению качественных показателей системы, так к полной потере работоспособности. Рассматриваемый подход к построению регулятора позволяет перенастроить его параметры за счет использования множества таблиц решений в составе базы знаний, переключаемых в зависимости от состояния объекта, или применением динамически изменяемых атрибутов.

Рис. 2. Структура регулятора

В качестве объекта управления для тестирования описываемого подхода был выбран так называемый «обратный маятник», отличающийся от классического варианта способом перемещения опоры маятника – в данном случае маятник закреплен на поворотном рычаге [4]. Объект интересен тем, что имеет один исполнительный привод для управления двумя подвижными частями, следствием чего является наличие противоречивых в общем случае сигналов управления, вырабатываемых в каналах стабилизации маятника и поворота рычага.

Общий вид установки приведен на рис. 3. Рис. 4 представляет математическую модель, включающую в себя модели маятника (*Pendulum*), поворотного рычага (*Arm*), исполнительного двигателя (Motor) и регуляторов, отвечающих за маятник – F(α) и рычаг – F(θ).

Движение объекта описывается уравнением движения, известным как «уравнение манипулятора»:

$$I(q)\ldots + C(q,\dot{q})\ldots G(q) = Bu \tag{6}$$

где I – матрица инерции, C – матрица кориолисовых и центробежных сил, G – вектор гравитационных сил. Векторы координат и управления имеют вид

$$q = \begin{bmatrix} \theta \\ \alpha \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, u = \tau, \tag{7}$$

где θ – угол поворота рычага, α – угол, характеризующий положение маятника, τ – момент, создаваемый исполнительным двигателем.

Построение таблицы правил регулятора производилась при помощи ПО ROSETTA[5] на основе данных эксперимента с использованием регулятора PD типа. Для таблицы 5x5 были получены 25 правил, вид которых представлен нижеследующим фрагментом:

```
X1([*, 3.1267)) AND X2([0.0364, *)) => Y[-28.5278, 26.0537]
X1([3.1267, 3.1376)) AND X2([0.0364, *)) => Y[-23.5835, 2.7060]
```

```
X1([3.1376, 3.1441)) AND X2([0.0364, *)) => Y[-22.4597, -0.0738]
...
X1([*, 3.1267)) AND X2([*, -0.0378)) => Y[6.0019, 14.5218]
...
X1([3.127, 3.1376)) AND X2([-0.0205, 0.022)) => Y[1.5696, 1.8518].
```

Рис. 3. Общий вид экспериментального объекта

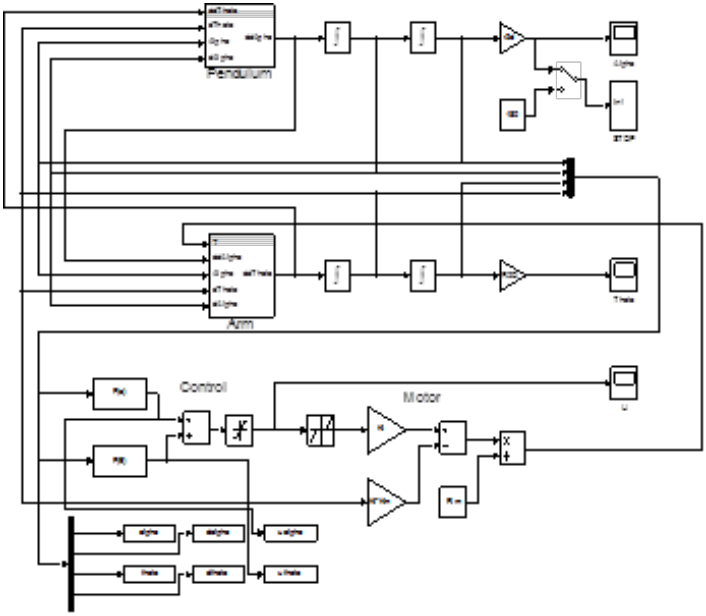


Рис. 4. Математическая модель системы управления в пакете Matlab/Simulink

Проверка регулятора в составе модели показала его работоспособность. На рисунках 5 и 6 представлены фазовые портреты, полученные при использовании исходного и табличного регуляторов соответственно. Из рисунков видно, что некоторая оптимизация табличного регулятора позволила уменьшить предельный цикл для маятника. Некоторое увеличение размаха колебаний рычага объясняется синтезом регулятора вне связи со вторым каналом, и может быть устранено при добавлении второго регулятора описываемого типа.

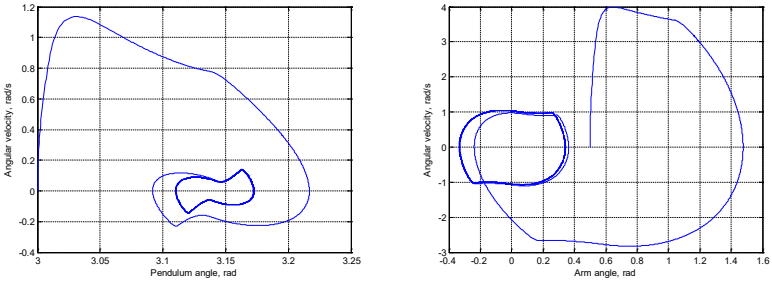


Рис. 5. Фазовые портреты при использовании PD-регулятора

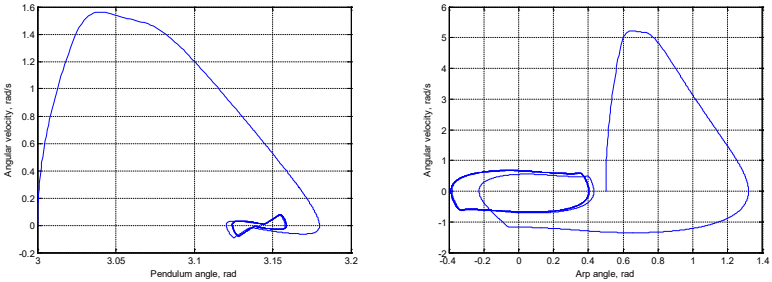


Рис. 6. Фазовые портреты при использовании табличного регулятора

В качестве заключения можно сказать, что рассматриваемый подход к построению регулятора, сочетая в себе простоту PID-семейства и гибкость регуляторов на основе правил, позволяет получать результаты, сопоставимые с нечетким управлением, но при значительно меньших затратах вычислительных ресурсов.

Библиографический список:

1. Zadeh, L. Fuzzy sets. Information and Control. No. 8. Pp. 338-353. 1965.

2. Pawłak, Z. Rough sets. International Journal of Computer and Information Sciences. No. 11. Pp. 341-356. 1982.

3. Pawłak Z. Rough Sets: Theoretical Aspects of Reasoning about Data. Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, Holland, 1991.

4. QNET Rotary Inverted Pendulum Trainer for NI ELVIS. User Manual. Quanser Inc., 2011.

5. Øhrn A. ROSETTA: Technical Reference Manual. Knowledge Systems Group, Department of Computer and Information Science. NTNU, Trondheim, Norway. May 25. 2001.

УДК 004.89; 004.942

В. А. Мыльников*,* кандидат технических наук, доцент
Т. Н. Елина*,* кандидат экономических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРО-НЕЧЕТКИХ СЕТЕЙ ДЛЯ ПЛАНИРОВАНИЯ ЗАСТРОЙКИ И СОЗДАНИЯ ИНФРАСТРУКТУРЫ ГОРОДА

Представлен подробный анализ существующих методов оценки качества городской среды проживания (обитания) человека. Выявлены наиболее значимые подходы, их ключевые особенности и основные этапы осуществления оценки состояния городской системы: от выбора источников и сбора данных до математической обработки и интерпретации результатов. На основе полученных результатов первичного и вторичного анализов была сформирована концептуальная модель методики комплексной оценки городской среды проживания (обитания) на базе механизма нейро-нечетких сетей. Описаны основные этапы разработки модели: композиция обобщенного состава критериев оценки и построение архитектуры нейро-нечеткой сети.

Ключевые слова: городская система, качество городской среды, нейро-нечеткие сети, система поддержки принятия решений.

V. A. Mylnikov*,* PhD, Tech., Associate Professor
T. N. Yelina*,* PhD, Econ., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

APPLICATION OF NEURO-FUZZY NETWORKS FOR URBAN PLANNING AND INFRASTRUCTURE

A detailed analysis of existing methods for assessing the quality of the urban environment (habitat) of a person is presented. The most significant approaches, their key features and the main stages of the assessment of the urban system are identified: from the selection of sources and data collection to mathematical processing and interpretation of the results. On the basis of the results of primary and secondary analyses, a conceptual model of the method of integrated assessment of urban living environment (habitat) based on the mechanism of neuro-fuzzy networks was formed. The main stages of the model development are described: the composition of the generalized composition of the evaluation criteria and the construction of the neuro-fuzzy network architecture.

Keywords: the city system, the quality of the urban environment, neuro-fuzzy network system of support of decision-making.

Развитие городов главным образом направлено на создание благоприятной и комфортной среды жизнедеятельности населения. Эта цель достигается путем проведения рациональной жилищной политики, осуществления градостроительной деятельной в области планирования и планировки будущей

застройки города, а также рядом других мероприятий. В целях эффективного и правильного принятия решений по данным вопросам необходим мониторинг состояния текущего и ретроспективного состояния качества городской среды путем оперативной оценки ситуации по ряду критериев [1].

Рис. 1. Композиция критериев

В настоящее время разработано большое количество методов оценки состояния городской среды [2-7]. Все они позволяют в той или иной степени получить некоторое заключение, косвенно отражающее действительное положение дел, их комплексная оценка представлена в работах [8, 9].

В общем виде, задача по разработке методики оценки качества городской среды заключается в формировании набора значимых критериев оценки городской среды в общем виде и проектирование нейро-нечеткой модели.

В ходе анализа состава критериев представленных методик были выведены общие направления и тенденции, характеризующие различные сферы жизнедеятельности человека и общества, а также отражающие основные процессы функционирования города как системного образования (рис. 1).

Полученная структура обобщённого критериального состава предполагает явное разделение на четыре уровня оценки:

1. Верхний уровень представляет собой конечную цель в виде отражения комплексного состояния городской среды.

2. Второй – сферы жизнедеятельности населения, одновременно выступающие структурными элементами городской системы.

3. Третий уровень – основные направления, характеризующие качество определённой сферы.

4. Четвертый уровень – совокупность индикаторов, позволяющих оценить объекты элементов городской системы, каждый из которых может одновременно характеризовать разнородные направления и сферы.

Таким образом, путем композиции и обобщения критериев был выделен дополнительный уровень оценки (), относительно первоначальных наборов, который позволит сформировать слой тактического планирования в процессе городского управления.

Следующим этапом является разработка нейро-нечеткая системы оценки качества городской среды. В качестве базы знаний предлагается использовать набор правил продукционного типа. Источником экспертного мнения для её формирования должны выступать специалисты в области градостроительного планирования и управления, как участники целевой области применения данной системы, а также специалисты отраслям сфер жизнедеятельности: консалтинговые и риэлтерские агентства, данные научно исследовательских институтов и т.д.

С применением нейро-нечеткого механизма становится возможным использовать методы нечеткой свертки для индикаторов. Выявленные на предыдущем этапе тактические показатели агрегируются мягко на основе оперативных показателей, что означает что конкретный оперативный индикатор будет фигурировать в мягких свертках различных тактических показателей с заданной степенью принадлежности:

$$T_j = \sum_{i=1}^{n} V_i \cdot O_i \text{, где } j = \overline{\{1,m\}},$$

$$O_i \in T_j, T_{j+p} \text{, где } T_j \cap T_{j+p} \neq 0,$$

$$C_l = \sum_{j=1}^{m} W_l \cdot T_j \text{, где } l = \overline{\{1,k\}},$$

$$K = \sum_{l=1}^{k} Q_l \cdot C_l .$$

Концептуальная модель архитектуры адаптивной нейро-нечеткой сети представлена на рис. 2. Каждый из выделенных слоев соответствует определенному уровню состава критериев (рис.1). Первый слой критериев-индикаторов представляется собой набор количественных и качественных показателей оценки объектов, группирование которые осуществляется нечетко. Второй слой отражает качественные характеристики основных направлений функциональных сфер, которые посредством нечеткой агрегации переходят в них. Полученный слой функциональных сфер городской системы представляет собой совокупность укрупненных критериев оценки и с учетом заданного вектора развития формирует комплексное заключение о качестве городской среды. Лицо, принимающее решение является одновременно потребителем результатов работы системы и управляющим элементом, задавая требуемые параметры системы.

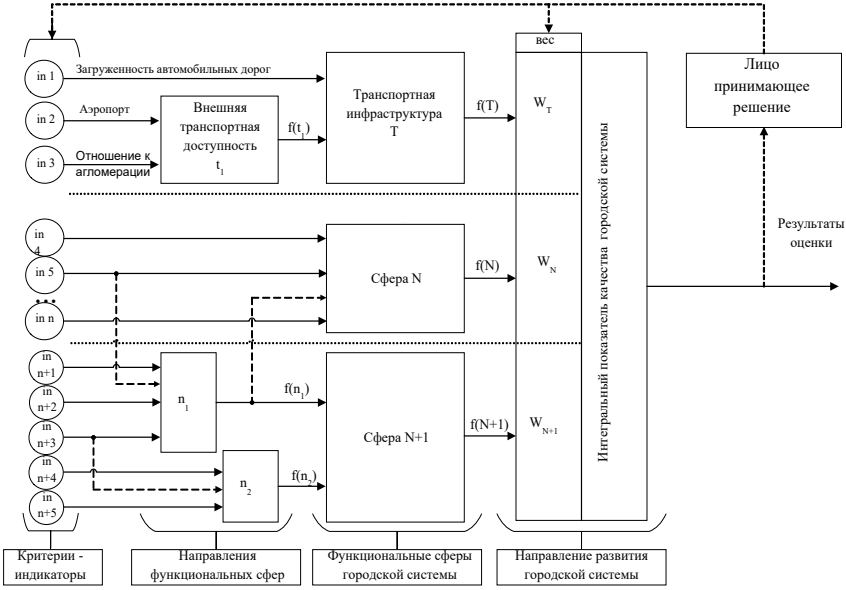


Рис. 2. Модель нейро-нечеткого механизма поддержки принятия решений

Полученная модель системы оценки качества городской среды обеспечит оперативный анализ исходных данных. На основе применяемой базы знаний сформированные результаты будут иметь максимально объективный и не про-

тиворечий характер. В совокупности это позволит применить разработанный метод в качестве системы поддержки принятия решений по вопросам градостроительного планирования и управления.

С учетом особенностей городской системы и ключевых характеристик основных подходов к оценке качества городской среды проживания (обитания), авторами был сформулирован ряд основных требований к обобщенной модели методики комплексной оценки. Относительно выдвинутых критериев произведен анализ представленных методик, в результате которого были определены сильные и слабые стороны существующих решений.

Основываясь на полученных результатах, была разработана модель методики комплексной оценки состояния городской среды на базе механизма нейро-нечетких сетей. Данный подход позволил объединить в единой системе сильные стороны используемых в настоящее время методик с адаптационными свойствами нейро-нечетких сетей. Это разрешит проблему статичности анализа путем динамической перестройки шкал критериев, их относительной важности и требуемого состава в данный момент времени. Результаты работы такой системы будут отвечать требованиям высокой степени объективности и адекватности, что позволит использовать модель в качестве системы поддержки принятия решений по вопросам планирования развития городской территории.

Библиографический список

1. Беднякова А.В., Бут В.В., Фомичева С.Г. Мониторинг уровня развития социальной инфраструктуры города / Научный потенциал НПР XXI век. Сб. науч. ст. Норильск: НИИ, 2014. С. 119-124с.

2. Приказ Минрегиона России от 09.09.2013 № 371 «Об утверждении методики оценки качества городской среды проживания». 62 с.

3. Катаева Ю.В., Лапин А.В. Формирование методического подхода к интегральной оценке качества городской среды // Вестник Пермского университета. Серия: Экономика. 2014. №2. С. 31-39.

4. Рейтинг качества жилой среды института «Урбаника». URL: http://urbanica.spb.ru/research/ratings/ (дата обращения: 17.03.2019).

5. Рейтинг качества жилой среды Санкт-Петербургской агломерации университета ИТМО. 2014. URL: http://besthousing.ru/methodology.html (дата обращения: 17.03.2019).

6. Мурзин А.Д. Комплексная оценка урбанизированных территорий: экономический, экологический и социальный аспект. Саарбрюккен: ЛАМБЕРТ, 2012. 80с.

7. Трухачев Ю.Н. Общая теория градостроительных систем (методологическая концепция). Ростов н/Д: Рос. гос. акад. архитектуры и искусства, 2006. 120с.

8. Мыльников В.А., Бут В.В. Моделирование процессов оценки качества инженерной инфраструктуры городского района с использованием нейро-нечетких сетей / Вестник Ивановского государственного энергетического университета. 2017. № 3. С. 75-82.

9. Беззатеев С.В., Мыльников В.А., Елина Т.Н. Интеллектуальная система оценки качества городской инфраструктуры на основе технологии "Internet of things" / Конвергенция цифровых и материальных миров: экономика, технологии, образование. Сб. науч. ст. / Под ред. В.В. Трофимова, В.Ф. Минакова. 2018. С. 20-25.

УДК 004.89; 004.942

В. А. Мыльников*, кандидат технических наук, доцент
Т. Н. Елина*, кандидат экономических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

МОДЕЛЬ ПРОГНОЗА АВАРИЙНОСТИ ТРУБОПРОВОДНОГО ТРАНСПОРТА НА ОСНОВЕ АППАРАТА НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

Разработана модель, позволяющая осуществлять прогноз вероятности аварий на трубопроводах, транспортирующих нефтепродукты. Проведен анализ степени влияния различных факторов на показатели аварийности. Построена нейронная сеть, демонстрирующая высокую достоверность прогноза.

Ключевые слова: анализ аварийных ситуаций, трубопроводы, нейронечеткое моделирование, кластеризация.

V. A. Mylnikov*, PhD, Tech., Associate Professor
T. N. Yelina*, PhD, Econ., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

MODEL FOR PREDICTION OF ACCIDENTS IN PIPELINE TRANSPORTATION BASED ON THE APPARATUS OF NEURAL NETWORKS

A model has been developed to predict the probability of accidents on pipelines transporting petroleum products. The analysis of the degree of influence of various factors on the accident rate. The neural network demonstrating high reliability of the forecast is constructed.

Keywords: analysis of emergency situations, pipelines, neuro-fuzzy modeling, clustering.

Высокая стоимость аварий на трубопроводах, транспортирующих нефтепродукты, обусловлена не только размером убытков в связи с утечкой продукта, но и с серьезными экологическими последствиями, вызванными разливом нефти. Поэтому большинство компаний, занимающихся добычей и транспортировкой нефтепродуктов, заинтересованы в проведении предупредительных ремонтов трубопроводов, с целью недопущения аварий [1]. Однако затраты на ремонт трубопроводов, часто пролегающих на труднодоступных территориях с неблагоприятными погодными условиями, достаточно высоки. Поэтому частое проведение ремонтных работ значительно увеличивает текущие затраты компаний.

В связи с вышесказанным, очевидна актуальность прогнозирования аварийности трубопроводов, транспортирующих нефтепродукты.

При анализе статистических данных по аварийности трубопроводов были выделены следующие доступные факторы, потенциально влияющие на аварийность:

1. Общие характеристики участка:
– порядковый номер участка трубопровода;
– ID участка;
– название участка;
– месторождение;
2. Параметры трубы:
– марка стали;
– производитель трубы;
– ГОСТ;
– диаметр трубы;
– толщина стенки трубы;
– длина трубы;
3. Параметры эксплуатации трубопровода:
– год ввода трубопровода;
– дата ввода трубопровода;
– дебит жидкости;
– обводненность;
– скорость смеси;
– уклон трубопровода в месте отказа;
– концентрация ингибитора (если нет, то 0);
4. Ретроспективные данные по отказам и ремонтам:
– количество отказов на участке;
– номер отказа в общем количестве отказов после ввода на участке;
– дата отказа;
– возраст трубопровода в момент отказа;
– адрес отказа;
– причина отказа (только внутренняя или наружная коррозия);
– дата ремонта;
– адрес начала ремонта;
– адрес конца ремонта;
– длина ремонтируемого участка.

Анализ проведенных параметров позволил значительно сократить их количество по следующим причинам:

1. По ряду факторов наблюдалось отсутствие значений в течении больших временных промежутков, что, очевидно, значительно исказит результаты прогнозирования.

2. Проведенный опрос экспертов позволил пренебречь отдельными показателями, так как они либо не могут оказать значительного влияния на результат, либо их значение однозначно зависит от других (более общих) показателей.

3. Проведенный корреляционно-регрессионный анализ не обнаружил зависимости показателя аварийности от данных факторов.

Таким образом, список параметров, определяющих прогноз аварийности трубопровода, имеет следующий вид:

1. Длина сегмента участка трубы (L, м)
2. Верхняя граница интервала (R, м)
3. ID участка трубы (ID, б/р)
4. Марка стали (M, б/р)
5. Тип (Сварная/ Бесшовная) (T, б/р)
6. Завод (Z, б/р)
7. Месторождение (S, б/р)
8. Содержание воды (V, %)

Результатом прогноза будем считать наличие (отсутствие) аварии в рассматриваемом периоде (один календарный год) на конкретном участке трубы.

Коэффициенты корреляции выходного значения со значениями факторов на выборке из 17 864 значений приведены в таблице 1.

Как видно из таблицы 1 наибольшее влияние на аварийность оказывает обводненность смеси.

Для проведения прогноза сравним два метода: нейронные сети и нейронечеткие модели.

Таблица 1

Значения коэффициентов корреляции

№ п.п.	Фактор	Коэффициент корреляции
1	Длина сегмента участка трубы (L, м)	-0,0002335
2	Верхняя граница интервала (R, м)	0,00245775
3	ID участка трубы (ID, б/р)	0,00099432
4	Марка стали (M, б/р)	-0,0014458
5	Тип (сварная/ бесшовная) (T, б/р)	-0,0000005
6	Завод (Z, б/р)	-0,0761656
7	Месторождение (S, б/р)	0,00021106
8	Содержание воды (V, %)	0,5528483

Структура нейронной сети с прямым распространением сигнала и обратным распространением ошибки [2] приведена на рисунке 1. Сеть содержит набор входных параметров, три внутренних слоя, имеющие 10, 50, 1 нейрон соответственно, и один выходной параметр. Каждый слой использует гиперболический тангенс в качестве активационной функции.

Обучение сети проводилось на выборке из 13 404 объектов. Контрольная выборка содержит 4 460 объектов. Построенная и обученная сеть правильно прогнозирует аварии в 81% случаев. На рис. 2 приведен результат прогнозирования на выборке из 50 объектов.

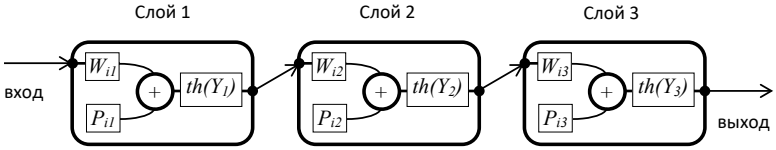


Рис. 1. Модель нейронной сети

Вторым вариантом прогнозирования рассмотрим нейро-нечеткую сеть типа ANFIS [3], реализующую систему нечеткого вывода Сугено в виде пятислойной нейронной сети прямого распространения сигнала. Назначение слоев следующее:

– первый слой – термы входных переменных;
– второй слой – антецеденты (посылки) нечетких правил;
– третий слой – нормализация степеней выполнения правил;
– четвертый слой – заключения правил;
– пятый слой – агрегирование результата, полученного по различным правилам.

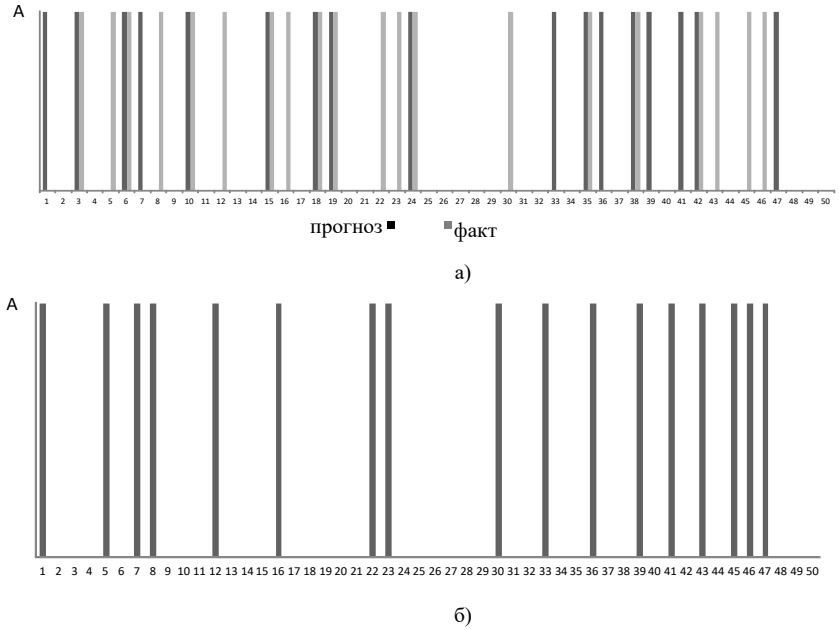


Рис. 2. Результаты прогнозирования с помощью нейронной сети с прямым распространением сигнала и обратным распространением ошибки:
а) соотношение фактических данных и прогнозных значений;
б) отклонение результата прогноза от фактических значений

Входы сети в отдельный слой не выделяются. На рис. 3 изображена ANFIS-сеть с восемью входными переменными (*L*, *R*, *ID*, *M*, *T*, *Z*, *S*, *V*) и 512 нечеткими правилами. Для лингвистической оценки входных переменных используются по три терма.

Результаты прогноза (рис. 4) с использованием нейро-нечеткой сети ANFIS показали точность 87%, что значительно лучше, чем прогноз с использованием нейронной сети.

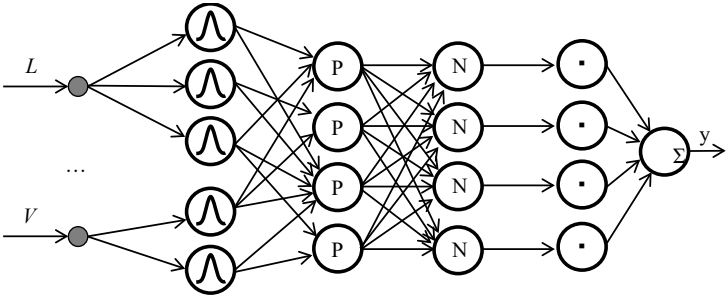


Рис. 3. ANFIS-сеть для прогнозирования аварийности трубопровода

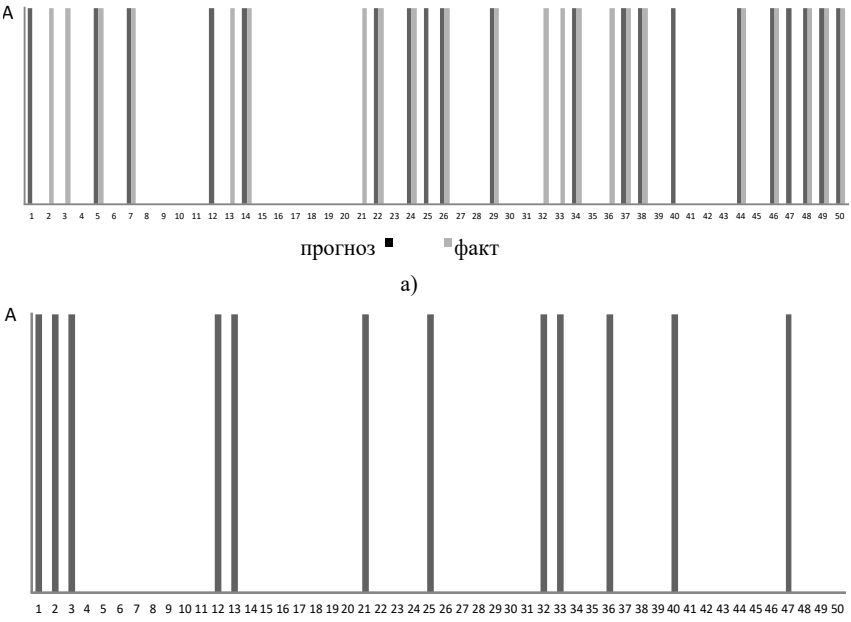


Рис. 4. Результаты прогнозирования с помощью сети ANFIS:
а) соотношение фактических данных и прогнозных значений;
б) отклонение результата прогноза от фактических значений

Повышение точности прогноза объясняется использованием в модели не только количественных, но и качественных факторов, представление которых в виде лингвистических переменных более адекватно, чем в виде числовых значений. Кроме того, возможность использования мнения экспертов для кор-

ректировки термов входных переменных и базы правил сети ANFIS, значительно снизило влияние интервалов с отсутствующими данными по входным параметрам.

Библиографический список

1. Мизонов В.Е., Елин Н.Н., Попелышко А.В., Мыльников В.А. Моделирование теплового состояния поперечного сечения трубопровода при промерзании теплоизоляции / Вестник Ивановского государственного энергетического университета. 2013. № 2. С. 67-70.

2. Абалдова С.Ю., Елина Т.Н. Прогнозирование состояния системы менеджмента качества промышленного предприятия с использованием аппарата искусственных нейронных сетей / Известия высших учебных заведений. Серия: Экономика, финансы и управление производством. 2013. № 3 (17). С. 70-75.

3. Штовба С.Д. Проектирование нечетких систем средствами MATLAB. М.: Горячая линяя – Телеком, 2007. 288 с.

УДК 62-523.8

П.А. Назаренко*, студент
Н.А. Овчинникова*, кандидат технических наук, доцент
А.И. Задириенко*, студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

КВАДРОКОПТЕР КАК ОБЪЕКТ УПРАВЛЕНИЯ

Квадрокоптеры, из-за своей конструкции, не обладают устойчивостью к внешним воздействиям. Во время полета возникает задача стабилилизации квадрокоптера по трем углам относительно его центра: крену, тангажу и рысканию. В данной статье рассмотрены алгоритмы для восстановления значений углов квадрокоптера по показаниям датчиков и алгоритмы для автоматической стабилизации.

Ключевые слова: Беспилотный летательный аппарат, квадрокоптер, система управления, пропорционально-интегрально-дифференцирующий регулятор, стабилизация полета, метод бэкстеппинга.

P.A. Nazarenko*, student
N.A. Ovchinnikova*, PhD, Associate Professor
A.I. Zadirienko*, student
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

QUADCOPTER AS A CONTROL OBJECT

Considening to the quadrocopter's construction, it doesn't have any stability for external influences. The problem of the three – angle stabilization: roll, pitch and yaw, that refer to its centre, appears during the flight. This article describes algorithms for restoring the values of the quadrocopter angles from the sensor readings and algorithms for automatic stabilization.

Keywords: Unmanned aerial vehicle, quadcopter, control system, proportional-integral-differentiating controller, simulation, flight stabilization, method of backstepping.

Введение

Квадрокоптер представляет собой беспилотный летательный аппарат, имеющий четыре двигателя с воздушными винтами, создающими тягу. Оси винтов и углы лопастей статичны и регулируется лишь скорость вращения, существенно упрощая конструкцию. На данный момент подобные аппараты используются достаточно широко и разнообразно, но использование ограничено, в основном, из-за режима «ручного» дистанционного управления. Однако, реакция человека слишком медленна для эффективной стабилизации, поэтому на практике используются системы автоматической стабилизации на основе показаний набора датчиков, установленных на квадрокоптере: датчиков угловых скоростейов, акселерометров и магнитометра. С помощью магнитометра

систему стабилизации по углу рысканья можно легко доработать. Также данный угол не критичен для удержания квадрокоптера в воздухе, поэтому приоритетной задачей данной работы является стабилизация летательного аппарата по крену и тангажу. Вопрос о стабилизации полёта квадрокоптера возникает из принципа его работы. Для наглядности, стабильность полёта планера или самолета обусловлена их устойчивостью, возможностью восстанавливать без вмешательства пилота кинематические параметры невозмущенного движения и возвращаться к исходному режиму полёта после прекращения действия возмущений. Квадрокоптер же таким свойством не обладает и при малейшем внешнем воздействии начинается «неуправляемое снижение».

Главные принципы стабилизации полёта квадрокоптера

Чтобы эффективно стабилизировать квадрокоптер в полете необходимо:

– Иметь возможность определения, в каком состоянии находится система в данный момент.

– Иметь возможность оказывать управляющие воздействия на систему.

– Знать, в каком состоянии будет поддерживаться система.

Для управления угловым положением и траекторией полета выделяют четыре метода:

1. При использовании пропорционально-интегрально-дифференцирующий регулятора, при изменении центра масс квадрокоптера, можно получить простую структуру и мало сигналов обратной связи.

2. При использовании пропорционально-дифференцирующий регулятора, обнуляется интегральный коэффициент.

3. При использовании метода «бэкстеппинг», диапазон изменения углового положения регулятора достаточно мал.

4. Комбинированный метод. Включает сильные стороны вышеупомянутых методов, но получается на выходе более сложная система.

Из-за большого объема информации, рассказать о них подробно в данной статье не представляется возможным, поэтому рассмотрим систему в упрощенном общем виде.

Первоочередной задачей для стабилизации квадрокоптера является определение его абсолютного положения в пространстве. Стабилизация выполняется по определенным параметрам: высоте, углам, линейным перемещениям.

Наилучшим решением для квадрокоптера, будет использование микроэлектромеханических датчиков. Они имеют ряд положительных особенностей: малые массогабаритные показатели, высокое быстродействие, функциональность и надежность. В то же время не лишены недостатков: зависимость показаний от температуры, дрейф нуля, чувствительность к вибрациям.

Определение крена, тангажа и рысканья осуществляется с помощью датчика угловых скоростей. Для определения угла с помощью датчика угловых скоростейа необходимо интегрировать его показания, к примеру, методом прямоугольников:

$$a = a_0 + \omega * t$$

где α – текущее значение угла, α_0 – предыдущее значение угла, ω – текущее значение угловой скорости, t – время между измерениями.

Таким образом, датчик угловых скоростей с временным интервалом t будет постоянно опрашиваться, получив моментальное значение угловой скорости ω и вычислив текущее значение угла (a), прибавив к предыдущему значению угла (a_0) приращение за данный промежуток времени. Но из-за такого подхода вместе с приращением постоянно суммируется и ошибка, вызванная погрешностью датчика угловых скоростейа. Все это приводит к тому, что значение угла, с увеличением времени, будет отклоняться от реального. Также необходимо будет усреднять значения датчика угловых скоростейа из-за большого разброса показателей.

Для корректировки значений вычисленных углов используется акселерометр, на выходе которого будут значения суммы проекции ускорения свободного падения и проекции абсолютного ускорения объекта на ось. Если система находится в статическом положении или собственное ускорение будет равно нулю, то углы наклона рассчитываются по следующим формулам:

$$\alpha = arctg\left(\frac{A_x}{\sqrt{A_y^2 + A_z^2}}\right),$$

$$\beta = arctg\left(\frac{A_y}{\sqrt{A_x^2 + A_z^2}}\right),$$

$$\gamma = arctg\left(\frac{A_z}{\sqrt{A_y^2 + A_x^2}}\right),$$

где A_x, A_y, A_z – проекции вектора ускорения свободного падения на оси X, Y, Z соответственно.

Важное условие: акселерометр выдает точные значения только в состоянии покоя. В движении к показаниям прибавляется проекция вектора собственного ускорения и значение угла «уходит». Но в такой системе как квадрокоптер, акселерометр нужен лишь для коррекции значений углов. Важная особенность: используя лишь акселерометр, выровнять относительно горизонта возможно лишь углы крена и тангажа.

Коррекция угла рысканья невозможна из-за совпадения оси вращения с вектором G. Специально для решения этого вопроса используют цифровой компас, он же магнитометр, который вводит еще один вектор в систему. Магнитометр также имеет недостаток – низкая точность. Его погрешность может достигать 5 градусов, а при близком расположении с двигателями квадрокоптера и силовых линий питания данная погрешность только увеличивается.

Еще одним важным элементом стабилизации полёта квадрокоптера является высотомер. Он необходим, чтобы удержать необходимую высоту, а также для безопасной посадки в автоматическом режиме. Ультразвуковые высотомеры рационально использовать на относительно малых высотах. Для больших

высот используются лазерные высотомеры или высотомеры на бародатчике. Высокой точности от такой системы не требуется, приемлемой является погрешность в 1 сантиметр. Квадрокоптер весьма динамичная система, что обуславливает высокие требования к быстродействию.

Выводы

Обязательное условие для стабилизации полёта квадрокоптера: необходимо знать его абсолютное положение в пространстве, приоритетны углы крена и тангажа. Самостоятельно датчик угловых скоростей не сможет определить углы, а для получения точных данных необходимо вводить коррекцию с помощью акселерометра и магнитометра.

Библиографический список

1. Бурдуков А.В. Разработка ультразвукового измерителя дальности // Дипломный проект Государственный университет аэрокосмического приборостроения. 2010. С. 17–22.

2. Самойлов А.С. Стабилизация квадрокоптера по крену и тангажу под управлением системы Linux // Курсовая работа Санкт-Петербургский государственный университет. 2013. С. 9–13.

3. Кузнецов Д.Н., Перебейнос В.В. Выбор и исследование инерциальных датчиков для стабилизации полета квадрокоптера / XIII Междунар. науч.-техн. конф. «Автоматизация технологических объектов и процессов. Поиск молодых». 2013.

4. Перебейнос В.В. Разработка и исследование электронной системы стабилизации полёта квадрокоптера. URL: http://masters.donntu.org/2013/fkita/perebeinos/diss/index.htm#ref (дата обращения: 19.03.2019).

5. Ефимов И. А. Программируем квадрокоптер на Arduino. URL: https://habr.com/ru/post/227425/ (дата обращения: 19.03.2019).

УДК 620.1-1/-9

П.А. Назаренко*, студент
Н.А. Овчинникова*, кандидат технических наук, доцент
А.И. Задириенко*, студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ВЫБОР ПОЛЕТНОГО КОНТРОЛЛЕРА ДЛЯ КВАДРОКОПТЕРА

Большое количество полетных контроллеров, имеющихся в продаже, может смутить начинающих. Выбор контроллера – сложная задача. Необходимо точно знать, для каких целей они будут использоваться, какое требуется программное обеспечение, датчики угловых скоростей и акселерометры, и много других тонкостей. Цель данной статьи – выбрать оптимальный полетный контроллер для квадрокоптера.

Ключевые слова: Беспилотный летательный аппарат, квадрокоптер, полетный контроллер, датчик угловых скоростей, акселерометр.

P.A. Nazarenko*, student
N.A. Ovchinnikova*, PhD, Associate Professor
A.I. Zadirienko*, student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

CHOOSING A FLIGHT CONTROLLER FOR THE QUADCOPTER

The number of mini quad flight controllers on the market can be overwhelming for beginners. Choosing a controller is a difficult task. You need to know for what purposes they will be used, what software is required, angular velocity sensors and accelerometers, and many other subtleties. The purpose of this article is how to choose the optimal flight controller for the quadcopter.

Keywords: Unmanned aerial vehicle, quadcopter, flight controller, angular velocity sensor, accelerometer.

Введение

Полетный контроллер – это электронное устройство, управляющее полётом летательного аппарата, проще говоря – миникомпьютер. Данный термин можно применять не только к управляющим устройствам квадрокоптеров, но и ко всем беспилотным летающим аппаратам. Обычно, к пилотируемым летательным аппаратам используется термин автопилот. Главная функция полетного контроллера – стабилизация аппарата в воздухе, так как данные аппараты аэродинамически неустойчивы.

Однако существует ряд дополнительных опций, значительно влияющих на цену изделия:

- Удержание высоты.
- Удержание позиции.
- Автоматический полёт по заданным заранее точкам.

– Передача на землю текущих параметров полета.

– Обеспечение безопасности полета, возврат в точку взлета при потере сигнала, автопосадка.

– Остановка перед препятствием (только для квадрокоптеров) или облет препятствий.

– Подключение светодиодной индикации.

К началу 2010-х годов сформировалось несколько открытых проектов, а также было выпущено несколько линеек коммерческих полетных контроллеров.

Виды полетных контроллеров

Полетные контроллеры делятся на три группы: гоночные, контроллеры для съемки видео и фото с дрона, контроллеры для автономных полетов.

Гоночные полетные контроллеры обычно имеют минимум расширенных функций, так как всякие компасы и барометры просто не используются при гонках. Однако, быстро эволюционируют: становятся меньше, имеют все более быстрые процессоры, более современные датчики и все больше встроенных функций. Квадрокоптеры с данным видом контроллеров требуют высокой скорости реакции и профессионального уровня управления.

Контроллеры для съемки видео и фото с дрона должны обязательно обладать качественной стабилизацией. Квадрокоптером с таким видом контроллера спокойно сможет управлять человек, который до этого ни разу не брал пульт в руки. В настройках полета разбираться не требуется, все уже настроено. Даже без навыков у неопытного пилота получится отличный кадр. Поддерживает весь набор датчиков. Самый популярный контроллер, но стоит дороже обычных из-за наличия важных элементов, а вес и размер стремятся к идеалу для аэросъемки.

Контроллеры для автономных полетов самые дорогие и оснащенные. Собрать квадрокоптер на их основе сложно даже опытному пользователю. Разработчики до сих пор трудятся над их модернизацией. Кадрокоптеры с таким видом контроллеров, не нуждаются в операторе, принимают самостоятельные решения с помощью нейросетевых алгоритмов и изображения камер.

Руководство выбора гоночного полетного контроллера

Программное обеспечение определяет то, что можно сделать со своим квадрокоптером, какие функции он будет иметь, и какой полетный контроллер подходит, чтобы максимально раскрыть потенциал. Для начала, нужно определить, какие цели и задачи будет выполнять дрон.

Betaflight — самое популярное программное обеспечение с открытым исходным кодом. Оно совместимо с большим числом полетных контроллеров, настройки по умолчанию позволяют хорошо летать. Функционал удовлетворит любого пользователя, а также поддерживается сообществом и регулярно обновляется. Благодаря обилию настроек, это одно из самых гибких и функциональных программных обеспечений, но при этом оно довольно сложно в настройке, изучении и использовании.

Raceflight – данное программное обеспечение направлено на гонки, акробатику и на поддержку полетных контроллеров основанных на процессорах F4. Разработчики закрыли доступ к исходному коду. Raceflight известна плавностью полета, но не имеет поддержки разнообразных полетных контроллеров, поэтому их нужно выбирать особенно тщательно. У Raceflight очень дружественный пользовательский интерфейс, который достаточно прост в освоении.

Процессор — интегральная схема, исполняющая код программ, основная часть программируемого логического контроллера. Сегодня, из десяти существующих, выделяют три серии процессоров, удовлетворяющих требуемой вычислительной мощности, сведения о которых предоставлены ниже в таблице.

Таблица

Процессор	Тактовая частота	Число последовательных портов	Объем флеш-памяти
F3	72 МГц	3	256KB
F4	168 МГц	3	1MB
F7	216 МГц	8	1MB

Это не вся информация о данных микроконтроллерах. Существует ряд тонкостей: у F3 и F7 есть встроенные инвенторы, если выбрать программное обеспечение Raceflight, то работать возможно только с процессорами F4. Сегодня выбор встает между F4 и F7, потому что у F3 стремительно заканчивается место и из-за этого многие функции недоступны. F7 — новейшее поколение микроконтроллеров, они только начинают завоевывать рынок. Как определить к какой серии относится процессор показано на рисунке ниже.

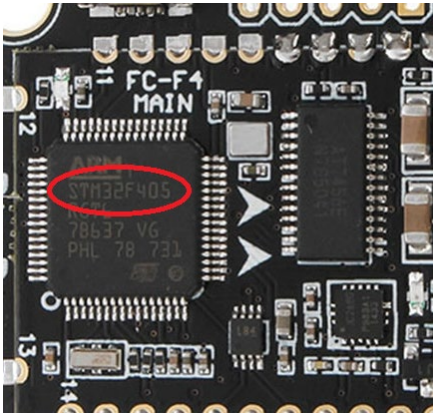


Рис. 1. Процессор F405

Асинхронные последовательные порты — это, как правило, аппаратный последовательный интерфейс, благодаря которому возможно подключить разные внешние устройства к полетному контроллеру. У каждого последовательного порта два контакта: TX — для передачи, RX — для приема. Могут потре-

боваться дополнительные последовательные порты, поэтому, чем больше свободных, тем проще будет в будущем. Если портов не хватает, можно использовать программную эмуляцию, чтобы создать больше. К сожалению, эмулируемые порты работают медленнее аппаратных. В них нельзя выставить большую скорость, а также они не подходят для важных задач, где требуется быстрая реакция (для работы с приемниками). Самая главная проблема в том, что программная эмуляция требует довольно много ресурсов процессора.

Гироскоп и акселерометр — очень важные датчики. Они определяют положение квадрокоптера в пространстве, а также движется ли он. Посылают эти данные процессору, а тот уже решает, какому двигателю увеличить мощность, а какому наоборот, снизить обороты. Микросхема с датчиками (IMU) содержит как гироскопы, так и акселерометры, но так как большинство пилотов используют Acro Mode, то акселерометры обычно отключаются. Таким образом, под IMU обычно подразумеваются только гироскопы. Есть два критерия, которые нужно учитывать при выборе полетного контроллера с конкретным гироскопом: частота работы и чувствительность к шумам. На сегодня самыми популярными и надежными считаются гироскопы MPU6000, у них частота работы 8кГц, а также они достаточно нечувствительны к шумам. Плохо себя зарекомендовали полетные контроллеры с гироскопами MPU6500 и MPU9250, у них выше частота, но они больше подвержены воздействию шумов. Выяснить тип можно взглянув на маркировку микросхемы. Серия гироскопов ICM работает лучше и плавнее, чем MPU6000 на 32кГц, но из-за шумных двигателей и регуляторов оборотов производительность ICM будет ниже, чем MPU6000. По этой причине на полетные контроллеры устанавливают сетевые фильтры для частичного удаления шумов. В последнее время появляются полетные контроллеры с гироскопами на отдельной плате с антивибрационной развязкой. i2c и SPI – это названия шин для подключения гироскопов к процессору. Лучше всего использовать SPI, так как она позволяет работать с большими частотами, чем i2c.

Выводы

Существует множество полезных вещей которые могут присутствовать в полетном контроллере: встроенный видеопередатчик, барометр, магнитометр, стабилизатор напряжения и даже черный ящик. В данной работе предоставлена информация о том, на что в первую очередь обратить внимание при выборе полетного контроллера.

Библиографический список

1. Oscar L. How to choose flight controller for quadcopter. URL: https://oscarliang.com/best-flight-controller-quad-hex-copter/ (дата обращения: 24.03.2019).

2. Oscar L. F1, F3, F4 and F7 flight controller differences explained. URL: https://oscarliang.com/f1-f3-f4-flight-controller/ (дата обращения: 24.03.2019).

3. Oscar L. Flight controller firmware overview. URL: https://oscarliang.com/mini-quad-fc-firmware/ (дата обращения: 24.03.2019).

4. Полетный контроллер, для чего он нужен. URL: https://profpv.ru/poletnyj-kontroller/ (дата обращения: 24.03.2019).

5. Летательная болезнь – Полетный контроллер. URL: https://www.drive2.ru/b/2825576/ (дата обращения: 24.03.2019).

УДК 681.532.55

Д. С. Положенцев*,*** инженер 1 категории, ассистент
*АО «Научно-исследовательский институт командных приборов»,
Санкт-Петербург
**Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВОЙ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ СИЛОВЫХ ГИРОСКОПИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ

Описаны принцип и основные режимы работы силового гироскопического комплекса системы ориентации космического аппарата. Представлено требование по отработке средней угловой скорости вращения исполнительного электропривода и описан способ его подтверждения. Приведен вывод выражения для оценки погрешности измерения угловой скорости вращения исполнительного электропривода силового гироскопического комплекса.

Ключевые слова: силовой гироскопический комплекс, исполнительный электропривод, угловая скорость вращения, погрешность измерения угловой скорости вращения, индукционный датчик угла, погрешность измерения углового положения.

D. S. Polozhentcev*,*** Engineer of the 1st category, Senior Lecturer
*Joint-stock company Research Institute of Command Devices, St. Petersburg
**St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ESTIMATION OF MEASUREMENT ERROR OF ANGULAR ROTATION VELOCITY OF CONTROL MOMENT GYROSCOPE ELECTRIC DRIVES

This paper describes the principle and main modes of operation of spacecraft orientation system control moment gyroscopes. The requirement for the development of the actuator average angular rotation velocity is presented, and the method for confirming it is described. In the article, the expression is derived for estimating the measurement error of the angular rotation velocity of the control moment gyroscope electric drive.

Keywords: control moment gyroscope, electric drive, angular velocity, measurement error of angular rotation velocity, induction angle sensor, measurement error of angular position.

Силовые гироскопические комплексы (СГК) используются в составе систем ориентации (СО) космических аппаратов (КА). Управляющий момент СГК определяется как векторное произведение кинетического момента ротора гиромотора на угловую скорость поворота его подвеса. Стабильность модуля кинетического момента ротора обеспечивается с точностью до десятых долей процента, поэтому точность реализации управляющего момента СГК определя-

ется работой исполнительного электропривода (ИЭП) подвеса гиромотора (ПГ) силового гироскопического прибора (СГП).

Современный бортовой ИЭП СГК строится на основе вентильного двигателя и обычно работает в режиме обратной связи по угловому положению ПГ [1]. На валу ПГ располагается датчик угла типа индукционный редуктосин (ИР) [2], сообщающий информацию о направлении вектора кинетического момента СГК в СО КА. Этот датчик угла используется для организации обратной связи по угловому положению и для управления вентильным двигателем. Так же возможен вариант построения ИЭП с датчиком обратной связи расположенным на валу двигателя, что не исключает из состава ИЭП датчик угла, расположенный на оси ПГ[3].

Основными режимами работы СГК являются режим стабилизации и режим программных поворотов. Режим стабилизации СГК характеризуется низкими задаваемыми угловыми скоростями вращения ПГ, которые могут быть на уровне сотых и даже тысячных долей градуса в секунду, и высокими требованиями к точности их отработки. Режим программных поворотов СГК характеризуется задаваемыми угловыми скоростями вращения ПГ на уровне десятков градусов в секунду и высоким значением возмущающего гироскопического момента, действующего по оси ПГ.

Зачастую устанавливается следующее требование по отработке средней угловой скорости вращения ПГ:

$$\omega_з \cdot (1 - k_\Delta) \le \omega \le \omega_з \cdot (1 + k_\Delta), \tag{1}$$

где ω – значение угловой скорости вращения ПГ; $\omega_з$ – заданное значение угловой скорости вращения ПГ; k_Δ – значение заданной погрешности отработки угловой скорости вращения ПГ.

Учитывая отсутствие измерителей угловой скорости вращения, предназначенных для оценки угловых скоростей ПГ режимов стабилизации и программных поворотов, значение угловой скорости вращения ПГ определяют следующим образом:

$$\omega_{изм} = \frac{\alpha_{изм_2} - \alpha_{изм_1}}{t}, \tag{2}$$

где $\alpha_{изм_1}$ – начальное измеренное угловое положение ПГ; t – время измерения скорости; $\alpha_{изм_2}$ – измеренное угловое положение ПГ через время t.

В зависимости от тактико-технических характеристик разрабатываемого КА (требуемое быстродействие, момент инерции и т.д.) значения t и k_Δ могут быть различными. Учитывая, что на малых углах поворота ПГ управляющий момент СГК прямо пропорционален угловой скорости вращения ПГ, то оценка выполняемости данного требования фактически является оценкой управляющего момента СГК. Недостатком данного требования является затрудненная оценка угловой скорости вращения ПГ в связи с ограниченной разрядностью и наличием погрешностей датчика угла. Оценим погрешность измерения средней

угловой скорости вращения. Учитывая, что погрешность это разность между реальным (истинным) значением физической величины и измеренным[4]:

$$\delta X = X_{изм} - X_p, \tag{3}$$

выражение (2) может быть преобразовано:

$$\omega_{изм} = \omega_p + \delta\omega = \frac{\alpha_{изм_2} - \alpha_{изм_1}}{t} = \frac{(\alpha_2 + \delta\alpha_2) - (\alpha_1 + \delta\alpha_1)}{t + \delta t} = \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{t + \delta t} + \frac{\delta\alpha_2 - \delta\alpha_1}{t + \delta t}, \tag{4}$$

где ω_p – реальное значение средней угловой скорости вращения ПГ; $\delta\omega$ – погрешность измерения средней угловой скорости вращения ПГ; $\delta\alpha_1$, $\delta\alpha_2$ – погрешности измерения реальных (истинных) угловых положений ПГ α_1 и α_2, соответственно; δt – погрешность измерения времени.

Применение элементов современной электронной базы позволяет добиться повышения высокой точности при измерении временных интервалов. Таким образом, влияние величины δt на погрешность измерения скорости будет незначительно: $\delta t \to 0$:

$$\omega_p + \delta\omega = \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{t + \delta t} + \frac{\delta\alpha_2 - \delta\alpha_1}{t + \delta t} = \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{t} + \frac{\delta\alpha_2 - \delta\alpha_1}{t}. \tag{5}$$

Очевидно, что:

$$\omega_p = \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{t}, \tag{6}$$

тогда:

$$\omega_p + \delta\omega = \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{t} + \frac{\delta\alpha_2 - \delta\alpha_1}{t} = \omega_p + \frac{\delta\alpha_2 - \delta\alpha_1}{t}. \tag{7}$$

Таким образом, погрешность $\delta\omega$ будет определяться значениями $\delta\alpha_1$, $\delta\alpha_2$ и временем осреднения t:

$$\delta\omega = \frac{\delta\alpha_2 - \delta\alpha_1}{t}. \tag{8}$$

Как правило, погрешность измерения углового положения состоит из систематической ($\delta\alpha_{i_сист}$) и случайной ($\delta\alpha_{i_сл}$) составляющих:

$$\delta\alpha_i = \delta\alpha_{i_сист} + \delta\alpha_{i_сл}. \tag{9}$$

Таким образом, выражение 8 примет следующий вид:

$$\delta\omega = \frac{\delta\alpha_{2_сист} + \delta\alpha_{2_сл} - \delta\alpha_{1_сист} - \delta\alpha_{1_сл}}{t}, \tag{10}$$

Как правило, систематические составляющие погрешности ИР, имеют гармонический характер[5]:

$$\delta\alpha_{i_сист} = \sum_{j=1}^{n} A_j \sin(j \cdot \alpha_i + \varphi_j), \tag{11}$$

где j – номер гармонической составляющей погрешности, а A_j и φ_j ее амплитуда и начальная фаза, соответственно.

Введем величину характеризующую разность погрешностей в двух угловых положениях ПГ:

$$\Delta\alpha_{сист} = \delta\alpha_{2_сист} - \delta\alpha_{1_сист}, \tag{12}$$

тогда:

$$\Delta\alpha_{сист} = \sum_{j=1}^{n} A_j \left[\sin(j \cdot \alpha_2 + \varphi_j) - \sin(j \cdot \alpha_1 + \varphi_j) \right]. \tag{13}$$

В соответствии с формулой (6) выражение (13) можно записать как:

$$\Delta\alpha_{сист} = \sum_{j=1}^{n} A_j \left[\sin\left(j\left(\alpha_1 + \omega_p t\right) + \varphi_j \right) - \sin\left(j \cdot \alpha_1 + \varphi_j \right) \right]. \tag{14}$$

Выражение (14) устанавливает зависимость между величиной систематической погрешности измерения углового положения и средней угловой скоростью вращения ПГ. Таким образом, при малом значении $\omega_p t$ величина $\Delta\alpha_{сист}$ будет устремлена к нулю.

Случайные (шумовые) составляющие погрешности измерения углового положения, как правило, имеют нулевое значение среднеквадратического отклонения и могут принимать как положительные, так и отрицательные значения. В силу этого, знаки при слагаемых $\delta\alpha_{1_сл}$ и $\delta\alpha_{2_сл}$ выражения (10) лишены физического смысла. Подробнее о том, как вычисляется величина $\delta\alpha_{i_сл}$ показано в [4]. Величина суммарной случайной погрешности составит[4, 6]:

$$\delta\alpha_{\Sigma_сл} = \sqrt{\left(\delta\alpha_{1_сл}\right)^2 + \left(\delta\alpha_{2_сл}\right)^2}. \tag{15}$$

В случае, если величина $\delta\alpha_{i_сл}$ одинакова во всем диапазоне угловых положений ПГ:

$$\delta\alpha_{\Sigma_сл} = \sqrt{2} \cdot \delta\alpha_{i_сл}. \tag{16}$$

Таким образом, выражение (10) можно представить в следующем виде:

$$\delta\omega = \frac{\Delta\alpha_{сист} + \delta\alpha_{\grave{a}_сл}}{t}, \tag{17}$$

или, воспользовавшись выражениями (14) и (17):

$$\delta\omega = \frac{\sum_{j=1}^{n} A_j \left[\sin\left(j\left(\alpha_1 + \omega_p t\right) + \varphi_j \right) - \sin\left(j \cdot \alpha_1 + \varphi_j \right) \right] + \sqrt{2} \cdot \delta\alpha_{i_сл}}{t}. \tag{18}$$

Последнее выражение представляет зависимость погрешности измерения угловой скорости вращения ПГ от величин угловой скорости вращения ПГ и времени ее измерения и позволяет находить их оптимальные, с точки зрения

минимального значения погрешности измерения угловой скорости вращения ПГ, соотношения. При этом, предварительно, должны быть определены систематическая погрешность измерения углового положения в зависимости от текущего углового положения ПГ и случайная составляющая погрешности. Так же стоит отметить, что выражение (18) может быть использовано для оценки погрешности измерения угловой скорости вращения любого электропривода, в состав которого входит индукционный датчик угла.

Библиографический список

1. Положенцев Д.С. Исполнительный электропривод гиродина / Д.С. Положенцев, Д.Й. Джукич // Электронные и электромеханические системы и устройства: сб. науч. тр. Томск: Том. политехн. ун-т, 2016. С. 301–306.

2. Положенцев Д.С. Организация систем управления угловой скоростью с помощью индукционных датчиков угла / Д.С. Положенцев, Д.Й. Джукич // Молодежь. Техника. Космос: Тр. VI молодежн. науч.-техн. конф. / Балт. гос. техн. ун-т. СПб., 2014. С. 185–186.

3. Якимовский Д.О. Исполнительный электропривод перспективного силового гироскопического комплекса / Д.О. Якимовский, Д.С. Положенцев, Д.Й. Джукич // Доклады ТУСУР. 2018. № 3. С. 103-108.

4. Кравченко Н.С. Методы обработки результатов измерений и оценки погрешностей в учебном лабораторном практикуме / Н.С. Кравченко, О.Г. Ревинская. Томск: Томский политехнический университет, 2011. 88 с.

5. Аксененко В.Д., Епифанов О.К., Лукьянов Д.П. и др. Разработка и калибровка преобразователей угла с микропроцессорной автокоррекцией // Гироскопия и навигация. 2005. №4(51). С. 72-82.

6. Основы метрологии и электрические измерения / Б. Я. Авдеев, Е. М. Антонюк, Е. М. Душин и др.; Под ред. Е. М. Душина. 6-е изд., перераб. и доп. Л: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1987. 480 с.

УДК 681.5

Н.В. Решетникова*,* старший преподаватель
Е.Ю. Ватаева*,* ассистент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОСОБЕННОСТИ ИССЛЕДОВАНИЯ НЕСТАЦИОНАРНЫХ САУ

В работе рассматриваются особенности методов моделирования и синтеза систем автоматического управления в условиях нестационарности. Применены методы оценки и получения необходимых показателей качества регулирования в системах с нестационарностью, обусловленной различными причинами.

Ключевые слова: системы автоматического управления, нестационарность.

N. V. Reshetnikova*,* Senior Lecturer
E. Yu. Vataeva*,* Assistant
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

FEATURES OF A RESEARCH OF NON-STATIONARY AUTOMATIC CONTROL SYSTEM

The paper discusses the features of methods for modeling and synthesis of automatic control systems under unsteady conditions. Applied methods for assessing and obtaining the necessary indicators of quality regulation in systems with non-stationarity due to various reasons.

Keywords: automatic control system, non-stationarity.

Задача исследования нестационарных систем автоматического управления (САУ) является крайне актуальной задачей теории управления, ведь, если говорить строго, все САУ нестационарны, поскольку и у стационарных систем невозможно гарантировать идеальную стабильность их параметров в процессе эксплуатации [1].

Для линейных нестационарных систем справедлив принцип суперпозиции и их поведение описывается или системой линейных дифференциальных уравнений, или одним уравнением, к которому после исключения переменных сводится система уравнений

$$a_n(t)\frac{d^n x}{dt^n} + a_{n-1}(t)\frac{d^{n-1}x}{dt^{n-1}} + \ldots + a_1(t)\frac{dx}{dt} + a_0(t)x = \\ = b_0(t)g(t) + b_1(t)\frac{dg}{dt} + \ldots + b_m(t)\frac{d^m g}{dt^m}, \quad (1)$$

где x – выходная величина системы, $g(t)$ – входное воздействие или возмущение, $a_i(t)$ при (i=0,1,2,…,n) – коэффициенты дифференциального уравнения,

$b_i(t)$ при (i=0,1,2,…,m) – коэффициенты правой части дифференциального уравнения при заданной функции $g(t)$ и ее производных.

Реальные объекты управления являются нелинейными, однако во многих случаях точность, даваемая линейным приближением, является вполне достаточной [2].

Можно выделить два вида нестационарности в САУ – структурную и параметрическую. Под системами с переменной (случайной) структурой (СПС) будем понимать динамические системы, поведение которых на случайных интервалах характеризуется различными структурами и описывается различными уравнениями [3]. Параметры, определяющие характеристики системы, могут быть детерминированными или случайными. Детерминированные параметры – это параметры, известные как функции времени, и их можно описать явными математическими формулами [4]. Случайные параметры – это параметры, сведения о которых не полны [5].

Для проведения исследований нестационарных систем прежде всего необходимо оценить устойчивость САУ. Для нестационарных систем понятие устойчивости имеет некоторую специфику. Действительно, если предположить, что входная величина систем $g(t)=g_0=\text{const}$, и к моменту времени t_1 переходные процессы в системе закончились, т.е. если принять $d/dt = 0$, то из (1) для $t>t_1$ имеем

$$x(t) = \frac{b_m(t)}{a_n(t)} g_0. \qquad (2)$$

Из (2) видно, что в зависимости от характера изменения коэффициентов $a_n(t)$ и $b_m(t)$ даже при постоянной входной величине выходная величина может изменяться неограниченно долго. Т.к. время работы реальных систем ограничено, установившегося значения в нестационарной системе не наблюдается и поэтому понятие асимптотической устойчивости отчасти теряет свой смысл [6].

Существуют точные методы исследования устойчивости нестационарных систем, но они довольно сложны и на практике обычно пользуются приближенными методами.

– *Метод замороженных коэффициентов*. Замораживание коэффициентов дифференциального уравнения достигается путем замораживания переменных во времени параметров в фиксированный момент времени $t=\vartheta$. При этом нестационарная система сводится к системе с постоянными параметрами, но исследование системы должно последовательно проводиться для различных моментов времени $t=\vartheta$, $0<\vartheta<T$, где T – время работы системы [7]. Если во всем рабочем интервале времени T условия устойчивости стационарной системы, получаемой методом замороженных коэффициентов, выполняются, то исходную нестационарную систему на этом интервале считают устойчивой. Эффективность данного метода напрямую зависит о правильности выбора фиксированных моментов времени, но стоит отметить, что результаты, полученные данным методом, не являются вполне достоверными.

– Понятие *технической устойчивости* (устойчивости на конечном интервале времени). Систему считают устойчивой (устойчивой на данном интер-

вале времени работы системы T), если выходная величина $x(t)$ не превосходит некоторой заданной величины $x_{доп}$ при $0 \le t \le T$. Допустимое значение величины $x_{доп}$ выбирается в каждом конкретном случае из технических соображений.

На рис.1 изображены возможные графики $x(t)$ для нестационарных систем.

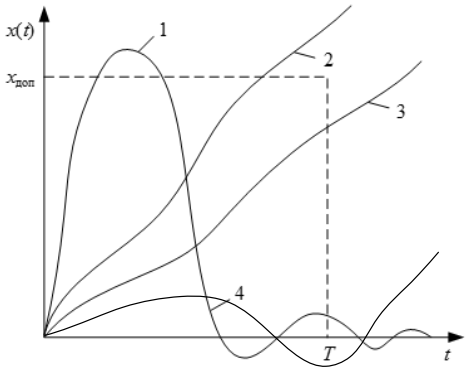


Рис. 1. Возможные графики изменения $x(t)$ для нестационарных систем

Кривые 3 и 4 соответствуют технически устойчивой системе, а 1 и 2 – технически неустойчивой, при том на примере кривой 3 видно, что система может быть одновременной устойчивой технически и неустойчивой асимптотически и, наоборот, система может быть неустойчивой технически и устойчивой асимптотически (кривая 1). Данный способ может использоваться в случае, когда коэффициенты уравнения (1) значительно изменяются.

Также оценка устойчивости линейных нестационарных систем может быть выполнена известными методами исследования стационарных систем применительно для исследуемого класса [8].

– *Оценка устойчивости по функции Ляпунова*.

Многим системам управления может быть поставлена в соответствие математическая модель

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{F}(t, \mathbf{X}). \tag{3}$$

Если в качестве желаемого движения рассматривается решение $\mathbf{X}g$ системы управления (3), то модель, которая получается из (3) заменой переменных $\mathbf{X} = \mathbf{X}g + \widehat{\mathbf{X}}$, по терминологии А.М. Ляпунова называется моделью возмущенного движения

$$\frac{d\widehat{\mathbf{X}}}{dt} = \mathbf{F}\left(t, \mathbf{X}g + \widehat{\mathbf{X}}\right) - \mathbf{F}(t, \mathbf{X}g) = \widehat{\mathbf{F}}\left(t, \widehat{\mathbf{X}}\right), \tag{4}$$

где $\mathbf{X}g$ – вектор координат желаемого движения, $\widehat{\mathbf{X}}(t)$ – вектор координат возмущенного движения.

Если при $t \to \infty$ возмущенное движение стремится к нулю, т.е. $\lim_{t\to\infty} \hat{\mathbf{X}}(t) = 0$, то невозмущенное движение и исходная система (4) называются асимптотически устойчивыми по Ляпунову по отношению к переменной $\hat{\mathbf{X}}(t)$. Оценка асимптотической устойчивости по функции Ляпунова достаточно подробно рассмотрена в работах [9, 10].

– *Оценка устойчивости нестационарных систем по характеристическим показателям Ляпунова* [11].

Данный метод используется для оценки устойчивости нестационарных систем без особых точек.

– *Устойчивость систем с особой точкой* [12].

– *Анализ устойчивости методом фазовых траекторий*.

Данный метод может быть использован для демонстрации свойств устойчивости и неустойчивости в том числе нестационарных систем. Для этого следует вычислить значения переходных процессов по различным координатам вектора состояния и их производным и построить траекторию двух-трех наиболее интересных для исследования фазовых координат.

Для решения задачи синтеза нестационарных САУ в настоящее время можно применять следующие подходы [13]:

– аналитические или графоаналитические методы исследования, применимые лишь к определенным классам систем;

– методы математического моделирования и экспериментального исследования при помощи средств вычислительной техники, основанные на воспроизведении или структурных преобразованиях исходных уравнений системы, если они известны, или на их экспериментальном получении, если, например, объект представляет собой «черный ящик», а также создание интеллектуальных систем управления на базе экспертных оценок;

– общие методы исследования, представляющие собой обобщение и дальнейшее развитие классических методов математического анализа, которые также требуют применения вычислительной техники.

Библиографический список

1. Красовский А.А. Основы автоматики и технической кибернетики. — М.-Л.: Госэнергоиздат, 1962. 600 с.

2. Анхимюк В.Л., Опейко О.Ф., Михеев Н.Н. Теория автоматического управления. Минск: Дизайн ПРО, 2000. 352 с.

3. Емельянов С.В. Системы автоматического управления с переменной структурой. М.: Наука, 1967. 336 с.

4. Бендат Дж., Пирсол А. Прикладной анализ случайных данных / Пер. с англ. М.: Мир, 1989. 540 с.

5. Михайлов Ф.А., Теряев Е.Д., Булеков В.П., Саликов Л.М., Диканова Л.С. Динамика непрерывных линейных систем с детерминированными и случайными параметрами, М.: Наука, 1971. 558 с.

6. Теория автоматического управления / Н. А. Бабаков, А. А. Воронов, А. А. Воронова и др.; Под ред. А. А. Воронова. М.: Высш. шк., 1986. 367 с.

7. Радиоавтоматика / В. А. Бесекерский, А. А. Елисеев, А. В. Небылов и др.; Под ред. В. А. Бесекерского. М.: Высш. шк., 1985. 271 с.

8. Богословский С.В., Богословский В. С. Теория нестационарного управления. СПб.: ГУАП, 2005. 380 с.

9. Молчанов А.П., Морозов М.В., Функции Ляпунова для нелинейных нестационарных дискретных систем управления с периодической линейной частью, Автомат. и телемех. 1992. Вып. 10. С. 37–45.

10. Муратова Т.В. Задача устойчивости нестационарных систем общего вида // Вестник московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана. Серия: Естественные науки, 2012. №3(46). С. 16-19.

11. Теория показателей Ляпунова и ее приложения к вопросам устойчивости / Былов Б.Ф., Виноград Р.Э., Гробман Д.М., Немыцкий В.В. М.: Наука, 1966. 576 с.

12. Барабанов А.Т. Теория линейных нестационарных систем с особой точкой. Устойчивость систем // Автоматика и телемеханика. М.: АН СССР, 1969. №6.С.5-15.

13. Никитин А. В., Шишлаков В. Ф. Параметрический синтез нелинейных систем автоматического управления / Под ред. В. Ф. Шишлакова. СПб.: ГУАП., 2003. 358 с.

УДК 378.147

С.Ф. Скорина, кандидат технических наук, доцент
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ РАЗРАБОТКИ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ КАЧЕСТВОМ НАНО-ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СЕНСОРОВ

Рассмотрен метрологический подход к построению системы управления качеством нано-электромеханических сенсоров параметров движения основания на основе методологии и аппарата нечеткой логики. Предлагается для анализа концепции неопределенности измерений использовать модифицированную диаграмму Ишикавы и программные средства имитационного моделирования.

Ключевые слова: измерения, концепция неопределенности, сенсоры, диаграмма Исикавы, система управления качеством.

S.F. Skorina, PhD, associate professor
State University of Aerospace Instrumentation, St. Petersburg, Russia

METROLOGICAL ASPECTS OF DEVELOPMENT QUALITY CONTROL SYSTEM FOR NANO-ELECTROMECHANICAL SENSORS

The metrological approach to building a quality control system for nano-electromechanical sensors for motion parameters of the base based on the methodology and fuzzy logic apparatus is considered. It is proposed to analyze the concept of measurement uncertainty using a modified Ishikawa diagram and software simulation tools.

Keywords: measurement, concept of uncertainty, sensors, Ishikawa diagram, quality control system.

Функционирование боровых информационно-управляющих комплексов летательных аппаратов, в частности систем ориентации, навигации и стабилизации различных классов невозможно без использования информации о параметрах движения основания. Для решения указанных задач необходима информация о проекциях вектора линейного ускорения, угловой ориентации и проекциях вектора угловой скорости объекта. В автономных системах источниками такой информации являются инерциальные сенсоры – акселерометры и инерциальные датчики углов и угловых скоростей.

В настоящее время перспективной базой изготовления таких сенсоров является технология производства микроэлектромеханических систем (МЕМС) или MEMS-технология. Она, как правило, основывается на тех или иных способах планарной или трехмерной обработке кремния. ГОСТ Р 54843-2011 «Из-

делия микросистемной техники. Элементы чувствительные микроэлектромеханических преобразователей физических величин. Общие технические условия» определяет микроэлектромеханический преобразователь физических величин как измерительный преобразователь, выполненный на основе механических и электронных устройств с применением микросистемных технологий и нанотехнологий. Дальнейшее уменьшение весогабаритных характеристик существующих сенсоров определяет насущную необходимость учитывать специфические квантовомеханических эффекты, которые определяют проблему преобразований наблюдателя и неопределенность измерений [1]. Это обусловлено тем, что характерные размеры отдельных элементов таких сенсоров определяются десятками и единицами нанометров, а также использованием нетрадиционных типов преобразователей перемещений инерционной массы. Уже в 2018 г. критический размер (КР) элементов больших интегральных микросхем в составе гаджетов известных производителей составлял 10 нанометров. При этом, в соответствии с требованиями метрологии необходимая точность измерений должна быть на порядок меньше и определяться десятыми долями или единицами нанометров. При таких расстояниях между элементами сенсора следует учитывать корпускулярно-волновой дуализм микрочастиц – носителей информации, эффект Казимира, дефекты структуры кристаллической решетки применяемых материалов, взаимные превращения двух форм материи – вещества и поля, статистический характер описания закономерностей микромира, проблему преобразований наблюдателя и пр. При названных выше характерных размерах такой сенсор классифицируется уже как нано-электромеханическое устройство или нано-электромеханический сенсор (НЭМС) [2].

Названые явления и эффекты, свойственные микромиру, становятся существенно значимыми и оказывают влияние на параметры сенсоров, в том числе и на их метрологические характеристики, поскольку обусловливают возникновение и необходимость учета этих явлений на неопределенность как выполняемых измерений самими сенсорами, так и измерений в процессе производства таких сенсоров. В силу органического сочетания в таких сенсорах объектов и законов классической физики и физики микромира представляется актуальным и значимым проанализировать существующую концепцию неопределенности измерений НЭМС сенсоров, являющихся неотъемлемой составляющей элементной базы современной авионики.

Актуальность такого подхода к решению, казалось, сугубо технического вопроса, очевидна, поскольку без этого эффективная разработка вопросов методологии устойчивого развития современных микро- и наноэлектромеханических сенсоров становится весьма проблематичной. Решение указанной проблематики связано с использованием системного подхода. Для системного подхода, в свою очередь, присущ свой, классический инструментарий, образующий полный замкнутый цикл преобразований наблюдателя [1].

Наблюдатель или исследователь, создающий с помощью своих инструментов некоторую систему знаний, тем самым превращает целостную мультипликативную реальность в аддитивную конструкцию. Зачастую этот процесс может сопровождаться потерей существенных свойств целого (системы), а зна-

чит, принятием недостаточно эффективных решений. В этом случае создаются предпосылки для искажения системы представлений как о предмете исследований, так и об окружающем мире в целом.

Решение проблемы неопределенности измерений возможно только с позиций единства детерминистского, вероятностного и эвристического подходов и зависит от природы объекта познания, уровня развития наук и технологий, создающих инструменты познания первичного объекта. В основе работы НЭМС сенсора ускорений с туннельным преобразователем перемещений инерционной массы [2] органически сочетаются законы классической физики и закономерности микромира. Эффективность такого датчика неразрывным образом связана с уровнем развития знаний в области метрологии наноизмерений и адекватным разрешением проблемы оценки достоверности получаемой информации (часть проблемы преобразований наблюдателя) [1; 3]. Системный подход к разработке и совершенствованию НЭМС базируется на использовании известных категорий диалектики – часть и целое, содержание и форма, качество и количество и других. В соответствии с системным подходом метрологические характеристики сенсоров должны формироваться путем многокритериальной оптимизации с учетом эксплуатационных, климатических, социальных, эргатических и других факторов. Наиболее интересным в философском аспекте представляется социальный фактор [4]. Современные технические системы нельзя рассматривать изолированно не только от человека-оператора, но и от социума в целом. Учет этого обстоятельства посредством только достижений эргономики представляется недостаточным. Необходимо комплексное рассмотрение проблемы человека-оператора, главным образом, как субъекта, осуществляющего процессы преобразования информации с целью формирования объективной картины окружающего мира. В качестве соответствующего инструментария для анализа концепции неопределенности измерений НЭМС сенсоров предлагается использовать модифицированную диаграмму Ишикавы.

Традиционная Диаграмма причины-следствия Ишикавы (Cause-and-Effect-Diagram) представляет собой инструментальное средство в форме рыбьей кости для систематического определения причин проблемы и последующего графического представления [5]. Она была разработана в начале 1950-х гг. Каорой Исикавой и первоначально применялась в рамках менеджмента качества для анализа проблем качества и их причин. В настоящее время она нашла всемирное распространение и является одним из инструментов бережливого производства и используется в групповой работе для поиска проблем и их выяснения причины их возникновения.

При этом подходе возможные причины разделяются по своему влиянию на 5 основных: человек, машина, методы, материал, окружающая среда. В свою очередь каждая из этих пяти основных причин может быть разделена на более детальные подпричины, которые могут разбиваться на еще более мелкие. Хорошо структурированная диаграмма Ишикавы позволяет группировать причины в самостоятельные категории; идентифицировать собственно причины, а не их признаки. Ее использование характеризуется доступностью и способствует проведению эффективных дискуссий по заданной проблематике, в ходе которых формируется адекватное действительности представление о проблеме.

В то же время для нее характерны и недостатки в виде: малой пригодности для анализа комплексных проблем, отсутствия взаимосвязи различных причин между собой и со временем развития процессов, сложности представления причинно-следственных связей в интеграции друг с другом. Отмеченные недостатки в полной мере присущи проблеме неопределенности измерений в НЭМС сенсорах. Поэтому представляется эффективным и целесообразным увязать диаграмму Ишикавы с известной петлей качества или циклом Деминга [6]. Под петлей качества в соответствии с международными стандартами ИСО 9000 понимают замкнутый в виде кольца жизненный цикл продукции. Этот цикл включает следующие взаимосвязанные этапы: исследования и маркетинг; проектирование и разработка технических требований; проектно-конструкторские работы; материально-техническое снабжение; подготовка производств, разработка технологии и производственных процессов; производство; контроль и испытания; упаковка, транспортировка и хранение; реализация и распределение продукции; ввод в эксплуатацию; эксплуатация; техническая помощь и обслуживание; рекламационная деятельность и утилизация. Наиболее важным здесь является обеспечение целостности процессов управления качеством на всех этапах жизненного цикла продукции. Для этого диаграмма Исикавы должна быть интегрирована с петлей качества, поскольку только комплексный, системный подход к проблеме на всех этапах жизненного цикла позволит обеспечить должное качество продукции.

В силу очевидной неопределенности достоверной оценки влияния каждого отдельного фактора, значительного количества самих факторов, а также многообразия механизмов влияния на неопределенность измерений современных инерциальных сенсоров для получения не только качественных, но и количественных результатов анализа интегрированной с петлей качества диаграммы Исикавы представляется целесообразным использовать методологию и математический аппарат нечеткой логики.

При таком подходе истинность рассматривается как лингвистическая переменная, принимающая значения типа: «очень истинно», «более-менее истинно», «не очень ложно» и т.п. Указанные лингвистические значения представляются нечеткими множествами. Сама лингвистическая переменная для рассматриваемой в настоящей статье проблематики может быть определена в виде влияния того или иного фактора на неопределенность измерений наноэлектромеханических сенсоров. Лингвистическая переменная задается пятью аргументами x, T, U, G, M, где x − имя переменной; T − терм-множество, каждый элемент которого представляется нечеткое множество на универсальном множестве U; G − синтаксические правила, порождающие название термов; M − семантические правила, задающие функции принадлежности нечетких термов, порожденных синтаксическими правилами G. Синтаксические правила G определяют новые термы с использованием квантификаторов вида «не», «очень» и «более-менее» и т.п., а семантические правила M задают в виде таблицы, которая определяет правила расчета функций принадлежности в зависимости от квантификатора.

Для определения нечеткой истинности может быть использованы известные функции Заде [7], а именно функции принадлежности термов «истинно»

и «ложно». Для нечеткого множества «истинно» носителем будет интервал $(a, 1]$, а для нечеткого множества «ложно» $[0, a)$, где $\in [0,1]$- параметр, определяющий носители нечетких множеств «истинно» и «ложно». Для накопления и собственно анализа результатов исследования неопределенности измерений нано-электромеханических сенсоров может быть применена интерактивная среда Simulink пакета прикладных программ MATLAB.

Применение для структурного анализа концепции неопределенности измерений НЭМС сенсоров с использованием возможностей современных пакетов прикладных программ позволяет выявить расширенный перечень факторов, оказывающих существенное влияние на точность измерений, а также оценить взаимосвязь между различными факторами. Интегрирование модифицированной диаграммы Исикавы и петли качества на всех этапах жизненного цикла открывает новые возможности. Они касаются проведения более углубленного и детального анализа динамики процессов формирования неопределенности измерений, обеспечивают принципиальную возможность построения системы управления качеством НЭМС на основе метрологического подхода. Перечисленные возможности в конечном итоге должны обеспечить эффективное развитие и повышение качества такой важной составляющей современной электронной компонентной базы, как микро- и нано-электромеханические сенсоры параметров движения основания.

Библиографический список

1. Назаров А.А. Проблема преобразований наблюдателя в естествознании. Мирный, Плесецк: «Плесецкая типография», 2006. 160 с.

2. Патент № 2391673. Российская Федерация. МПК G01P15/13. Нано-электромеханический датчик ускорения / Скорина С.Ф., Гамов Ю.В. Заявитель и правообладатель Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, 2010.

3. Скорина С.Ф. Обеспечение эксплуатационной надежности нано-электромеханических сенсоров информационно-управляющих комплексов подвижных объектов: мировоззренческие аспекты // Universum. Технические науки. 2017. № 2(35). URL: http://7universum.com/ru/tech/archive/item/4315 (дата обращения: 16.01.2019).

4. Щурин К.В. Проблема надежности в философском аспекте // Теоретический журнал. 2002. № 3. С.29–34.

5. Афанасьев В.А. Техническое регулирование и управление качеством. М.: Книжный дом Либроком, 2013. 256 с.

6. Федюкин В.К. Управление качеством процессов. СПб.: Питер, 2005. 202 с.

7. Тэрано Т., Асаи К., Сугэно М. Прикладные нечеткие системы. М.: Мир, 1993.

УДК 681.5

В.Ф. Шишлаков*,* доктор технических наук, профессор
Е.Ю. Ватаева*,* ассистент
Н.В. Решетникова*,* старший преподаватель
Д.В. Шишлаков*,* кандидат технических наук
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ПРИ ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ АППРОКСИМАЦИИ

Рассматривается решение задачи параметрического синтеза для нелинейных непрерывных и импульсных систем при полиномиальной аппроксимации, приводятся результаты вычислений. В качестве математического аппарата используется обобщенный метод Галеркина.

Ключевые слова: системы автоматического управления, нелинейные импульсные системы, нелинейные системы, метод Галеркина, полиномиальная аппроксимация.

V.F. Shishlakov*,* Dr. Sc., Tech., Professor
E. Yu. Vataeva*,* Assistant
N. V. Reshetnikova*,* Senior Lecturer
D.V. Shishlakov*,* PhD
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

PARAMETRIC SYNTHESIS OF NONLINEAR AUTOMATIC CONTROL SYSTEMS WITH POLYNOMIAL APPROXIMATION

The paper discusses the solution of the problem of parametric synthesis for nonlinear continuous and pulsed systems with polynomial approximation, provides the results of calculations. The generalized Galerkin method is used as a mathematical tool.

Keywords: automatic control systems, nonlinear pulse systems, nonlinear systems, Galerkin method, polynomial approximation.

Проблема синтеза параметров законов управления непрерывных и импульсных систем автоматического управления (САУ), содержащих устройства и элементы с динамическими и статистическими нелинейными характеристиками, представляет собой сложную научную и инженерно – техническую задачу. Данный вопрос является актуальным, поскольку автоматизации подвергаются новые сложные технические и технологические процессы, появляются новые требования к проектируемым системам (электроэнергетических, электромеханических, робототехнических), которые внедряются в различные области науки и техники. Результат решения задачи параметрического синтеза САУ связан с построением математической модели, а ее адекватность связана с принятым способом аппроксимации нелинейных характеристик [1, 2].

Наиболее широко используется кусочно-линейная аппроксимация, однако не всегда точность получаемого результата при такой математической модели оказывается достаточной, особенно, если речь идет об экстремальных характеристиках (механическая характеристика асинхронного двигателя или зависимость коэффициента сцепления от величины относительного проскальзывания). Подобные зависимости с помощью кусочно-линейной аппроксимации можно воспроизвести достаточно точно при весьма большом числе кусочно-линейных участков. Уменьшение числа кусочно-линейных участков для аппроксимации позволяет достаточно быстро получить результат, однако погрешность расчета может оказаться недопустимо высокой. Вместе с тем усложнение аппроксимирующих выражений для нелинейных характеристик как непрерывных, так и импульсных, может создать значительные затруднения при исследовании, поскольку динамические свойства нелинейных систем управления сами по себе достаточно сложны [3].

В работе предлагается использовать полиномиальную аппроксимацию, аппроксимирующий полином записывается в виде

$$y(x) = y(x_0) + a_1(x - x_0) + a_2(x - x_0)^2 + K + a_n(x - x_0)^n$$

где коэффициенты $a_1, a_2, \ldots, a_n$ определяются выражениями

$$a_1 = \left(\frac{dv}{dx}\right)_{x=x_0}, a_2 = \frac{1}{2!}\left(\frac{d^2v}{dx^2}\right)_{x=x_0}, \ldots, a_n = \frac{1}{n!}\left(\frac{d^nv}{dx^n}\right)_{x=x_0}$$

Аппроксимация степенным полиномом заключается в нахождении коэффициентов ряда $a_1, a_2, \ldots, a_n$. При заданной форме характеристики эти коэффициенты существенно зависят от выбора рабочей точки, а также от ширины используемого участка характеристики.

В качестве математического аппарата предлагается использовать обращение прямого вариационного метода анализа – обобщенного метода Галеркина, позволяющего с единых математических, методологических и алгоритмических позиций решать подобные задачи для САУ широкого класса, динамические свойства которых описываются нелинейными дифференциальными уравнениями произвольно высокого порядка.

Общая схема решения задачи подробно рассмотрена в [4], поэтому ниже остановимся лишь на вопросах, связанных с распространением метода на новый класс САУ.

С математической точки зрения задача синтеза параметров законов управления сводится к поиску минимума целевой функции, построенной на основе уравнений Галеркина

$$J = \sum_{q=1}^{m} \left\{ \begin{array}{l} \sum_{i=0}^{n} a_i(c_k) A_{qi} + \sum_{i=0}^{n^*} a_i^*(c_k) A_{qi}^* + \sum_{i=0}^{u} b_i(c_k) B_{qi} + \sum_{i=0}^{u^*} b_i^*(c_k) B_{qi}^* \\ -\sum_{i=0}^{v} e_i(c_k) C_{qi} - \sum_{i=0}^{v^*} e_i^*(c_k) C_{qi}^* \end{array} \right\}^2, \min_{c_k} J$$

где $a_i, a_i^*, b_i, b_i^*, e_i, e_i^*$ – вещественные постоянные коэффициенты полиномов оператора обобщенного дифференцирования D степеней n, n^*, u, u^*, v, v^* соответственно, являющиеся в общем случае функциями варьируемых параметров c_k закона управления системы; $A_{qi}, B_{qi}, C_{qi}, A_{qi}^*, B_{qi}^*, C_{qi}^*$ – интегралы Галеркина вида

$$A_{qi} = \int_0^\infty D^i \left\{ x^0(t) \right\} e^{-\rho_q t} dt = A_q \rho_q^{i-1}; i = 1, 2, \ldots, n$$

$$A_{qi}^* = \int_0^\infty D^i \left\{ x^{0*}(t) \right\} e^{-\rho_q t} dt = A_q^* \rho_q^i; i = 1, 2, \ldots, n^*$$

$$B_{qi} = \int_0^\infty D^i \left\{ F\left[x^0(t) \right] \right\} e^{-\rho_q t} dt = B_q \rho_q^{i-1}; i = 0, 1, \ldots, u;$$

$$B_{qi}^* = \int_0^\infty D^i \left\{ F\left[x^{0*}(t) \right] \right\} e^{-\rho_q t} dt = B_q^* \rho_q^i; i = 0, 1, \ldots, u^*;$$

$$C_{qi} = \int_0^\infty D^i \left\{ f(t) \right\} e^{-\rho_q t} dt = C_q \rho_q^{i-1}; i = 0, 1, \ldots, v,$$

$$C_{qi}^* = \int_0^\infty D^i \left\{ f^*(t) \right\} e^{-\rho_q t} dt = C_q^* \rho_q^i; i = 0, 1, \ldots, v^*.$$

где $x^0(t)$ – желаемое программное движение на входе нелинейного элемента; $F[x^0(t)]$ – аппроксимированная полиномом нелинейная характеристика; $f(t)$ – внешнее входное воздействие

Интегральные соотношения $A_{qi}, C_{qi}, A_{qi}^*, C_{qi}^*$ были получены ранее для различных видов программных движений и внешних входных воздействий [5], В данной работе рассматривается вычисления аналитических выражений B_{qi}, B_{qi}^* для процессов, записанных относительно сигнала ошибки САУ

– для нелинейных непрерывных систем

$$x^0(t) = [H^* e^{-\alpha t} \cos(\beta t - \varphi_0)] 1(t) \quad (1)$$

– для нелинейных импульсных систем

$$x^0(t) = [H^* e^{-\alpha t} \cos(\beta t - \varphi_0)] \delta(t - nT) \quad (2)$$

и относительно выхода САУ

– для нелинейных непрерывных систем

$$x^0(t) = \left(x_y - H^* e^{-\alpha t} \cos\left(\beta t - \varphi_0\right) \right) 1(t) \quad (3)$$

– для нелинейных импульсных систем

$$x^0(t) = \left[x_y - H^* e^{-\alpha t} \cos\left(\beta t - \varphi_0\right) \right] \delta(t - nT) \quad (4)$$

Подробные вычисления для нелинейных непрерывных систем приведены в работе [6, 7], ниже приводятся обобщение рекуррентных соотношений, определяющих интегралы Галеркина B_{qi}, B^*_{qi}.

Обобщение для нелинейных непрерывных систем для процесса записанного относительно сигнала ошибки САУ (1)

– для нечетной степени

$$B_q = \sum_{g=0}^{l} a_g \sum_{k=0}^{g} H^{*k} C_g^k \left\{ \begin{array}{l} \dfrac{k}{2^{k-1}\left(k\alpha+\rho_q\right)}\left[1-\left(k-2E\left(\dfrac{k}{2}\right)\right)\right]+\dfrac{\left(k\alpha+\rho_q\right)\cos\left(k\varphi_0\right)+k\beta\sin\left(k\varphi_0\right)}{2^{k-1}\left[\left(k\alpha+\rho_q\right)^2+(k\beta)^2\right]} \\ +\dfrac{k\left[\left(k\alpha+\rho_q\right)\cos\left((k-2)\varphi_0\right)+(k-2)\beta\sin\left((k-2)\varphi_0\right)\right]}{2^{k-1}\left[\left(k\alpha+\rho_q\right)^2+\left((k-2)\beta\right)^2\right]} \end{array} \right\}$$

– для четной степени

$$B_q = \sum_{g=0}^{l} a_g \sum_{k=0}^{g} H^{*k} C_g^k \left\{ \begin{array}{l} \dfrac{k}{2^{k-1}\left(k\alpha+\rho_q\right)}\left[1-\left(k-2E\left(\dfrac{k}{2}\right)\right)\right]+\dfrac{\left(k\alpha+\rho_q\right)\cos\left(k\varphi_0\right)+k\beta\sin\left(k\varphi_0\right)}{2^{k-1}\left[\left(k\alpha+\rho_q\right)^2+(k\beta)^2\right]} \\ +\dfrac{k\left[\left(k\alpha+\rho_q\right)\cos\left((k-2)\varphi_0\right)+(k-2)\beta\sin\left((k-2)\varphi_0\right)\right]}{2^{k-1}\left[\left(k\alpha+\rho_q\right)^2+\left((k-2)\beta\right)^2\right]} \end{array} \right\} +$$

$$+2\sum_{g=0}^{l}(-1)^j \left(\sum_{g=0}^{l} a_g \sum_{k=0}^{g} H^{*k} C_g^k \left\{ \begin{array}{l} \dfrac{k}{2^{k-1}\left(k\alpha+\rho_q\right)}\left[1-\left(k-2E\left(\dfrac{k}{2}\right)\right)\right]+\dfrac{\left(k\alpha+\rho_q\right)\cos\left(k\varphi_0\right)+k\beta\sin\left(k\varphi_0\right)}{2^{k-1}\left[\left(k\alpha+\rho_q\right)^2+(k\beta)^2\right]} \\ +\dfrac{k\left[\left(k\alpha+\rho_q\right)\cos\left((k-2)\varphi_0\right)+(k-2)\beta\sin\left((k-2)\varphi_0\right)\right]}{2^{k-1}\left[\left(k\alpha+\rho_q\right)^2+\left((k-2)\beta\right)^2\right]} \end{array} \right\} \right) +$$

$$+(-1)^j \left(\sum_{g=0}^{l} a_g \sum_{k=0}^{g} H^{*k} C_g^k \left\{ \begin{array}{l} \dfrac{k}{2^{k-1}\left(k\alpha+\rho_q\right)}\left[1-\left(k-2E\left(\dfrac{k}{2}\right)\right)\right]+\dfrac{\left(k\alpha+\rho_q\right)\cos\left(k\varphi_0\right)+k\beta\sin\left(k\varphi_0\right)}{2^{k-1}\left[\left(k\alpha+\rho_q\right)^2+(k\beta)^2\right]} \\ +\dfrac{k\left[\left(k\alpha+\rho_q\right)\cos\left((k-2)\varphi_0\right)+(k-2)\beta\sin\left((k-2)\varphi_0\right)\right]}{2^{k-1}\left[\left(k\alpha+\rho_q\right)^2+\left((k-2)\beta\right)^2\right]} \end{array} \right\} \right)$$

здесь E – целая часть числа.

Обобщение для нелинейных систем для процесса записанного относительно выхода САУ (3)

$$B_q = \sum_{g=0}^{l} a_g \sum_{k=0}^{g} x_y^{g-k} H^{*k} (-1)^k C_g^k \left\{ \begin{array}{l} \dfrac{k}{2^{k-1}\left(k\alpha+\rho_q\right)}\left[1-\left(k-2E\left(\dfrac{k}{2}\right)\right)\right]+\dfrac{\left(k\alpha+\rho_q\right)\cos\left(k\varphi_0\right)+k\beta\sin\left(k\varphi_0\right)}{2^{k-1}\left[\left(k\alpha+\rho_q\right)^2+\left(k\beta\right)^2\right]} \\ +\dfrac{k\left[\left(k\alpha+\rho_q\right)\cos\left(\left(k-2\right)\varphi_0\right)+\left(k-2\right)\beta\sin\left(\left(k-2\right)\varphi_0\right)\right]}{2^{k-1}\left[\left(k\alpha+\rho_q\right)^2+\left(\left(k-2\right)\beta\right)^2\right]} \end{array} \right\}$$

Обобщение для нелинейных импульсных систем для процесса записанного относительно сигнала ошибки САУ (2)

– для нечетной степени

$$B_q^* = \frac{1}{2^{g-1}} H^g \sum_{k=0}^{\frac{g-1}{2}} C_k^g \frac{\cos\varphi_0 (g-2k) e^{2(g\alpha+\rho q)T} - e^{(g\alpha+\rho q)T} \cos\left[(g-2k)(\beta T+\varphi_0)\right]}{e^{2(g\alpha+\rho q)T} - e^{(g\alpha+\rho q)T} 2\cos\left[(g-2k)\beta T\right]}$$

– для четной степени

$$B_q^* = H^g \left[\left(\sum_{n=0}^{\infty} e^{-(g\alpha+\rho q)T} \right) \frac{1}{2^{g-1}} \sum_{k=0}^{\frac{g-1}{2}} C_k^g \frac{\cos\varphi_0 (g-2k) e^{2(g\alpha+\rho q)T} - e^{(g\alpha+\rho q)T} \cos\left[(g-2k)(\beta T+\varphi_0)\right]}{e^{2(g\alpha+\rho q)T} - e^{(g\alpha+\rho q)T} 2\cos\left[(g-2k)\beta T\right]} \right]$$

Обобщение для нелинейных систем для процесса записанного относительно выхода САУ (4)

$$B_q^* = \sum_{k=0}^{g} x_y^{g-k} H^k (-1)^k C_g^k \left(\begin{array}{l} \dfrac{e^{2(k\alpha+\rho q)T}\cos k\varphi_0 - e^{(k\alpha+\rho q)T}\cos k(\beta T+\varphi_0)}{2^{k-1}(e^{2(k\alpha+\rho q)T} - 2e^{(k\alpha+\rho q)T}\cos k\beta T+1)} \\ +\dfrac{k\left(e^{2(k\alpha+\rho q)T}\cos(k-2)\varphi_0 - e^{(k\alpha+\rho q)T}\cos\left[(k-2)(\beta T+\varphi_0)\right]\right)}{2^{k-1}(e^{2(k\alpha+\rho q)T} - 2e^{(k\alpha+\rho q)T}\cos k\beta T+1)} \end{array} \right)$$

Полученные рекуррентные соотношения для вычисления интегралов B_q, B_q^* позволяют значительно упростить процесс вычислений при решении задачи параметрического синтеза для нелинейных непрерывных и импульсных систем произвольного высокого порядка и свести все вычисления к выполнению лишь простых математических операций.

Библиографический список

1. Borgul A., Bobtsov A., Kolyubin S., Zimenko K., Rabyish E.,Pyrkin A. Mechatronic and Robotic Setups for Modern Control Theory Workshops. // Preprints of ACE2012: 9th IFAC Symposium on Advances in Control Education. Scopus. 2012. Pp. 348-353.

2. Pyrkin A., Bobtsov A., Kolyubin S., Faronov M. Output Controller for Uncertain Nonlinear Systems with Structural, Parametric, and Signal Disturbances. // IEEE Multi-Conference on Systems and Control. Scopus. 2012.

3. Шишлаков В.Ф., Шишлаков А.В., Тимофеев С.С. Синтез САУ при различных видах аппроксимации нелинейных характеристик: теория и практика / Под. ред. В.Ф. Шишлакова. СПб.: ГУАП, 2017.

4. Никитин А.В., Шишлаков В.Ф. Параметрический синтез нелинейных систем автоматического управления / Под. Ред. В.Ф. Шишлакова. СПб.: ГУАП, 2003. 358 с.

5. Шишлаков В.Ф. Синтез нелинейных САУ с различными видами модуляции: СПб.: ГУАП, СПб., 1999., 267с.

6. Shishlakov V., Vataeva E., Reshetnikova N., Shishlakov D. Synthesis of control lawsof electromechanical systems under polynomial approximation of characteristics of nonlinear elements // MATEC Web Conf.Volume 161, 201813th International Scientific-Technical Conference on Electromechanics and Robotics “Zavalishin’s Readings” – 2018.

7. Синтез параметров законов управления нелинейных САУ при полиномиальной аппроксимации / В.Ф. Шишлаков, Д.В. Шишлаков, Е.Ю. Ватаева, Н.В. Решетникова // Завалишинские чтения’18: сб. докл. / СПб.: ГУАП, 2018. С. 114 – 118.

УДК 621.8

Д.В. Шишлаков*,* кандидат технических наук, доцент
В. И. Гончарова*,* студентка
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

КИБЕРФИЗИЧЕСКАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯМИ МАЛОГАБАРИТНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО СРЕДСТВА

В статье представлены этапы разработки киберфизической системы управления коллекторными двигателям для управления малогабаритными техническими средствами. Также показаны результаты проводимых испытаний, что подтверждает работоспособность.

Ключевые слова: коллекторный двигатель, контроллер, робототехника, киберфизические системы.

D. V. Shishlakov*,* PhD, Tech., Associate Professor
V.I. Goncharova*,* Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

CYBERPHYSICAL ENGINE CONTROL SYSTEM OF SMALL-SIZED TECHNICAL MEANS

The article presents the stages of development of cyberphysical control system for collector engines for control of small technical means. The results of the tests are also shown, which confirms the performance.

Keywords: manifold engine, controller, robotics, cyber-physical systems.

Введение

В настоящее время мобильная робототехника проникает все в большее количество сфер нашей жизни. Роботы, разработанные такими компаниями как Boston Dynamics, iRobot, KUKA Roboter, используются на промышленных предприятиях и для автоматизации рутинных домашних дел.

Одними из наиболее востребованных на рынке, являются системы военного назначения, а также системы способные работать в условиях чрезвычайных ситуаций [1]. Автономность, а также надежность и оптимальность алгоритмов управления – это основные требования, которые предъявляются ко всем роботам, вне зависимости от сложности и функционального назначения [2]. Автономные системы способны быстрее, чем управляемые вручную, реагировать на изменения окружающей среды. При этом им не требуется дополнительные человеческие ресурсы для одновременного управления многими объектами, поэтому они, в дальнейшем, могут являться частями мультиагентных робототехнических систем. Известны многие способы навигации мобильных роботов на плоскости. Результаты исследования данного вопроса отражены во множестве научных работ. В реальной жизни при этом, особенно в системах военного назначения и условиях чрезвычайных ситуаций, боле распространенной являет-

ся задача навигации в условиях пересеченной местности. В таких случаях сама среда, по которой движется робот, иногда может восприниматься в качестве препятствия, которое необходимо обойти, или каким-либо образом преодолеть.

В связи с этим целью работы является разработка контроллера управления коллекторными двигателями для малогабаритных технических комплексов.

Объектом исследования является колесный мобильный робот, двигающийся по пересеченной местности.

Предметом исследования составные компоненты малогабаритных технических комплексов, а именно контроллер управления двумя коллекторными двигателями.

Контроллер управления был разработан с целью управления двумя коллекторными двигателями на малогабаритных технических комплексах.

Данный драйвер предназначен для осуществления работы двигателей в нескольких режимах: прямое управление, ПИД-регулирование, и «импульсный» режим. В первом случае драйвер задает скорость, не принимая во внимание показания энкодеров, установленных на двигателях, то есть отсутствует обратная связь. Во втором случае драйвер рассчитывает скорость двигателей основываясь на показаниях энкодеров. Полученное значение используется для осуществления обратной связи при управлении скоростью двигателя. Параметры ПИД-регулятора при этом задаются пользователем при настройке драйвера, после чего сохраняются в энергонезависимую память микроконтроллера.

В третьем случае командой пользователя задается значение «силы» импульса и его длительность. Используется для управления, например, актуаторами.

Драйвер также имеет специальный разъем для подключения «бампера» – концевого выключателя. Он используется для того чтобы робот корректно и оперативно реагировал на столкновение с препятствием.

Также как и драйвер шаговых двигателей имеет световую индикацию, преобразователь напряжения, переключатели выбора адреса и разъем интерфейса UART для отладки.

Имеется возможность задать номер драйвера в сети CAN, от 0 до 7, а также номер мотора, которым следует управлять в данный момент, 0 или 1.

По запросу драйвер возвращает параметры, которые он использует для работы в данный момент, их значения отображаются в соответствующих полях приложения.

Имеется возможность задавать коэффициенты пропорциональной, интегральной и дифференцирующей составляющей ПИД-регулятора, отвечающего за поддержание заданной скорости.

Можно задавать предел интегральной суммы, выше которого не может накапливаться интегральная составляющая ПИД-регулятора. Это сделано для того, чтобы, если мотор «заклинит» на какое-то время, а потом он вновь сможет вращаться, регулятор мог корректно отрабатывать поставленную задачу.

Параметры «Time PID» и «Time PWM» отвечают за частоту, с которой драйвер обсчитывает новые значения с энкодеров двигателя в режиме ПИ управления и ШИМ управления соответственно. Параметры подбираются та-

ким образом, чтобы при подаче максимального сигнала управления на мотор, скорость его вращения составляла приблизительно 120-150 «тиков» энкодера за цикл обсчета, рабочее название этой единицы измерения – «parrot».

Параметр «PWM Dead zone» обозначает, с какого минимального значения будет подаваться ШИМ сигнал в режиме ручного управления.

Параметр «Accel/Break step» обозначает, с каким шагом будет нарастать ШИМ сигнал в режиме ручного управления, для реализации плавных пуска и торможения. Параметр «Emergency Lvl» отвечает за то, при каком значении силы тока, протекающего через мотор, драйвер будет считать, что произошло короткое замыкание, а значит необходимо прекратить подачу напряжения. Значение параметра 0 обозначает, что данная защита не используется.

Текущие показания данного мотора – скорость в единицах «Parrot» в данный момент времени, а также показания энкодера.

Параметры отладочного вывода – показания тахометра, одометра, промежуточные вычисления для каждого из моторов, а также показания АЦП установленного на драйвере. Выбираются режимы работы драйвера ПИД управление и ШИМ управление, пока выбор не сделан, ползунок для задания скорости правее остается неактивным. Кнопка «Stop» останавливает вращение моторов.

Параметры «Write in EEPROM» и «Read from EEPROM» передают контроллеру команду записать заданные значения параметров в энергонезависимую память контроллера, или наоборот считать их оттуда.

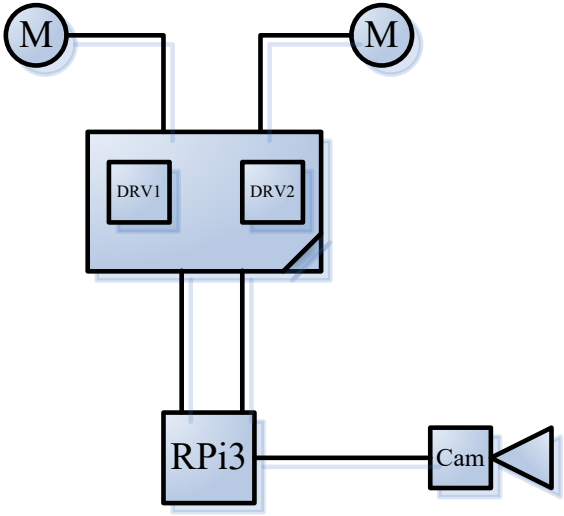


Рис. 1. Схема управления малогабаритным техническим комплексом:
M – коллекторный двигатель; DRV1, DRV2 – драйвер двигателя,
находящиеся непосредственно на разработанном контроллере;
RPi3 – одноплатный компьютер Raspberry Pi 3.0;
Cam – камера наблюдения по средствам робота

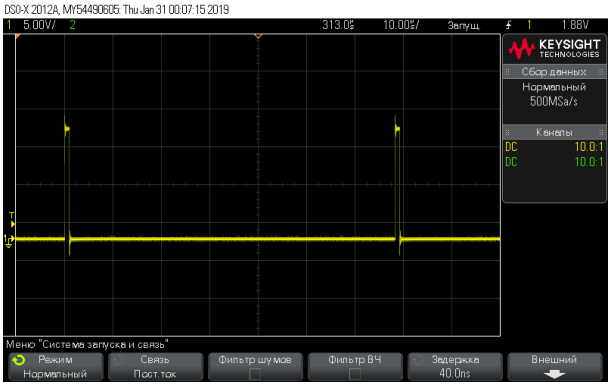
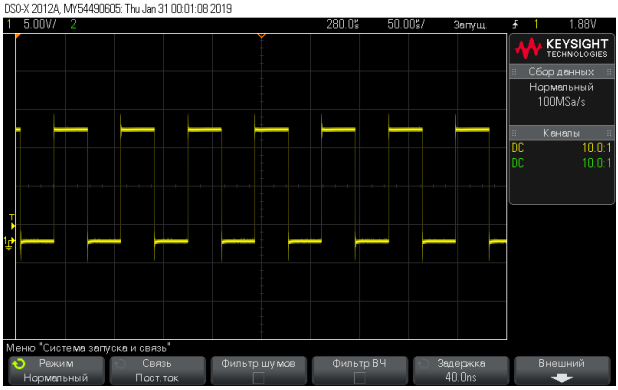


Рис. 2. ШИМ сигнал при S = 1000



Рису. 3. ШИМ сигнал при S = 2000

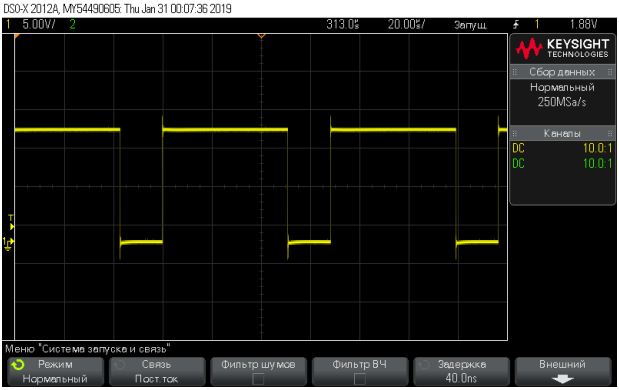


Рис. 4. ШИМ сигнал при S = 4000

Подключение платы происходит по средствам одноплатного компьютера Raspberry Pi, который представляет собой маленькое устройства в виде одной платы без корпуса. Одним из плюсов выбранного устройства является программирование под Embedded Linux. Данная операционная система и стала решающим фактором в выборе именно этого продукта, так как имеет огромное количество примеров и готовых проектов, которые можно найти в свободном доступе в различных сообществах пользователей Raspberry Pi. На рис. 1 представлена схема управления малогабаритным техническим комплексом.

Была проведена Широтно-импульсная модуляция (далее ШИМ), при которой подвергался изменения коэффициент заполнения $k_з$. Так как при проведении ШИМ частота и амплитуда сигнала являются величинами неизменными, то $k_з$ – самый важный параметр. Осциллограммы испытаний представлены на рис. 2–4 и представлены с разными величинами $k_з$. Также введем величину обратную $k_з$ и обозначим её S – скважность.

Из результатов проведенных лабораторных исследований видно, что увеличение величины коэффициента заполнения $k_з$ влияет на увеличение скорости вращения моторов и уменьшает скважность.

Библиографический список

1. Siegwart R., Illah Reza Nourbakhsh, Scaramuzza D. Introduction to autonomous mobile robots // Cambridge, Mass.: MIT Press, 2011. 435 p.

2. Литвинов Ю.В., Фролов С.Н., Бушуев А.Б., Мазулина В.В. Организация программного движения мобильного робота при обходе препятствий // ТРОО «Бизнес-Наука-Общество». 2013. Т. 7. С. 25-26.

3. Datasheet VNH2SP30-E, MultiPowerSO-30.

АВТОРСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ

А

Акопов В.С. 211
Андреев П.Г. 6
Антонов А.А. 12

Б

Бакшеева Ю.В. 18, 186
Безвытный С.А. 24
Беззатеев С.В 208
Беседин Н.А. 211
Бестугин А.Р. 30, 41, 115, 180
Богачев М.И. 47
Булатов В.В. 215

В

Ваганов М.А. 53, 104, 121
Ватаева Е.Ю. 220, 257, 287, 297
Вележев Д.С. 167
Власова А.Г. 60
Волков В.Ю. 47, 66

Г

Голубков В.А. 220
Гончарова В.И. 303
Григорьев Л.В. 72
Гришко А.К. 6

Д

Давидчук А.Г. 77
Дворников С.В. 84, 199
Дмитриев И.В. 60

Е

Елина Т.Н. 208, 263, 268
Епифанцев К.В. 225
Ермаков А.К. 90
Ефимов А.А. 231

Ж

Жмылёв С.А. 236
Жумабаева А.С. 6
Журавлев Н.В. 72

З

Задириенко А.И. 242, 274, 278
Зилинберг А.Ю. 97

К

Казак Н.С. 12, 53, 104, 121, 246
Казаков А.И. 246
Казаков В.И. 12, 53, 104, 121
Кащенко И.Е. 160
Каяткин В.Н. 110
Квас Е.С. 250, 254
Киршина И.А. 30, 41, 115, 180
Китаев В.В. 121
Колядин А.В. 142
Корнеев А.Ю. 97
Корнеев Ю.А. 97
Кочегаров И.И. 6
Кривальцевич С.В. 160
Криволапчук И.Г. 257
Крячко А.Ф. 77, 84, 127
Кузьменко В.П. 250, 254
Кулаков С.В. 136
Кулик Р.В. 127

Л

Лебедев В.Ф. 142
Ляшенко А.И. 60

М

Маркелов О.А. 47
Мартынчук И.Г. 236
Мачихин А.С. 60
Мельников С.Ю. 231
Михайлов А.В. 72
Михайлов В.Ф. 147, 150
Морозов И.С. 72
Москалец Д.О. 12
Москалец О.Д. 12, 53, 104, 121, 136, 154
Мулминов М.В. 167
Мыльников В.А. 208, 263, 268

Н

Назаренко П.А. 242, 274, 278
Неробеев А.В. 192
Новикова Ю.А. 30, 127

О
Овчинникова Н.А. 242, 274, 278
Окин П.А. 180
Около-Кулак П. 225

П
Павлов А.П. 160
Павлов К.В. 142
Параскун А.С. 121
Поваренкин Н.В. 90, 167
Поддубный С.С. 24, 110, 186
Подстригаев С.А. 90
Пожар В.Э. 60
Положенцев Д.С. 282
Польщикова О.В. 60
Пшеничников А.В. 84

Р
Решетникова Н.В. 220, 257, 287, 297
Романенков Д.А. 167
Рысин А.В. 250, 254
Рыжиков М.Б. 30, 127

С
Скорина С.Ф. 292
Смирнов В.М. 174
Солёная О.Я. 250
Солёный С.В. 254
Суедов Е.П. 136

Ф
Федоренко А.Г. 220
Филатов В.Н. 174
Филонов О.М. 180

Х, Ш
Хоменко А.А. 18, 186
Шепета А.П. 77
Шилов Д. 225
Шишлаков В.Ф. 250, 254, 257, 297
Шишлаков Д.В. 297, 303

Ю, Я
Юрков Н.К. 6
Якимов А.Н. 41, 115, 192
Якушенко С.А. 199

СОДЕРЖАНИЕ

ВСТУПИТЕЛЬНОЕ СЛОВО....4

МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ....5

Андреев П.Г., Юрков Н.К., Гришко А.К., Кочегаров И.И., Жумабаева А.С. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ДИЭЛЕКТРИКА НА СИГНАЛ РАСПРОСТРАНЕНИЯ В ГИГАГЕРЦОВОМ ДИАПАЗОНЕ ПРИ ПОВЫШЕННОЙ ТЕМПЕРАТУРЕ....6

Антонов А.А., Казаков В.И., Москалец Д.О., Москалец О.Д. КОМПЛЕКСНЫЕ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СПЕКТРЫ В ОПТИЧЕСКИХ ДИФРАКЦИОННЫХ СПЕКТРАЛЬНЫХ ПРИБОРАХ....12

Бакшеева Ю.В., Хоменко А.А. ОЦЕНКА РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ПО ДАЛЬНОСТИ УЛЬТРАЗВУКОВОГО МЕДИЦИНСКОГО ЭХОЛОКАТОРА В УСЛОВИЯХ РЕАЛЬНЫХ БИОЛОГИЧЕСКИХ СРЕД И ПУТИ ЕЕ УЛУЧШЕНИЯ....18

Безвытный С.А., Поддубный С.С. СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ....24

Бестугин А.Р., Новикова Ю.А., Рыжиков М.Б., Киршина И.А. МОДЕЛИРОВАНИЕ УЧЕТА ВЛИЯНИЯ ПОМЕХ ОТ ЗЕМЛИ НА ОЦЕНКУ СТЕПЕНИ ОПАСНОСТИ ОБЛАКОВ В БОРТОВОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ДОПЛЕРОВСКОЙ МЕТЕО РЛС....30

Бестугин А.Р., Якимов А.Н., Киршина И.А. ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ОПТИМИЗАЦИИ МИКРОВОЛНОВОЙ АНТЕННЫ С УЧЕТОМ ВНЕШНИХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ....41

Богачев М.И., Маркелов О.А., Волков В.Ю. АДАПТИВНАЯ СЕЛЕКЦИЯ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ МНОГОПОРОГОВОЙ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ....47

Ваганов М.А., Казаков В.И., Москалец О.Д. МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ПРИБОР БЕСКОНТАКТНОЙ СПЕКТРАЛЬНОЙ ДИАГНОСТИКИ ЖИДКОСТНОГО РАКЕТНОГО ДВИГАТЕЛЯ. РАЗРАБОТКА И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ....53

Власова А.Г., Польщикова О.В., Мачихин А.С., Ляшенко А.И., Дмитриев И.В., Пожар В.Э. RGB ЛАЗЕР ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ ЦИФРОВЫХ ГОЛОГРАММ....60

Волков В.Ю. СЕЛЕКЦИЯ ОБЪЕКТОВ НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ В СИСТЕМАХ ДИСТАНЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ....66

Григорьев Л.В., Морозов И.С., Журавлев Н.В., Михайлов А.В. ВОЗБУЖДЕНИЕ ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН ПРИ МЕЖЗОННОМ ПОГЛОЩЕНИИ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В СТРУКТУРЕ BSO-ZnO....72

Давидчук А.Г., Крячко А.Ф., Шепета А.П. ДИФРАКЦИЯ НА N ПОЛУПЛОСКОСТЯХ С ПРОИЗВОЛЬНО ОРИЕНТИРОВАННЫМИ КРАЯМИ....77

Дворников С.В., Крячко А.Ф., Пшеничников А.В. МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ В КОНФЛИКТНЫХ СИТУАЦИЯХ КОГНИТИВНОГО ХАРАКТЕРА.....84

Ермаков А.К., Поваренкин Н.В., Подстригаев С.А. ВЛИЯНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ НА ПАРАМЕТРЫ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ.....90

Зилинберг А.Ю., Корнеев Ю.А., Корнеев А.Ю. СОПРОВОЖДЕНИЕ ОБЪЕКТОВ НА ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯХ: ОБЩИЙ ПОДХОД.....97

Казаков В.И., Ваганов М.А., Москалец О.Д. ВЫСОКОПОРЯДКОВАЯ ДИФРАКЦИОННАЯ РЕШЕТКА ДЛЯ ОПТИЧЕСКОГО СПЕКТРАЛЬНОГО ПРИБОРА.....104

Каяткин В.Н., Поддубный С.С. ПРИМЕНЕНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ ИЗЛУЧАЕМЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ РАЗРЕШЕНИЯ ПО УГЛОВОЙ КООРДИНАТЕ ПАРНОЙ ЦЕЛИ 110

Киршина И.А., Бестугин А.Р., Якимов А.Н, ОБОБЩЕННАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ НАЗЕМНОЙ РАДИОЛИНИИ СВЯЗИ.....115

Китаев В.В., Ваганов М.А., Казаков В.И., Москалец О.Д., Параскун А.С. ПРИМЕНЕНИЕ БЕСКОНТАКТНОЙ ОПТИЧЕСКОЙ СПЕКТРОСКОПИИ В СИСТЕМАХ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ.....121

Крячко А.Ф., Новикова Ю.А., Рыжиков М.Б., Кулик Р.В. МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ОПАСНЫХ МЕТЕООБРАЗОВАНИЙ В БОРТОВЫХ РАДИОЛОКАТОРАХ С ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ.....127

Кулаков С.В., Москалец О.Д., Суедов Е.П. МЕТОДЫ ТЕОРИИ ЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ В ЗАДАЧАХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ГЕТЕРОДИННОГО АНАЛИЗА СПЕКТРОВ.....136

Лебедев В.Ф., Павлов К.В., Колядин А.В. ИССЛЕДОВАНИЕ ХИМИЧЕСКОГО СОСТАВА СИНТЕТИЧЕСКИХ АЛМАЗОВ МЕТОДОМ ЛАЗЕРНО-ИСКРОВОЙ ЭМИССИОННОЙ СПЕКТРОСКОПИИ.....142

Михайлов В.Ф. ИЗЛУЧЕНИЕ ПЛОСКОГО ВОЛНОВОДА, ЗАКРЫТОГО РАСПЛАВЛЕННОЙ ТЕПЛОЗАЩИТОЙ.....147

Михайлов В.Ф. ИЗЛУЧЕНИЕ ПЛОСКОГО ВОЛНОВОДА, ЗАКРЫТОГО НЕОДНОРОДНОЙ ТЕПЛОЗАЩИТОЙ 150

Москалец О.Д. ПЕРЕНОС ИНФОРМАЦИИ ОПТИЧЕСКИМИ СИГНАЛАМИ.....154

Павлов А.П., Кащенко И.Е., Кривальцевич С.В. ОЦЕНКА ПРИМЕНИМОСТИ СЕТЕЙ ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ ГАРМОНИЧЕСКИХ ИСКАЖЕНИЙ КОРОТКОВОЛНОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ.....160

Поваренкин Н.В., Мулминов М.В., Романенков Д.А., Вележев Д.С. ПАРАМЕТРЫ КАНАЛООБРАЗУЮЩИХ МОДУЛЕЙ ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК.....167

Смирнов В.М., Филатов В.Н. ПРИМЕНЕНИЕ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПРИ СЕГМЕНТАЦИИ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА 174

Филонов О.М., Бестугин А.Р., Киршина И.А., Окин П.А. ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ КОРРЕКЦИЯ МИКРОРЕЗОНАТОРОВ ГЕНЕРАЦИЕЙ В НИХ ВНУТРЕННИХ УПРУГИХ ПОЛЕЙ 180

Хоменко А.А., Поддубный С.С., Бакшеева Ю.В. ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ ВТОРИЧНОЙ РЛС 186

Якимов А.Н., Неробеев А.В. ОПТИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИЙ МИКРОВОЛНОВЫХ АНТЕНН С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОНЕЧНО-ЭЛЕМЕНТНЫХ МОДЕЛЕЙ 192

Якушенко С.А., Дворников С.В. МОДЕЛЬ УГРОЗ НАВИГАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ СПУТНИКОВОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ 199

ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА 207

Беззатеев С.В., Мыльников В.А., Елина Т.Н. АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МЕТОДОВ СТЕГАНОГРАФИИ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ДОКУМЕНТОВ ОГРАНИЧЕННОГО ДОСТУПА 208

Беседин Н.А., Акопов В.С. ПРИМЕНЕНИЕ ПЬЕЗОАКТУАТОРА В ДИСКОВОМ ТОРМОЗНОМ МЕХАНИЗМЕ АВТОМОБИЛЯ 211

Булатов В.В. ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМЫ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ДЕФЕКТА СТЕКЛА «ВЫЩЕЛАЧИВАНИЕ» .....

Голубков В.А., Федоренко А.Г., Ватаева Е.Ю., Решетникова Н.В. УСКОРЕННЫЕ ИСПЫТАНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ 220

Епифанцев К.В., Около-Кулак П., Шилов Д. РАЗРАБОТКА УСТАНОВКИ ИД-3 ДЛЯ ИСПЫТАНИЯ ИНДУКТИВНЫХ ДАТЧИКОВ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ 225

Ефимов А.А., Мельников С.Ю. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С АКТИВНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ 231

Жмылёв С.А., Мартынчук И.Г. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ В СЕРВИСАХ АВТОМАСШТАБИРОВАНИЯ ОБЛАЧНЫХ СИСТЕМ 236

Задириенко А.И., Назаренко П.А., Овчинникова Н.А. РАЗРАБОТКА ДАТЧИКА УГЛА АТАКИ НА МИКРОКОНТРОЛЛЕРЕ ARDUINO UNO 242

Казаков А.И. СПОСОБНОСТИ РОБОТА UR5 С ТЕХНИЧЕСКИМ ЗРЕНИЕМ 246

Квас Е.С., Кузьменко В.П., Рысин А.В., Солёная О.Я., Шишлаков В.Ф. ПРОБЛЕМЫ ПРИМЕНЕНИЯ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ В УПРАВЛЕНИИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМИ УСТРОЙСТВАМИ 250

Квас Е.С., Кузьменко В.П., Рысин А.В., Солёный С.В., Шишлаков В.Ф. МОНИТОРИНГ АВАРИЙ И ПРОМЕЖУТОЧНОГО ПОЛОЖЕНИЯ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ 254

Криволапчук И.Г., Ватаева Е.Ю., Решетникова Н.В., Шишлаков В.Ф.
РЕГУЛЯТОР НА БАЗЕ НЕТОЧНЫХ МНОЖЕСТВ 257

Мыльников В.А,.Елина Т.Н , ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРО-НЕЧЕТКИХ СЕТЕЙ
ДЛЯ ПЛАНИРОВАНИЯ ЗАСТРОЙКИ И СОЗДАНИЯ ИНФРАСТРУКТУРЫ
ГОРОДА 263

Мыльников В.А., Елина Т.Н. МОДЕЛЬ ПРОГНОЗА АВАРИЙНОСТИ
ТРУБОПРОВОДНОГО ТРАНСПОРТА НА ОСНОВЕ АППАРАТА
НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ 268

Назаренко П.А., Овчинникова Н.А., Задириенко А.И. КВАДРОКОПТЕР
КАК ОБЪЕКТ УПРАВЛЕНИЯ 274

Назаренко П.А., Овчинникова Н.А., Задириенко А.И. ВЫБОР ПОЛЕТНОГО
КОНТРОЛЛЕРА ДЛЯ КВАДРОКОПТЕРА 278

Положенцев Д.С. ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВОЙ
СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ
СИЛОВЫХ ГИРОСКОПИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ 282

Решетникова Н.В., Ватаева Е.Ю. ОСОБЕННОСТИ ИССЛЕДОВАНИЯ
НЕСТАЦИОНАРНЫХ САУ 287

Скорина С.Ф. МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ РАЗРАБОТКИ СИСТЕМЫ
УПРАВЛЕНИЯ КАЧЕСТВОМ НАНО-ЭЛКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СЕНСОРОВ ... 292

Шишлаков В.Ф., Ватаева Е.Ю., Решетникова Н.В., Шишлаков Д.В.
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ
АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ПРИ ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ
АППРОКСИМАЦИИ 297

Шишлаков Д.В., Гончарова В.И. КИБЕРФИЗИЧЕСКАЯ СИСТЕМА
УПРАВЛЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯМИ МАЛОГАБАРИТНОГО
ТЕХНИЧЕСКОГО СРЕДСТВА 303

Научное издание

XXII международная научная конференция

Волновая электроника и инфокоммуникационные системы

Сборник статей

Часть 2

Ответственные за выпуск

А.Н. Якимов

А.С. Курылёва

Компьютерная верстка *Н.Н. Караваева*

Редакторская подготовка *Л.И. Корнеева*

Редакционно-издательский центр ГУАП
190000, Санкт-Петербург, Б. Морскаяул., 67

Подписано к печати 30.05.2019. Формат 60×84 1/16.
Усл. печ. л. 18,2. Тираж 150 экз. Заказ № 230.