



ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА 2022 №1



ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА 2022 № 1 январь

Ежемесячный
научно-технический
журнал

Основан в 1939 г.

С 1958 г. переводится
на английский язык
под названием
«Measurement Techniques»
издательством
Springer Nature
www.springer.com/11018

УЧРЕДИТЕЛИ

Федеральное агентство
по техническому регулированию
и метрологии

ФГУП «Всероссийский
научно-исследовательский
институт метрологии
им. Д. И. Менделеева»

ФГУП «Всероссийский
научно-исследовательский
институт оптико-физических
измерений»

ФГУП «Всероссийский
научно-исследовательский
институт физико-технических и
радиотехнических измерений»

ФГБУ «Всероссийский
научно-исследовательский
институт метрологической
службы»

МОО «Метрологическая академия»

СОДЕРЖАНИЕ

■ ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

- С. Ф. Левин.** Системные аспекты теории измерительных задач 3
- П. В. Власов, Ф. И. Храпов, А. А. Жуков.** Оценка точности алгоритмов обработки апостериорных результатов измерений, полученных от троированных измерительных каналов 12
- А. В. Лапко, В. А. Лапко, А. В. Бахтина.** Применение непараметрического алгоритма распознавания образов в задаче проверки гипотезы о независимости переменных неоднозначных функций 17

■ ЛИНЕЙНЫЕ И УГЛОВЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

- Д. А. Рошин.** Погрузка гусеничной техники своим ходом на автоприцеп: управление с помощью системы технического зрения 23

■ ОПТИКО-ФИЗИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

- В. Е. Привалов, Ю. В. Чербачи, В. Г. Шеманин.** Влияние пропускания атмосферы на точность лидарного измерения мощности рассеяния Ми частицами аэрозоля 30
- А. И. Колпаков, А. М. Райцин, М. В. Улановский.** Прослеживаемость измерений энергетических параметров лазерного пучка 35

■ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

- А. Ф. Марков, В. А. Хвостов.** Алгоритм синхронизации результатов измерений положения электромеханической системы и электродвижущей силы индукции при реализации динамического режима весов Киббла 41
- Б. С. Первухин, Д. Е. Кривокобов, В. А. Соловьев.** Сравнительный анализ методов определения параметров измерительного преобразователя контактного кондуктометра 46
- С. М. Плотников.** Анализ методов определения потерь в магнитопроводе трансформатора 52

■ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

- А. И. Матвеев.** Волноводные термисторные ваттметры оконечного типа в диапазоне частот 16,7–37,5 ГГц 58
- М. А. Зенченко, А. В. Клеопин, В. В. Макаров, Л. Н. Селин.** Копланарная линия на подложке из арсенида галлия для электрооптической стробоскопической измерительной системы с полосой пропускания более 110 ГГц 62

■ АКУСТИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

- В. Г. Лукашкин, М. Ю. Прилепко.** Фазовая регистрация возмущений флуктуирующих сред с помощью пространственно-разнесённого радиоакустического генератора 68

Главный редактор
В. Н. Крутиков

Редакционная коллегия:

И. В. Емельянова
(зам. гл. редактора)
В. И. Белоцерковский
С. И. Донченко
Л. К. Исаев
А. Д. Козлов
Е. П. Кривцов
А. Ю. Кузин
С. В. Медведевских
В. В. Окрепилов
В. Н. Храменков
И. А. Шайко
В. В. Швыдун

Научные редакторы *Грачева И. Л., Федяева М. В.*
Корректор *Бучная М. В.*
Иллюстрации *Бабаев И. Н.*
Компьютерная верстка *Нотт С. А.*
Реклама, распространение и подписка *Керсова Л. А.*
Тел.: +7(495)430-28-02, kersova@vniims.ru

Сдано в набор: 15.12.2021.
Подписано в печать: 28.01.2022.
Формат 60х90 1/8. Бумага мелованная. Печать офсетная.
Усл. п.л. 9,0. Уч.-изд. л. 11,5. Тир. 200 экз. Зак. 22-13а.
Свободная цена.
Отпечатано в ООО «Типография «Миттель Пресс»,
127254, Москва, ул. Руставели, 14, с. 6, оф. 7.

Издание зарегистрировано Роскомнадзором
Свидетельство о регистрации: ПИ № ФС77-21572
от 15.07.2005.

Издатель: ФГБУ «ВНИИМС».
Адрес редакции и издателя: 119361, Москва,
ул. Озёрная, 46, ФГБУ «ВНИИМС».
Тел.: +7(495)781-48-70
E-mail: izmt@vniims.ru
Сайт: www.izmt.ru

Редакция не несёт ответственности за содержание
рекламных материалов.
Точка зрения редакции может не совпадать с позицией
авторов.
Полное или частичное воспроизведение материалов
допускается с письменного разрешения редакции.
При перепечатке материалов ссылка на журнал
«Измерительная техника» обязательна.
Все поступившие в редакцию материалы подлежат
рецензированию.
Материалы, переданные в редакцию, не возвращаются.
Требования к оформлению статей размещены на сайте
www.izmt.ru
Знаком информационной продукции не маркируется.

■ GENERAL PROBLEMS OF METROLOGY AND MEASUREMENT TECHNIQUES

- S. F. Levin.** System facets of measurement problems theory..... 3
P. V. Vlasov, F. I. Khrapov, A. A. Zhukov. Evaluation of the accuracy of processing
algorithms for a posteriori measurement results obtained from tripled measuring channels..... 12
A. V. Lapko, V. A. Lapko, A. V. Bakhtina. Application of a nonparametric pattern
recognition algorithm in the problem of testing the hypothesis about the independence
of variables of ambiguous functions..... 17

■ LINEAR AND ANGULAR MEASUREMENTS

- D. A. Roshchin.** Loading tracked vehicles under its own power on a trailer: control using
a technical vision system 23

■ OPTICOPHYSICAL MEASUREMENTS

- V. E. Privalov, Y. V. Cherbachi, V. G. Shemanin.** Atmospheric transmission influence on
the accuracy of lidar measurements of the Mie scattering power by aerosol particles 30
A. I. Kolpakov, A. M. Raitsin, M. V. Ulanovskii. Traceability of energy measurements
laser beam parameters 35

■ ELECTROMAGNETIC MEASUREMENTS

- A. F. Markov, V. A. Khvostov.** Algorithm for synchronizing the results of measurements of
position and EMF of induction in the implementation of the calibration mode of the Kibble
balance 41
B. S. Pervukhin, D. E. Krivobokov, V. A. Solov'ev. Comparative analysis of methods for
determining the parameters of the measuring transducer of a contact conductometer 46
S. M. Plotnikov. Analysis of the methods for determining losses in the transformer
magnetic core 52

■ RADIO MEASUREMENTS

- A. I. Matveev.** End-of-line waveguide thermistor power meters in the frequency range
16.7–37.5 GHz 58
M. A. Zenchenko, A. V. Kleopin, V. V. Makarov, L. N. Selin. The coplanar waveguide
with gallium arsenide substrate for the electro-optic sampling system with a bandwidth
over 110 GHz..... 62

■ ACOUSTIC MEASUREMENTS

- V. G. Lukashkin, M. Y. Prilepko.** Phase registration of perturbations of fluctuating media
using a spatially spaced radio-acoustic generator 68

Системные аспекты теории измерительных задач

Сергей Фёдорович Левин

Московский институт экспертизы и испытаний, Москва, Россия, miei-metrolog@yandex.ru

Аннотация. Описаны две проблемы, сопутствующие выделению теории измерительных задач из теории измерений. Первая – проблема гармонизации определения термина «измерение» в связи с путаницей между измерениями, методами, методиками измерений и методами решения измерительных задач, в том числе в Международном словаре по метрологии, – проблема разделения измерений и вычислений. Вторая – неадекватность математических моделей объектов измерений. Приведено решение этих проблем в рамках теории измерительных задач.

Ключевые слова: измерение, метод измерения, измерительная задача, метод решения измерительной задачи, погрешность неадекватности, параметр рассеяния, распределение вероятностей, толерантный интервал

Для цитирования: Левин С. Ф. Системные аспекты теории измерительных задач // Измерительная техника. 2022. № 1. С. 3–11. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-1-3-11>

System facets of measurement problems theory

Sergey F. Levin

Moscow Institute for expertise and tests, Moscow, Russia, miei-metrolog@yandex.ru

Abstract. The problems accompanying the separation of the theory of measurement problems from the theory of measurements are described. The first problem is the problem of harmonization of the definition of the term «measurement» in connection with the confusion between measurements, measurement methods and methods for solving measurement problems in the International Vocabulary or the problem the separation of measurements and calculations. The second problem is the inadequacy of mathematical models of measurement objects. The solution of these problems within the scope of the theory of measurement problems is shown.

Keywords: measurement, measurement method, measurement problem, method of solving the measurement problem, error of inadequacy, scattering parameter, probability distribution, tolerance intervals

Введение. В монографии Ю. В. Линника [1] впервые рассмотрены *прямые равноточные измерения, прямые неравноточные наблюдения, не прямые (косвенные) безусловные измерения, не прямые (косвенные) условные измерения*, а также *уравнивание и интерполирование* с позиций статистической обработки данных как выделенного направления метрологии со своими задачами. В то время (1960-е гг.) ГОСТ 16263-70 «ГСИ. Метрология. Термины и определения» даже не планировался к разработке. Это была эпоха «нормального закона» для случайных погрешностей. Поэтому монографию [1] можно рассматривать как первую фундаментальную математическую работу по теории измерительных задач.

В русском языке слово «измерить»¹ даёт правильную ориентацию метрологической терминологии, но составители ГОСТ 16263-70 шли другим путём – алфавитный указатель русских терминов уже сопровождали алфавитные указатели немецких, английских и французских терминов. В РМГ 29-99 «ГСИ. Метрология. Основные термины и определения» прямые,

косвенные, совокупные, совместные, абсолютные и относительные «измерения» были дополнены равноточными, неравноточными, однократными, многократными, статическими и динамическими измерениями. Появились и странные примечания:

5.10 прямое измерение

Измерение, при котором искомое значение физической величины получают непосредственно.

Примечание – Термин *прямое измерение* возник как противоположный термину *косвенное измерение*. Строго говоря, измерение всегда прямое и рассматривается как сравнение величины с ее единицей. В этом случае лучше применять термин *прямой метод измерений*.

5.11 косвенное измерение

Определение² искомого значения физической величины на основании результатов прямых измерений других физических величин, функционально связанных с искомой величиной.

Примечание – Во многих случаях вместо термина *косвенное измерение* применяют термин *косвенный метод измерений*.

¹ **ИЗМЕРИТЬ** – Определить какой-либо мерой {средством – авт.} величину {модель – авт.} чего-н. {объект – авт.}. И. температуру тела. И. длину здания. И. напряжение тока. || перен. Установить, сделать заключение о величине, размерах чего-н. (книжн.). И. глубину чувства [2].

² От слова *определить*: «...3. Вычислить, высчитать, вывести по какому-то данным... 6. Назначить, указать» [2].

О размыивании понятия «измерение» профессор В. А. Кузнецов еще в начале 1990-х гг. сказал: «Мы перестали понимать, что такое измерение».

Серьёзность проблемы с термином «измерение» начала осознаваться составителями Международного словаря [3] только спустя почти полтора десятилетия в 2007 г. [4, 5]: «наличие разных подходов к определению измерения зачастую приводит к использованию одного и того же термина для обозначения разных понятий». Статья [4, 5] заканчивалась неутешительным выводом: «Задача, стоящая перед составителями словаря, – гармонизировать терминологию, используемую при разных подходах, таким образом, чтобы одному понятию соответствовал один термин, оказалась трудновыполнимой. В некоторых случаях пришлось согласиться на использование одного термина для определения двух понятий и наоборот двух терминов для определения одного понятия».

Более полно проблему иллюстрирует определение термина [3]:

2.5 (2.4) метод измерений – общее описание логической последовательности операций при измерении.

ПРИМЕЧАНИЕ

Методы измерений могут быть следующих видов:

метод измерений замещением;
дифференциальный метод измерений;
нулевой метод измерений;

или

метод прямых измерений;
метод косвенных измерений.

Но проблема не в логике, а в физическом различии измерений и вычислений. Согласно МИ 2222-92 «ГСИ. Виды измерений. Классификация» виды измерений делят по родам физических величин, причём необходимо «не допускать возможности включения одной и той же измеряемой физической величины в различные виды измерений, а в РМГ 29-99 «ГСИ. Метрология. Основные термины и определения» методы замещения, дифференциальный и нулевой, отнесены к методам измерений. Названия же «прямой метод измерений» и «косвенный метод измерений» из РМГ 29-99 и сменившего его одноимённого РМГ 29-2013 распространения не получили из-за акцента³ на «методе измерений». Объединение *измерений, методов измерений и методов решения измерительных задач* лишь усугубило главную проблему Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement (GUM) [6] – проблему неадекватности [7]. Не изменило ситуации введение в VIM-3 [3] нового термина

2.27 дефиниционная неопределённость (definitional uncertainty) – составляющая неопределённости измерений, являющаяся результатом ограниченной детализации в определении измеряемой величины.

ПРИМЕЧАНИЯ

1 Дефиниционная неопределённость есть практический минимум неопределённости измерений при любом измерении данной величины.

2 Любое изменение детализации в определении величины ведет к другой дефиниционной неопределённости.

3 В ISO/IEC Guide 98-3:2008, D.3.4, и в IEC 60359 для понятия «дефиниционная неопределённость» используется термин «собственная неопределённость» («intrinsic uncertainty»).

Хотя во введении [3] отмечено, что «в GUM дефиниционная неопределённость рассматривается как пренебрежимо малая по сравнению с другими составляющими неопределённости измерений». Но именно введение этого термина превратило *неопределённость измерения* в непознаваемую величину.

И первый же подробный анализ [7] перевода [8] в примере калибровки термометра [8, Приложение Н.3] обнаружил неучтённую долю погрешности неадекватности порядка 60 % и ошибочную структуру калибровочной функции.

Однако проблема неадекватности для GUM оказалась ещё и казусом. Ведь в GUM проблема неадекватности математических моделей была описана, в общем-то, правильно, и даже намечено её решение путём метрологической аттестации, но конкретный результат так и не был получен. «Дефиниционная неопределённость» осталась без определения количественной меры, а термин «детализация» в силу своей многозначительности остался удачным названием в неудачной дефиниции. Так маленькое примечание в РМГ 29-99 указало на многозначность термина «измерение» и привело к казусу неадекватности [9].

Шаг в правильном направлении все-таки был сделан в РМГ 29-2013:

4.19 прямое измерение: Измерение, при котором искомое значение величины получают непосредственно от средства измерений.

Примечания

1 Термин прямое измерение возник как противоположный термину косвенное измерение. Строго говоря, измерение всегда прямое и рассматривается как сравнение величины с её единицей или шкалой. В этом случае лучше применять термин *прямой метод измерений*.

2 В основу разделения измерений на прямые, косвенные, совместные и совокупные может быть положен вид модели измерений. В этом случае граница между косвенными и прямыми измерениями *размыта*, поскольку большинство измерений в метрологии относится к косвенным, поскольку подразумевает учёт влияющих факторов, введение поправок и т. д.

Катахрезы в терминологии. Метрологию обычно рассматривают как науку об измерениях. Но фактически метрология – фундаментальная древнейшая наука о методах и средствах *отображения* свойств физических объектов

³ Правильное чередование слов дано в ГОСТ 8.061-80 «ГСИ. Поворотные схемы. Содержание и построение»: метод прямого измерения, метод косвенного измерения.

математическими моделями. Расхождение результатов *вычислений* по моделям и результатов *измерений* свойств физических объектов в конкретных условиях характеризует степень познаваемости явлений. Неизбежность «ошибок» такого рода привела к их *переименованию* по источникам в *погрешности измерений* и *погрешности неадекватности*. По всей видимости, проблема неадекватности математических моделей и терминов остаётся в метрологии перманентной [10].

Соединение противоречивых, несовместимых понятий, обычно представляющих собой ошибку речи, но в некоторых случаях, входящих в обиход, в языкознании называют катахрезой.

Проблема катахрез терминологии возникает тогда, когда в термине используют, в лучшем случае, не прямой, а косвенный смысл базового слова, в худшем – возникает семантическая ошибка из-за утраты осознания внутренней формы слова. В обоих случаях это ведет к опасным системным ошибкам в приложениях из-за неадекватности названия. Это же и проблема «гармонизации» нормативных документов: дело не в идентичности переводов, а в их цели и уровне компетентности редакторов. Её примером стал перевод [8] 1999 г. международного документа [6]. А уже в 2002 г. Учёный совет ВНИИМ им. Д. И. Менделеева осудил перекосы англоязычной гармонизации и признал «ошибочными необоснованные стремления, в ряде случаев в угоду мнимой и надуманной гармонизации, сузить богатые возможности русского языка».

Терминология играет в науке особую роль, не только как список названий и определений, она остаётся *подсистемой системы* ассоциаций языка [12]. Восприятие слов и терминов как восприятие их формы с переходом к семантике изучает психолингвистика [13]. И если многозначность слова конкурирует с его формой, то возникает неадекватность названия и определения термина. Особый вред наносят термины, в определение которых входят слова, не имеющие отношения к прямому смыслу названия термина.

Показательный пример из РМГ 29-99 (РМГ 29-2013):

5.18 (4.23) **измерительная задача**: задача⁴, заключающаяся в определении⁵ значения физической величины путем ее измерения с требуемой точностью в данных условиях измерений.

При замене «измерения» на подчеркнутую часть термина РМГ 29-2013

4.1 **измерение (величины)** – процесс экспериментального получения одного или более значений величины, которые могут быть обоснованно приписаны величине.

станет понятнее ещё одна «тонкость», которую обошли разработчики Международного словаря VIM-3 [3]. Возможно, станет понятнее и смысл решения, принятого Учёным советом ВНИИМ

⁴ **ЗАДАЧА** – Математический вопрос, для разрешения которого требуется путем вычислений найти какие-н. величины (мат.). *Арифметическая, алгебраическая з. Задача на правило процентов* [2].

⁵ См. Примечание 2.

им. Д. И. Менделеева, когда буквальный перевод не адекватен смыслу.

Становление теории измерительных задач. В 1970-е гг. по инициативе Ю. И. Алимова [14] и В. Н. Тутубалина [15] была начата Всесоюзная дискуссия о границах применимости математической статистики [16]. К началу 1990-х гг. участники дискуссии сфокусировались на проблеме статистической идентификации погрешностей неадекватности математических моделей сложных технических объектов и систем обеспечения их эксплуатации [17–19].

Важность введения понятия погрешности адекватности отмечал П. В. Новицкий. Он полагал, что «задача выбора вида функциональной зависимости – задача не формализуемая», что «**компактность**⁶ модели достигается удачным выбором элементарных функций, обеспечивающих хорошее приближение при малом их числе», и определял погрешность адекватности как погрешность, возникающую «вследствие недостаточного соответствия аппроксимирующей функции всем особенностям экспериментальной кривой» [20].

Этот вопрос рассматривался и в рекомендации МИ 2091-90 «ГСИ. Измерения физических величин. Общие требования»:

2.2.1. ...погрешность, обусловленная несоответствием модели объекту измерений, не должна превышать 10 % от предела допускаемой погрешности измерений.

2.2.2. Если выбранная модель не удовлетворяет требованиям п. 2.2.1, то следует перейти к другой модели объекта измерений. Подробнее о выборе измеряемой модели изложено в МИ 1967-89.

Но согласно МИ 1967-89 «ГСИ. Выбор методов и средств измерений при разработке методик выполнения измерений. Общие положения»:

1.3.1. Измеряемая величина соответствует некоторой модели объекта измерений, принятой за адекватно отражающую свойства объекта, которые должны изучаться путём измерений. Между тем любая принятая модель практически лишь приближённо отражает свойства объекта измерений.

4.2.1. Погрешность, обусловленная различием между принятой моделью объекта измерений и той (неизвестной) моделью, которая адекватно отражала бы свойства объекта измерений, изучаемые путём измерений, и (или) различием между параметром (функционалом), более адекватно отражающим изучаемое свойство объекта измерений (п. 1.3.1).

Примечание. Способы определения методической погрешности измерений, обусловленной неадекватностью принятой модели объекта измерений, относятся к наименее развитым областям метрологии. Это объясняется практическим отсутствием формальных методов установления таких моделей объектов измерений, которые

⁶ Наиболее частые ассоциации к слову *компактность* – антонимы *размытость* и *неопределённость*.

строго адекватны объектам и задачам измерений, поэтому определение данной методической погрешности измерений требует не только высокой квалификации, но также опыта и инженерной интуиции разработчиков МВИ.

В ходе дискуссии выяснилось, что выбор функциональной зависимости формализован в *методе максимума компактности* (ММК), а характеристикой точности полученного результата принята функция компактности [21], которая оказалась эквивалентом распределения погрешности неадекватности.

Нормативно этот этап развития теории измерительных задач был оформлен РПТ 507-98 «ГСИ. Задачи измерительные. Методы решения. Термины и определения» с указанием исходных положений, необходимых для правильного понимания и практического применения теории измерительных задач:

4.1. Измерительная задача – задача установления количественного соответствия между физическим объектом и его математической моделью путём вычисления значений, измерения или воспроизведения физических величин на основе принятых шкал и узаконенных единиц в данных условиях с требуемой точностью.

4.3. Физическая величина – именованная математическая величина, представляющая как общее в качественном отношении свойство физических объектов, так и его конкретное проявление.

4.4. Интерпретирующая модель – математическая модель зависимости между физическими величинами в измерительной задаче.

4.43. Погрешность результата измерения – разность величин, представляющих измеренное значение физической величины и её значение, принятое в качестве опорного (истинное или действительное).

4.44. Погрешность (неадекватности) интерпретирующей модели – разность величин, представляющих результаты измерений и соответствующие расчётные значения модели, параметры которой определены независимо от этих результатов измерений.

4.45. Неопределённость – свойство погрешности, выражающее невозможность построения её невырожденной интерпретирующей модели как определённой величины.

Вырожденной называют интерпретирующую модель при отсутствии зависимости между физическими величинами. В этих случаях для рассматриваемых величин используют распределения вероятностей.

4.85. Схема перекрёстного наблюдения погрешностей – способ создания условий наблюдаемости погрешностей интерпретирующей модели путём использования только тех данных совместных измерений, которые не использовались для определения её параметров.

4.86. Правило сегментации – правило деления выборки данных совместных измерений в схеме перекрёстного

наблюдения погрешностей на пробную (для наблюдения погрешностей аппроксимации) и контрольную (для наблюдения погрешностей экстраполяции) части в целях использования погрешностей экстраполяции в качестве погрешностей неадекватности интерпретирующей модели.

При последовательном выделении единичных значений выходной переменной имеет место схема «складного ножа» [22], при делении выборки пополам – схема «группового учёта аргументов» [23], при случайном многократном делении – схема «бутстрапа» [24], при неслучайном – схема «перекрёстного наблюдения» [21].

На следующем этапе развития теории измерительных задач в Р 50.2.004-2000 «ГСИ. Определение характеристик математических моделей зависимостей между физическими величинами при решении измерительных задач. Основные положения» появились уточнения определений терминов *погрешность неадекватности* и подходов к решению измерительных задач:

3.1 ...погрешность неадекватности (математической модели объекта измерений) – величина, характеризующая разность расчётного значения данной физической величины как выходной переменной математической модели объекта измерений и результата её измерения в соответствующих расчёту условиях (при одновременных измерениях входных переменных).

5.1 Если по условиям измерительной задачи свойство объекта, выражаемое искомой переменной его модели, доступно сравнению с мерой соответствующей физической величины с требуемой точностью тем или иным способом (методом замещения, дополнения, дифференциальным и др.), то числовой результат такого сравнения округляют до разряда, соответствующего младшему разряду числового выражения пределов (границ) допускаемой при этом погрешности, с указанием этих пределов (границ) и доверительной вероятности. Такой метод решения измерительной задачи называют **методом прямого измерения**.

5.2. Если искомой в измерительной задаче является выходная переменная известной модели объекта, а измерениям доступны её входные переменные, то в статическом случае задачу решают следующим методом: измеряют входные переменные, затем подставляют полученные данные в уравнение связи и вычисляют значение выходной переменной, округляя результат с учётом характеристик погрешностей измерений и неадекватности модели. Такой метод решения измерительной задачи называют **методом косвенного измерения**.

6.1 Структурно-параметрическая идентификация модели объекта измерений или идентификация интерпретирующей модели по выходной переменной предусматривает построение её систематической составляющей (характеристики положения) и случайной составляющей

(распределения погрешностей) как случайной функции входных переменных.

6.3 Идентификацию интерпретирующих моделей осуществляют по данным совместных измерений и вариантам структуры, которые задают моделью максимальной сложности... (**метод совместных измерений**).

Одновременно в Р 50.2.004-2000 была установлена классификация измерительных задач:

4.6 Измерительные задачи (далее – задачи) подразделяют:

по направленности процедур установления количественного соответствия между свойствами физического объекта и характеристиками его математической модели – на задачи идентификации и задачи воспроизведения;

по типам используемых математических моделей – на динамические (операторные модели), статические (функциональные модели) и вероятностно-статистические задачи;

по целям – на размерностные (связанные с переменными) и структурно-параметрические (связанные со структурой и параметрами) задачи;

по статусу – на прикладные (с использованием рабочих средств измерений) и метрологические (с использованием эталонов) задачи.

Размерностные задачи подразделяют по видам измерений (родам физических величин или поверочным схемам). Структурно-параметрические задачи по степени априорной неопределённости условий решения подразделяют на начальные задачи (структура модели не задана), структурно неопределённые (структура модели задана с точностью до класса моделей) задачи и параметрически неопределённые (модель задана с точностью до параметров) задачи.

В Р 50.2.004–2000 приведена также и классификация погрешностей, но в настоящее время интерес представляет только классификация погрешностей неадекватности, так как по форме представления, типу математического описания и форме области распределения совпадают классификации погрешностей измерений и погрешностей неадекватности. По источникам происхождения погрешности неадекватности разделяют на: **размерностные погрешности неадекватности** – погрешности исходных данных для построения модели, погрешности округления и прерывания вычислений, погрешности операций с приближёнными числами; **параметрические погрешности неадекватности** – погрешности метода оценивания параметров и погрешности параметризации переменных; **структурные погрешности неадекватности** – погрешности выбора структуры модели и погрешности реализации вычислительной схемы.

В Р 50.2.004-2000, Приложение А, дан ряд математических результатов:

Теорема о модульном критерии: Если функция распределения $F_X(x)$ случайной переменной X такова, что $\lim_{x \rightarrow -\infty} x \cdot F_X(x) = 0$, то для параметра θ справедливо

$$M|X-\theta| \equiv M(X-\theta) + 2 \int_{-\infty}^{\theta} F_X(x) dx. \quad (A.1)$$

Следствие. Тожество (A.1) минимизируется медианой, так как при

$$\frac{\partial}{\partial \theta} M|X-\theta| = 2F_X(\theta) - 1 = 0, \quad \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} M|X-\theta| = 2F_X(\theta) \geq 0.$$

Критерием идентификации плотности распределения вероятностей $f(x)$ переменной X является максимум показателя ее воспроизводимости

$$\alpha_{S2} \equiv \int_{-\infty}^{\infty} \inf_f \{f_{\Pi}(x), f_K(x)\} dx \equiv 1 - \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |f_{\Pi}(x) - f_K(x)| dx, \quad (A.2)$$

где $f_{\Pi}(x)$ и $f_K(x)$ – оценки плотности $f(x)$ на пробной и контрольной выборках схемы перекрестного наблюдения (**лемма о каппа-критерии**).

Если равенство плотностей распределений вероятностей $f_{\Pi}(x)$ и $f_K(x)$ случайной переменной X в схеме перекрестного наблюдения достигается в единственной точке x_0 , то показатель воспроизводимости

$$\alpha_{S2}(x_0) \equiv 1 - \sup_F |F_{\Pi}(x) - F_K(x)|, \quad (A.3)$$

где $F_{\Pi}(x)$ и $F_K(x)$ – функции распределений вероятностей в этой схеме.

Следствие. Корням x_m , $m = \overline{1, M}$, уравнения $f_{\Pi}(x) = f_K(x)$ соответствуют экстремумы разности $D(x) = F_{\Pi}(x) - F_K(x)$, а тождество (A.3) принимает вид

$$\alpha_{S2} \equiv 1 - \sum_{m=1}^M (-1)^{m-1} D(x_m), \quad D(x_1) > 0.$$

Основные положения теории измерительных задач приобрели законченный вид в Рекомендации ГСИ МИ 2916-2005 «ГСИ. Идентификация распределений вероятностей при решении измерительных задач». Здесь были даны алгоритмы структурно-параметрической идентификации распределений вероятностей и контурного оценивания погрешности неадекватности для функций распределения вероятностей, а также введён термин воспроизводимости распределений вероятностей в схеме перекрестного наблюдения:

3.2.2 вероятность согласия распределений вероятностей: площадь пересечения графиков плотностей распределений вероятностей $f_1(x)$ и $f_2(x)$:

$$\alpha_{1,2} \equiv 1 - \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |f_1(x) - f_2(x)| dx.$$

Примечание – При единственной точке пересечения графиков плотностей распределений вероятностей

согласия связана с расстоянием Колмогорова D_N тождеством $\alpha_* \equiv 1 - D_N$.

3.2.16 неопределённая величина: *величина, значение которой не определено, но может быть охарактеризовано распределением вероятностей на множестве значений или только множеством значений (интервалом).*

Примечание – Характеризует вероятностную неопределённость искомых в измерительных задачах величин, в т. ч. вероятностную неопределённость, эквивалентную статистической неопределённости. Неисключённую систематическую погрешность описывают как неопределённую величину.

3.2.29 случайная величина: *наблюдаемая величина, принимающая в опыте непредсказуемые значения.*

Примечание – Характеризует статистическую неопределённость искомых величин.

4.1.3 Целью полной идентификации согласно Р 50.2.004 является нахождение свёртки ПРВ наблюдаемой или случайной $f_{\Xi}(\xi)$ и ненаблюдаемой или неисключённой систематической $f_{\Psi}(\psi)$ составляющих искомой величины

$$f_X(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} f_{\Xi}(x - \psi) f_{\Psi}(\psi) d\psi \equiv f_{\Xi}(\psi) * f_{\Psi}(\xi) \equiv f_{\Xi\Psi}(x).$$

Эта свёртка для произвольной функции распределения $F_{\Xi}(\xi)$ и равномерной плотности распределения вероятностей на интервале $[-h, h]$ согласно формуле обращения [25] приводится к конечному интервалу $[a, b]$ и принимает вид

$$f_X(x) = \frac{F(x-a) - F(x-b)}{b-a}, \quad (1)$$

где интервал неопределённости $[a, b]$ получен по статистикам Смирнова для разности статистической (эмпирической) функции распределения и интерпретирующей функции распределения $F_X(x)$. Свёртку (1) интерпретируют как распределение суммы случайной величины с функцией распределения $F_X(x)$ и её погрешности неадекватности, равномерно распределённой на интервале $[a, b]$, что поспособствовало разработке программного обеспечения для оценивания достоверности результатов контрольных испытаний, в том числе поверки средств измерений [26–29].

Самым удивительным было то, что единственными соответствующими выражению вероятности согласия через расстояние Фёллера [30] оказались статистики критерия А. Н. Колмогорова и критерия однородности Н. В. Смирнова.

Исходная идея теории измерительных задач связана с теорией приближения функций [31] и заключена в интерполяции зависимостей между физическими величинами, характеризующими свойства объектов измерений в конкретных условиях. И с самого начала в этой теории были заложены интерполяционные алгоритмы идентификации математических моделей, понятие погрешности неадекватности и теорема о существовании элемента наилучшего приближения [32]. Окончательно эта идея сформировалась в 1983 г., когда была доказана лемма о вероятности согласия

распределений вероятностей в схеме перекрёстного наблюдения и установлена её связь с модульным критерием точности [33].

Авторы руководства [8, п. 0.4] пошли по другому пути: «...необходимо давать результат измерения с указанием интервала, в пределах которого, можно предполагать, находится большая часть распределения значений, которые обоснованно могут быть приписаны величине, подлежащей измерению. Таким образом, идеальный метод для оценки и выражения неопределённости измерения должен предоставлять возможность указать такой интервал, в частности, интервал с вероятностью или уровнем доверия, который реально соответствует требуемому». И далее было отмечено: «Эта рекомендация, обоснование которой обсуждается в Приложении Е, соответствует всем требованиям, указанным выше». Однако в последующих редакциях GUM вместо «требуемого интервала» появился «доверительный интервал», а в приложении С.3.2 ISO/IEC Guide 98-3 «Uncertainty of measurement – Part 3: Guide to the expression of uncertainty in measurement» (GUM: 1995), ГОСТ Р 54500-3-2011/Руководство ИСО/МЭК 98.3:2008 «Неопределённость измерения. Часть 3. Руководство по выражению неопределённости измерения» и в одноимённом ГОСТ 34100-3-2017 вообще было указано: «Надлежащей мерой неопределённости результата измерения является не дисперсия наблюдаемой величины, а дисперсия среднего арифметического по выборке наблюдений». И эта нечёткость стала поводом для напряжённой дискуссии о различиях и сходствах толерантных и доверительных интервалов и о возможности использования границ толерантных интервалов в качестве метрологических характеристик. А ведь в государственных поверочных схемах доверительные границы погрешностей являются границами не доверительных, а толерантных интервалов.

Задачу же об идеальном методе «для оценки и выражения неопределённости результата измерения», которая только начала формулироваться в Руководстве [8, п. Е.3.1], ещё в 1834–1841 гг. решил К. Якоби [34] композицией распределений входных переменных для уравнения метода косвенного измерения. Поэтому оценивание точности решений измерительных задач на основе распределений вероятностей получило название *композиционного подхода*, тогда как оценивание точности решений измерительных задач на основе предложенного К. Пирсоном в 1894 г. метода моментов [35] (наиболее популярными моментами были математическое ожидание и дисперсия) получило название *моментного подхода*. И теперь получается, что к идеальному методу оценивания и выражения неопределённости результатов решения измерительных задач моментный подход Руководства имеет, мягко говоря, весьма приблизительное отношение.

Основная же трудность композиционного подхода заключается в том, что он относительно редко даёт аналитические решения, хотя численными методами можно получить искомое решение с заранее заданной точностью. Поэтому для исключения путаницы в метрологических приложениях еще в 2006 г. было предложено использовать понятие

«неопределённость в широком смысле» для композиционного подхода и понятие «неопределённость в узком смысле» для моментного (параметрического) подхода [36–38], поводом для чего стал п. 2.1.1 [8]:

2.2.1 Слово «неопределённость» означает сомнение и, таким образом, в своем самом широком смысле «неопределённость измерения» означает сомнение относительно достоверности результата измерения. Из-за отсутствия различных слов для этого общего понятия неопределённости и специальных величин, которые дают количественные меры этого понятия, как, например, стандартное отклонение, необходимо использовать слово «неопределённость» в этих двух различных смыслах.

Однако «различных слов» в англоязычной научной литературе три [39]: 1) *uncertainty* – *неадекватность* (аналитического описания математической моделью физической величины измеряемого свойства); 2) *indeterminateness* – *недетерминированность* (проявления свойства); 3) *indeterminacy* – *влияние* (средства измерений на измеряемое свойство). На международных семинарах во ВНИИМ им. Д. И. Менделеева В. Вёгер, Б. Зиберт, К. Зоммер (Физико-технический институт Германии), В. П. Кузнецов (ВНИИМС), М. Кокс, П. Харрис (Национальная физическая лаборатория Великобритании) и автор этой статьи пришли к единому мнению: в качестве количественной меры «неопределённости в широком смысле» следует использовать действительно общепризнанную количественную меру – *probability distribution* или *распределение вероятностей* [38].

Это не снимает общей проблемы всех подходов – идентификации апостериорных распределений вероятностей. В то же время интервал, определяемый по случайной выборке так, чтобы с заданным уровнем доверия накрыть по меньшей мере установленную долю генеральной совокупности, называется *толерантным интервалом* согласно ГОСТ Р ИСО 3534-1-2019 «Статистические методы. Словарь и условные обозначения. Часть 1. Общие статистические термины и термины, используемые в теории вероятностей».

Заключение. Что же изменилось с появлением теории измерительных задач? Прежде всего, изменилось представление об измерительной задаче. Теперь это, как и должно быть, физико-математическая задача, для решения которой необходимо планировать получение исходных данных путём измерений. Из многочисленных так называемых «видов измерений» методами решения измерительных задач по математическим признакам и целям стали *метод прямого измерения, метод многократных измерений, метод косвенного измерения, метод совокупных измерений и метод совместных измерений*. Остальные «измерения» вписались в классификацию измерительных задач, и размывания границ не произошло.

Для решения проблем метрологии какого-либо одного даже очень нетрадиционного подхода недостаточно. Иногда следует пересматривать точку зрения на метрологию в целом и самое главное – просто решать измерительные задачи.

Список источников

1. Линник Ю. В. Метод наименьших квадратов и основы математико-статистической теории обработки наблюдений. Изд. 2-е, исправленное и дополненное. М.: Физматгиз, 1962. 352 с.
2. Толковый словарь русского языка / Под ред. проф. Д. Н. Ушакова. В 4-х т. М.: ОГИЗ, 1935.
3. Международный словарь по метрологии (VIM-3). СПб.: НПО Профессионал, 2010. 82 с.
4. Ehrlich Ch., Dybkaer R., Wöger W., *Accreditation and Quality Assurance*, 2007, vol. 12, p. 201–218. <https://doi.org/10.1007/s00769-007-0259-4>
5. Эрлих Ч., Дибкер Р., Вёгер В. Эволюция философии и трактовки понятия «измерение» // Главный метролог. 2016. № 1. С. 11–30.
6. Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement: First edition, ISO, Switzerland, 1993, 101 p.
7. Левин С. Ф. Метрология. Математическая статистика. Легенды и мифы 20-го века: Легенда о неопределённости // Партнёры и конкуренты. 2001. № 1. С. 13–25.
8. Руководство по выражению неопределённости измерения: Пер. с англ. / Науч. редактор проф. В. А. Слаев. СПб.: ВНИИМ им. Д. И. Менделеева, 1999. 135 с.
9. Левин С. Ф. Дефинициальная неопределённость и погрешность неадекватности // Измерительная техника. 2019. № 11. С. 7–17. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2019-11-7-17>
10. Левин С. Ф. Математическая теория измерительных задач: Приложения. Неадекватность и достоверность в метрологии // Контрольно-измерительные приборы и системы. 2020. № 2. С. 32–38.
11. Лебег Г. Об измерении величин: Пер. с фр. О. И. Кисловской-Карской / Под ред. и с предисловием А. Н. Колмогорова. М.: Госучпедгиз, 1938.
12. Левин С. Ф. О метрологическом менталитете: калибровка и дефинитная неопределённость // Законодательная и прикладная метрология. 2020. № 2. С. 46–55.
13. Леонтьев А. Н., Леонтьев А. А., Супрун А. Е. и др. Основы теории речевой деятельности. М.: Наука, 1974.
14. Алимов Ю. И. О логическом построении основ математической статистики как прикладной дисциплины // Автоматика. 1971. № 3. С. 88–91.
15. Тутубалин В. Н. Теория вероятностей. Краткий курс и научно-методические замечания. М.: МГУ, 1972. 230 с.
16. Вопросы кибернетики, ВК-94: Статистические методы в теории обеспечения эксплуатации / Под ред. С. Ф. Левина. М.: АН СССР, НСК, 1982. 152 с.
17. Статистическая идентификация, прогнозирование и контроль. Методические рекомендации. М.: МО СССР, 1990. 80 с.
18. Статистическая идентификация, прогнозирование и контроль // Тезисы докладов 2-го Всесоюзного научно-технического семинара. 4–6 сентября, 1991 г. Севастополь: Знание, 1991. 78 с.
19. Контроль технических объектов по аварийным и определяющим параметрам. Методические рекомендации. Киев: Знание, 1992. 24 с.

20. Новицкий П. В., Зограф И. А. Оценка погрешностей результатов измерений. Л.: Энергоатомиздат, 1985. 248 с.

21. Левин С. Ф. Статистический анализ систем обеспечения эксплуатации технических объектов // Вопросы кибернетики, ВК-94. Статистические методы в теории обеспечения эксплуатации. М.: АН СССР, НСК, 1982. С. 105–122.

22. Quenouille M. H., Approximate tests of correlation in time-series, *Journal of Royal Statistical Society*, 1949, no. B 11, pp. 68–84.

23. Ивахненко А. Г. Метод группового учёта аргументов – конкурент метода стохастической аппроксимации // Автоматика. 1968. № 3. С. 58–72.

24. Efron B., Bootstrap methods: another look at the jackknife, *The Annals of Statistics*, 1979, vol. 7, no 1, pp. 1–26.

25. Lévy P., *Calcul des probabilités*, Paris, Gauthier-Villars, 1925, 350 p. (In Fr.)

26. Гогин С. С. Программа «ММИ-поверка» // Измерительная техника. 2006. № 7. С. 20–21.

27. Сулейман И. А. Методика решения измерительной задачи поверки на основе усечённых функций распределения // Измерительная техника. 2012. № 1. С. 28–30.

28. Клеицкий А. Н. Программа «Шкала космологических расстояний» // Метрология. 2013. № 1. С. 3–7.

29. Невская Е. Е. Оценивание апостериорной достоверности поверки средств измерений характеристик ионизирующих излучений // Измерительная техника. 2017. № 1. С. 13–15.

30. Фёллер В. Введение в теорию вероятностей. В 2-х томах. Т. 2: Пер. со второго английского издания Ю. В. Прохорова. М.: Мир, 1984. 752 с.

31. Даугавет И. К. Введение в теорию приближения функций. Учебное пособие. Л.: Изд-во Ленинградского ун-та, 1977. 184 с.

32. Левин С. Ф. Оптимальная интерполяционная фильтрация статистических характеристик случайных функций в детерминированной версии метода Монте-Карло и закон красного смещения. М.: АН СССР, НСК, 1980. 56 с.

33. Левин С. Ф. Основы теории контроля. М.: МО СССР, 1983. 51 с.

34. Jacobi C. G. J., De Determinantibus functionalibus, *Journal für reine und angewandte Mathematik*, 1841, bd. 22, ss. 319–359. (In Lat.)

35. Pearson K., Contributions to the Mathematical Theory of Evolution, *Philosophical Transactions of the Royal Society of London*, 1894, vol. A, pp. 71–110.

36. Левин С. Ф. Неопределённость результатов решения измерительных задач в широком и узком смыслах // Материалы Международного научно-технического семинара «Математическая, статистическая и компьютерная поддержка качества измерений». Санкт-Петербург: ВНИИМ, КООМЕТ, 28–30 июня 2006. СПб.: ВНИИМ им. Д. И. Менделеева, 2006. С. 48, 50.

37. Левин С. Ф. Неопределённость результатов решения измерительных задач в широком и узком смысле // Метрология. 2006. № 9. С. 3–24.

38. Левин С. Ф. Неопределённость в узком и широком смыслах результатов поверки средств измерений // Измерительная техника. 2007. № 9. С. 15–19.

39. Физическая энциклопедия. В 5 томах. Т. 3. М.: Большая Российская энциклопедия, 1992. 672 с.

References

1. Linnik Yu. V., *Metod naimen'shih kvadratov i osnovy matematiko-statisticheskoy teorii obrabotki nablyudenij*, 2nd edition, corrected and supplemented, Moscow, Fizmatgiz Publ., 1962, 352 p. (In Russ.)

2. *Tolkovyj slovar' russkogo yazyka*, ed. prof. D. N. Ushakov, in 4 volumes, Moscow, OGIz Publ., 1935. (In Russ.)

3. International Vocabulary of Metrology – Basic and General Concepts and Associated Terms, VIM, 3rd edition, 2007, 146 p.

4. Ehrlich Ch., Dybkaer R., Wöger W., *Accreditation and Quality Assurance*, 2007, vol. 12, p. 201–218. <https://doi.org/10.1007/s00769-007-0259-4>

5. Erlih C. H., Dibker R., Vyoger V., Evolyuciya filosofii i traktovki ponyatiya "izmerenie", *Glavnyj metrolog*, 2016, no. 1, pp. 11–30. (In Russ.)

6. Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement: First edition, ISO, Switzerland, 1993, 101 p.

7. Levin S. F., *Metrologiya. Matematicheskaya statistika. Legendy i mify 20-go veka: Legenda o neopredelyonnosti, Partnery i konkurenty*, 2001, no. 1, pp. 13–25. (In Russ.)

8. *Rukovodstvo po vyrazheniyu neopredelennosti izmereniya*, in engl., ed. prof. V. A. Slaev, St. Petersburg, VNIIM Publ., 1999. 135 p. (In Russ.)

9. Levin S. F., *Measurement Techniques*, 2020, vol. 62, no. 11, pp. 933–944. <https://doi.org/10.1007/s11018-020-01716-0>

10. Levin S. F., *Matematicheskaya teoriya izmeritel'nyh zadach: Prilozheniya. Neadekvatnost' i dostovernost' v metrologii, Kontrol'no-izmeritel'nye pribory i sistemy*, 2020, no. 2, pp. 32–38. (In Russ.)

11. Lebesgue H., La mesure des grandeurs, *L'Enseignement mathématique*, 1931–1935, tt. 31–34. (In Fr.)

12. Levin S. F., O metrologicheskom mentalitete: kalibrovka i definitnaya neopredelennost', *Zakonodat'naya i prikladnaya metrologiya*, 2020, no. 2, pp. 46–55. (In Russ.)

13. Leont'ev A. N., Leont'ev A. A., Suprun A. E. et al., *Osnovy teorii rechevoj deyatel'nosti*, Moscow, Nauka Publ., 1974. (In Russ.)

14. Alimov Yu. I., O logicheskom postroenii osnov matematicheskoy statistiki kak prikladnoj discipliny, *Avtomatika*, 1971, no. 3, pp. 88–91. (In Russ.)

15. Tutubalin V. N., *Teoriya veroyatnostej. Kratkij kurs i nauchno-metodicheskie zamechaniya*, Moscow, MGU Publ., 1972, 230 p. (In Russ.)

16. *Voprosy kibernetiki, VK-94: Statisticheskie metody v teorii obespecheniya ekspluatacii*, ed. S. F. Levin, Moscow, NSK, AN SSSR Publ., 1982, 152 p. (In Russ.)

17. *Statisticheskaya identifikaciya, prognozirovanie i kontrol'*, Methodological recommendations, Moscow, MO SSSR Publ., 1990, 80 p. (In Russ.)

18. *Statisticheskaya identifikaciya, prognozirovanie i kontrol', Abstracts of the 2nd All-Union Scientific and Technical Seminar*, 04–06.09.1991, Sevastopol, Znanie Publ., 1991, 78 p. (In Russ.)

19. Kontrol' tekhnicheskikh ob"ektov po avarijnym i opredelyayushchim parametram, Methodological recommendations, Kiev, Znanie Publ., 1992, 24 p. (In Russ.)
20. Novickij P. V., Zograf I. A., Ocenka pogreshnostej rezul'tatov izmerenij, Leningrad, Energoatomizdat Publ., 1985, 248 p. (In Russ.)
21. Levin S. F., Statisticheskij analiz sistem obespecheniya ekspluatatsii tekhnicheskikh ob"ektov, in *Voprosy kibernetiki, VK-94. Statisticheskie metody v teorii obespecheniya ekspluatatsii*, Moscow, NSK, AN SSSR Publ., 1982, pp. 105–122. (In Russ.)
22. Quenouille M. H., Approximate tests of correlation in time-series, *Journal of Royal Statistical Society*, 1949, no. B 11, pp. 68–84.
23. Ivahnenko A. G., Metod gruppovogo ucheta argumentov – konkurent metoda stohasticheskoy approksimatsii, *Avtomatika*, 1968, no. 3, pp. 58–72. (In Russ.)
24. Efron B., Bootstrap methods: another look at the jackknife, *The Annals of Statistics*, 1979, vol. 7, no 1, pp. 1–26.
25. Lévy P., *Calcul des probabilités*, Paris, Gauthir-Villars, 1925, 350 p. (In Fr.)
26. Gogin S. S., *Measurement Techniques*, 2006, vol. 49, no. 7, pp. 657–659. <https://doi.org/10.1007/s11018-006-0165-x>
27. Suleiman I. A., *Measurement Techniques*, 2012, vol. 55, no. 1, pp. 37–40. <https://doi.org/10.1007/s11018-012-9913-2>
28. Klenitskii A. N., *Measurement Techniques*, 2013, vol. 56, no. 3, pp. 223–225. <https://doi.org/10.1007/s11018-013-0183-4>
29. Nevskaya E. E., *Measurement Techniques*, 2017, vol. 60, no. 1, pp. 15–18. <https://doi.org/10.1007/s11018-017-1142-2>
30. Feller W., *An Introduction to Probability theory and its Applications*, in 2 vols, vol. II, sec. ed., New York-London-Sydney-Toronto, John Wiley & Sons, 1971.
31. Daugavet I. K., *Vvedenie v teoriyu priblizheniya funkciy*, study guide, Leningrad, Leningradskii universitet Publ., 1977, 184 p. (In Russ.)
32. Levin S. F., *Optimal'naya interpolyacionnaya fil'traciya statisticheskikh harakteristik sluchajnykh funkciy v determinirovannoj versii metoda Monte–Karlo i zakon krasnogo smeshcheniya*, Moscow, NSK, AN SSSR Publ., 1980, 56 p. (In Russ.)
33. Levin S. F., *Osnovy teorii kontrolya*, Moscow, MO SSSR Publ., 1983, 51 p. (In Russ.)
34. Jacobi C. G. J., De Determinantibus functionalibus, *Journal für reine und angewandte Mathematik*, 1841, bd. 22, ss. 319–359. (In Lat.)
35. Pearson K., Contributions to the Mathematical Theory of Evolution, *Philosophical Transactions of the Royal Society of London*, 1894, vol. A, p. 71–110.
36. Levin S. F., Uncertainty in wide and narrow meanings and results of measuring problems solution, *International Seminar "Mathematics, statistics and computation to support measurement quality"*, St. Petersburg, VNIIM, COOMET, 28–30 June 2006, pp. 49, 51.
37. Levin S. F., Neopredelennost' rezul'tatov resheniya izmeritel'nykh zadach v shirokom i uzkom smysle, *Metrologiya*, 2006, no. 9, pp. 3–24. (In Russ.)
38. Levin S. F., *Measurement Techniques*, 2007, vol. 50, no. 9, pp. 921–928. <https://doi.org/10.1007/s11018-007-0173-5>
39. *Fizicheskaya enciklopediya*, in 5 vols, vol. 3, Moscow, Bol'shaya Rossijskaya enciklopediya Publ., 1992, 672 p. (In Russ.)

Статья поступила в редакцию 04.10.2021; одобрена после рецензирования 16.11.2021; принята к публикации 22.11.2021.
The article was submitted 04.10.2021; approved after reviewing 16.11.2021; accepted for publication 22.11.2021.

Научная статья

УДК 681.5.08

<https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-1-12-16>

Оценка точности алгоритмов обработки апостериорных результатов измерений, полученных от троированных измерительных каналов

Павел Валерьевич Власов^{1✉}, Федор Иванович Храпов², Александр Андреевич Жуков^{3✉}

^{1, 2, 3} Всероссийский научно-исследовательский институт физико-технических и радиотехнических измерений, Менделеево, Московская область, Россия

¹pvlasov@vniiftri.ru ✉, ²hrapov@vniiftri.ru, ³zhukov_aa@vniiftri.ru ✉

Аннотация. Рассмотрена задача оценки условных (уточнённых) доверительных границ погрешности измерений по апостериорной информации о результатах измерений. Проведён сравнительный анализ точности различных алгоритмов обработки апостериорных результатов измерений, полученных с помощью трёх однотипных измерительных каналов. Рассмотрены алгоритмы обработки результатов трёх равноточных измерений по среднему арифметическому и медианному значениям, а также по среднему арифметическому максимального и минимального значений. В качестве апостериорной информации использованы три параметра: отношение разности между максимальным и минимальным значениями результатов трёх измерений к показателю точности измерительного канала; отношение минимального к максимальному значению из двух разностей – максимальное и медианное или медианное и минимальное значения из трёх результатов измерений; произведение указанных выше двух параметров. Первый параметр характеризует относительный разброс, второй – равномерность рассеивания результатов трёх измерений, третий – плотность и, как и второй, равномерность рассеивания. Для трёх параметров найдены граничные значения, относительно которых условные доверительные границы погрешности алгоритмов больше или меньше доверительных границ безусловной погрешности этих алгоритмов. С точки зрения показателей точности обосновано применение того или иного алгоритма обработки трёх равноточных измерений в зависимости от закона распределения их погрешности. Предложены соотношения для оценки показателей точности результатов обработки этих измерений.

Ключевые слова: параллельные равноточные измерения, избыточная измерительная информация, обработка апостериорной информации, алгоритмы обработки, погрешность измерения, плотность распределения вероятностей, условная вероятность, условные доверительные границы, имитационное моделирование

Для цитирования: Власов П. В., Храпов Ф. И., Жуков А. А. Оценка точности алгоритмов обработки апостериорных результатов измерений, полученных от троированных измерительных каналов // Измерительная техника. 2022. № 1. С. 12–16. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-1-12-16>

Evaluation of the accuracy of processing algorithms for a posteriori measurement results obtained from tripled measuring channels

Pavel V. Vlasov^{1✉}, Fedor I. Khrapov², Alexander A. Zhukov^{3✉}

^{1, 2, 3} Russian Metrological Institute of Technical Physics and Radio Engineering Measurements, Mendeleev, Moscow region, Russia

¹pvlasov@vniiftri.ru ✉, ²hrapov@vniiftri.ru, ³zhukov_aa@vniiftri.ru ✉

Abstract. The problem of assessing the conditional (refined) confidence limits of the measurement error using a posteriori information about the measurement results is considered. A comparative analysis of the accuracy of various algorithms for processing a posteriori measurement results obtained using three measuring channels of the same type is carried out. Algorithms for processing the results of three equally accurate measurements by the arithmetic mean and median values, as well as by the arithmetic mean of the maximum and minimum values are considered. Three parameters were used as a posteriori information: the ratio of the difference between the maximum and minimum values of the results of three measurements to the accuracy indicator of the measuring channel; the ratio of the minimum to the maximum value of the two differences – the maximum and median or median and the minimum value of the three measurement results; product of the above two parameters. The first parameter characterizes the relative spread, the second – the uniformity of the scattering of the results of three measurements, the third – the density and uniformity of the scattering of the results of three measurements. For three parameters, boundary values are found, relative to which the conditional confidence limits of the error of the algorithms are greater or less than the confidence limits of the unconditional error of these algorithms. From the point of view of accuracy indicators, the use of one or another algorithm for processing three equally accurate measurements is justified, depending on the distribution law of their error. Relationships are proposed for assessing the accuracy of the results of processing these measurements.

Keywords: parallel equal-precision measurements, a posteriori information about measurement results, algorithms for processing redundant measurement information, conditional confidence limits of measurement error, scattering diagram, probability distribution density of measurement error, simulation modeling

Введение. В настоящее время практически любое сложное техническое устройство в составе имеет средства измерений (измерительные системы), основной задачей которых является получение объективной информации о состоянии (параметрах) управляемого процесса или технического состояния объекта. Критическим фактором является достоверность полученной измерительной информации об особо важных параметрах. Достоверность можно увеличивать путём повышения избыточности измерительной информации (структурной, топологической, временной) [1–4]. Одним из способов повышения структурной избыточности является дублирование или троирование измерительных систем (измерительных каналов). Преимуществом троирования является возможность получать достоверную измерительную информацию даже при выходе из строя одного из каналов. При избыточной измерительной информации задачей, обратной повышению достоверности (надёжности) результатов измерений, является увеличение их точности [3–5]. При решении задачи повышения точности в отличие от повышения достоверности в основном используют только априорную информацию. Такой подход позволяет оценить безусловные доверительные границы погрешности измерений, но после получения результатов измерений оценка доверительных границ погрешности измерений может быть уточнена как в меньшую, так и в большую сторону.

В работе [1] на примере измерительной системы уровня заправки баков ракет-носителей, содержащей три однотипных измерительных канала, проведён сравнительный анализ точности двух алгоритмов обработки результатов трёх равноточных измерений. При сравнении в качестве «эталонного» алгоритма рассмотрен общепринятый в метрологии порядок обработки результатов измерений по среднему арифметическому трёх измеренных значений (алгоритм 1), а в качестве альтернативы – алгоритмы обработки по медианному значению трёх результатов измерений (приоритетный в ракетно-космической отрасли) (алгоритм 2) и по среднему арифметическому максимального и минимального значений трёх измерений (алгоритм 3).

Так как в алгоритме 2 в качестве результата измерений используется только один измерительный канал, а в алгоритме 3 – два канала, то обычно за безусловные доверительные границы погрешности алгоритмов 2 и 3 принимают соответственно $\pm\Delta_{0,95}$; $\pm(\Delta_{0,95}/1,41)$, где $\Delta_{0,95}$ – доверительные границы погрешности измерительного канала. При определении условных доверительных границ погрешности алгоритмов 2, 3 учитывается только результат измерений с медианным или с максимальным и минимальным значениями соответственно. Условные границы меньше безусловных. Таким образом, апостериорная информация позволяет уточнить оценку погрешности измерений.

Цель настоящей работы – выполнить сравнительный анализ точности трёх алгоритмов в зависимости от апостериорной информации об относительном разбросе и (или) равномерности рассеивания результатов трёх измерений.

Постановка задачи. Требуется сравнить показатели точности трёх алгоритмов при апостериорной информации

об относительном разбросе D и равномерности рассеивания m результатов трёх измерений:

$$\begin{cases} D = (c - a) / \Theta; \\ m = \frac{\min\{(c - b), (b - a)\}}{\max\{(c - b), (b - a)\}}; \\ a \leq b \leq c; \\ \Theta = \sigma \text{ или } \Theta = \Delta, \end{cases}$$

где D – отношение разницы между максимальным и минимальным значениями из трёх полученных результатов измерений к среднему квадратическому отклонению (СКО) σ нормального распределения или половине интервала Δ равномерного распределения погрешности измерительных каналов; m – отношение минимального значения к максимальному значению из двух разностей: максимальное и медианное или медианное и минимальное значений из трёх результатов измерений.

Под показателями точности будем понимать доверительные границы при вероятности 0,95 суммарной погрешности алгоритма.

Согласно теории вероятностей [6] указанная задача сводится к отысканию границ, при которых условная вероятность нахождения погрешности рассматриваемого алгоритма в этих границах равнялась бы 95 %, а в качестве условия выбирается наступление события, описываемого одним из двух выражений:

$$X - dX \leq D \leq X + dX; \quad (1)$$

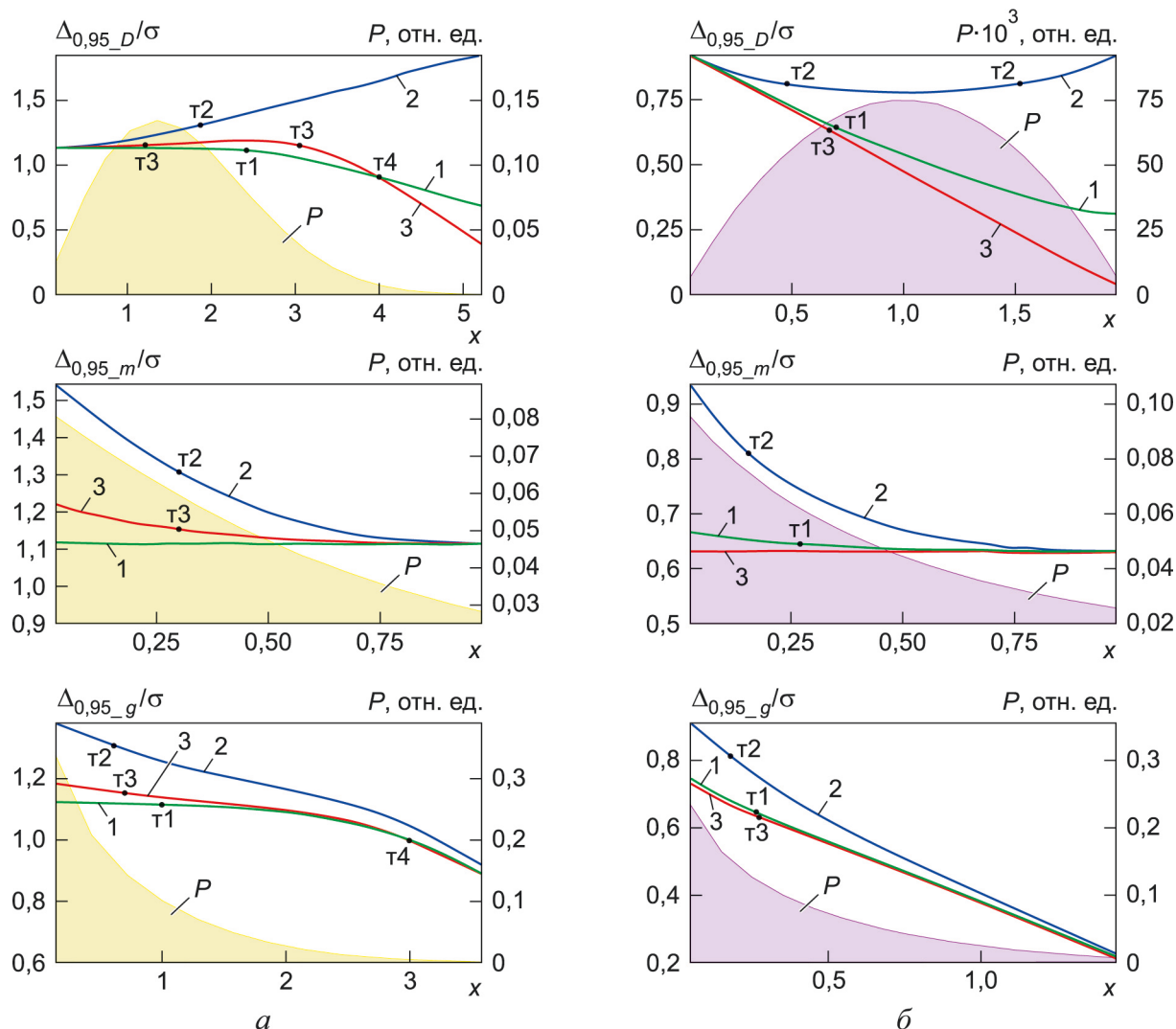
$$X - dX \leq m \leq X + dX. \quad (2)$$

Порядок решения задачи. В качестве программно-математического аппарата для реализации метода Монте-Карло и статистической обработки полученных результатов моделирования выбрана среда разработки Rstudio (Rstudio: [сайт]. <https://www.rstudio.com/>) для языка программирования R (The Comprehensive R Archive Network: [сайт]. <https://cran.r-project.org/>) [7–8]. При имитации погрешностей трёх измерительных каналов сгенерированы три независимые последовательности по 10^7 случайно распределённых элементов. Выбраны нормальный (математическое ожидание $M = 0$; СКО $\sigma = 1$) и равномерный (интервал $\pm\Delta$; $M = 0$; $\Delta = 1$) законы распределения. Для нормального распределения дополнительно проведена отбраковка по уровню 3σ (имитация проверки измерительных каналов с пределами допускаемой погрешности по уровню 3σ).

Для каждой тройки сгенерированных погрешностей были вычислены соответствующие им результаты обработки по трём алгоритмам и значения D , m . Далее из всего массива данных взята выборка 20 последовательностей, удовлетворяющих условию (1) или (2). Значения X , dX заданы в соответствии с соотношением:

$$\begin{cases} dX = \frac{\max_{i=1...10^7}[Y_i] - \min_{i=1...10^7}[Y_i]}{20}; \\ X_j = [j + 0,5]dX; j = 0...19, \end{cases}$$

где Y соответствует D или m .



Условная вероятность P (закрашенная область) и относительные доверительные границы $\Delta_{0,95}$ алгоритмов 1–3 (кривые 1–3 соответственно) в зависимости от интервала $[X-dX; X+dX]$ возможных значений параметров D, m, g при нормальном (а) и равномерном (б) законах распределения погрешностей измерительных каналов: τ_1 – τ_3 – точки равенства условных и безусловных доверительных границ алгоритмов 1–3; τ_4 – точка равенства условных доверительных границ алгоритмов 1 и 3

Conditional probability P (shaded area) and relative confidence limits $\Delta_{0,95}$ of algorithms 1–3 (curves 1–3, respectively) depending on the interval $[X-dX; X+dX]$ of possible values of parameters D, m, g with normal (a) and uniform (b) laws of error distribution of measuring channels:

τ_1 – τ_3 – points of equality of conditional and unconditional confidence boundaries of algorithms 1–3; τ_4 – point of equality of conditional confidence boundaries of algorithms 1 and 3

Таблица 1

Доверительные границы $\Delta_{0,95}$ безусловной погрешности алгоритмов 1–3

Закон распределения	Измерительный канал	Алгоритм		
		1	2	3
Нормальный (усечённый)	$\pm 1,94\sigma$	$\pm 1,115\sigma$	$\pm 1,308\sigma$	$\pm 1,154\sigma$
Равномерный	$\pm 0,95\Delta$	$\pm 0,645\Delta$	$\pm 0,811\Delta$	$\pm 0,632\Delta$

Для каждой j -й выборки оценивались вероятность события, удовлетворяющего условиям (1) или (2), и симметричные

границы, в пределах которых находилось 95 % элементов от этой выборки.

На основании полученных в табличной форме зависимостей условной вероятности и доверительных границ алгоритмов от выбранных параметров D, m были построены графики (рисунок). На графики нанесены точки, соответствующие полученным в [1] априорным доверительным (при вероятности 0,95) границам $\Delta_{0,95}$ погрешности алгоритмов 1–3 (табл. 1).

Результаты предварительного анализа зависимости доверительных границ $\Delta_{0,95}$ погрешности алгоритмов 1–3 от значений параметров $D, m, g = Dm$ приведены в табл. 2.

Для алгоритма 2 зависимости доверительных границ его погрешности от параметров D, m разнонаправлены, поэтому

Таблица 2

Зависимость доверительных границ $\Delta_{0,95}$ погрешности алгоритмов 1–3 от параметров D, m, g

Параметр	Зависимость		
	Алгоритм 1	Алгоритм 2	Алгоритм 3
Нормальный (усечённый) закон распределения			
D	Сильная, отрицательная	Сильная, положительная	Сильная, в основном отрицательная
m	Практически не зависит	Сильная, отрицательная	Умеренная, отрицательная
g	Сильная, отрицательная	Сильная, отрицательная	Сильная, отрицательная
Равномерный закон распределения			
D	Сильная, отрицательная	Умеренная, U-образная	Сильная, отрицательная, практически линейная
m	Практически отсутствует	Сильная, отрицательная	Слабая, отрицательная
g	Сильная, отрицательная, практически линейная	Сильная, отрицательная	Сильная, отрицательная, практически линейная

Таблица 3

Условные и безусловные доверительные границы погрешности алгоритмов 1–3 для нормального закона распределения

Параметр	$d_{\text{и}}$	$P_c, \%$	$(\Delta_{0,95}^{\text{усл}} - \Delta_{0,95}) / \Delta_{0,95}, \%$
Алгоритм 1			
D	0...2,42 2,42...6,00	87 13	1,6...0 0...-38
m	0...1	100	0*
g	0...1 1...6	79 21	0,8...0 0...-44
Алгоритм 2			
D	0...1,87 1,87...6,00	60 40	-13...0 0...-41
m	0...0,3 0,3...1,0	42 58	18...0 0...-15
g	0...0,61 0,61...6,00	68 32	5,7...0 0...-51
Алгоритм 3			
D	0...1,20 1,20...3,05 3,05...6,00	45 47 8	-1,8...0 0...3,1...0 0...-66
m	0...0,3 0,3...1,0	42 58	5,8...0 0...3,5
g	0...0,7 0,7...6,0	69 31	2,6...0 0...46

дополнительно оценены условная вероятность и доверительные границы алгоритмов для обобщающего параметра g (см. рисунок).

Сравнительный анализ. В табл. 3, 4 приведены результаты сравнения условных $\Delta_{0,95}^{\text{усл}}$ и безусловных $\Delta_{0,95}$ доверительных границ погрешности алгоритмов соответственно для нормального (усечённого) и равномерного законов распределения погрешности измерительных каналов; $d_{\text{и}}$ – диапазон изменений параметра; P_c – вероятность события; $(\Delta_{0,95}^{\text{усл}} - \Delta_{0,95}) / \Delta_{0,95}$ – отношение разности условных и безусловных доверительных границ погрешности алгоритмов к безусловным доверительным границам (примечание: 0* – колебания не превышают по модулю 0,3 %). Для всех алгоритмов при вероятности априорной информации 100 % доверительные границы $\Delta_{0,95}$ см. в табл. 1.

Таблица 4

Условные и безусловные доверительные границы погрешности алгоритмов 1–3 для равномерного закона распределения

Параметр	$d_{\text{и}}$	$P_c, \%$	$(\Delta_{0,95}^{\text{усл}} - \Delta_{0,95}) / \Delta_{0,95}, \%$
Алгоритм 1			
D	0...0,7 0,7...2,0	28 72	42...0 0...-52
m	0...0,27 0,27...1,00	40 60	3,5...0 0...-2
g	0...0,27 0,27...2,00	55 45	16...0 0...-78
Алгоритм 2			
D	0...0,48 0,48...1,52	60 40	-13...0 0...-4,3...0
m	1,52...2,00 0...0,16	42 58	0...13 15...0
g	0,16...1,00 0...0,18	68 32	0...-22 12...0
Алгоритм 3			
D	0...0,67 0,67...2,00	29 71	45...0 0...-94
m	0...1	100	0*
g	0...0,28 0,28...2,00	55 45	16...0 0...-78

При нормальном законе распределения погрешности измерительных каналов лучшими показателями точности практически всегда обладает алгоритм 1. При $D > 4$ или $g > 3$ лучшие по сравнению с алгоритмами 1, 2 показатели точности имеет алгоритм 3, но вероятность наступления такого события – выполнение требований к параметрам D, g – крайне низкая (не превышает 1,5 %).

При равномерном законе распределения погрешности измерительных каналов лучшими показателями точности обладает алгоритм 3, при этом показатели практически не зависят от параметра m и практически линейно зависят от параметра D :

$$\pm \Delta_{0,95_D}^{a3} = \pm [0,9676 - 0,0468D], \quad (3)$$

где $\Delta_{0,95_D}^{a3}$ – условные относительные доверительные границы алгоритма 3 при вероятности 0,95 в зависимости от параметра D .

Зависимости доверительных границ погрешности алгоритмов 1, 3 при учёте значения параметра g практически равнозначны и тоже могут быть линеаризованы:

$$\pm \Delta_{0,95_g}^{a1,3} = \pm [\Delta_{0,95} + (42 - 4g + 8g^2 - 2g^3) \cdot 10^{-4}], \quad (4)$$

где $\Delta_{0,95_g}^{a1,3}$ – условные относительные доверительные границы алгоритмов 1, 3 при вероятности 0,95 в зависимости от параметра g ; $\Delta_{0,95} = 1,115$ – значение верхней относительной безусловной (априорной) доверительной границы погрешности алгоритма 1.

Заключение. Результаты моделирования показали, что фактические (условные) и априорные доверительные границы погрешности алгоритмов 1–3 могут существенно отличаться друг от друга как в большую, так и в меньшую сторону. При нормальном распределении погрешности измерительных каналов наилучшими показателями точности обладает алгоритм 1, а при равномерном – алгоритм 3. При равномерном распределении погрешности измерительных каналов условных доверительных границ погрешности алгоритмов 1, 3 можно оценивать с использованием аппроксимированных зависимостей (3), (4).

Список источников

1. Гамм А. З., Колосок И. Н. Обнаружение грубых ошибок телеизмерений в электроэнергетических системах. Новосибирск: Наука, 2000. 149 с.
2. Храпов Ф. И., Власов П. В. Повышение достоверности результатов измерений в распределенных многоканальных информационно-измерительных системах // Вестник метролога. 2017. № 4. С. 9–15.
3. Анищенко В. А. Надёжность и точность троированных измерений аналоговых технологических переменных // Энергетика. Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ. 2017. № 2. С. 108–117. <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2017-60-2-108-117>
4. Власов П. В., Храпов Ф. И., Субота Л. С., Черёмина Е. М. Сравнительная оценка точности и робастности различных алгоритмов обработки информации от троированных измерительных каналов // Измерительная техника. 2019. № 9. С. 9–15. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2019-9-9-15>

5. Мироновский Л. А., Слаев В. А. Алгоритмы оценивания результата трех измерений. СПб.: Профессионал, 2010. 192 с.
6. Вентцель Е. С., Овчаров Л. А. Теория вероятностей и её инженерные приложения. М.: Высшая школа, 2007.
7. Шипунов А. Б., Балдин Е. М., Волкова П. А., Коробейников А. И., Назарова С. А., Петров С. В., Суфиянов В. Г. Наглядная статистика. Используем R! М.: ДМК Пресс, 2012. 298 с.
8. Роберт И. Кабаков. R в действии. Анализ и визуализация данных в программе R: Пер. с англ. Полины А. Волковой. М.: ДМК Пресс, 2014. 588 с.

References

1. Gamm A. Z., Kolosok I. N., *Obnaruzhenie grubyh oshibok teleizmerenij v jelektronergeticheskikh sistemah [Detection of gross measurement errors in electric power systems]*, Novosibirsk, Nauka Publ., 2000, 149 p. (In Russ.)
2. Hrapov F. I., Vlasov P. V., Povyshenie dostovernosti rezul'tatov izmerenij v raspredelennyh mnogokanal'nyh informacionno-izmeritel'nyh sistemah, *Vestnik metrologa*, 2017, no. 4, pp. 9–15. (In Russ.)
3. Anishchenko V. A., *Energetika. Proceedings of CIS higher education institutions and power engineering associations*, 2017, vol. 60, no. 2, pp 108–117. (In Russ.) <https://doi.org/10.21122/1029-7448-2017-60-2-108-117>
4. Vlasov P. V., Khrapov F. I., Subota L. S., Cheremina E. M., *Measurement Techniques*, 2019, vol. 62, no. 9, pp. 754–761. <https://doi.org/10.1007/s11018-019-01691-1>
5. Mironovskij L. A., Slaev V. A., *Algoritmy ocenivaniya rezul'tata treh izmerenij [Algorithms for evaluating the result of three measurements]*, Saint Petersburg, Professional Publ., 2010, 192 p. (In Russ.)
6. Ventcel' E. S., Ovcharov L. A., *Teorija verojatnostej i ejo inzhenernye prilozhenija [Probability theory and its engineering applications]*, Moscow, Vysch. Shkola Publ., 2007, 298 p. (In Russ.)
7. Shipunov A. B., Baldin E. M., Volkova P. A., Korobejnikov A. I., Nazarova S. A., Petrov S. V., Sufijanov V. G., *Nagljadnaja statistika. Ispol'zuem R! [Visual statistics. Use R!]*, Moscow, DMK Press, 2012, 298 p. (In Russ.)
8. Robert I. Kabakoff, *R in Action. Data analysis and graphics with R*, N. Y., Manning Publications Co, 2012, 450 p.

Статья поступила в редакцию 22.11.2021; одобрена после рецензирования 29.11.2021; принята к публикации 30.11.2021.
The article was submitted 22.11.2021; approved after reviewing 29.11.2021; accepted for publication 30.11.2021.

Научная статья

УДК 519.7+004.93

<https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-01-17-22>

Применение непараметрического алгоритма распознавания образов в задаче проверки гипотезы о независимости переменных неоднозначных функций

Александр Васильевич Лапко^{1✉}, Василий Александрович Лапко², Анна Валадимировна Бахтина³

^{1, 2} Институт вычислительного моделирования Сибирского отделения РАН, Красноярск, Россия

^{1, 2, 3} Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М. Ф. Решетнёва, Красноярск, Россия

¹lapko@icm.krasn.ru✉, <https://orcid.org/0000-0002-0664-3870>

²valapko@yandex.ru, <http://orcid.org/0000-0001-6938-9323>

³anna-denisjuk@yandex.ru

Аннотация. Рассмотрена задача проверки гипотезы о независимости двумерных случайных величин при анализе переменных неоднозначных функций. Для её решения использована методика на основе непараметрического алгоритма распознавания образов ядерного типа, соответствующего критерию максимального правдоподобия. Методика позволила обойти проблему декомпозиции области значений случайных величин на интервалы. По результатам вычислительных экспериментов оценена эффективность применяемой методики в зависимости от вида неоднозначных функций, уровня случайных помех и объёма исходных статистических данных. Полученные результаты актуальны при решении задачи обнаружения природных и технических объектов по данным дистанционного зондирования.

Ключевые слова: проверка гипотезы, независимые случайные величины, зависимые случайные величины, неоднозначные функциональные зависимости, двумерные случайные величины, алгоритм распознавания образов, критерий максимального правдоподобия, ядерная оценка плотности вероятности

Для цитирования: Лапко А. В., Лапко В. А., Бахтина А. В. Применение непараметрического алгоритма распознавания образов в задаче проверки гипотезы о независимости переменных неоднозначных функций // Измерительная техника. 2022. № 1. С. 17–22. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-01-17-22>

Application of a nonparametric pattern recognition algorithm in the problem of testing the hypothesis about the independence of variables of ambiguous functions

Aleksandr V. Lapko^{1✉}, Vasiliy A. Lapko², Anna V. Bakhtina³

^{1, 2} Institute of Computational Modelling, Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences, Krasnoyarsk, Russia

^{1, 2, 3} Reshetnev Siberian State University of Science and Technology, Krasnoyarsk, Russia

¹lapko@icm.krasn.ru✉, <https://orcid.org/0000-0002-0664-3870>

²valapko@yandex.ru, <http://orcid.org/0000-0001-6938-9323>

³anna-denisjuk@yandex.ru

Abstract. The problem of testing the hypothesis about the independence of two-dimensional random variables in the analysis of variable ambiguous functions is considered. To solve it, a technique is used based on a nonparametric pattern recognition algorithm of the kernel type corresponding to the maximum likelihood criterion. The use of this technique makes it possible to bypass the problem of decomposition of the range of values of random variables into intervals. Based on the results of computational experiments, the effectiveness of the applied technique was evaluated depending on the type of ambiguous functions, the level of random noise and the volume of initial statistical data. The results obtained are relevant for solving the problem of detecting natural and technical objects using remote sensing data.

Keywords: testing the hypothesis, independence of random variables, dependent random variables, ambiguous functional dependencies, two-dimensional random variables, pattern recognition algorithm, maximum likelihood criterion, kernel probability density estimation

Введение. Априорные сведения о независимости либо зависимости случайных величин необходимы при выборе

значимых переменных и построении в пространстве их значений эффективных алгоритмов принятия решений [1].

Универсальная методика проверки гипотезы о независимости случайных величин, основанная на критерии Пирсона, содержит трудно формализуемый этап разбиения области значений случайных величин на интервалы [2]. В работах [3, 4] предложена методика проверки гипотезы о независимости случайных величин, которая базируется на непараметрическом алгоритме распознавания образов, соответствующем критерию максимального правдоподобия. В двухальтернативной задаче распознавания образов каждый класс в пространстве случайных величин определяется условиями их независимости или зависимости [5]. Оценивание законов распределения в классах осуществляется по исходным статистическим данным. Эффективность решения задачи распознавания образов в классах оценивается вероятностями ошибок классификации. Если вероятности ошибок классификации достоверно отличаются, то по их минимальному значению делается вывод о независимости либо зависимости случайных величин. Применение этой непараметрической методики проверки гипотезы о независимости случайных величин позволяет обойти проблему декомпозиции области значений случайных величин на интервалы.

Цель статьи состоит в применении методики проверки гипотезы о независимости случайных величин, основанной на использовании непараметрического алгоритма распознавания образов, при анализе неоднозначных функций. Функция является неоднозначной, если в области определения аргументов существуют значения аргументов, которым соответствуют более одного значения функции.

Непараметрический алгоритм распознавания образов в задаче проверки гипотезы о независимости случайных величин. Пусть имеется выборка $V = (x^i, i = 1, n)$ объемом n , составленная из независимых наблюдений двумерной случайной величины $x = (x_1, x_2)$. Случайные величины x_1, x_2 характеризуются плотностями вероятности $p(x_1)p(x_2)$ или $p(x_1, x_2)$. Необходимо по статистическим данным V проверить гипотезу

$$H_0: p(x_1, x_2) \equiv p(x_1)p(x_2) \quad (1)$$

о независимости случайных величин x_1, x_2 .

Для решения задачи (1) в работах [3, 4] предложено использовать непараметрический алгоритм распознавания образов, соответствующий критерию максимального правдоподобия

$$\bar{m}(x): \begin{cases} x \in \Omega_1, & \text{если } \bar{p}(x_1, x_2) < \bar{p}(x_1)\bar{p}(x_2); \\ x \in \Omega_2, & \text{если } \bar{p}(x_1, x_2) > \bar{p}(x_1)\bar{p}(x_2). \end{cases} \quad (2)$$

В решающем правиле (2) непараметрические оценки плотностей вероятностей типа Розенблатта-Парзена определяются выражениями [6, 7]:

$$\bar{p}(x_1, x_2) = \frac{1}{nc_1c_2} \sum_{i=1}^n \Phi\left(\frac{x_1 - x_1^i}{c_1}\right) \Phi\left(\frac{x_2 - x_2^i}{c_2}\right), \quad (3)$$

$$\bar{p}(x_1)\bar{p}(x_2) = \frac{1}{n^2c_1c_2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \Phi\left(\frac{x_1 - x_1^i}{c_1}\right) \Phi\left(\frac{x_2 - x_2^j}{c_2}\right). \quad (4)$$

В статистиках (3), (4) ядерные функции $\Phi(u_v)$ удовлетворяют условиям:

$$\Phi(u_v) = \Phi(-u_v), \quad 0 \leq \Phi(u_v) < \infty, \quad \int \Phi(u_v) du_v = 1,$$

$$\int u^m \Phi(u_v) du_v < \infty, \quad 0 \leq m < \infty, \quad v = 1, 2.$$

Здесь и далее бесконечные пределы интегрирования опускаются.

Оптимальные коэффициенты размытости c_v ядерных функций непараметрической оценки плотности вероятности $\bar{p}(x_v)$ определяются из условия минимума критерия [8–15]:

$$\bar{W}(c_v) = \frac{1}{n^2c_v^2} \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^n \int \Phi\left(\frac{x_v - x_v^j}{c_v}\right) \Phi\left(\frac{x_v - x_v^i}{c_v}\right) dx_v - \\ - \frac{2}{n^2c_v} \sum_{j=1}^n \sum_{i=1, i \neq j}^n \Phi\left(\frac{x_v^j - x_v^i}{c_v}\right). \quad (5)$$

При вычислении критерия (5), например, для ступенчатой ядерной функции

$$\frac{1}{c_v} \Phi\left(\frac{x_v - x_v^i}{c_v}\right) = \begin{cases} 0,5c_v, & \text{если } |x_v - x_v^i| < c_v; \\ 0, & \text{если } |x_v - x_v^i| \geq c_v, \end{cases} \quad (6)$$

значения его составляющих вычисляются как

$$\int \Phi\left(\frac{x_v - x_v^j}{c_v}\right) \Phi\left(\frac{x_v - x_v^i}{c_v}\right) dx_v = \\ = \begin{cases} (2c_v - |x_v^j - x_v^i|)/4, & \text{если } |x_v^j - x_v^i| < 2c_v; \\ 0, & \text{если } |x_v^j - x_v^i| \geq 2c_v, \end{cases} \\ \Phi\left(\frac{x_v^j - x_v^i}{c_v}\right) = \begin{cases} 0,5, & \text{если } |x_v^j - x_v^i| < c_v; \\ 0, & \text{если } |x_v^j - x_v^i| \geq c_v. \end{cases}$$

Коэффициенты размытости c_1, c_2 в статистике (3) определяются из условия минимума статистического критерия

$$\bar{W}(c_1, c_2) = \frac{1}{n^2c_1^2c_2^2} \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^n \prod_{v=1}^2 \int \Phi\left(\frac{x_v - x_v^j}{c_v}\right) \Phi\left(\frac{x_v - x_v^i}{c_v}\right) dx_v - \\ - \frac{2}{n^2c_1c_2} \sum_{j=1}^n \sum_{i=1, i \neq j}^n \prod_{v=1}^2 \Phi\left(\frac{x_v^j - x_v^i}{c_v}\right). \quad (7)$$

Методика оптимизации непараметрических оценок плотностей вероятностей (3), (4) по коэффициентам размытости ядерных функций из условия минимума критериев (5), (7) предложена и исследована в работах [8–15]. Выбор оптимальных значений коэффициентов размытости ядерных функций, соответствующих максимуму функции правдоподобия, рассмотрен в работах [16, 17].

Оптимизацию непараметрического решающего правила (2) по коэффициентам размытости ядерных функций $c_v, v = 1, 2$ можно упростить. Для этого в статистиках (3), (4) принимаются значения $c_v = s\bar{c}_v, v = 1, 2$, где $\bar{c}_v$ – оценка среднего квадратического отклонения случайной величины x_v , вычисляемой по выборке V . Поэтому появляется возможность оптимизировать непараметрический алгоритм распознавания образов (2) только по одному параметру с коэффициентов размытости ядерных функций. Подобный подход используется при построении быстрых процедур оптимизации

непараметрических оценок плотности вероятности ядерного типа [18–23].

Методика проверки гипотезы о независимости случайных величин. Непараметрический алгоритм распознавания образов (2) основан на проверке соотношений между значениями ядерных оценок плотностей вероятностей $\bar{\rho}(x_1)\bar{\rho}(x_2)$ и $\bar{\rho}(x_1, x_2)$. Для элементов выборки первого класса Ω_1 соотношение $\bar{\rho}(x_1)\bar{\rho}(x_2) > \bar{\rho}(x_1, x_2)$ подтверждает справедливость предположения о независимости случайных величин x_1, x_2 . Если элемент выборки принадлежит второму классу Ω_2 , то выполняется соотношение $\bar{\rho}(x_1)\bar{\rho}(x_2) < \bar{\rho}(x_1, x_2)$. Это соотношение подтверждает предположение о зависимости случайных величин. Подтверждение гипотезы (1) определяет границу в области значений случайных величин x_1, x_2 между классами Ω_1, Ω_2 .

При указанных условиях вычисляли оценки вероятностей ошибок распознавания образов $\bar{\rho}_1, \bar{\rho}_2$ в классах Ω_1, Ω_2 с использованием решающего правила (2).

Значения $\bar{\rho}_t$ определяли в режиме скользящего экзамена по выборке V

$$\bar{\rho}_t = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n 1(\delta(j), \bar{\delta}(j)), \quad t=1, 2,$$

где $\delta(j)$ – указания типа $x^j = (x_1^j, x_2^j) \in \Omega_t$; $\bar{\delta}(j)$ – решение алгоритма (5) о принадлежности ситуации x^j к одному из классов $\Omega_t, t=1, 2$.

При вычислении $\bar{\rho}_t$ каждый элемент $x^j = (x_1^j, x_2^j)$ из выборки V исключали из процесса формирования статистик (3), (4).

Индикаторную функцию рассчитывали как

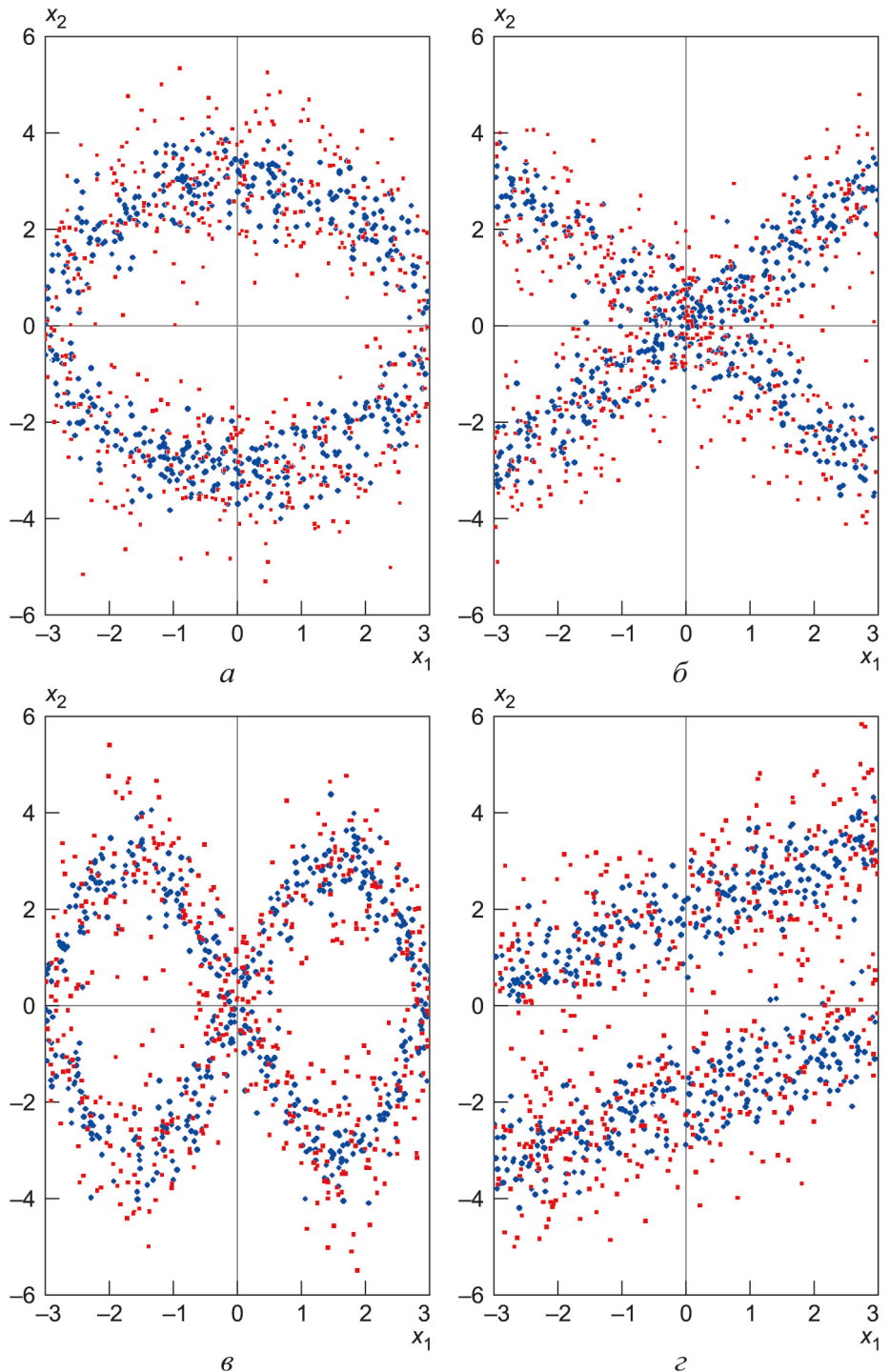
$$1(\delta(j), \bar{\delta}(j)) = \begin{cases} 0, & \text{если } \delta(j) = \bar{\delta}(j); \\ 1, & \text{если } \delta(j) \neq \bar{\delta}(j). \end{cases}$$

Сравнивали значения $\bar{\rho}_1, \bar{\rho}_2$. Гипотеза H_0 справедлива, если $\bar{\rho}_1 < \bar{\rho}_2$. В противном случае при $\bar{\rho}_2 < \bar{\rho}_1$ случайные величины x_1 и x_2 являются зависимыми.

Для доверительного оценивания вероятностей ошибок распознавания образов ρ_1, ρ_2 применяли методику доверительного оценивания вероятностей [2] либо критерий Колмогорова-Смирнова. Например, при использовании критерия Колмогорова-Смирнова отклонение $D_{12} = |\bar{\rho}_1 - \bar{\rho}_2|$ сравнивали с пороговым значением [24]

$$D_\beta = \sqrt{-\ln(\beta/2)/n},$$

где β – вероятность (риск) отвергнуть гипотезу $\bar{H}_0: \rho_1 = \rho_2$.



Значения случайных величин x_1, x_2 из выборки исходных статистических данных V при $n=500, \sigma=0,5$ (синие точки), $\sigma=1$ (красные точки) для функциональных зависимостей (8)–(11) – а–г соответственно

The values of random variables x_1, x_2 from the sample of initial statistical data V at $n=500$, at $\sigma=0.5$ (blue dots), and at $\sigma=1$ (red dots) for functional dependencies (8)–(11) (a–d)

Если выполняется соотношение $D_{12} < D_\beta$, то гипотеза $\bar{H}_0$ справедлива и риск её отвергнуть не превышает значения β . При $D_{12} > D_\beta$ гипотезу $\bar{H}_0$ о независимости случайных величин x_1, x_2 отвергаем.

Анализ результатов вычислительных экспериментов. Исследуем зависимость результатов применения приведённой

методики от объема n исходных статистических данных при анализе неоднозначных функциональных зависимостей между случайными величинами x_1, x_2 . Между случайными величинами x_1, x_2 при формировании выборки $V = (x_1^i, x_2^i, i = \overline{1, n})$ существуют функциональные зависимости:

$$x_2' = \varphi_1(x_1) = \sqrt{9 - x_1^2}; \quad (8)$$

$$x_2' = \varphi_2(x_1) = x_1; \quad (9)$$

$$x_2' = \varphi_3(x_1) = 3\sin(x_1); \quad (10)$$

$$x_2' = \varphi_4(x_1) = 0,5x_1 \pm 2. \quad (11)$$

Значения случайной величины x_1 находили по выражению

$$x_1 = -3 + 6\varepsilon_1,$$

где ε_1 – случайная величина с равномерной плотностью вероятности в интервале $[0; 1]$.

На значения x_2' накладывали аддитивные помехи с нормальным законом распределения $N(0; \sigma)$ при среднем квадратическом отклонении σ . При использовании функциональных зависимостей (8)–(10) значения x_2 определяли в соответствии с выражением

$$x_2 = \begin{cases} \varphi_j(x_1) + \sigma \left(\sum_{l=1}^r \varepsilon_2^l - 0,5r \right) 6/\sqrt{3r} & \text{при } e \leq 0,5; \\ -\varphi_j(x_1) + \sigma \left(\sum_{l=1}^r \varepsilon_2^l - 0,5r \right) 6/\sqrt{3r} & \text{при } e > 0,5, \quad j = \overline{1, 3}, \end{cases} \quad (12)$$

где ε_2, e – значения случайных величин с равномерной плотностью вероятности на интервале $[0; 1]$; параметр r принимали равным 12.

При использовании функциональной зависимости (11) значения x_2 вычисляли по формулам

$$x_2 = \begin{cases} 0,5x_1 + 2 + \sigma \left(\sum_{l=1}^r \varepsilon_2^l - 0,5r \right) 6/\sqrt{3r} & \text{при } e \leq 0,5; \\ 0,5x_1 - 2 + \sigma \left(\sum_{l=1}^r \varepsilon_2^l - 0,5r \right) 6/\sqrt{3r} & \text{при } e > 0,5. \end{cases} \quad (13)$$

При формировании выборки $V = (x_1^i, x_2^i, i = \overline{1, n})$ массив значений $\varepsilon_2^l, l = \overline{1, r}$ генерировали для каждого значения $x_1^i, i = \overline{1, n}$.

Графические иллюстрации полученных для функциональных зависимостей (8)–(11) распределений при $n = 500$ и различных значениях σ представлены на рисунке.

При синтезе непараметрического алгоритма распознавания (2) использовали ступенчатые ядерные функции (6).

Вычислительные эксперименты реализовывали в среде программирования Delphi-7. Для генерации случайных величин $\varepsilon_1, \varepsilon_2, e$ с равномерным законом распределения в интервале $[0; 1]$ применяли стандартную функцию Random и процедуру Randomize.

Объем исходных статистических данных n при организации вычислительных экспериментов соответствовал значениям 100, 200, 300, 400, 500. При конкретном объеме n исходных данных оценки вероятностей ошибок распознавания образов $\bar{p}_1, \bar{p}_2$ и D_{12} вычисляли 10 раз, результаты вычислений указанных ошибок усредняли (таблица).

Пороговые значения критерия Колмогорова-Смирнова для объема исходных статистических данных $n = 100; 200; 300; 400; 500$ равны соответственно $D_\beta = 0,192; 0,136; 0,111; 0,096; 0,086$.

Проведём анализ результатов вычислительных экспериментов для функциональной зависимости (8) (см. таблицу).

Оценки вероятностей ошибок распознавания образов $\bar{p}_1, \bar{p}_2$ при функциональных зависимостях (8)–(11) и различных значениях СКО σ

σ	$n=100$		$n=200$		$n=300$		$n=400$		$n=500$	
	$\bar{p}_1$	$\bar{p}_2$	$\bar{p}_1$	$\bar{p}_2$	$\bar{p}_1$	$\bar{p}_2$	$\bar{p}_1$	$\bar{p}_2$	$\bar{p}_1$	$\bar{p}_2$
Функциональная зависимость (8)										
0,5	0,683	0,317	0,7695	0,2305	0,8027	0,1973	0,7965	0,2033	0,798	0,2018
1,0	0,5605	0,4395	0,607	0,393	0,6387	0,3607	0,6463	0,3533	0,6308	0,3692
1,5	0,532	0,467	0,539	0,461	0,5263	0,4733	0,5355	0,4643	0,5542	0,4454
2,0	0,451	0,549	0,413	0,587	0,4607	0,539	0,4805	0,519	0,4746	0,5244
Функциональная зависимость (9)										
0,5	0,869	0,13	0,8905	0,109	0,8957	0,1043	0,8865	0,1133	0,8916	0,1084
1,0	0,694	0,306	0,7095	0,2895	0,7273	0,2723	0,7117	0,288	0,715	0,285
1,5	0,575	0,424	0,607	0,3925	0,6267	0,3733	0,5908	0,4083	0,5928	0,4064
2,0	0,504	0,495	0,5345	0,4655	0,5033	0,496	0,5265	0,472	0,5224	0,4772
Функциональная зависимость (10)										
0,5	0,808	0,192	0,8525	0,1475	0,871	0,1287	0,8645	0,1355	0,8758	0,1236
1,0	0,647	0,353	0,6905	0,309	0,704	0,296	0,693	0,3063	0,6804	0,3186
1,5	0,548	0,451	0,5255	0,4735	0,56	0,4393	0,5933	0,4063	0,5864	0,413
2,0	0,412	0,587	0,481	0,519	0,4447	0,5543	0,5103	0,4895	0,4964	0,5026
Функциональная зависимость (11)										
0,5	0,866	0,133	0,883	0,117	0,877	0,1223	0,8863	0,1137	0,8896	0,1104
1,0	0,614	0,385	0,6415	0,3585	0,6517	0,3483	0,679	0,3205	0,6658	0,3342
1,5	0,482	0,518	0,5235	0,476	0,5137	0,4863	0,5142	0,4855	0,555	0,4444
2,0	0,456	0,543	0,5125	0,487	0,5097	0,49	0,539	0,46075	0,5124	0,4872

По результатам вычислительных экспериментов при $\sigma = 0,5, n = 100$ значения коэффициентов размытости ядерных функций для непараметрических оценок плотностей вероятностей $\bar{p}(x_1), \bar{p}(x_2)$ принадлежат интервалам $\bar{c}_1 \in [0,11; 0,3], \bar{c}_2 \in [0,05; 0,15]$. Для непараметрической оценки $\bar{p}(x_1, x_2)$ (3) при $\sigma = 0,5$ и $n = 100$ значения коэффициентов размытости ядерных функций $c_1 = s\bar{c}_1, c_2 = s\bar{c}_2$, где $s \in [0,15; 0,21]$, а $\bar{c}_1, \bar{c}_2$ – оценки средних квадратических отклонений случайных величин x_1, x_2 . При малых значениях параметра $\sigma = 0,5$ в выражении (12) гипотеза о независимости случайных величин x_1, x_2 отвергается для всех значений $n \in [100; 500]$, что соответствует принятым условиям вычислительных экспериментов. Например, при $\sigma = 0,5, n = 100$ получаем значения $\bar{p}_1 = 0,683$, а $\bar{p}_2 = 0,317$.

В этом случае $D_{12} = |\bar{p}_1 - \bar{p}_2| = 0,366$, а пороговое значение критерия Колмогорова-Смирнова составляет $D_\beta = 0,192$ при риске $\beta = 0,05$ отвергнуть гипотезу $\bar{H}_0: \rho_1 = \rho_2$. Если $D_{12} > D_\beta$, то гипотеза $\bar{H}_0$ о независимости случайных величин x_1, x_2 не выполняется. При достоверном отличии соотношения $\bar{p}_1 > \bar{p}_2$ следует условие зависимости случайных величин x_1, x_2 . С увеличением объёма статистических данных до $n = 500$ значения коэффициентов размытости ядерных функций в $\bar{p}(x_1), \bar{p}(x_2)$ принадлежат интервалам $\bar{c}_1 \in [0,04; 0,13]$, $\bar{c}_2 \in [0,03; 0,08]$, что согласуется с результатами исследования асимптотических свойств непараметрических оценок плотностей вероятностей. Для непараметрической оценки $\bar{p}(x_1, x_2)$ значение $c \in [0,1; 0,12]$.

С увеличением значений σ функциональная зависимость (8) между x_1, x_2 подавляется случайными помехами, которые особенно проявляются при малых объёмах статистических данных. Для $\sigma = 1$ гипотеза $\bar{H}_0$ о независимости случайных величин x_1, x_2 отвергается при $n > 100$, а для $\sigma = 1,5$ – при $n > 400$. В условиях неоднозначной функциональной зависимости между x_1, x_2 (8) при $\sigma = 2, n \in [100; 500]$ предлагаемая методика не подтверждает априори существующую зависимость.

Результаты вычислительных экспериментов для функциональных зависимостей (8)–(11) сопоставимы. Для зависимости (11) в условиях (13) гипотеза $\bar{H}_0$ о независимости случайных величин x_1, x_2 подтверждается при $\sigma = 1,5, n \leq 400$, а также при $\sigma = 2, n \in [100; 500]$. В условиях функциональных зависимостей (9), (10) результаты вычислительных экспериментов близки. Гипотеза о независимости случайных величин $\bar{H}_0$ отвергается при $\sigma \leq 1, n \in [100; 500]$, а также при $\sigma = 1,5, n > 100$ для функциональной зависимости (9). Для функциональной зависимости (10) подобный вывод справедлив при $\sigma \leq 1, n \in [100; 500]$ и в условиях $\sigma = 1,5, n > 200$. Условия ошибочных выводов предложенной методики, полученные по результатам вычислительных экспериментов, отмечены в таблице серым фоном.

Анализ результатов вычислительных экспериментов показывает, что усиление уровня помех при увеличении σ оказывает существенное влияние на обнаружение свойств независимости либо зависимости случайных величин. Наиболее устойчивыми к случайным помехам являются функциональные зависимости (9), (10), а менее устойчивыми – (8), (11).

Заключение. При значениях параметра $\sigma \leq 1$ в выражении (13) и объёме n статистических данных, принадлежащих интервалу $n \in [100; 500]$, применение методики проверки гипотезы позволяет достоверно с уровнем значимости $\beta = 0,05$ устанавливать зависимость между переменными неоднозначных функций (8)–(11). С увеличением значений $\sigma > 1$ эффективность используемой методики проверки гипотезы о независимости случайных величин снижается. При $\sigma = 1,5$ достоверно устанавливается зависимость между переменными неоднозначных функций (8), (9), (10), (11), если $n \geq 500, n \geq 200, n \geq 300, n \geq 500$ соответственно. В условиях $\sigma = 2$ и $n \geq 100$ рассматриваемая методика не позволяет достоверно определить зависимость между переменными неоднозначных функций (8)–(11).

Полученные результаты вычислительных экспериментов обосновывают возможность применения основанной на непараметрическом алгоритме распознавания образов методики проверки гипотезы о независимости случайных величин при анализе переменных неоднозначных функций.

Список источников

1. Зеньков И. В., Лапко А. В., Лапко В. А., Им С. Т., Тубольцев В. П., Авдеев В. Л. Непараметрический алгоритм автоматической классификации многомерных статистических данных большого объёма и его применение // Компьютерная оптика. 2021. Т. 45. № 2. С. 253–260. <https://doi.org/10.18287/2412-6179-CO-801>
2. Трофимова Е. А., Кисляк Н. В., Гилёв Д. В. Теория вероятностей и математическая статистика: учебное пособие. Екатеринбург: Издательство Уральского федерального университета, 2018. 160 с.
3. Лапко А. В., Лапко В. А. Проверка гипотезы о независимости двумерных случайных величин с использованием непараметрического алгоритма распознавания образов // Автометрия. 2021. Т. 57. № 2. С. 41–48. <https://doi.org/10.15372/AUT20210205>
4. Зеньков И. В., Лапко А. В., Лапко В. А., Кирюшина Е. В., Вокин В. Н. Непараметрический алгоритм распознавания образов в задаче проверки гипотезы о независимости случайных величин // Компьютерная оптика. 2021. Т. 45. № 5. С. 767–772. <https://doi.org/10.18287/2412-6179-CO-871>
5. Лапко А. В., Лапко В. А. Анализ отношения средних квадратических отклонений ядерной оценки плотности вероятности в условиях независимых и зависимых случайных величин // Измерительная техника. 2021. № 3. С. 9–14. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2021-3-9-14>
6. Parzen E., *Annals of Mathematical Statistics*, 1962, vol. 33, no. 3, pp. 1065–1076. <https://doi.org/10.1214/aoms/1177704472>
7. Епанечников В. А. Непараметрическая оценка многомерной плотности вероятности // Теория вероятности и ее применения. 1969. Т. 14. № 1. С. 156–161.
8. Rudemo M., Empirical Choice of Histograms and Kernel Density Estimators, *Scandinavian Journal of Statistics*, 1982, vol. 9, no. 2, pp. 65–78.
9. Bowman A. W., *Journal of Statistical Computation and Simulation*, 1985, vol. 21, pp. 313–327. <https://doi.org/10.1080/00949658508810822>
10. Hall P., *Annals of Statistics*, 1983, vol. 11, no. 4, pp. 1156–1174. <https://doi.org/10.1214/aos/1176346329>
11. Jiang M., Provost S. B., *Journal of Statistical Computation and Simulation*, 2014, vol. 84, no. 3, pp. 614–627. <https://doi.org/10.1080/00949655.2012.721366>
12. Dutta S., *Communications in Statistics – Simulation and Computation*, 2016, vol. 45, no. 2, pp. 472–490. <https://doi.org/10.1080/03610918.2013.862275>
13. Heidenreich N.-B., Schindler A., Sperlich S., *AStA Advances in Statistical Analysis*, 2013, vol. 97, no. 4, pp. 403–433. <https://doi.org/10.1007/s10182-013-0216-y>

14. Li Q., Racine J. S., *Nonparametric Econometrics: Theory and Practice*, Princeton, Princeton University Press, 2007, 768 p.

15. Лапко А. В., Лапко В. А. Анализ методов оптимизации непараметрической оценки плотности вероятности по коэффициенту размытости ядерных функций // Измерительная техника. 2017. № 6. С. 3–8.

16. Duin R. P. W., *IEEE Transactions on Computers*, 1976, vol. 25, no. 11, pp. 1175–1179. <https://doi.org/10.1109/TC.1976.1674577>

17. Botev Z. I., Kroese D. P., *Methodology and Computing in Applied Probability*, 2008, vol. 10, no. 3, pp. 435–451. <https://doi.org/10.1007/s11009-007-9057-z>

18. Silverman B. W., *Density estimation for statistics and data analysis*, London, Chapman and Hall, 1986, 175 p.

19. Botev Z. I., Grotowski J. F., Kroese D. P., *Annals of Statistics*, 2010, vol. 38, no. 5, pp. 2916–2957. <https://doi.org/10.1214/10-AOS799>

20. Добровидов А. В., Рудько И. М. Выбор ширины окна ядерной функции в непараметрической оценке производной плотности методом сглаженной кросс-валидации // Автоматика и телемеханика. 2010. № 2. С. 42–58.

21. O'Brien T. A., Kashinath K., Cavanaugh N. R., Collins W. D., O'Brien J. P., *Computational Statistics and Data Analysis*, 2016, vol. 101, pp. 148–160. <https://doi.org/10.1016/j.csda.2016.02.014>

22. Chen S., *Journal of Probability and Statistics*, 2015, vol. 2015, 242683. <https://doi.org/10.1155/2015/242683>

23. Scott D. W., *Multivariate Density Estimation: Theory, Practice, and Visualization*, New York, Wiley, 2015, 384 p.

24. Шаракшанэ А. С., Железнов И. Г., Ивницкий В. А. Сложные системы. М.: Высш. шк., 1977. 248 с.

References

1. Zenkov I. V., Lapko A. V., Lapko V. A., Im S. T., Tuboltsev V. P., Avdeenok V. L., *Computer Optics*, 2021, vol. 45, no 2, pp. 253–260. (In Russ.) <https://doi.org/10.18287/2412-6179-CO-801>

2. Trofimova E. A., Kislyak N. V., Gilev D. V., *Probability theory and mathematical statistics*, Yekaterinburg, Ural Federal University Publ., 2018, 160 p. (In Russ.)

3. Lapko A. V., Lapko V. A., *Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing*, 2021, vol. 57, no. 2, pp. 149–155. <https://doi.org/10.3103/S8756699021020114>

4. Zenkov I. V., Lapko A. V., Lapko V. A., Kiryushina E. V., Vokin V. N., *Computer Optics*, 2021, vol. 45, no 5, pp. 767–772. (In Russ.) <https://doi.org/10.18287/2412-6179-CO-871>

5. Lapko A. V., Lapko V. A., *Measurement Techniques*, 2021, vol. 64, no. 3, pp. 166–171. <https://doi.org/10.1007/s11018-021-01914-4>

6. Parzen E., *Annals of Mathematical Statistics*, 1962, vol. 33, no. 3, pp. 1065–1076. <https://doi.org/10.1214/aoms/1177704472>

7. Epanechnikov V. A., *Theory of Probability and Its Applications*, 1969, vol. 14, no. 1, pp. 153–158. <https://doi.org/10.1137/1114019>

8. Rudemo M., Empirical Choice of Histograms and Kernel Density Estimators, *Scandinavian Journal of Statistics*, 1982, vol. 9, no. 2, pp. 65–78.

9. Bowman A. W., *Journal of Statistical Computation and Simulation*, 1985, vol. 21, pp. 313–327. <https://doi.org/10.1080/00949658508810822>

10. Hall P., *Annals of Statistics*, 1983, vol. 11, no. 4, pp. 1156–1174. <https://doi.org/10.1214/aos/1176346329>

11. Jiang M., Provost S. B., *Journal of Statistical Computation and Simulation*, 2014, vol. 84, no. 3, pp. 614–627. <https://doi.org/10.1080/00949655.2012.721366>

12. Dutta S., *Communications in Statistics – Simulation and Computation*, 2016, vol. 45, no. 2, pp. 472–490. <https://doi.org/10.1080/03610918.2013.862275>

13. Heidenreich N.-B., Schindler A., Sperlich S., *AStA Advances in Statistical Analysis*, 2013, vol. 97, no. 4, pp. 403–433. <https://doi.org/10.1007/s10182-013-0216-y>

14. Li Q., Racine J. S., *Nonparametric Econometrics: Theory and Practice*, Princeton, Princeton University Press, 2007, 768 p.

15. Lapko A. V., Lapko V. A., *Measurement Techniques*, 2017, vol. 60, no. 6, pp. 515–522. <https://doi.org/10.1007/s11018-017-1228-x>

16. Duin R. P. W., *IEEE Transactions on Computers*, 1976, vol. 25, no. 11, pp. 1175–1179. <https://doi.org/10.1109/TC.1976.1674577>

17. Botev Z. I., Kroese D. P., *Methodology and Computing in Applied Probability*, 2008, vol. 10, no. 3, pp. 435–451. <https://doi.org/10.1007/s11009-007-9057-z>

18. Silverman B. W., *Density estimation for statistics and data analysis*, London, Chapman and Hall, 1986, 175 p.

19. Botev Z. I., Grotowski J. F., Kroese D. P., *Annals of Statistics*, 2010, vol. 38, no. 5, pp. 2916–2957. <https://doi.org/10.1214/10-AOS799>

20. Dobrovodov A. V., Ruds'ko I. M., *Automation and Remote Control*, 2010, vol. 71, no. 2, pp 209–224. <https://doi.org/10.1134/S0005117910020050>

21. O'Brien T. A., Kashinath K., Cavanaugh N. R., Collins W. D., O'Brien J. P., *Computational Statistics and Data Analysis*, 2016, vol. 101, pp. 148–160. <https://doi.org/10.1016/j.csda.2016.02.014>

22. Chen S., *Journal of Probability and Statistics*, 2015, vol. 2015, 242683. <https://doi.org/10.1155/2015/242683>

23. Scott D. W., *Multivariate Density Estimation: Theory, Practice, and Visualization*, New York, Wiley, 2015, 384 p.

24. Sharakshaneh A. S., Zheleznov I. G., Ivnikskij V. A., *Complex system*, Moscow, Vysshaya shkola Publ., 1977, 248 p. (In Russ.)

Статья поступила в редакцию 28.07.2021; одобрена после рецензирования 8.11.2021; принята к публикации 15.11.2021.
The article was submitted 28.07.2021; approved after reviewing 8.11.2021; accepted for publication 15.11.2021.

Погрузка гусеничной техники своим ходом на автоприцеп: управление с помощью системы технического зрения

Дмитрий Александрович Рощин

3 Центральный научно-исследовательский институт Министерства обороны Российской Федерации, Москва, Россия, whwhwh@mail.ru, <https://orcid.org/0000-0002-5907-0156>

Аннотация. Освещены проблемы безопасной погрузки и транспортировки строительной и специальной гусеничной техники на грузовых платформах большегрузных автоприцепов (тралов). Для повышения точности позиционирования данной техники на платформах тралов предложено использовать систему технического зрения. Разработана полнофункциональная физическая модель такой системы. Указанная модель апробирована при автоматизированном контроле пространственного положения гусеничной техники в процессе погрузки на грузовую платформу трала. Выявлены параметры пространственного положения техники, оказывающие влияние на безопасность её погрузки своим ходом. Автоматизация погрузки реализована с помощью видеограмметрического устройства, установленного на транспортируемом средстве передвижения, и трёх визирных целей активного типа, размещённых на грузовой платформе. В системе технического зрения применены методы цифровой обработки видеоизображения, позволившие с высокой вероятностью обнаружить и идентифицировать визирные цели по частоте их мигания. Предложен обеспечивающий автоматизацию погрузки алгоритм работы гусеничной техники под управлением системы технического зрения. Работоспособность данной системы проверена с помощью физических моделей прицепа-тяжеловоза и гусеничной платформы техники. Экспериментально определены реальные технические и метрологические характеристики системы технического зрения. Установлено, что при базисном расстоянии 2,5 м между визирными целями обеспечивается безопасная погрузка техники длиной до 8 м на грузовую платформу длиной до 16 м.

Ключевые слова: контроль пространственного положения, гусеничная техника, техническое зрение, обработка видеоизображений, обратная угловая засечка, система координат, визирная цель, транспортировка техники, навигация, автоматизированная система управления

Для цитирования: Рощин Д. А. Погрузка гусеничной техники своим ходом на автоприцеп: управление с помощью системы технического зрения // Измерительная техника. 2022. № 1. С. 23–29. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-1-23-29>

Loading tracked vehicles under its own power on a trailer: control using a technical vision system

Dmitriy A. Roshchin

The 3rd Central Research Institute (CRI) of the Ministry of Defence of the Russian Federation, Moscow, Russia, whwhwh@mail.ru, <https://orcid.org/0000-0002-5907-0156>

Abstract. The problems of safe loading and transportation of construction and special tracked vehicles on cargo platforms of heavy-duty trailers are highlighted. To improve the positioning accuracy of the specified tracked vehicles on trailer platforms, it is proposed to use a vision system. A fully functional physical model of such a system has been developed, which has been tested with automated control of the spatial position of tracked vehicles during loading onto the trailer cargo platform. The parameters of the spatial position of the equipment that affect the safety of its loading under its own power are revealed. Loading automation is implemented using a videogrammetric device mounted on the transported vehicle and three active-type sighting targets placed on the cargo platform. The technical vision system uses methods of digital video image processing, which made it possible to detect and identify sighting targets with a high probability by the frequency of their flashing. An algorithm for the operation of tracked vehicles under the control of a vision system is proposed, the implementation of which ensures the automation of loading. The operability of this system has been tested using physical models of a heavy-duty trailer and a tracked vehicle platform. The actual technical and metrological characteristics of the vision system have been experimentally determined. It is established that with a base distance of 2.5 m between the sighting targets, safe loading of equipment up to 8 m long on a cargo platform up to 16 m long is ensured.

Keywords: spatial position control, tracked vehicles, technical vision, video image processing, reverse angular serif, coordinate system, sighting target, transportation of equipment, navigation, automated control system

Введение. В процессе строительных работ возникает необходимость транспортировки специальной техники. Самой востребованной техникой на строительных площадках

являются бульдозер и экскаватор на гусеничном ходу. Ввиду особенностей конструкции гусеничной техники запрещено её передвижение по дорогам федерального значения.

Транспортировка такой техники осуществляется на большегрузных автоприцепах (тралах) с помощью седельных тягачей. Трал представляет собой грузовую платформу на низкой раме. Основной проблемой, возникающей при транспортировке техники, является её погрузка на трал и последующая разгрузка (Правила и особенности транспортировки бульдозеров на трале: разбираем тщательно: [сайт] URL: <http://arendavlg.com/buldozery/transportirovka-gusenichnoy-tehniki.html/> (дата обращения 09.07.2021)). Наименее затратный способ транспортировки – погрузка техники на трал своим ходом. Однако такой способ всегда связан с риском падения транспортируемой техники [1, 2], поскольку ширина грузовой платформы трала ненамного больше, а иногда и меньше ширины гусеничного шасси этой техники [3]. Чтобы снизить вероятность повреждения техники, требуется строго соблюдать типовые инструкции по охране труда для машинистов (одноковшовых гусеничных и пневмоколесных экскаваторов ТОИ Р-218-25-94, бульдозеров ТИ РО-020-2003), меры безопасности при эксплуатации спецтехники при въезде на трал и съезде с него, а также правила перевозки грузов автомобильным транспортом (Постановление Правительства РФ № 272 от 15.04.2011). Снижение рисков погрузки гусеничной техники можно обеспечить средствами автоматизации, позволяющими контролировать основные параметры или управлять процессом её погрузки.

С момента появления микропроцессоров началась разработка электронных систем для повышения точности и облегчения управления строительной техникой, а также для снижения требований к квалификации машинистов, что создало предпосылки к появлению беспилотных машин [4]. В начале 1990-х годов разработаны первые автоматизированные системы, позволяющие реализовывать и внедрять любые программы по управлению строительной техникой [5, 6]. Применение технологии

электрогидравлического пропорционального управления также в значительной мере повлияло на развитие автоматизированных систем, обеспечив высокую мобильность и простоту управления машинами с гидростатической трансмиссией [7]. Благодаря данной технологии стало возможным управлять движением и навесным оборудованием строительной техники с помощью джойстика [8]. Кроме того, удалось автоматизировать ряд технологических операций, выполняемых машиной без участия машиниста, что способствовало повышению производительности и качества выполнения работ [9].

Однако решение задачи автоматизации процесса погрузки техники требует достаточно высокой точности определения её пространственного положения и низкого времени отклика от системы автоматизированного управления. Соответственно такая система должна уметь ориентироваться в пространстве и решать координатно-измерительные задачи в реальном времени. Эти функции можно реализовать за счёт применения интеллектуальной технологии – системы машинного (технического) зрения (СТЗ), которая применяется при решении задач навигации автомобильного транспорта.

Цель статьи – разработка способа повышения безопасности погрузки гусеничной техники своим ходом на грузовую платформу трала. Способ основан на применении СТЗ для определения собственных координат и пространственного положения транспортируемой техники.

Принцип работы СТЗ. Основная задача СТЗ в процессе въезда гусеничной техники (машин) на трал заключается в контроле параметров отклонения траектории её движения от продольной оси трала (рис. 1). Данный контроль необходим для своевременного обнаружения и предупреждения выхода контролируемых параметров за пределы допуска. Допустимый свес s гусеницы с края грузовой платформы определяется из выражения

$$\max s = |b_T - b_M + b_r|/2,$$

где b_T – ширина грузовой платформы трала; b_M , b_r – ширина гусеничного шасси и гусеницы машины соответственно.

Горизонтальный угол χ между продольными осями трала и техники в процессе въезда не должен превышать следующее значение

$$\max \chi = \arctg(2s/l_M),$$

где l_M – длина гусеничного шасси машины.

Кроме указанных параметров необходимо контролировать превышение допустимого значения крена трала $\max \psi$ – угловое отклонение грузовой платформы трала от горизонтального положения. В случае превышения допустимых значений ($\max s$, $\max \chi$, $\max \psi$) процесс погрузки техники необходимо прервать для снижения рисков повреждения техники.

Для ориентирования СТЗ использовали три визирные цели активного типа, которые излучают видимый свет (мигают) с заданными частотами и образуют сферическую систему координат

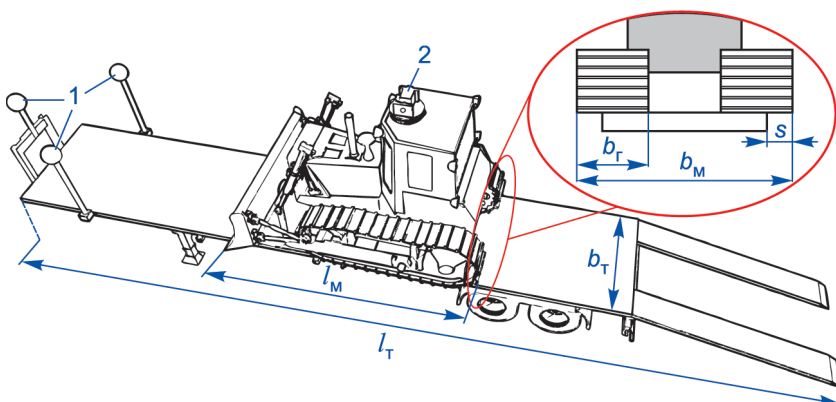


Рис. 1. Схема размещения визирных целей на грузовой платформе трала: 1 – визирные цели; 2 – СТЗ; l_T , b_T – длина и ширина трала; l_M , b_M – длина и ширина гусеничного шасси машины; s – свес гусеницы с края грузовой платформы; b_r – ширина гусеницы

Fig. 1. The scheme of placement of sighting targets on the cargo platform of the low-loader trailer:

1 – sighting targets; 2 – TVS; l_T , b_T – the length and width of the low-loader trailer; l_M , b_M – the length and width of the tracked chassis of the car; s – the overhang of the caterpillar from the edge of the cargo platform; b_r – track width

с началом в геометрическом центре этих визирных целей. Визирные цели устанавливали на одинаковом расстоянии друг от друга в плоскости, параллельной грузовой платформе траля. Одну из визирных целей располагали в одной вертикальной плоскости с продольной осью траля, задавая направление отсчёта азимутального угла.

Функционирование СТЗ обеспечивается за счёт видеограмметрического устройства [10] и бортового компьютера, предназначенного для обработки видеоизображения и управления системой. Видеограмметрическое устройство (рис. 2) устанавливается на кабине машины вдоль оси вращения гусеничного шасси. Посредством контроллера формируются управляющие сигналы для гиросtabilизированной двухосевой платформы. Главная оптическая ось видеокамеры направляется на центр визирной цели, и та через объектив проецируется на плоскость изображения видеокамеры. При этом центр проекции визирной цели совпадает с началом координат на плоскости изображения видеокамеры. Направление главной оптической оси видеокамеры (ω – вертикальный угол, λ – дирекционный угол) определяется с помощью энкодеров, устанавливаемых на осях платформы.

Для поиска визирных целей СТЗ изменяет направление обзора видеокамеры (ω , λ) с угловым шагом, не превышающим углы обзора. Каждая визирная цель V_i с частотой мигания v_i (где i – индекс визирной цели) излучает видимый свет в заданном диапазоне длин электромагнитных волн. При попадании визирной цели в поле зрения видеокамеры определяется форма визирной цели, цвет излучаемого ею видимого света и частота мигания. Данные признаки позволяют СТЗ с вероятностью более 0,996 обнаруживать визирную цель даже в тёмное время суток [11].

Для идентификации визирных целей определяли частоту изменения яркости пикселей на видеоизображении.

За период времени идентификации визирной цели t обрабатывали N кадров с изображением визирной цели V_i , яркость пикселей которого определяли функцией $c_j(x, y)$, $j=1, \dots, N$, где (x, y) – координаты пикселей. Частоту W изменения яркости пиксела на видеоизображении определяли как количество значимых изменений яркости за этот период

$$W(x, y) = \frac{1}{t} \sum_{j=1}^N m_j; \begin{cases} m_j = 1 & \text{при } |c_j(x, y) - c_{j+1}(x, y)| > k; \\ m_j = 0 & \text{при } |c_j(x, y) - c_{j+1}(x, y)| \leq k, \end{cases}$$

где k – пороговый коэффициент изменения яркости визирной цели на изображении; $c_j(x, y)$, $c_{j+1}(x, y)$ – значения яркости пиксела на двух последовательно обрабатываемых кадрах видеоизображения.

На видеоизображении фиксировали только те координаты пикселей (x, y) , при которых значения частоты $W(x, y)$ совпадали со значениями из заданного набора частот мигания визирных целей (v_1, v_2, v_3). В процессе цифровой обработки изображения выделяли множество Θ , состоящее из n связанных друг с другом пикселей, цвет и частота изменения яркости которых находятся в заданных диапазонах значений. Координаты визирной цели на изображении

(x_Θ, y_Θ) определяли как среднее арифметическое значение координат составлявших его пикселей

$$\left. \begin{aligned} x_\Theta &= \frac{1}{n} \sum_{i=0}^n x_i \\ y_\Theta &= \frac{1}{n} \sum_{i=0}^n y_i \end{aligned} \right\} \forall (x_i, y_i) \in \Theta.$$

После идентификации визирных целей определяли их угловое положение, задаваемое вертикальным углом ω и дирекционным углом λ . Все обнаруженные визирные цели представляли в виде циклической последовательности $[\dots, V_{i-1}, V_i, V_{i+1}, \dots]$ в порядке их обнаружения. Далее вычисляли модуль разности между дирекционными углами для каждой пары визирных целей в этой последовательности

$$\Delta\lambda_i = |\lambda_i - \lambda_{i-1}|.$$

Затем данную последовательность упорядочивали путём нахождения индекса первого элемента, имевшего наибольшее значение модуля разности дирекционных углов

$$i=1, \text{ если } \Delta\lambda_{i-1} < \Delta\lambda_i > \Delta\lambda_{i+1}.$$

В результате получали упорядоченный кортеж визирных целей $\langle V_1, V_2, V_3 \rangle$, состоявший из левой, центральной и правой визирных целей соответственно. Каждая из трёх визирных целей имела своё цифровое обозначение: 1, 2, 3. Визирные цели размещали в плоскости, параллельной грузовой платформе траля, по часовой стрелке в порядке возрастания цифрового обозначения. При этом каждая визирная цель имела свою частоту мигания, по которой её можно идентифицировать. Положение видеокамеры относительно визирных целей определялось образованной комбинацией цифровых обозначений визирных целей в их упорядоченной последовательности (таблица).

По комбинации визирных целей выявляли сектор круга ϕ_0 с центром в начале координат визирных целей, в котором находилась СТЗ. Эти комбинации условно подразделяли на две группы: группа G_1 содержала комбинации цифровых обозначений визирных целей (123, 312, 231), группа G_2 содержала комбинации (213, 132, 321). На рис. 3 представлена принципиальная схема, в соответствии с которой СТЗ,

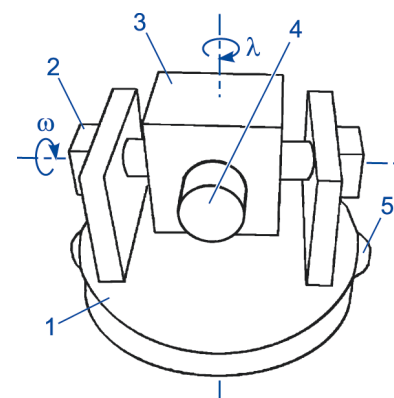


Рис. 2. Видеограмметрическое устройство:

1 – двухосевая платформа; 2 – контроллер; 3 – видеокамера; 4 – объектив; 5 – энкодеры; ω – угол возвышения, λ – дирекционный угол

Fig. 2. Videogrammetric device:
1 – two-axis platform; 2 – controller;
3 – video camera; 4 – lens; 5 – encoders;
 ω – elevation angle, λ – directional angle

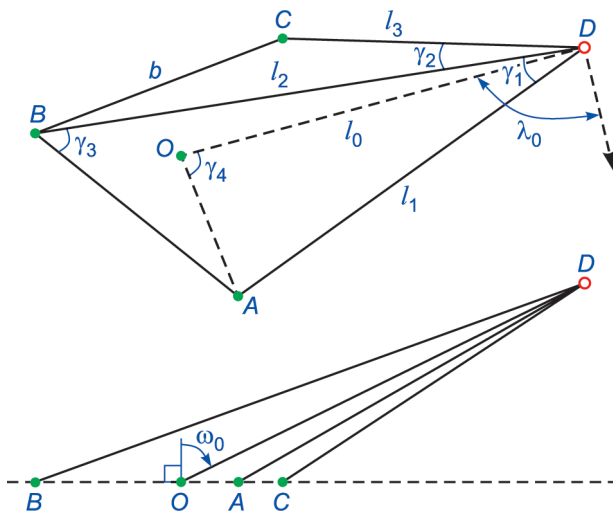


Рис. 3. Принципиальная схема определения системой технического зрения собственных координат в двух проекциях

Fig. 3. The schematic diagram of determining the TVS of its own coordinates

Определение местоположения СТЗ по комбинации визирных целей

Группа	G_1			G_2		
Комбинация	213	123	132	312	321	231
Сектор круга φ_0	0	$\pi/3$	$2\pi/3$	π	$4\pi/3$	$5\pi/3$

расположенная в точке D , определяла собственные координаты (r, θ, φ) . На схеме на одинаковом расстоянии b друг от друга в точках A, B, C расположены визирные цели, а их геометрический центр – в точке O . Проекции отрезков прямых (AD, BD, CD, OD) на горизонтальную плоскость обозначены: l_1, l_2, l_3, l_0 . Также на рисунке обозначены следующие углы: γ_1 – горизонтальный угол между проектирующими лучами от центральной и правой визирными целями; γ_2 – горизонтальный угол между проектирующими лучами от центральной и левой визирными целями; γ_3 – угол между проектирующим лучом от центральной визирной цели и отрезком прямой соединяющим центральную с левой визирной целью; γ_4 – горизонтальный угол между проектирующим лучом от геометрического центра визирных целей и отрезком прямой соединяющим геометрический центр визирных целей с левой визирной целью; ω_0 – вертикальный угол проектирующего луча от начала координат; λ_0 – дирекционный угол направления на начало координат.

Вначале СТЗ измеряла дирекционные углы $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ направлений на левую, центральную и правую визирные цели. Затем вычисляли модули разности между дирекционными углами центральной визирной цели и двумя крайними визирными целями в соответствии с выражениями

$$\gamma_1 = |\lambda_1 - \lambda_2|; \gamma_2 = |\lambda_2 - \lambda_3|.$$

После этого вычисляли горизонтальный угол, образованный прямой, соединяющей левую визирную цель с центральной,

и проектирующим лучом, идущим к видеокамере от центральной визирной цели. Для группы G_1 комбинаций цифровых обозначений визирных целей указанный угол вычисляли как

$$\gamma_3 = \pi - \arctg \frac{\sqrt{3} \operatorname{ctg} \gamma_2 + 1}{2 \operatorname{ctg} \gamma_1 + \operatorname{ctg} \gamma_2 + \sqrt{3}}.$$

Для группы G_2 комбинаций выражение принимало вид

$$\gamma_3 = \arctg \frac{\sqrt{3} \operatorname{ctg} \gamma_2 - 1}{2 \operatorname{ctg} \gamma_1 + \operatorname{ctg} \gamma_2 - \sqrt{3}}.$$

Также вычисляли горизонтальный угол между прямой, соединяющей левую визирную цель с началом координат, и проектирующим лучом от левой визирной цели. Для группы G_1 комбинаций угол определяли как

$$\gamma_4 = 7\pi/6 - \gamma_3 - \gamma_1.$$

Для группы G_2 комбинаций угол вычисляли по формуле

$$\gamma_4 = 5\pi/6 - \gamma_3 - \gamma_1.$$

Для определения зенитного угла θ видеокамеры вычисляли длины проекций на горизонтальную плоскость отрезков, соединявших СТЗ с левой и центральной визирными целями, из выражений

$$l_1 = b \sin \gamma_3 / \sin \gamma_1;$$

$$l_2 = b \sin(\gamma_1 + \gamma_3) / \sin \gamma_1.$$

Длину проекции на горизонтальную плоскость отрезка, соединявшего видеокамеру с правой визирной целью, для группы комбинаций G_1 рассчитывали по формуле

$$l_3 = b \sin(4\pi/3 + \gamma_3) / \sin \gamma_2.$$

Для группы комбинаций G_2 длину проекции определяли из выражения

$$l_3 = b \sin(\pi/3 - \gamma_3) / \sin \gamma_2.$$

Затем вычисляли длину проекции на горизонтальную плоскость отрезка, соединявшего СТЗ с началом координат:

$$l_0 = b \sqrt{\frac{1}{3} + \frac{\sin^2 \gamma_3}{\sin^2 \gamma_1} - \frac{2 \sin \gamma_3 \cos \gamma_4}{\sqrt{3} \sin \gamma_1}}.$$

Зенитный угол θ видеокамеры определяли как

$$\theta = \pi - \omega_0 = \pi - \arctg \left(\frac{l_1 \operatorname{tg} \omega_1 + l_2 \operatorname{tg} \omega_2 + l_3 \operatorname{tg} \omega_3}{3 l_0} \right),$$

где $\omega_0, \omega_1, \omega_2, \omega_3$ – вертикальные углы проектирующих лучей от начала координат, левой, центральной и правой визирных целей соответственно.

Дальность до СТЗ рассчитывали по формуле

$$r = l_0 / \cos \theta.$$

Дирекционный угол λ_0 направления на начало координат для комбинаций G_1 вычисляли как

$$\lambda_0 = \frac{\pi}{3} - \gamma_4 - \arccos \frac{3l_0^2 \sin^2 \gamma_1 - b^2 (\sin^2 \gamma_1 - 3 \sin^2 \gamma_3)}{6l_0 b \sin \gamma_1 \sin \gamma_3}.$$

Для группы комбинаций G_2 дирекционный угол

$$\lambda_0 = \frac{2\pi}{3} - \gamma_4 - \arccos \frac{3l_0^2 \sin^2 \gamma_1 - b^2 (\sin^2 \gamma_1 - 3 \sin^2 \gamma_3)}{6l_0 b \sin \gamma_1 \sin \gamma_3}.$$

После определения положения СТЗ относительно визирных целей и значения дирекционного угла направления на начало координат вычисляли азимутальный угол φ направления обзора видеокамеры

$$\varphi = \varphi_0 + \lambda_0.$$

По собственным координатам СТЗ рассчитывали горизонтальный угол между продольными осями трала и машины, а также расстояние от вертикальной оси вращения гусеничного шасси машины до продольной оси трала. Эти данные необходимо отображать на встраиваемом в приборную панель компьютере. По ним машинист корректирует направление движения машины в процессе погрузки на трал. Если машина оснащена автоматизированной системой управления, то по этим данным погрузка своим ходом на трал может выполняться в автоматическом режиме.

Модельный эксперимент. Работоспособность СТЗ проверяли на полнофункциональных физических моделях трала и бульдозера, сделанных в масштабе 1:10. В состав СТЗ входит цифровая видеокамера с сенсором типа CMOS. Цифровая видеокамера имеет следующие технические характеристики: разрешение 1280×960 пикселей, фиксированное фокусное расстояние объектива видеокамеры 4,4 мм, угол обзора 60°, частота смены кадров видеоизображения 30 Гц. Для эксперимента использовали три визирные цели с частотами мигания 4; 8; 12 Гц. Погрузку техники на трал своим ходом выполняли под управлением СТЗ в автоматическом режиме по заданному алгоритму работы (рис. 4).

На первом этапе работы алгоритма СТЗ осуществляли поиск визирных целей. Если в поле зрения видеокамеры попадали сразу несколько визирных целей, то дирекционные углы направлений на них вычисляли из выражения

$$\lambda_i = \lambda + \arctg(x_i/f),$$

где x_i – абсцисса визирной цели i на плоскости изображения; f – фокусное расстояние видеокамеры.

После обнаружения и идентификации всех трёх визирных целей СТЗ определяла собственные координаты и формировала оптимальную траекторию движения машины к тралу. В процессе въезда машины на трал СТЗ контролировала, чтобы свес с гусеницы с края грузовой платформы трала, а также угол между продольными осями трала и машины не превышали допустимых значений. Кроме того,

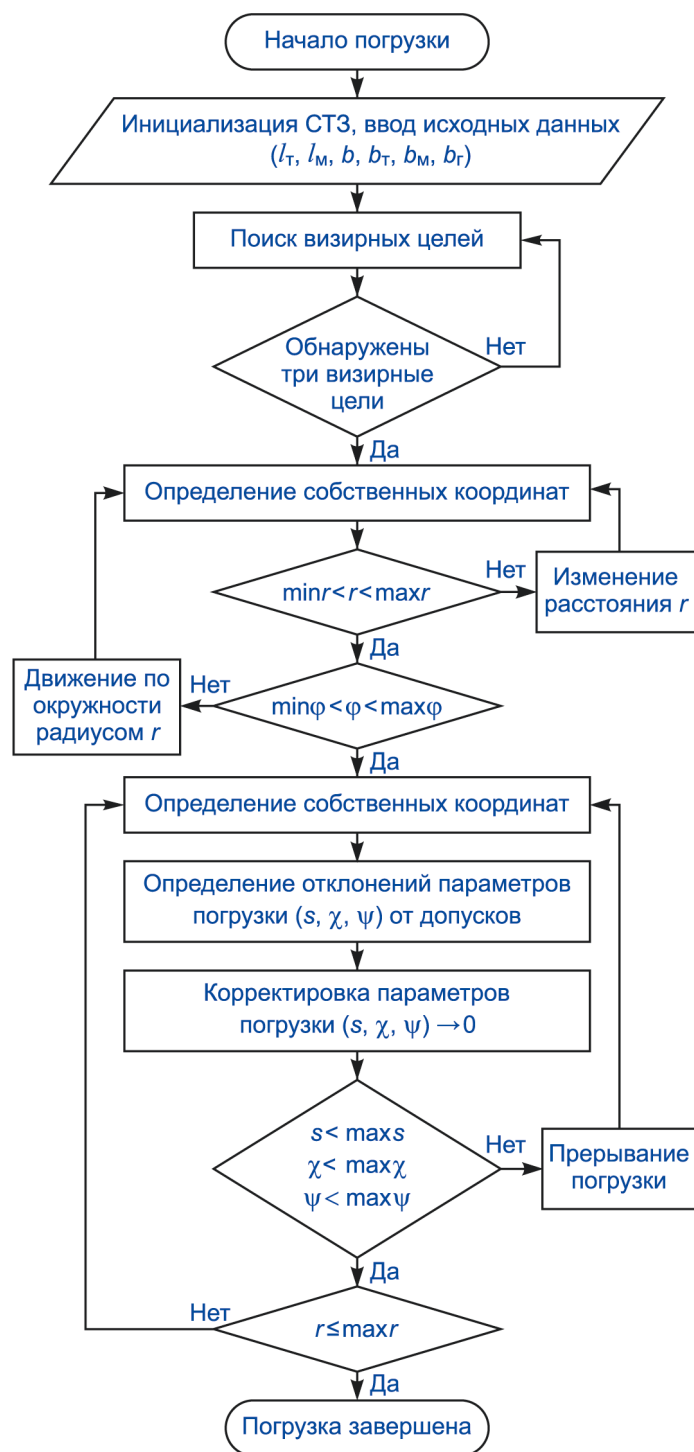


Рис. 4. Алгоритм работы СТЗ

Fig 4. The algorithm of the TVS operation

контролировался крен грузовой платформы трала, который определялся из выражения

$$\psi = |\omega_1 - \omega_3|.$$

При достижении заданного значения расстояния $\min r$ погрузка завершалась. Разгрузка техники выполнялась задним

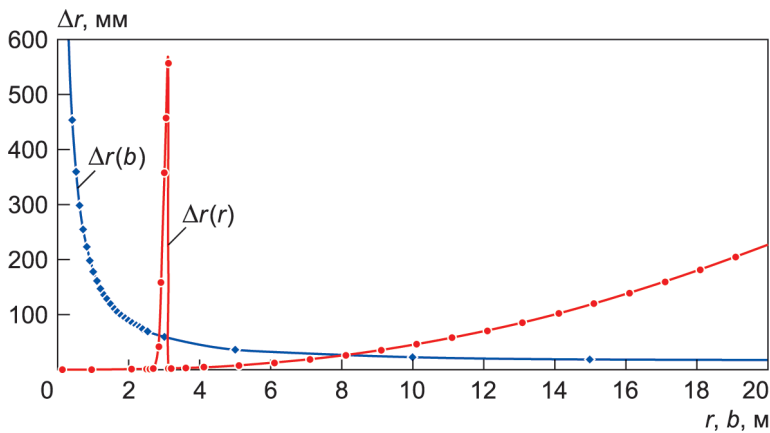


Рис. 5. Графики погрешностей измерения СТЗ радиального расстояния Δr до видеограмметрического устройства в зависимости от: дальности r до визирных целей (при постоянном размере базисного расстояния между ними $b=2,5$ м); базисного расстояния b между визирными целями (на дальности $r=10$ м)

Fig. 5. Graphs of measurement errors TVS radial distance from videogrammetric device depending on the distance to the target goals of r (at constant size of the basis of the distance between them $b=2,5$ m), base distance between the sighting order b (at-range $r=10$ m)

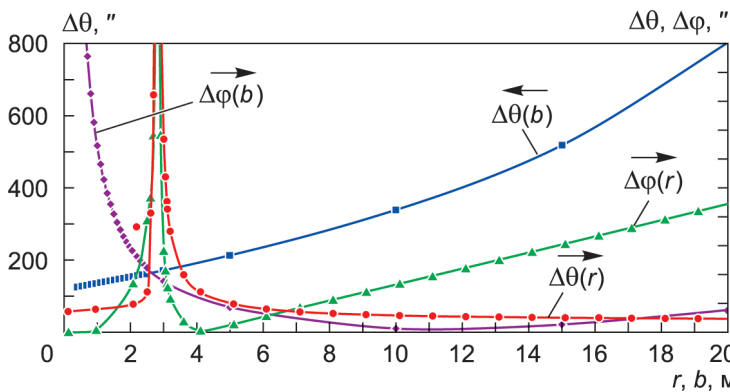


Рис. 6. Графики погрешностей измерения СТЗ зенитного $\Delta\theta$ и азимутального $\Delta\varphi$ углов в направлении видеограмметрического устройства в зависимости от: дальности r до визирных целей (при постоянном размере базисного расстояния между ними $b=2,5$ м); базисного расстояния b между визирными целями (на дальности $r=10$ м)

Fig. 6. Graphs of measurement errors TVS anti-aircraft $\Delta\theta$ and $\Delta\varphi$ azimuthal angles in the direction videogrammetric device depending on the distance to the target goals of r (at constant size of the basis of the distance between them $b=2,5$ m), base distance between the sighting order b (at-range $r=10$ m)

ходом в обратной последовательности. Если один из указанных параметров превышал допустимое значение, то в целях безопасности процесс автоматической погрузки (разгрузки) прерывался. В этом случае погрузку возобновляли только после приведения контролируемых параметров погрузки в ручном режиме к допустимым значениям.

Оценка методической погрешности СТЗ. В ходе экспериментов оценивали влияние погрешности определения координат визирных целей по их изображениям на общую погрешность измерения координат СТЗ. Значение погрешности СТЗ при измерении дирекционных углов направлений на визирные цели составило $\Delta\lambda=0,05^\circ$ [10]. Погрешности определения

СТЗ координат возрастали по мере увеличения дальности до визирных целей r . На рис. 5, 6 приведены графики погрешностей определения координат Δr , $\Delta\theta$, $\Delta\varphi$ при базисном расстоянии $b=2,5$ м, которое соответствует ширине грузовой платформы реального трала. Размер базиса тоже влияет на погрешности определения координат, что отображают графики погрешностей на дальности до визирных целей $r=10$ м.

Также оценивали погрешности основных определяемых СТЗ параметров, которые оказывали влияние на безопасность техники в процессе погрузки своим ходом на трал. На графиках (см. рис. 5, 6) видно, что значения погрешностей резко возрастали в диапазоне изменения дальности $r[2,7; 3,1]$ м. В этом диапазоне видеограмметрическое устройство оказывалось в непосредственной близости к воображаемой окружности, на пересечении с которой расположены визирные цели. Рост погрешности в этой области связан с проявлением известного в геодезии эффекта «опасного круга» [12]. Однако с учётом габаритных размеров машины в реальных условиях видеограмметрическое устройство не может оказаться в пределах этой области и данный фактор не влияет на безопасность выполнения погрузки техники.

Абсолютную погрешность определения угла χ между продольными осями трала и машины при базисе 2,5 м на дальности 30 м рассчитывали из выражения

$$\Delta\chi = \left| \frac{\pi}{6} - \arctg \left(\frac{\sqrt{3} \operatorname{ctg}(\gamma_2 - \Delta\lambda) - 1}{2 \operatorname{ctg}(\gamma_1 + \Delta\lambda) + \operatorname{ctg}(\gamma_2 - \Delta\lambda) - \sqrt{3}} \right) \right| \approx 0,66^\circ,$$

где $\Delta\lambda$ – погрешность измерения СТЗ дирекционных углов направлений на визирные цели.

Абсолютная погрешность определения расстояния от начала координат до оси вращения гусеничного шасси составила

$$\Delta r = b |\cos \gamma_3 - \cos(\gamma_3 + \Delta\chi) + \sin \gamma_3 \operatorname{ctg} \gamma_1 - \sin(\gamma_3 + \Delta\chi) \operatorname{ctg}(\gamma_1 + \Delta\lambda)| \approx 2,3 \text{ мм.}$$

Абсолютную погрешность определения расстояния от оси вращения гусеничного шасси машины до продольной оси трала вычисляли как

$$\Delta b = (l_0 + \Delta l) \operatorname{tg} \Delta\chi \approx 345 \text{ мм,}$$

где Δl – погрешность измерения длины проекции на горизонтальную плоскость отрезка, соединявшего СТЗ с началом координат.

Исходя из метрологических характеристик СТЗ определяли её технические характеристики. Так, при базисном расстоянии 2,5 м между визирными целями и допустимом отклонении оси вращения гусеничного шасси машины от продольной оси трала равном 15 см, обеспечивалась безопасность погрузки техники длиной до 8 м на трал длиной до 16 м.

Заключение. В целях разработки способа для повышения безопасности транспортировки гусеничной техники с помощью СТЗ решена задача по определению координат и пространственного положения транспортируемой техники в локальной системе координат, образованной тремя равноудалёнными друг от друга визирными целями. Решение данной задачи обеспечило возможность ориентирования СТЗ, что позволило контролировать процесс погрузки гусеничной техники своим ходом на грузовую платформу трала. По результатам модельных экспериментов с применением физических моделей техники установлено, что СТЗ обеспечила контроль параметров отклонения направления движения гусеничной техники от продольной оси трала в пределах установленного допуска. Применение СТЗ для операционного контроля пространственного положения техники в процессе выполнения операции по её погрузке своим ходом на грузовую платформу снизило риск повреждения техники, особенно в условиях недостаточной видимости. При интеграции СТЗ в систему автоматического управления техникой, операция погрузки техники может осуществляться под управлением СТЗ в автоматическом режиме.

Список источников

1. Duarte J., Marques A. T., Santos Baptista J., *Safety*, 2021, vol. 7, no. 1, 21. <https://doi.org/10.3390/safety7010021>
2. Gurcanli G. E., Baradan S., Uzun M., *International Journal of Industrial Ergonomics*, 2015, vol. 46, pp. 59–68. <https://doi.org/10.1016/j.ergon.2014.12.004>
3. Малу́тин Л. Перевозка гусеничной техники // Основные средства: сетевой журнал. 2016. № 9. URL: <http://os1.ru/article/9064-perevozka-gusenichnoy-tehniki> (дата обращения 09.07.2021).
4. Chiba J., *SAE Transactions*, 1982, vol. 91, pp. 3045–3056. <https://doi.org/10.4271/820921>
5. Skibiniewski M. J., *Proceedings of the 9th International Symposium on Automation and Robotics in Construction*, Tokyo, Japan, June 3–5, 1992, Tokyo, IAARC, 1992, pp. 17–24. <https://doi.org/10.22260/ISARC1992/0003>
6. Rajgor M. B., Pitroda J., *Automation: A New Millennium Technology for Construction Industries, GRA – Global Research Analysis*, 2013, vol. 2, no. 2, pp. 79–81.
7. Bing-wei Cao, Xin-hui Liu, Wei Chen, Peng Tan, Ping-fang Niu, *Mathematical Problems in Engineering*, 2020, vol. 2020, no. 1, 1730946. <https://doi.org/10.1155/2020/1730946>
8. Qing Hua Cao, *Applied Mechanics and Materials*, 2010, vol. 40–41, pp. 771–773. <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMM.40-41.771>
9. Щербакoв В. В., Бунцев И. А., Щербакoв И. В., Астраханцев В. Д. Системы автоматизированного управления строительной техникой (САУ-3D) // Сибирский государственный университет геосистем и технологий. 2018. № 1. С. 57–63.
10. Ро́щин Д. А. Модель видеограмметрической координатно-измерительной системы // Прикладная информатика. 2016. Т. 11. № 6 (66). С. 65–77.
11. Ро́щин Д. А. Оценка влияния визуальных признаков визирной цели на вероятность обнаружения оптоэлектронным устройством // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2021. Т. 19. № 1. С. 5–13. <https://doi.org/10.18127/j20700814-202101-01>
12. Bektas S., Karaahmetoğlu N., Yildirm R., Uyar A., Yildirim Ü. K., Pakel E., *International Journal of Research – Granthaalayah*, 2018, vol. 6, no. 2, pp. 292–298. <https://doi.org/10.5281/zenodo.1194735>

References

1. Duarte J., Marques A. T., Santos Baptista J., *Safety*, 2021, vol. 7, no. 1, 21. <https://doi.org/10.3390/safety7010021>
2. Gurcanli G. E., Baradan S., Uzun M., *International Journal of Industrial Ergonomics*, 2015, vol. 46, pp. 59–68. <https://doi.org/10.1016/j.ergon.2014.12.004>
3. Malyutin L., *Osnovnye sredstva*, 2016, no. 9, available at: <http://os1.ru/article/9064-perevozka-gusenichnoy-tehniki> (accessed: 09.07.2021). (In Russ.)
4. Chiba J., *SAE Transactions*, 1982, vol. 91, pp. 3045–3056. <https://doi.org/10.4271/820921>
5. Skibiniewski M. J., *Proceedings of the 9th International Symposium on Automation and Robotics in Construction*, Tokyo, Japan, June 3–5, 1992, Tokyo, IAARC, 1992, pp. 17–24. <https://doi.org/10.22260/ISARC1992/0003>
6. Rajgor M. B., Pitroda J., *Automation: A New Millennium Technology for Construction Industries, GRA – Global Research Analysis*, 2013, vol. 2, no. 2, pp. 79–81.
7. Bing-wei Cao, Xin-hui Liu, Wei Chen, Peng Tan, Ping-fang Niu, *Mathematical Problems in Engineering*, 2020, vol. 2020, no. 1, 1730946. <https://doi.org/10.1155/2020/1730946>
8. Qing Hua Cao, *Applied Mechanics and Materials*, 2010, vol. 40–41, pp. 771–773. <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMM.40-41.771>
9. Shcherbakov V. V., Buntsev I. A., Shcherbakov I. V., As-trakhtantsev V. D., *Systems of automated control of construction equipment (ACS-3D), Sibirskii gosudarstvennyi universitet geosistem i tekhnologii*, 2018, no. 1, pp. 57–63. (In Russ.)
10. Roschin D. A., The model of the tracer optical coordinate-measuring system, *Journal of Applied Informatics*, 2016, vol. 11, no. 6 (66), pp. 65–77. (In Russ.)
11. Roschin D. A., *Information-measuring and Control Systems*, 2021, vol. 19, no. 1, pp. 5–13. (In Russ.) <https://doi.org/10.18127/j20700814-202101-01>
12. Bektas S., Karaahmetoğlu N., Yildirm R., Uyar A., Yildirim Ü. K., Pakel E., *International Journal of Research – Granthaalayah*, 2018, vol. 6, no. 2, pp. 292–298. <https://doi.org/10.5281/zenodo.1194735>

Статья поступила в редакцию 10.07.2021; одобрена после рецензирования 22.11.2021; принята к публикации 29.11.2021.
The article was submitted 10.07.2021; approved after reviewing 22.11.2021; accepted for publication 29.11.2021.

Влияние пропускания атмосферы на точность лидарного измерения мощности рассеяния Ми частицами аэрозоля

Вадим Евгеньевич Привалов^{1✉}, Юлия Владимировна Чербачи², Валерий Геннадьевич Шеманин³

¹ Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, Россия, vaevpriv@yandex.ru✉

^{2, 3} Белгородский государственный технологический университет им. В. Г. Шухова, Новороссийск, Россия, ycherbachi@bk.ru

³ Новороссийский политехнический институт (филиал) Кубанского государственного технологического университета, Новороссийск, Россия, vshemanin@mail.ru

Аннотация. Рассмотрена актуальная проблема повышения точности лидарных измерений. Для моностатического аэрозольного лидара на выбранных длинах волн лазерного излучения оценена степень влияния пропускания атмосферы на погрешность лидарного сигнала. Выполнено численное моделирование лидарного уравнения для рассеяния Ми частицами атмосферного аэрозоля при вертикальном зондировании пограничного слоя атмосферы до 1500 м. Показано, что учёт погрешности измерения коэффициента ослабления на выбранных длинах волн лазерного излучения приводит к ограничению расстояний зондирования для обеспечения заданной погрешности измерения лидарного сигнала. Полученные результаты можно применить для разработки новых аэрозольных лидаров.

Ключевые слова: аэрозольный лидар, уравнение, рассеяние Ми, пропускание атмосферы, относительная погрешность

Для цитирования: Привалов В. Е., Чербачи Ю. В., Шеманин В. Г. Влияние пропускания атмосферы на точность лидарного измерения мощности рассеяния Ми частицами аэрозоля // Измерительная техника. 2022. № 1. С. 30–34. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-1-30-34>

Финансирование: работа выполнена при поддержке РФФИ (гранты №№ 19-42-230004, 19-45-230009).

Atmospheric transmission influence on the accuracy of lidar measurements of the Mie scattering power by aerosol particles

Vadim E. Privalov^{1✉}, Yuliya V. Cherbachi², Valery G. Shemanin³

¹ Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, St. Petersburg, Russia, vaevpriv@yandex.ru✉

^{2, 3} V. G. Shukhov Belgorod State Technological University, Novorossiysk, Russia, ycherbachi@bk.ru

³ Novorossiysk Polytechnic Institute (branch) of Kuban State Technological University, Novorossiysk, Russia, vshemanin@mail.ru

Abstract. The actual problem of improving of the lidar measurements accuracy is considered. The influence degree of the atmospheric transmission at the selected laser radiation wavelengths on the lidar signal error for the monostatic aerosol lidar is estimated. Computer simulation of the lidar equation for the elastic scattering by atmospheric aerosol particles for the estimation during vertical remote sensing of the atmospheric boundary layer up to 1500 m was carried out. It is shown that taking into account the measurement error of the extinction coefficient at the selected laser radiation wavelengths leads to the limitation of the ranging distances to obtain a given measurement error of the lidar signal. The results obtained can be applied to the development of new aerosol lidars.

Keywords: aerosol lidar, equation, Mie back scattering, atmospheric transmission, relative error

Financial Support: the work was supported by the RFBR grants no. 19-42-230004 and no. 19-45-230009.

Введение. Для измерения параметров атмосферного аэрозоля широко используются различные лазерные системы [1, 2] как аэрозольного рассеяния, так и дифференциального ослабления, позволяющие исследовать на различных длинах волн зависимости сигналов рассеяния и ослабления лазерного излучения от микрофизических параметров аэрозоля. В работах [3, 4] рассмотрено лидарное уравнение для рассеяния Ми аэрозольными частицами в направлении 180° в предположении, что влияние пропускания атмосферы на погрешность результатов зондирования незначительно. Использование

широкополосных лазерных источников в лидарах дифференциального поглощения и рассеяния в [5, 6] показало, что учёт влияния спектральной зависимости пропускания атмосферы на результаты зондирования необходим.

Цель работы – оценка степени влияния пропускания атмосферы на погрешность измерения лидарного сигнала на выбранных длинах волн лазерного излучения при лидарном зондировании атмосферного аэрозоля. Для оценки относительной погрешности лидарных измерений выполнено численное моделирование спектральной зависимости

Таблица 1

Расчётные параметры лидарного уравнения

λ , нм	$\alpha(v, z)$, км ⁻¹	$\sigma(\pi, v, z)$, км ⁻¹	$\xi(\lambda)$
1064	0,09	0,0094	0,05
532	0,16	0,0213	0,95
355	0,29	0,0441	0,10

пропускания атмосферы и зависимости мощности рассеяния Ми частицами аэрозоля от расстояния зондирования.

Аэрозольный лидар. Оптическая схема моностатического аэрозольного лидара приведена в [4]. Оптические оси излучателя (лазера) и приёмного телескопа направлены вдоль оси Z. В качестве излучателя рассмотрим твердотельный YAG-Nd лазер с длинами волн основной, второй и третьей гармоник 1064, 532, 355 нм соответственно. Лазерный излучатель лидара охарактеризуем, как в [4, 7], мощностью посылаемого в атмосферу лазерного излучения P_0 , длительностью импульса лазера τ_0 , линию генерации лазера считаем Гауссовой с максимумом на частоте ν_0 и полушириной Γ . Тогда мощность лазерного излучения в соответствии с [8] представим в виде

$$P_1 = P_0 \int_{\nu_0 - \Gamma}^{\nu_0 + \Gamma} \Phi(\nu) d\nu,$$

где $\Phi(\nu)$ – функция Гаусса, описывающая контур линии генерации лазера:

$$\Phi(\nu) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\Gamma} \exp\left[-(\nu - \nu_0)^2 / (2\Gamma^2)\right].$$

Площадь приёмной апертуры телескопа обозначим S_0 . Оптические характеристики атмосферы на трассе зондирования z зададим индикатрисой рассеяния $X(\varphi, \nu, z)$, коэффициентом рассеяния $\sigma(\nu, z)$ и коэффициентом ослабления $\alpha(\nu, z)$. Пропускание или прозрачность атмосферы на частоте ν участка трассы от лидара до исследуемого объёма $T(\nu, z)$ равно согласно [9]:

$$T(\nu, z) = \exp\left[-\int_0^z \alpha(\nu, z') dz'\right], \quad (1)$$

где z' – текущая координата интегрирования с пределом z .

Считаем, что показатель экспоненты $\alpha(\nu, z)$ в формуле (1) измерен с относительной погрешностью $E = 10\%$. Рассчитаем две кривые пропускания в предположении, что в одном случае погрешность на каждом последующем шаге по расстоянию зондирования с номером i по сравнению с предыдущим шагом ($i-1$) нарастает как

$$\alpha_i(\nu, z) = \alpha_{i-1}(\nu, z) + \alpha_{i-1}(\nu, z)E, \quad (2)$$

а в другом – на каждом последующем шаге убывает как

$$\alpha_i(\nu, z) = \alpha_{i-1}(\nu, z) - \alpha_{i-1}(\nu, z)E. \quad (3)$$

Для сравнения рассчитаем и третью кривую для однородной атмосферы с постоянным показателем экспоненты $\alpha(\nu, z)$ в формуле (1). Все необходимые для расчётов параметры на выбранных длинах волн лазерного излучения 1064, 532 и 355 нм взяты из работ [3, 7, 9, 10] и сведены в табл. 1, где λ – длина волны; $\xi(\lambda)$ – относительная спектральная чувствительность фотоприёмника.

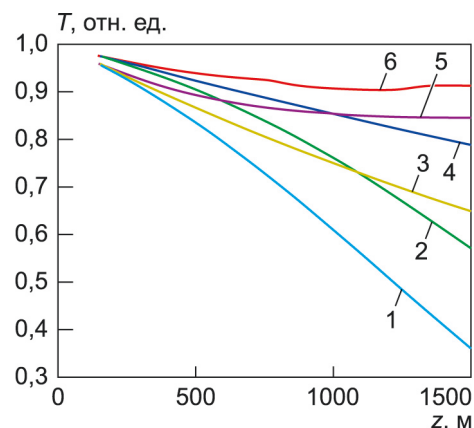


Рис. 1. Рассчитанные зависимости коэффициента пропускания атмосферы T от высоты z для однородной атмосферы и длин волн лазерного излучения 355 нм (кривые 1, 3, 5) и 532 нм (кривые 2, 4, 6) при расчёте коэффициента ослабления $\alpha(z)$ по формулам (3) (кривые 1, 2) и (2) (кривые 5, 6), а также при $\alpha(z) = \text{const}$ (кривые 3, 4)

Fig. 1. Calculated dependences of the atmospheric transmittance T on the height z for a homogeneous atmosphere and laser radiation wavelengths of 355 nm (curves 1, 3, 5) and 532 nm (curves 2, 4, 6) when calculating the extinction coefficient $\alpha(z)$ according to the formulas (3) (curves 1, 2) and (2) (curves 5, 6), as well as for $\alpha(z) = \text{const}$ (curves 3, 4)

Результаты моделирования лидарного уравнения и обсуждение. Результаты численного моделирования лидарного уравнения рассмотренного выше варианта аэрозольного лидара показаны на рис. 1. В качестве примера представлены два семейства по три кривых для длин волн 355 и 532 нм. Для каждого семейства или для каждой длины волны построены зависимости пропускания атмосферы от расстояния зондирования: кривые 3, 4 рассчитаны по уравнению (1); кривые 1, 2 – по уравнению (1) с учётом возрастания коэффициента ослабления по формуле (2); кривые 5, 6 – по уравнению (1) с учётом убывания коэффициента ослабления согласно формуле (3). Полученные зависимости пропускания атмосферы от расстояния зондирования хорошо согласуются с данными [11, 12].

Относительная погрешность измерения пропускания атмосферы в диапазоне расстояний зондирования до 1,5 км, определённая по данным рис. 1, показана на рис. 2. Относительная погрешность превышает 10 % при зондировании на длинах волн лазерного излучения 355, 532 и 1064 нм на расстояниях зондирования более 1000, 1200 и 1350 м соответственно.

Учтём данные рис. 1 в численном моделировании лидарного уравнения для рассеяния Ми в направлении назад для линии генерации лазера конечной полуширины Γ [4]:

$$P(v, z) = \frac{c\tau_0 S_0 P_0 G(z)}{2z^2} \int_{v_0-\Gamma}^{v_0+\Gamma} \Phi(v) T^2(v, z) \sigma(\pi, v, z) A(v) dv, \quad (4)$$

где c – скорость света; $G(z)$ – геометрическая функция лидара или геометрический фактор [3, 9]; $A(v) = A_0 \exp[-(v-v_0)^2/(2\Gamma_a^2)]$ – спектральный коэффициент пропускания приемной системы лидара [4, 7] или его аппаратная функция, которую аппроксимируем тоже гауссовой кривой с амплитудой A_0 и полушириной Γ_a .

Коэффициент обратного рассеяния $\sigma(\pi, v, z)$ [3] выразим из соотношения для индикатрисы рассеяния в [4]:

$$\sigma(\pi, v, z) = X(\pi, v, z) \frac{\sigma(v, z)}{4\pi}. \quad (5)$$

Амплитуду A_0 в расчётах примем равной относительной спектральной чувствительности фотоприёмника лидара (см. табл. 1). В качестве фотоприёмника лидара используем

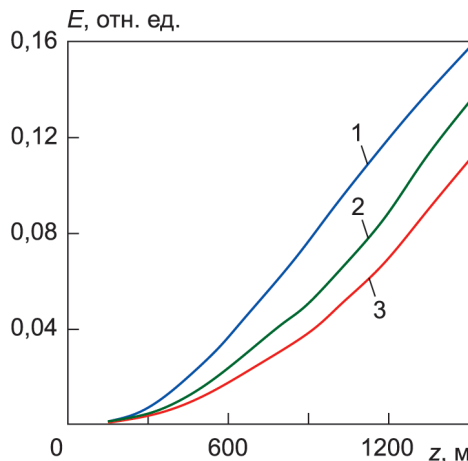


Рис. 2. Рассчитанная по данным рис. 1 зависимость относительной погрешности измерения пропускания атмосферы от расстояния зондирования в диапазоне до 1,5 км для длин волн лазерного излучения – 355 (1), 532 (2), 1064 (3) нм

Fig. 2. The dependence of the relative measurement error of the atmospheric transmission on the remote sensing distance in the range up to 1.5 km for laser radiation wavelengths calculated according to Fig. 1 – 355 (1), 532 (2), 1064 (3) nm

Таблица 2

Расчётная мощность лидарного сигнала

Γ_a/Γ	λ , мкм		
	1064	532	355
1	0,031045	0,614691	0,49672
2	0,044715	0,885357	0,71544
5	0,049980	0,989604	0,79968
10	0,056155	1,111869	0,89848

высокочувствительную линейку фотоприбора с зарядовой связью TCD1304DG(M/X) (Тошиба, Япония, 3500 пикселей) микроспектрометра FSD-8 (ЦВО ИОФ РАН, Россия). Предположим, что на длинах волн зондирующего излучения поглощение молекулами атмосферных газов пренебрежимо мало по сравнению с рассеянием аэрозолем [7], тогда коэффициент ослабления внутри лазерной линии мало зависит от частоты v в исследуемом диапазоне 2Γ и $\alpha(v, z) = \alpha(z)$. Аналогично $\sigma(\pi, v, z) \approx \sigma(z)$. Остальные параметры лидара следующие: пиковая мощность импульса лазерного излучения $P_0 = 1$ МВт; длительность лазерного импульса 10 нс; площадь приёмного телескопа $S_0 = 0,12$ м²; время одного измерения 1 мкс; коэффициенты рассеяния Ми в направлении назад [3, 7, 10] и среднее значение коэффициентов рассеяния Ми см. в табл. 1. Далее перепишем (4) в виде

$$P(v, z) = \frac{CG(z)}{z^2} \sigma(z) T^2(v, z) \times \int_{v_0-\Gamma}^{v_0+\Gamma} A_0 \exp[-(v-v_0)^2/(2\Gamma_a^2) - (v-v_0)^2/(2\Gamma^2)] dv, \quad (6)$$

где $C = (c\tau_0/2)S_0P_0$.

Преобразуем две последние экспоненты в выражении (6) с использованием функции ошибок $\text{erf}(y)$ [11]:

$$P(v, z) = \frac{CG(z)}{z^2} \sigma(z) T^2(v, z) \times \frac{2A_0\Gamma_a}{\sqrt{\pi(\Gamma^2 + \Gamma_a^2)}} \text{erf}\left(\frac{1}{\Gamma} \sqrt{\frac{\Gamma_a^2 + \Gamma^2}{2}}\right). \quad (7)$$

Положим $G(z) = 1$ для рассматриваемой экспериментальной ситуации и проанализируем зависимость результатов численного моделирования уравнения (7) для значений отношения полуширин Γ_a/Γ от 1 до 10, которая представлена в табл. 2.

Согласно табл. 2 с увеличением отношения Γ_a/Γ от 1 до 10 увеличивается мощность сигнала рассеяния Ми до максимального значения в соответствии с [12, 13]. Причём значение $\Gamma_a/\Gamma = 10$ показывает, что полуширина аппаратной функции на порядок больше, чем полуширина линии генерации лазера, что вполне допустимо для промышленных лазеров и микроспектрометров в составе лидара [2, 3, 7].

Рассмотрим решение лидарного уравнения (7) для всех выбранных длин волн, рассчитанных значений пропускания атмосферы и диапазона расстояний зондирования до 1,5 км. Результаты указанных расчётов представлены на рис. 3.

Сравнение кривых на рис. 1, 3 показывает, что рассчитанные зависимости на рис. 3 подобны зависимостям на рис. 1, но различия в них для пропускания атмосферы и мощности сигнала рассеяния Ми на выбранных длинах волн менее выражены. Резкое увеличение мощности сигнала рассеяния Ми для длины волны 532 нм связано с попаданием лазерного излучения с этой длиной волны в область максимальной чувствительности фотоприёмника (см. табл. 1).

Расчёт погрешности лидарных измерений. Оценим погрешности решения уравнения (7), полагая, что основной

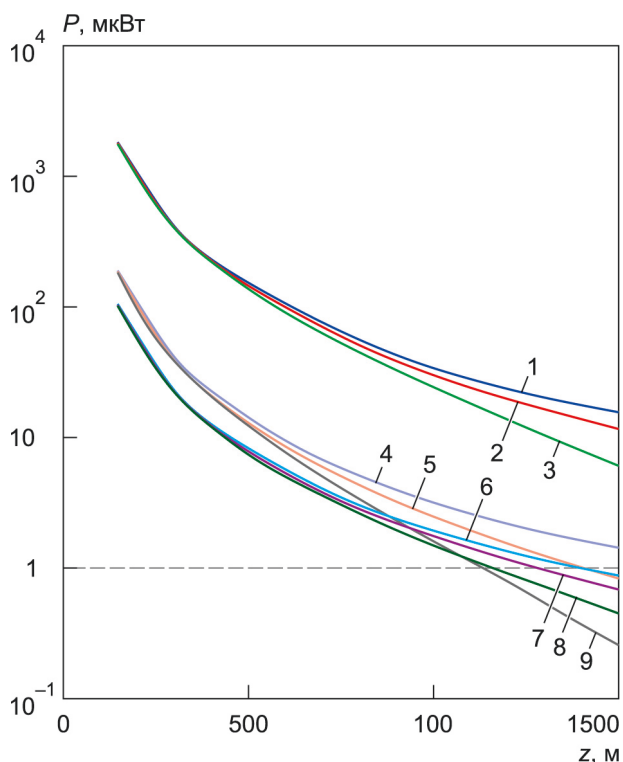


Рис. 3. Рассчитанные по уравнению (7) логарифмические зависимости мощности лидарного сигнала $P(v, z)$ от расстояния зондирования z для однородной атмосферы и длин волн лазерного излучения 355 нм (кривые 4, 5, 9), 532 нм (кривые 1, 2, 3) и 1064 нм (кривые 6, 7, 8) при расчёте коэффициента ослабления $\alpha(z)$ по формулам (3) (кривые 1, 5, 6) и (2) (кривые 3, 8, 9), а также при $\alpha(z) = \text{const}$ (кривые 2, 4, 7)

Fig. 3. The logarithmic dependences of the lidar power signal $P(v, z)$ on the ranging distance z for a homogeneous atmosphere and laser radiation wavelengths of 355 nm (curves 4, 5, 9), 532 nm (curves 1, 2, 3) and 1064 nm (curves 6, 7, 8) when calculating the extinction coefficient $\alpha(z)$ according to formulas (3) (curves 1, 5, 6) and (2) (curves 3, 8, 9), as well as $\alpha(z) = \text{const}$ (curves 2, 4, 7)

вклад вносят погрешности измерения пропускания атмосферы и коэффициента обратного рассеяния. Для вычисления погрешности найдём дифференциал уравнения (7):

$$dP(v, z) = \frac{CG(z)}{z^2} [\sigma(z) 2T(v, z) dT(v, z) + d\sigma(z) T^2(v, z)] \frac{2A_0 \Gamma_a}{\sqrt{\pi(\Gamma^2 + \Gamma_a^2)}} \text{erf}\left(\frac{1}{\Gamma} \sqrt{\frac{\Gamma_a^2 + \Gamma^2}{2}}\right). \quad (8)$$

Заменяв дифференциалы на конечные приращения и разделив уравнение (8) на уравнение (7), получим выражение для относительной погрешности измерений

$$E = \frac{\Delta P(v, z)}{P(v, z)} = \sqrt{4 \left[\frac{\Delta T(v, z)}{T(v, z)} \right]^2 + \left[\frac{\Delta \sigma(z)}{\sigma(z)} \right]^2}. \quad (9)$$

Результаты расчётов по уравнению (9) для выбранных длин волн лазерного излучения и расстояний зондирования до 1500 м представлены на рис. 4 и отличаются от данных

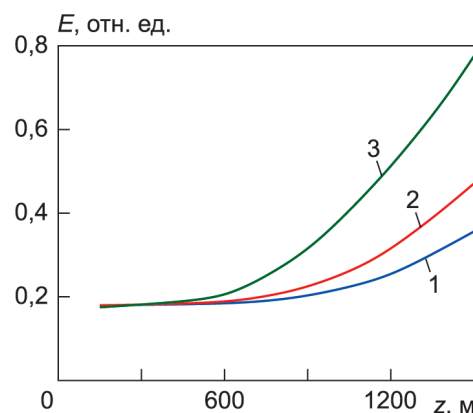


Рис. 4. Рассчитанные по формуле (9) зависимости относительной погрешности измерения мощности рассеянного назад излучения Ми E в относительных единицах от расстояния зондирования z для выбранных длин волн лазерного излучения 355 нм (1), 532 нм (2), 1064 нм (3)

Fig. 4. The dependences calculated by formula (9) of the measuring relative error of the Mie back scattered radiation power of E in relative units on the remote sensing distance z for the selected laser radiation wavelengths of 355 nm (1), 532 nm (2), 1064 nm (3)

на рис. 2. Относительная погрешность измерения лидарного сигнала 25 % получена при зондировании на длинах волн лазерного излучения 355, 532 и 1064 нм на расстояниях зондирования более 750, 1000 и 1200 м соответственно.

Заключение. Результаты компьютерного моделирования показали, что относительная погрешность лидарного измерения мощности рассеянного назад излучения Ми обусловлена погрешностями измерения пропускания атмосферы и коэффициента обратного рассеяния, что соответствует результатам работы [14]. При отношении полуширин $\Gamma_a/\Gamma = 10$ для случая однократного рассеяния и однородной атмосферы значение мощности рассеянного назад излучения Ми максимально и определено только спектральной зависимостью пропускания слоя атмосферы до области зондирования на расстоянии z для равной пиковой мощности лазера на разных длинах волн.

Спектральная зависимость пропускания атмосферы на выбранных длинах волн лазерного излучения учтена в виде относительной погрешности показателя экспоненты $\alpha(v, z)$ в формуле (1) в 10 %. Это привело к относительной погрешности измерения лидарного сигнала в 25 % при зондировании на длинах волн лазерного излучения 355, 532 и 1064 нм на расстояниях более 750, 1000 и 1200 м соответственно.

Список источников

1. *Lidar: range-resolved optical remote sensing of the atmosphere*, Ed. C. Weitkamp, SSOS, vol. 102, New-York, Springer Science, Business Media Inc, 2005, 455 p. <https://doi.org/10.1007/b106786>
2. Бореишо А. С., Евдокимов И. М., Ивакин С. В. Лазеры. Применения и приложения / Под ред. А. С. Бореишо. СПб.: Лань, 2016. 520 с.
3. Зуев В. Е., Зуев В. В. Дистанционное оптическое зондирование атмосферы. СПб: Гидрометеиздат, 1992. 231 с.

4. Привалов В. Е., Шеманин В. Г. Измерение мощности упругого рассеяния атмосферного аэрозоля реальным лидаром // Измерительная техника. 2014. № 4. С. 19–21.

5. Креков Г. М., Крекова М. М., Суханов А. Я., Лисенко А. А. Лидарное уравнение для широкополосного оптического излучения // Письма в Журнал технической физики. 2009. Т. 35. Вып. 15. С. 8–15.

6. Romanovskii O. A., *Optical Memory and Neural Networks*, 2008, vol. 17, no. 2, pp. 131–137.

<https://doi.org/10.3103/S1060992X08020069>

7. Донченко В. А., Кабанов М. В., Кауль Б. В., Самохвалов И. В. Атмосферная электрооптика. Томск: Изд-во НТЛ, 2010. 220 с.

8. Volkov S. N., Kaul B. V., Shefontuk D. I., *Appl. Opt.*, 2002, vol. 41, no. 24, pp. 5078–5083. <https://doi.org/10.1364/ao.41.005078>

9. Агисhev Р. Р. Лидарный мониторинг атмосферы. М.: Физматлит, 2009. 313 с.

10. Veselovskii I., Whiteman D. N., Korenskiy M., Kolgotin A., Dubovik O., Perez-Ramirez D., Suvorina A., *Atmos. Meas. Tech.*, 2013, vol. 6, no. 9, pp. 2671–2682. <https://doi.org/10.5194/amt-6-2671-2013>

11. Справочник по лазерам / Под ред. А. М. Прохорова. Т. 1. М.: Советское Радио, 1978. 504 с.

12. Андреева Т. Г. Математика: Специальные функции и некоторые приложения. СПб.: РГГМУ, 2013. 102 с.

13. Привалов В. Е., Шеманин В. Г. Лидарное уравнение с учётом конечной ширины линии генерации лазера. Известия РАН. Серия Физическая, 2015, Т. 79, № 2, С. 170–180. <https://doi.org/10.7868/S0367676515020209>

14. Маричев В. Н., Бочковский Д. А. Исследование возможностей лидарных измерений температуры атмосферы Земли из космоса. Оптика атмосферы и океана. 2014, Т. 27, № 5. С. 399–406.

References

1. *Lidar: range-resolved optical remote sensing of the atmosphere*, Ed. C. Weitkamp, SSOS, vol. 102, New-York, Springer Science, Business Media Inc, 2005, 455 p. <https://doi.org/10.1007/b106786>

2. Boreisho A. S., Evdokimov I. M., Ivakin S. V., *Lasery: Prime-neniya i prilozheniya [Lasers: Applications]*, ed. A. S. Boreisho, St. Petersburg, Lan' Publ., 2016, 520 p. (In Russ.)

3. Zuyev V. E., Zuyev V. V., *Distancionnoye opticheskoye zondirovaniye atmosfery [Remote optical sensing of atmosphere]*, St. Petersburg, Gidrometeoizdat Publ., 1992, 231 p. (In Russ.)

4. Privalov V. E., Shemanin V. G. *Measurement Techniques*, 2014, vol. 57, no. 4, pp. 396–400. <https://doi.org/10.1007/s11018-014-0467-3>

5. Krekov G. M., Krekova M. M., Sukhanov A. Ya., Lisenko A. A., Lidar equation for a broadband optical range, *Technical Physics Letters*, 2009, vol. 35, iss. 8, pp. 687–690.

6. Romanovskii O. A., *Optical Memory and Neural Networks*, 2008, vol. 17, no. 2, pp. 131–137.

<https://doi.org/10.3103/S1060992X08020069>

7. Donchenko V. A., Kabanov M. V., Kaul B. V., Samokhvalov I. V., *Atmosferная elektrooptika [Atmospheric electrooptics]*, Tomsk, NTL Publ., 2010, 220 p. (In Russ.)

8. Volkov S. N., Kaul B. V., Shefontuk D. I., *Appl. Opt.*, 2002, vol. 41, no. 24, pp. 5078–5083. <https://doi.org/10.1364/ao.41.005078>

9. Agishev R. R., *Lidarny monitoring atmosfery [Lidar monitoring of the atmosphere]*, Moscow, Fizmatlit Publ., 2009, 313 p. (In Russ.)

10. Veselovskii I., Whiteman D. N., Korenskiy M., Kolgotin A., Dubovik O., Perez-Ramirez D., Suvorina A., *Atmos. Meas. Tech.*, 2013, vol. 6, no. 9, pp. 2671–2682. <https://doi.org/10.5194/amt-6-2671-2013>

11. *Laser Handbook*, Ed. A. M. Prokhorov, vol. 1, Moscow, Sov. Radio Publ., 1978, 504 p. (In Russ.)

12. Andreyeva T. G. *Matematika: Spetsial'ny funktsii i nekotoryye prilozheniya [Mathematics: Special functions and some applications]*, St. Petersburg, RSGMU Publ., 2013, 102 p. (In Russ.)

13. Privalov V. E., Shemanin V. G., *Bull. Russ. Acad. Sci. Phys.*, 2015, vol. 79, no. 2, pp. 149–159.

<https://doi.org/10.3103/S1062873815020203>

14. Marichev V. N., Bochkovskii D. A., The study of possibilities of lidar measurements of the Earth atmosphere temperature from the space, *Optika atmosfery i okeana*, 2014, vol. 27, no. 05, pp. 399–406. (In Russ.)

Статья поступила в редакцию 20.10.2021; одобрена после рецензирования 06.12.2021; принята к публикации 13.12.2021.
The article was submitted 20.10.2021; approved after reviewing 06.12.2021; accepted for publication 13.12.2021.

Научная статья

УДК 681.7.08

<https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-1-35-40>

Прослеживаемость измерений энергетических параметров лазерного пучка

Александр Иванович Колпаков^{1✉}, Аркадий Михайлович Райцин², Михаил Владимирович Улановский³

^{1,3} Всероссийский научно-исследовательский институт оптико-физических измерений, Москва, Россия

² Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия

¹1978fox@mail.ru ✉, ²arcadiyram@rambler.ru, ³ulanovsky1946@mail.ru

Аннотация. Сформулирован концептуальный подход к прослеживаемости измерений энергии (мощности) лазерного пучка при калибровке средств измерений к эталонам, разработаны алгоритмы решения задач прослеживаемости и представлены технические реализации данных решений. Показано, что применение измерительного ослабителя является неотъемлемой частью схемы построения эталона, обеспечивающего прослеживаемость измерений энергии (мощности) лазерного пучка. Рассмотрено функционирование эталона при последовательной, ступенчатой и параллельной схемах его построения, обеспечивающее прослеживаемость к Государственному вторичному эталону единицы энергии импульсного лазерного излучения ГВЭ 2.1.ZZA.0095.2017 и Государственному первичному эталону единицы средней мощности лазерного излучения ГЭТ 28-2016. Определены особенности построения измерительных делителей для калибровки средств измерений малых и больших уровней энергии (мощности). Приведены алгоритмы комплектной калибровки средств измерений, имеющей преимущество по сравнению с поэлементной калибровкой.

Ключевые слова: метрология, передача единицы энергии (мощности), эталон, измерительный ослабитель, средства измерений, калибровка

Для цитирования: Колпаков А. И., Райцин А. М., Улановский М. В. Прослеживаемость измерений энергетических параметров лазерного пучка // Измерительная техника. 2022. № 1. С. 35–40. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-1-35-40>

Traceability of energy measurements laser beam parameters

Aleksandr I. Kolpakov^{1✉}, Arkady M. Raitsin², Michael V. Ulanovskii³

^{1,3} All-Russian Research Institute of Optical and Physical Measurements, Moscow, Russia

² Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia

¹1978fox@mail.ru ✉, ²arcadiyram@rambler.ru, ³ulanovsky1946@mail.ru

Abstract. A conceptual approach to traceability of measurements of the energy (power) of a laser beam when calibrating measuring instruments to standards is formulated, algorithms for solving traceability problems are developed, and technical implementations of these solutions are presented. It is shown that the use of a measuring attenuator is an integral part of the scheme for constructing a standard that provides traceability of measurements of the energy (power) of the laser beam. The functioning of the standard with sequential, stepwise and parallel schemes of its construction is considered, which ensures traceability to the State secondary standard of the unit of energy of pulsed laser radiation GVE 2.1.ZZA.0095.2017 and the State primary standard of the unit of average power of laser radiation GET 28-2016. The features of the construction of measuring dividers for the calibration of measuring instruments of low and high levels of energy (power) have been determined. Algorithms for complete calibration of measuring instruments, which have an advantage over element-by-element calibration, are presented.

Keywords: metrology, transmission of a unit of energy (power), standard, measuring attenuator, calibration of measuring instruments

Введение. Для решения задач, связанных с различными областями применения лазеров, необходимы измерения энергетических параметров лазерных пучков в широком диапазоне. Рабочий диапазон используемых средств измерений (СИ) энергии (мощности) лазерного излучения превышает диапазон энергий (мощностей) эталонов. Поэтому для получения достоверных результатов измерений необходима их метрологическая прослеживаемость, т. е. полученный результат

должен быть соотнесён с основой для сравнения через документированную непрерывную цепь калибровок СИ. Причём каждая калибровка вносит вклад в неопределённость измерений (ГОСТ ISO/IEC 17025-2019 «Общие требования к компетентности испытательных и калибровочных лабораторий»).

Прослеживаемость измерений должна обеспечивать возможность согласования уровней энергий (мощностей), определяемых работой СИ и воспроизводимых эталонами.

Цель исследования – разработка алгоритмов прослеживаемости измерений, основанных на применении в эталонах измерительных ослабителей, позволяющих проводить калибровку средств измерений при передаче им единицы энергии (мощности) лазерного излучения малых и больших уровней от Государственного вторичного эталона единицы энергии импульсного лазерного излучения ГВЭ 2.1.ZZA.0095.2017 и Государственного первичного эталона единицы средней мощности ГЭТ 28-2016.

Функциональная схема эталона и алгоритм калибровки СИ. Применяемые на практике методы калибровки СИ в большинстве случаев основаны на последовательной или параллельной схеме построения эталона. Важнейшим элементом такой схемы является делитель или ответвитель лазерного излучения. Такой элемент в общем случае представляет собой устройство, в котором поступающее на калибруемое СИ излучение источника может не только перераспределяться, но и ослабляться. Для решения задачи калибровки необходимо знать коэффициенты деления и пропускания (ослабления) с заданной погрешностью. Данное устройство называется измерительным ослабителем (ГОСТ 24453-80). На рис. 1 представлены упрощенные последовательная и параллельная схемы построения эталона с измерительным ослабителем, реализующим и ответвление (деление), и ослабление излучения. Если ослабитель как устройство отсутствует, то будем считать коэффициенты пропускания K_O , K_{O^*} соответственно прямого и отраженного лазерных пучков равными единице (O , O^* – ослабители прямого и отраженных пучков).

Наиболее простой случай имеет место, если эталон и СИ работают в энергетических диапазонах одного порядка. В этом случае дополнительного ослабления излучения не требуется ($K_O = K_{O^*} = 1$) и измерительный ослабитель выполняет только функцию ответвления пучка. Передача единицы может производиться по последовательной схеме с применением измерительного ослабителя и контрольного

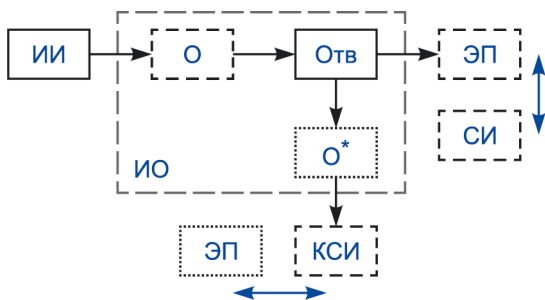


Рис. 1. Последовательная и параллельная схемы калибровки средств измерений с измерительным ослабителем:

ИО – измерительный ослабитель; ИИ – источник излучения; О, O^* – ослабители; Отв – ответвитель; КСИ, СИ – контрольное и калибруемое средства измерений соответственно; ЭП – эталонный преобразователь

Fig. 1. Serial and parallel schemes of calibration of measuring instruments with a measuring attenuator:

RS – radiation source; A, A^* – attenuators; CMI – control measuring instrument; RT – reference transducer; MI – calibrated measuring instrument

СИ (КСИ) [1], к которому на время калибровки СИ переходят функции эталонного преобразователя (ЭП). Работа эталона в такой схеме предусматривает два основных режима: передача единицы энергии (мощности) КСИ от ЭП; калибровка СИ по КСИ. При этом предполагается, что диапазоны измерений ЭП, КСИ и СИ частично перекрываются. Единица энергии (мощности) передаётся в заданных точках линейного участка энергетического диапазона СИ, применяемых при калибровке. Передача единицы по параллельной схеме осуществляется при одновременной подаче оптической энергии (мощности) в ЭП и СИ с использованием измерительного ослабителя [2]. Выбор схемы измерения определяется конкретно решаемой задачей прослеживаемости.

Рассмотрим основные особенности применения обеих схем для случая $K_O = K_{O^*} = 1$. Для последовательной схемы (см. рис. 1) запишем сигналы на выходах СИ, участвующих в процессе передачи единицы в двух сериях из n измерений, ЭП $Q_{ЭП}(i)$, КСИ $u_{КСИ}(i)$, $u_{КСИ}^k(i)$, СИ $u_{СИ}^k(i)$, $i = 1, 2, \dots, n$

$$\left. \begin{aligned} Q_{ЭП}(i) &= Q(i)K_{пр} + \xi_1(i); \\ u_{КСИ}(i) &= Q(i)K_{отр}K_{КСИ} + \xi_2(i); \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$i = 1, 2, \dots, n,$$

$$\left. \begin{aligned} u_{СИ}^k(i) &= Q^k(i)K_{пр}K_{СИ} + \tilde{\xi}_1(i); \\ u_{КСИ}^k(i) &= Q^k(i)K_{отр}K_{КСИ} + \tilde{\xi}_2(i); \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$i = 1, 2, \dots, n,$$

где $Q(i)$ – энергия (мощность) источника излучения в первой серии измерений; $K_{пр}$ – коэффициент пропускания ответвителя; $K_{отр}$ – коэффициент отражения излучения от ответвителя; $K_{КСИ}$ – коэффициент преобразования КСИ; $\xi_1(i)$, $\xi_2(i)$ и $\tilde{\xi}_1(i)$, $\tilde{\xi}_2(i)$ – погрешности измерений в первой и второй сериях измерений соответственно; $Q^k(i)$ – энергия (мощность) источника излучения при калибровке СИ во второй серии измерений; $K_{СИ}$ – коэффициент преобразования СИ.

Таким образом, результатом проведения измерений (энергии) мощности являются четыре массива выходных сигналов (1), (2) $Q_{ЭП}(i)$, $u_{КСИ}(i)$, $u_{КСИ}^k(i)$, $u_{СИ}^k(i)$, $i = 1, 2, \dots, n$.

В соответствии с методикой, изложенной в [3], можно показать, что наиболее вероятная оценка определения $\hat{K}_{СИ}$, являющаяся результатом калибровки СИ в последовательной схеме, приводит к выражению

$$\hat{K}_{СИ} = \hat{K}_0 \left(\hat{U}_{СИ}^k / \hat{U}_{КСИ}^k \right); \quad (3)$$

$$\hat{K}_0 = (K_{КСИ} / K_d) = \left(\hat{U}_{КСИ} / \hat{Q}_{ЭП} \right); \quad K_d = K_{пр} / K_{отр};$$

$$\hat{U}_{СИ}^k = n^{-1} \sum_{i=1}^n u_{СИ}^k(i); \quad \hat{U}_{КСИ}^k = n^{-1} \sum_{i=1}^n u_{КСИ}^k(i);$$

$$\hat{U}_{КСИ} = n^{-1} \sum_{i=1}^n u_{КСИ}(i); \quad \hat{Q}_{ЭП} = n^{-1} \sum_{i=1}^n Q_{ЭП}(i),$$

где K_d – коэффициент деления ответвителя.

Из (3) следует прослеживаемость измерений от СИ к ЭП через оценку коэффициента $\hat{K}_0 = \hat{U}_{КСИ} / \hat{Q}_{ЭП}$, представляющего результат работы первого режима эталона при передаче единицы от ЭП к КСИ.

Для параллельной схемы (см. рис. 1), в которой ЭП расположен на пути отражённого от ответвителя излучения, также можно записать сигналы на выходах средств измерений, участвующих в процессе передачи единицы в одной серии из n измерений ЭП и СИ соответственно

$$\left. \begin{aligned} Q_{ЭП}^k(i) &= Q^k(i) K_{отр} + \xi_1(i); \\ u_{СИ}^k(i) &= Q^k(i) K_{пр} K_{СИ} + \xi_2(i); \\ i &= 1, 2, \dots, n. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Из (4) следует равенство

$$\hat{K}_{СИ} = K_d^{-1} (\hat{U}_{СИ}^k / \hat{Q}_{ЭП}^k), \quad (5)$$

где $\hat{Q}_{ЭП}^k = n^{-1} \sum_{i=1}^n Q_{ЭП}^k(i)$.

Согласно выражению (5) применение параллельной схемы в отличие от последовательной схемы (см. (3)) требует самостоятельного определения неизвестного коэффициента деления.

Рассмотрим случай существенного отличия диапазонов измерений эталона и СИ, тогда измерительный ослабитель должен содержать дополнительный ослабитель излучения O или O^* (см. рис. 1). При этом в измерительном процессе калибровки необходимо учитывать или определять коэффициент ослабления. Введение измерительного ослабителя в схему передачи единицы энергии (мощности) является основой для прослеживаемости измерений от СИ к эталонам, а учёт или определение значения коэффициента ослабления – необходимое условие того, чтобы ослабитель можно было отнести к классу измерительных. Так, в [4] рекомендовано применять расчётные ослабители, но, как показывает практика, их изготовление может привести к жёстким технологическим ограничениям, нарушение которых изменяет расчётные соотношения. Существуют различные ослабители лазерного излучения, их классификация приведена в [4]. Для того чтобы ослабитель из состава эталона принадлежал к классу измерительных, необходима методика его калибровки. В [5] описана калибровка СИ параметров лазерного излучения в широких пределах с набором ослабителей, при которой необходимо определять коэффициент пропускания каждого используемого ослабителя, что усложняет алгоритм работы и является источником погрешностей.

Более перспективным решением является комплектная калибровка ЭП в составе эталона, позволяющая рассматривать измерительный ослабитель и ЭП как единое целое. При таком подходе не требуется отдельно учитывать составляющие суммарной погрешности измерений, вносимые отдельными элементами эталона – ослабителем мощности, ЭП, средством регистрации сигнала. При калибровке используется последовательно-параллельная (ступенчатая схема) ослабления излучения, применяемая в случаях, когда одна ступень ослабления не позволяет получить

необходимый результат [2, 6, 7]. Однако в упомянутых работах отсутствует обоснование прослеживаемости измерений малых или больших уровней энергии (мощности) от СИ к эталону.

Функциональная схема эталона и алгоритм калибровки СИ малых уровней энергии (мощности). Особенностью калибровки СИ мощности (энергии) малых уровней является необходимость устанавливать ослабитель (O) на пути излучения, поступающего в СИ, а алгоритм калибровки должен обеспечивать прослеживаемость к эталону. При калибровке таких СИ удобно применять ступенчатую схему передачи единицы, где число N ступеней зависит от числа необходимых диапазонов ослабления. При этом предполагается, что каждый диапазон измерений находится в области линейности применяемых СИ. В работе [7] упомянута, но не обоснована ступенчатая схема калибровки. Рассмотрим схему такой калибровки для малых уровней энергии (мощности) на примере трёх ступеней ослабления (рис. 2, а). Работа эталона, как описано выше, также имеет два режима. В диапазоне 0 (см. рис. 2, б) алгоритм калибровки повторяет описанную выше схему. Сначала излучение от источника через ослабитель O_j , $j=0$, т.е. ослабитель O_0 (что соответствует полному пропусканию излучения) подаётся на ЭП, а отражённая от ответвителя часть излучения поступает на КСИ0 (см. рис. 2, а). Проводят серию измерений энергии (мощности) на входе ЭП и электрических сигналов на выходе КСИ0. Далее ЭП заменяют на СИ и по результатам измерений КСИ0 и СИ определяют коэффициент преобразования последнего, что соответствует его работе в диапазоне 0. Результат калибровки определяется оценкой (3).

В диапазоне I работы СИ диапазоны линейности измерений ЭП и КСИ1 до (диапазон 0) и после (диапазон I) ослабителя должны частично перекрываться (см. рис. 2, б). Проходящее излучение от источника через ослабитель O_1 поступает на ЭП, а отражённая от ответвителя часть излучения – на КСИ1. Производится серия измерений энергии (мощности) на входе ЭП и электрических сигналов на выходе КСИ1. После установки СИ на место ЭП осуществляется новая серия измерений электрических сигналов на выходах КСИ1 и СИ.

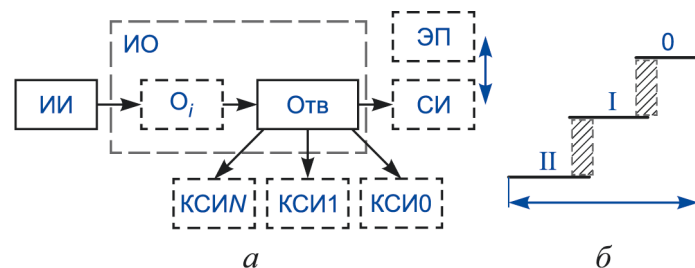


Рис. 2. Ступенчатая схема калибровки средств измерений (а) и диапазоны измерений при ступенчатой калибровке (б): 0, I, II – диапазоны измерений соответственно без ослабителя и с ослабителями O_1 , O_2 ; остальные обозначения те же, что на рис. 1

Fig. 2. Step scheme for calibration of measuring instruments (а) and measuring ranges for step calibration (b): 0 – measurement range without an attenuator; I – measurement range with an A_1 attenuator; II – a range with an A_2 attenuator; the other designations are the same as in Fig. 1

В диапазоне II работы СИ диапазоны линейности измерений КСИ1, КСИ2 до (диапазон I) и после (диапазон II) ослабителя должны частично перекрываться. Отражённая от ответвителя часть излучения источника, проходящего через ослабитель O_2 , поступает на КСИ1 и КСИ2. Производится серия измерений энергии (мощности) электрических сигналов на выходах КСИ1 и КСИ2. После установки СИ на место ЭП осуществляется новая серия измерений электрических сигналов на выходах КСИ2 и СИ и производится калибровка СИ.

Для диапазона I выражения (1), (2) можно записать в виде

$$\left. \begin{aligned} Q_{ЭП}^I(i) &= Q_I(i) K_{O_1} K_{пр} + \xi_1^I(i); \\ u_{КСИ1}^I(i) &= Q_I(i) K_{O_1} K_{отр} K_{КСИ1} + \xi_2^I(i); \\ i &= 1, 2, \dots, n; \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$$\left. \begin{aligned} u_{СИ}^K(i) &= Q_I^K(i) K_{O_1} K_{пр} K_{СИ} + \tilde{\xi}_1^I(i); \\ u_{КСИ1}^K(i) &= Q_I^K(i) K_{O_1} K_{отр} K_{КСИ1} + \tilde{\xi}_2^I(i); \\ i &= 1, 2, \dots, n, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где $Q_I(i)$, $Q_I^K(i)$ – энергия (мощность) источника излучения соответственно при работе эталона и при калибровке СИ в диапазоне I; K_{O_1} – коэффициент пропускания ослабителя в диапазоне I; $K_{КСИ1}$ – коэффициент преобразования КСИ1; $\xi_1^I(i)$, $\xi_2^I(i)$ и $\tilde{\xi}_1^I(i)$, $\tilde{\xi}_2^I(i)$ – погрешности измерений соответственно в первой и второй сериях в диапазоне I.

Для диапазона II выражения (1), (2) примут вид

$$\left. \begin{aligned} u_{КСИ2}^{II}(i) &= Q_{II}(i) K_{O_2} K_{отр} K_{КСИ2} + \xi_1^{II}(i); \\ u_{КСИ1}^{II}(i) &= Q_{II}(i) K_{O_2} K_{отр} K_{КСИ1} + \xi_2^{II}(i); \\ i &= 1, 2, \dots, n; \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

$$\left. \begin{aligned} u_{СИ}^K(i) &= Q_{II}^K(i) K_{O_2} K_{пр} K_{СИ} + \tilde{\xi}_1^{II}(i); \\ u_{КСИ2}^K(i) &= Q_{II}^K(i) K_{O_2} K_{отр} K_{КСИ2} + \tilde{\xi}_2^{II}(i); \\ i &= 1, 2, \dots, n, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где $Q_{II}(i)$, $Q_{II}^K(i)$ – энергия (мощность) источника излучения соответственно при работе эталона и при калибровке СИ в диапазоне II; K_{O_2} – коэффициент пропускания ослабителя в диапазоне II; $K_{КСИ2}$ – коэффициент преобразования КСИ2; $\xi_1^{II}(i)$, $\xi_2^{II}(i)$ и $\tilde{\xi}_1^{II}(i)$, $\tilde{\xi}_2^{II}(i)$ – погрешности измерений соответственно в первой и второй сериях в диапазоне II.

С учётом выражений (6)–(9) запишем оптимальные оценки коэффициентов преобразования калибруемых СИ в диапазонах I, II:

$$\begin{aligned} \hat{K}_{СИ}^I &= \hat{K}_1 (\hat{U}_{СИ}^K / \hat{U}_{КСИ1}^K); \quad \hat{K}_{СИ}^{II} = \hat{K}_2 \hat{K}_1 (\hat{U}_{СИ}^K / \hat{U}_{КСИ2}^K); \\ \hat{K}_1 &= \hat{U}_{КСИ1}^I / \hat{Q}_{ЭП}^I; \end{aligned} \quad (10)$$

$$\hat{K}_2 = \hat{U}_{КСИ2}^{II} / \hat{U}_{КСИ1}^{II}, \quad (11)$$

где $\hat{K}_1$, $\hat{K}_2$ представляют результаты передач единицы от ЭП к КСИ1 в диапазоне I и от КСИ1 к КСИ2 в диапазоне II соответственно (см. рис. 2);

$$\hat{U}_{КСИ1,2}^K = n^{-1} \sum_{i=1}^n u_{КСИ1,2}^K(i); \quad \hat{U}_{КСИ1}^I = n^{-1} \sum_{i=1}^n u_{КСИ1}^I(i);$$

$$\hat{U}_{КСИ2}^{II} = n^{-1} \sum_{i=1}^n u_{КСИ2}^{II}(i); \quad \hat{U}_{КСИ1}^{II} = n^{-1} \sum_{i=1}^n u_{КСИ1}^{II}(i);$$

$$\hat{Q}_{ЭП}^I = n^{-1} \sum_{i=1}^n Q_{ЭП}^I(i).$$

Таким образом, прослеживаемость измерений к эталону в диапазонах I, II определяются коэффициентами $\hat{K}_1$ и произведением $\hat{K}_2 \hat{K}_1$ соответственно.

Данная методика может быть распространена на большее число ступеней ослабления, определяемое чувствительностью и линейностью применяемых СИ. Оценка коэффициента преобразования СИ в диапазоне N определяется выражением

$$\hat{K}_{СИ} = \hat{K}_N \hat{K}_{N-1} \dots \hat{K}_S \dots \hat{K}_2 \hat{K}_1 (\hat{U}_{СИ}^K / \hat{U}_{КСИN}^K),$$

где $\hat{U}_{КСИN}^K = n^{-1} \sum_{i=1}^n u_{КСИN}^K(i)$; значения $\hat{K}_S$, $S = 1, 2, \dots, N$, получаются обобщением выражений (10), (11) на N ступеней ослабления.

Таким образом, в рамках предложенной методики можно калибровать СИ без определения коэффициентов пропускания отдельных ослабителей, входящих в состав эталона, вследствие первого режима работы эталона (передаче единицы энергии (мощности) контрольным средствам измерений эталона от ЭП). Другими словами, первый режим работы эталона может рассматриваться как комплектная калибровка измерительного ослабителя в составе эталона, т. е. в полном комплекте составных частей эталона без нарушения взаимосвязи между ними. Погрешности, которые при этом определяют, рассматривают как погрешности, свойственные эталонному СИ как единому целому. В [8] приведена функциональная схема вторичного эталона для калибровки СИ, обеспечивающего работу на четырёх ступенях ослабления на базе фотоприёмных устройств в диапазоне 10^{-12} – $5 \cdot 10^{-1}$ Дж.

Функциональная схема вторичного эталона и алгоритм калибровки СИ больших уровней мощности. Особенностью калибровки СИ энергии (мощности) больших уровней является необходимость устанавливать ослабитель O^* на пути излучения, отражённого от ответвителя и поступающего на ЭП (см. рис. 1). При этом алгоритм калибровки должен обеспечивать прослеживаемость измерений к эталону.

Существующий ГЭТ 28-2016 обеспечивает воспроизведение и передачу вторичному эталону единицы мощности лазерного излучения в диапазоне мощностей только от $1 \cdot 10^{-3}$ до 2 Вт. Для решения задач, связанных с различными современными применениями лазеров, необходимо существенно повысить верхнюю границу воспроизводимой

и передаваемой СИ мощности от вторичного эталона. Как показывает практика, верхняя граница диапазона измерения мощности отражённого излучения, поступающего на ЭП, должна составлять не менее 20 Вт.

Во вторичном эталоне применяется термоэлектрический преобразователь излучения и мощность излучения, поступающего на него, также не может превышать 2 Вт. Последнее определяется необходимостью обеспечения малой погрешности измерений мощности преобразователем излучения с сохранением высокой степени линейности его функции преобразования в рабочем диапазоне до 2 Вт. Также необходимо согласование верхнего предела измерений с верхней границей мощности, воспроизводимой ГЭТ 28-2016 (2 Вт), осуществляющего передачу преобразователю единицы мощности.

Существующие методы передачи единицы мощности, предназначенные для метрологической аттестации эталонов, поверочных установок и калибровок СИ, основанные на рассмотренных выше последовательной или параллельной схемах, приводят к положительным результатам при сравнительно невысоких уровнях мощности излучения, но не позволяют передавать единицу мощности больших уровней. Требуется либо разработка нового ЭП, которая при высокоинтенсивном излучении сопряжена с трудностями по сохранению его метрологических характеристик и получения единицы мощности от ГЭТ 28-2016, либо создание алгоритма прослеживаемости измерений в существующей поверочной схеме.

Решение последней задачи может быть осуществлено в параллельной схеме передачи единицы мощности (рис. 3). Применение измерительного ослабителя и разработка специального алгоритма комплектной калибровки позволяет обеспечить прослеживаемость измерений к первичному эталону. Для определения коэффициента преобразования СИ при параллельной схеме построения эталона справедливо выражение (5), дополненное множителем – неизвестным коэффициентом ослабления $\mu_{O^*} = K_{O^*}^{-1}$ ослабителя O^*

$$\hat{K}_{СИ} = (\mu_{O^*} K_d)^{-1} (\hat{U}_{СИ}^k / \hat{Q}_{ЭП}^k).$$

Алгоритм калибровки должен дать оценку величине $\mu_{O^*} K_d$.

Одним из решений задачи является поэлементная калибровка измерительного ослабителя в составе эталона. Так, в [9] в качестве измерительного ослабителя мощности в эталоне предлагается использовать механический модулятор, который содержит два соосных диска с отверстиями, вращаемых электродвигателем. Ослабитель рассматривается как самостоятельный блок, входящий в эталон, и для определения коэффициента пропускания (ослабления) калибруется независимо и отдельно от измерительного преобразователя излучения. Это приводит к существенной погрешности калибровки, связанной с неточностью изготовления отверстий диска, и как следствие, – к большой суммарной погрешности измерений.

В упрощённой функциональной схеме вторичного эталона средней мощности излучения с измерительным ослабителем,

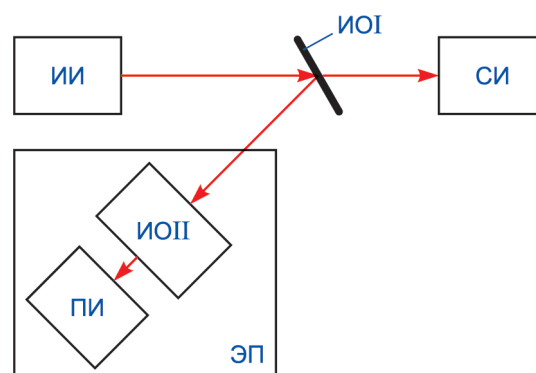


Рис. 3. Функциональная схема вторичного эталона единицы средней мощности излучения больших уровней с измерительными ослабителями: *ИОИ*, *ИОИИ* – измерительные ослабители первой и второй ступеней соответственно; *ПИ* – преобразователь излучения; остальные обозначения те же, что на рис. 1

Fig. 3. Functional diagram of the secondary standard for the unit of average radiation power of high levels with measuring attenuators:

MAI – measuring attenuator of the first stage; *MAII* – measuring attenuator of the second stage; *RC* – radiation converter; the other designations are the same as in Fig. 1

позволяющим ослабить излучение в $\mu_{O^*} K_d \approx 1000 \dots 1500$ раз и обеспечить прослеживаемость измерений к ГЭТ 28-2016, есть две ступени ослабления (см. рис. 3). С помощью измерительного ослабителя первой ступени *ИОИ* (конструктивно выполненного в виде оптического клина) по сравнительно небольшой мощности излучения, отражённого от просветлённой поверхности передней грани клина, определяют мощность поступающего на *СИ* излучения. Коэффициент деления первой ступени K_d составляет около 100–150, его определение подробно описано в [3]. В состав *ЭП* вторичного эталона включён оптико-механический измерительный ослабитель второй ступени *ИОИИ*. Данный ослабитель с коэффициентом ослабления около 10 выполнен в виде вращающегося диска с варьируемым по ширине проходным окном и содержит термоэлектрический преобразователь излучения. Таким образом *ЭП* представляет собой цельную конструкцию ослабителя и преобразователя излучения.

Рассмотрим способ комплектной калибровки такого *ЭП* (см. рис. 3). *ИОИИ* имеет рабочий и нерабочий режимы функционирования. В нерабочем состоянии питание на электродвигатель *ИОИИ* не подаётся, проходное окно находится на оптической оси излучения и ослабления не происходит. В рабочем режиме подаётся питание на электродвигатель *ИОИИ*, диск вращается с постоянной скоростью – излучение ослабляется. В нерабочем режиме *ИОИИ* диапазон работы *ЭП* полностью определяется диапазоном работы термоэлектрического преобразователя излучения (от $1 \cdot 10^{-3}$ до 2 Вт), а в рабочем – может быть расширен до 20 Вт. Для этого *ЭП* предварительно калибруют с помощью ГЭТ 28-2016. В нерабочем режиме *ИОИИ* (при выключенном электродвигателе) от ГЭТ 28-2016 на *ЭП* в выбранной точке диапазона измерений мощности $1 \cdot 10^{-3} \dots 2$ Вт подают оптическое излучение мощностью $P_{ЭП}(i)$ и n раз измеряют соответствующие сигналы $U_{ЭП}(i)$, $i = 1, 2, \dots, n$.

Средние значения результатов измерений $U_{ЭП}(i)$ и $P_{ЭП}(i)$ связаны соотношением

$$n^{-1} \sum_{i=1}^n U_{ЭП}(i) = n^{-1} K_{ЭП} \sum_{i=1}^n P_{ЭП}(i), \quad (12)$$

где $K_{ЭП}$ – коэффициент преобразования ЭП по оптическому излучению.

В рабочем режиме ИОИИ от ГЭТ 28-2016 на ЭП подают оптическое излучение $P_{ЭП}(i)$ той же мощности (в диапазоне $1 \cdot 10^{-3}$ –2 Вт) и измеряют соответствующие выходные сигналы $U_{ЭП}^*(i)$, $i=1, 2, \dots, n$. В рабочем и нерабочем режимах ИОИИ устанавливают прямые показания мощности на выходе ЭП в ваттах.

Средние значения результатов измерений $U_{ЭП}^*(i)$ и $P_{ЭП}(i)$ связаны соотношением

$$n^{-1} \sum_{i=1}^n U_{ЭП}^*(i) = n^{-1} K_{ЭП} K_{O^*} \sum_{i=1}^n P_{ЭП}(i). \quad (13)$$

Из (12), (13) получим усреднённую оценку коэффициента ослабления ИОИИ $\hat{\mu}_{O^*}$, вычисляемую по результатам измерений сигналов на выходе ЭП в его нерабочем и рабочем режимах:

$$\hat{\mu}_{O^*} = \sum_{i=1}^n U_{ЭП}(i) / \sum_{i=1}^n U_{ЭП}^*(i).$$

Параметры регулируемого ослабления ИОИИ за счёт варьируемого по ширине проходного окна диска выбирают так, чтобы мощность на входе преобразователя после ослабления излучения находилась в интервале $1 \cdot 10^{-3}$ –0,2 Вт. Затем ЭП помещают в схему вторичного эталона единицы мощности. Непосредственно в ходе калибровки на вторичный эталон в рабочем режиме ИОИИ подают высокоинтенсивное излучение источника ИИ. Одна часть излучения проходя через ИОИ попадает на калибруемое СИ, другая часть (мощностью до 20 Вт) отражается от ИОИ на ЭП и измеряется преобразователем излучения ПИ $P'_{ЭП}$. Мощность излучения, поступающего на вход ЭП, определяется как $P_{ЭП} = \hat{\mu}_{O^*} P'_{ЭП}$, а мощность излучения на входе калибруемого СИ составляет $P_{вх} = P'_{ЭП} \hat{\mu}_{O^*} K_d$, что решает задачу калибровки.

Закключение. Показано, что неотъемлемой составляющей эталонов единиц энергии (мощности) лазерного пучка является измерительный ослабитель, который с представленными алгоритмами комплектной калибровки СИ обеспечивает прослеживаемость измерений к эталонам в широком диапазоне энергии (мощности). Применение ступенчатой или параллельной схемы калибровки позволяет расширить диапазон измерений соответственно малых или больших уровней энергии (мощности).

Список источников

1. Иванов В. С., Золотаревский Ю. М., Котюк А. Ф. и др. Основы оптической радиометрии / Под ред. проф. А. Ф. Котюка. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. 542 с.
2. Тимофеев Е. И. Новая структура государственного первичного эталона единиц средней мощности и энергии лазерного

излучения // Материалы IX Международной научно-технической конференции «Метрология и измерительная техника» (Метрология 2014), Харьков, 15–17 октября 2014. С. 272–278.

3. Колпаков А. И., Райцин А. М., Улановский М. В. Метрологические характеристики измерительного делителя мощности лазерного излучения // Измерительная техника. 2020. № 9. С. 24–30. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2020-9-24-30>

4. Воронков Г. Л. Ослабители оптического излучения. Л.: Машиностроение, 1980. 158 с.

5. Кувалдин Э. В., Шульга А. А. Калибровка измерителей мощности оптического излучения в широких пределах // Оптический журнал. 2019. Т. 86. № 12. С. 15–20. <https://doi.org/10.17586/1023-5086-2019-86-15-20>

6. Мальцева Н. К. Разработка и исследование ослабителей оптического излучения: автореф. дис. канд. техн. наук (ИТМО, СПб, 2005).

7. Dagang Xu, Sihua Mao, Metrological Guarantee for Laser Safety, *Intern. Sump. On the Safe Application of Laser Beams. ISSA-Section Electricity*, Beijing, 10–14 May, 1988, pp. 21–23.

8. Вторичный эталон единицы энергии лазерного излучения для калибровки и поверки лазерных джоульметров: пат. RU 2626064 C1 / А. М. Райцин, М. В. Улановский // Изобретения. Полезные модели. 2017. № 21.

9. Котюк А. Ф., Загорский Я. Т., Кузнецов А. А., Улановский М. В. Образцовое средство измерений средней мощности лазерного излучения // Измерительная техника. 1983. № 9. С. 49–51.

References

1. Ivanov V. S., Zolotarevskii Yu. M., Kotyuk A. F., et. al., *Osnovy opticheskoi radiometrii*, Moscow, Fizmatlit Publ., 2003, 542 p. (In Russ.)
2. Timofeev E. I., *Proceedings of the IX International Scientific and Technical Conference "Metrologiya i izmeritel'nayatekhnika" (Metrologiya 2014)*, Khar'kov, 15–17 October 2014, pp. 272–278. (In Russ.)
3. Kolpakov A. I., Raitsin A. M., Ulanovskii M. V., *Measurement Techniques*, 2020, vol. 63, no. 9, pp. 700–707. <https://doi.org/10.1007/s11018-021-01842-3>
4. Voronkov G. L., *Oslabiteli opticheskogo izlucheniya*, Leningrad, Mashinostroenie Publ., 1980, 158 p. (In Russ.)
5. Kuvaldin E. V., Shulga A. A., Wide-range calibration of optical radiation power meters, *Journal of Optical Technology*, 2019, vol. 86, no. 12, pp. 15–20. (In Russ.) <https://doi.org/10.17586/1023-5086-2019-86-15-20>
6. Mal'tseva N. K., Extended abstract of candidate's dissertation in Technical Sciences (ITMO, SPb., 2005).
7. Dagang Xu, Sihua Mao, Metrological Guarantee for Laser Safety, *Intern. Sump. On the Safe Application of Laser Beams. ISSA-Section Electricity*, Beijing, 10–14 May, 1988, pp. 21–23.
8. Raitsin A. M., Ulanovskii M. V., Patent RU 2626064 C1, *Byull. Izobret.*, no. 21 (2017). (In Russ.)
9. Kotyuk A. F., Zagorskii Ya. T., Kuznetsov A. A., Ulanovskii M. V., *Measurement Techniques*, 1983, vol. 26, no. 9, pp. 753–756. <https://doi.org/10.1007/BF00832417>

Статья поступила в редакцию 20.09.2021; одобрена после рецензирования 17.12.2021; принята к публикации 20.12.2021.
The article was submitted 20.09.2021; approved after reviewing 17.12.2021; accepted for publication 20.12.2021.

Алгоритм синхронизации результатов измерений положения электромеханической системы и электродвижущей силы индукции при реализации динамического режима весов Киббла

Андрей Федорович Марков¹, Вадим Андреевич Хвостов²✉

^{1, 2} Всероссийский научно-исследовательский институт метрологии им. Д. И. Менделеева, Санкт-Петербург, Россия

¹a.f.markov@vniim.ru, <https://orcid.org/0000-0003-0028-0324>

²v.a.khvostov@vniim.ru✉, <https://orcid.org/0000-0001-9163-7186>

Аннотация. Разработан алгоритм синхронизации результатов измерений электродвижущей силы индукции и положения катушки электромеханической системы при реализации динамического режима весов Киббла. Данный алгоритм позволяет привести ряды данных к общей временной шкале без применения аппаратных средств синхронизации устройств сбора данных. Алгоритм основан на применении метода численного дифференцирования результатов измерений с помощью фильтрации Савицкого-Голея, выборе и минимизации методом градиентного спуска специальной целевой функции в виде стандартного отклонения между преобразованными в результате дифференцирования и последующей интерполяции временными значениями электродвижущей силы катушки и соответствующими значениями скорости перемещения катушки. Предложенный алгоритм обработки результатов измерений положения и электродвижущей силы индукции катушки экспериментально опробован в рамках научно-исследовательской работы «Баланс». Результаты измерений получены с помощью входящих в состав макета весов Киббла средств измерений с асинхронными интерфейсами. Применение алгоритма позволило более чем в 10 раз уменьшить погрешность обработки экспериментальных данных, связанную с отсутствием синхронизации результатов измерений положения и электродвижущей силы индукции катушки, полученных в динамическом режиме работы созданного макета весов Киббла.

Ключевые слова: весы Киббла, синхронизация измерений, численное дифференцирование, метод градиентного спуска, асинхронный интерфейс

Для цитирования: А. Ф. Марков, В. А. Хвостов. Алгоритм синхронизации результатов измерений положения электромеханической системы и электродвижущей силы индукции при реализации динамического режима весов Киббла // Измерительная техника. 2022. № 1. С. 41–45. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-1-41-45>

Финансирование: работа выполнена в рамках НИР «Исследование путей создания эталона килограмма на основе ватт-весов», шифр «Баланс» (государственный контракт № 120-85/2020 от 15.09.2020 г.).

Algorithm for synchronizing the results of measurements of position and EMF of induction in the implementation of the calibration mode of the Kibble balance

Andrei F. Markov¹, Vadim A. Khvostov²✉

^{1, 2} D. I. Mendeleev Institute for Metrology (VNIIM), St. Petersburg, Russia

¹a.f.markov@vniim.ru, <https://orcid.org/0000-0003-0028-0324>

²v.a.khvostov@vniim.ru✉, <https://orcid.org/0000-0003-0028-0324>

Abstract. An algorithm for synchronizing the results of measuring the position of the coil of an electromechanical system (EMS) with measurements of the electromotive force (EMF) of the induction of the EMS coil when implementing the dynamic mode of the Kibble balance has been developed. This algorithm allows the data sets to be scaled to a common time scale without the use of hardware synchronization of data acquisition devices. The algorithm is based on using the method of numerical differentiation of measurement results using Savitsky-Golay filtering, the selection and minimization of a special objective function by the gradient descent method in the form of a standard deviation between the time values of the EMF of the EMS coil converted as a result of differentiation and subsequent interpolation and the corresponding values of the movement speed the EMS coil. During “Balance” research work, experimental studies were carried out to test the algorithm for processing the results of measurements of the position of the EMS coil and the EMF of the induction of the EMS coil, obtained using the measuring instruments with asynchronous interfaces included in the Kibble balance model. Using the algorithm provides tenfold reducing of the error of the experimental data processing results, due to the lack of synchronization of the results of measurements of the position of the EMS coil and the EMF of the induction of the coil, obtained in the dynamic mode of operation of the created model of the Kibble balance.

Keywords: Kibble balance, measurement synchronization, numerical differentiation, gradient descent method, asynchronous interface

Financial Support: the work was carried out within the research project “Research of ways to create a standard kilogram based on watt-balance”, cipher “Balance” (state contract № 120-85/2020 from 15.09.2020).

Введение. На 26-й Генеральной конференции по мерам и весам одобрено решение об окончательном переходе к обновлённой Международной системе единиц (SI) [1]. Были переопределены четыре основные единицы, в том числе килограмм. Наиболее перспективным методом воспроизведения килограмма является использование весов Киббла – инструмента для установления соотношения между массой и электрической мощностью.

Электромеханическая система весов Киббла состоит из коромысла, на одном плече которого находится катушка, помещённая в магнитное поле [2]. Опишем основы измерений с помощью весов Киббла. Весы имеют два режима работы: статический (режим взвешивания) и динамический. В статическом режиме вес mg тела массой m уравнивается вертикальной силой BLI , возникающей при протекании силы тока I в помещённой в магнитное поле индукцией B катушке из провода длиной L :

$$mg = BLI.$$

В динамическом режиме катушка перемещается в магнитном поле со скоростью V , в результате чего в катушке индуцируется электродвижущая сила (ЭДС):

$$U = BLV.$$

Приняв BL неизменным между статическими и динамическими измерениями, получим

$$UI = mgV. \quad (1)$$

Поскольку силы тяжести и тока измеряются отдельно от скорости и напряжения, то выражение (1) связывает виртуальные электрическую и механическую мощности. Сравнение виртуальной мощности устраняет влияние резистивных

потерь, потерь на трение и вихревые токи, которые серьёзно затрудняют прямое сравнение мощностей. Это позволяет достигнуть общей неопределённости порядка 10^{-8} кг, требуемой для переопределения килограмма.

Для реализации вышеописанного метода необходима синхронизация механической и электрической измерительных систем. Синхронизация такого рода не всегда может быть обеспечена аппаратными методами.

Цель данной работы – разработка и опробование вычислительных методов, позволяющих синхронизировать результаты измерений положения катушки электромеханической системы с измерениями ЭДС индукции и привести их к единой шкале времени.

Эксперимент. В рамках НИР «Исследование путей создания эталона килограмма на основе ватт-весов», шифр «Баланс», проводимой на базе ВНИИМ им. Д. И. Менделеева, создан макет весов Киббла для воспроизведения малых значений массы с пределом взвешивания до 10 г. Конструктивно макет представляет собой равноплечие весы с аэростатическими направляющими. На плечах подвешены измерительная электромагнитная система и электромагнитный актуатор. В динамическом режиме измерения производятся без установки полезной нагрузки. Перемещение катушки электромеханической системы реализовано с помощью линейного электромагнитного актуатора, управляемого промышленным контроллером Elmo Gold DC Whistle (Elmo Motion Control Ltd, Израиль). Обратная связь по скорости обеспечена энкодером Renishaw Vionic (Renishaw plc, Великобритания) с линейной шкалой разрешением 2,5 нм. ЭДС катушки регистрируется мультиметром Keysight 3458A (Keysight Technologies, США).

Динамический режим реализован в соответствии со следующим алгоритмом: позиционирование в точке на границе области движения; разгон до заданной скорости; движение с заданной скоростью; формирование сигнала запуска на мультиметр при пересечении границы области регистрации и старт записи положения; остановка в точке противоположной границы области движения; ожидание старта следующего измерения (с проходом в противоположную сторону) или остановки.

Контроллер и мультиметр перед каждой записью конфигурируются на необходимые частоту дискретизации и количество измерений. Области регистрации и движения расположены симметрично относительно точки, в которой происходит взвешивание в соответствующем режиме. Характерный пример зависимости положения движущейся части макета от времени в динамическом режиме представлен на рис. 1. Нестабильность скорости перемещения предъявляет высокие требования к синхронизации измерений ЭДС и положения движущейся части макета.

Использованный в макете мультиметр Keysight 3458A, обладая необходимыми метрологическими характеристиками, имеет ряд недостатков [3]:

недостаточный объём буфера для измеренных данных и невозможность передавать данные по мере их поступления;

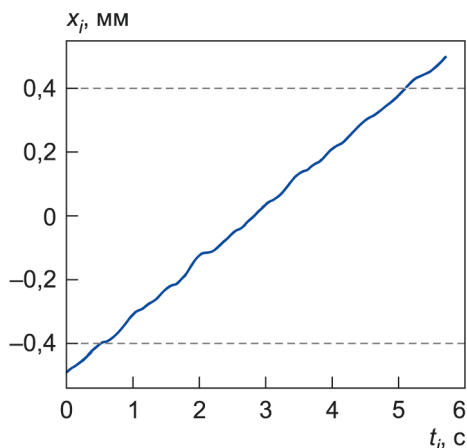


Рис. 1. Зависимость положения x_i движущейся части макета от времени t_i в динамическом режиме; пунктирными линиями выделена область регистрации положения

Fig. 1. Time dependence of the position of the moving part of the layout in the dynamic mode. Dashed lines indicate the area of position registration

сложная зависимость итоговой частоты сэмплирования от настроек (помимо настройки времени аперттуры на частоту сэмплирования влияет выбранный режим преобразования чисел, включение автокалибровки и дисплея).

Указанные недостатки не влияют на измерения в статическом режиме (второй фазе измерений). Однако в динамическом режиме (первой фазе измерений) они становятся критическими и приводят к невозможности настройки вольтметра для синхронных измерений с датчиком положения. В итоге вольтметр измеряет с приблизительно известной заранее частотой. Также, несмотря на использование входа синхронизации для запуска измерений, имеется некоторая задержка между моментами времени, соответствующими старту измерения положения и старту измерения напряжения. Данные обстоятельства приводят к необходимости алгоритмически синхронизировать результаты измерений обоих приборов.

Описание алгоритма. Обозначим положение движущейся части макета как x_i , где i – номер зарегистрированного положения. При этом положение отсчитывается относительно середины диапазона перемещения и выражается в миллиметрах. Измеренное вольтметром напряжение на катушке обозначим как U_k , где k – порядковый номер измеренного напряжения. Регистрация положения происходит с постоянной частотой F_x . Данная частота известна и её нестабильность вносит в бюджет погрешностей несущественный вклад при текущей достигнутой точности макета. Поэтому моменты времени регистрации положения можно считать известными:

$$x_i = x(t_i); t_i = i\Delta t; \Delta t = F_x^{-1},$$

где $x(t_i)$ – положение в момент времени t_i ; t_i – моменты времени, соответствующие событиям регистрации положения.

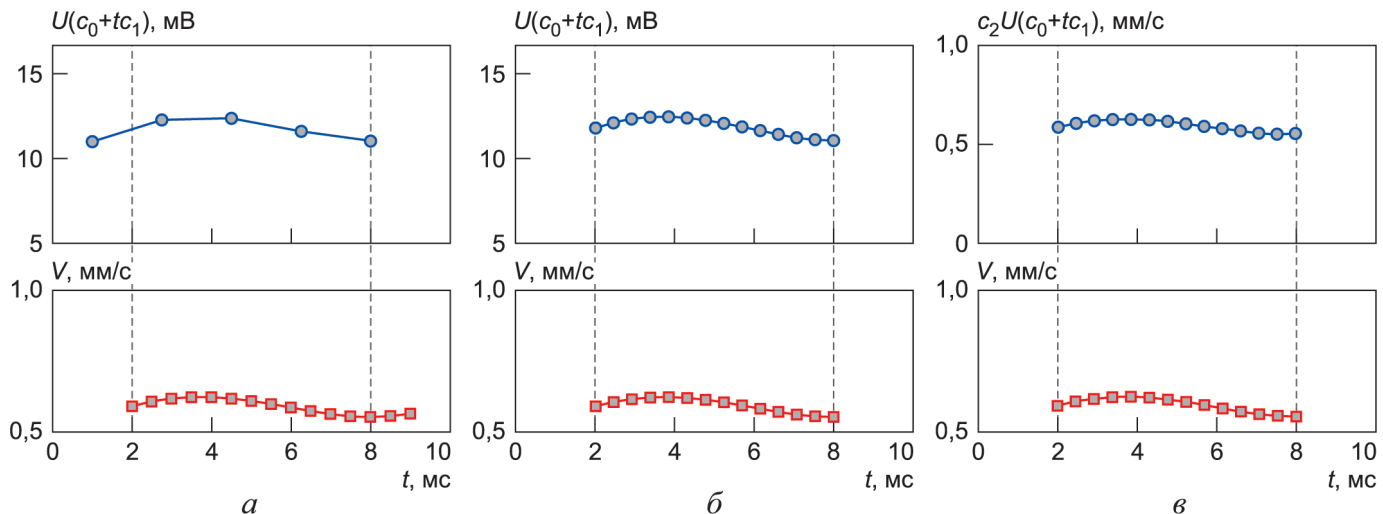


Рис. 3. Зависимость анализируемых рядов данных от времени при расчёте текущего значения целевой функции алгоритма: а – применение параметров временных сдвига и масштаба; б – ограничение рядов по пересекающемуся диапазону времени и интерполяция верхнего ряда к моментам времени нижнего ряда; в – применение параметра-коэффициента; пунктирной линией отмечен пересекающийся диапазон времени

Регистрация ЭДС происходит одновременно с регистрацией положения, но частота регистрации ЭДС F_U известна лишь приблизительно. В связи с этим данные вольтметра необходимо сопоставить с моментами времени регистрации положения.

Перед началом сравнительного анализа двух рядов данных необходимо определить скорость в соответствующие моменты времени, для чего требуется численно продифференцировать ряд данных x_i . Из известных методов численного дифференцирования зашумлённых данных был выбран метод дифференцирования с помощью фильтрации Савицкого-Голея [4]. В определённом диапазоне отсчётов вокруг каждой точки ряда x производится аппроксимация точек

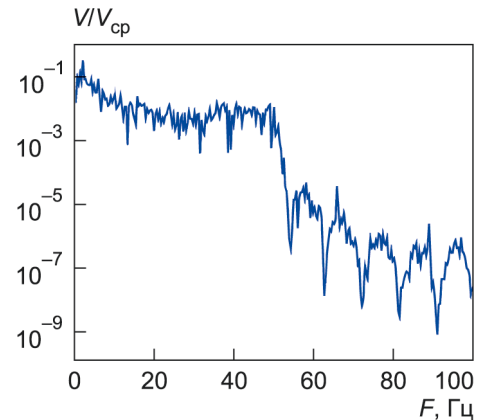


Рис. 2. Амплитудный спектр отношения скорости V к среднему значению скорости V_{cp} ; F – частота гармоники

Fig. 2. Ratio of the speed V to the average value of the speed V_{mean} amplitude spectrum; F – harmonic frequency

из текущего диапазона кубическим полиномом методом наименьших квадратов:

$$p_i(t) = p_i^{(0)} + p_i^{(1)}t + p_i^{(2)}t^2 + p_i^{(3)}t^3, \quad t \in [t_{i-N}, t_{i+N}],$$

$$S = \sum_{m=-N}^N (x_{i+m} - p_i(t_m))^2,$$

где p – искомый полином; t – время; S – целевая функция минимизации; N – полуширина окна фильтрации.

Коэффициенты полиномов рассчитываются стандартным для линейного метода наименьших квадратов способом – с помощью нахождения псевдообратной матрицы. Затем дифференцирование ряда данных сводится к дифференцированию соответствующих полиномов. Поскольку значение полинома, соответствующее текущей точке, определяется моментом $t=0$, то значение производной в каждой точке – это коэффициент при линейном члене полинома

$$V_i = p_i^{(1)},$$

где V_i – скорость в точке i .

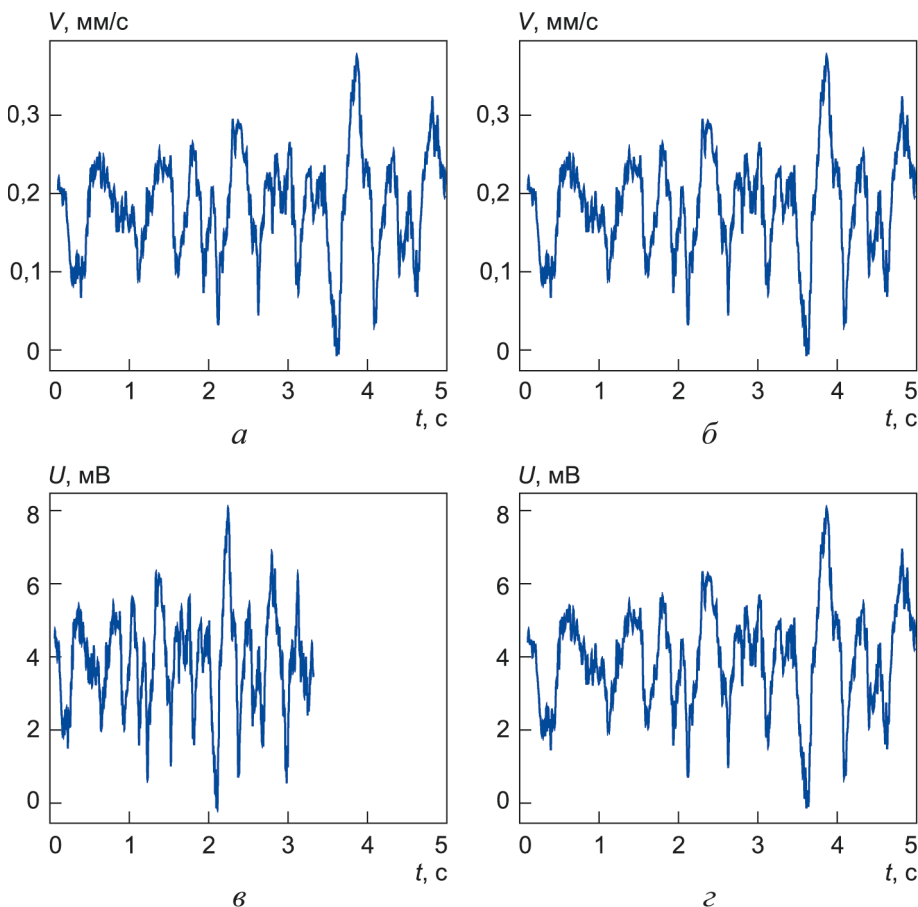


Рис 4. Зависимости скорости V (а, б) и ЭДС U (в, г) от времени t : исходные (а, в) и после обработки (б, г) алгоритмом; время на графике в следует считать условным

Fig. 4. Time dependences of velocity (а, б) and EMF (в, г): initial (а, в) and after algorithm processing (б, г); the time on the lower left graph (EMF before processing) should be considered conditional

Полуширина окна фильтрации N выбирается исходя из отсутствия статистической значимости изменения результата от удвоения N . Следует отметить, что данный способ уменьшает диапазон точек относительно исходного ряда данных: по N точек в начале и конце ряда данных недоступны для указанного метода. В данном случае диапазон перемещений движущейся части макета, в котором происходит регистрация положения, всегда можно расширить до необходимого значения, оставив по краям несущественную для анализа часть.

После дифференцирования имеем два ряда данных: V_i, U_i . Исходя из математической модели ватт-весов текущее значение ЭДС индукции катушки пропорционально текущей скорости:

$$U(t) = BLV(t). \quad (2)$$

Это обеспечивает высокую корреляцию рядов данных U_i, V_i при правильном приведении их к одному времени. Типичный пример спектральных характеристик скорости и ЭДС представлен на рис. 2. Во-первых, зависимости имеют подобный характер, во-вторых, отсутствуют ярко выраженные гармонические процессы. Отсутствие подобия зависимостей

означало бы неправильность математической модели (2) или сильный неучтённый шум. В таком случае не следует ожидать высокую корреляцию данных и, соответственно, корректную работу описываемого алгоритма. Ярко выраженный гармонический процесс обеспечил бы высокую корреляцию рядов данных при сведении времени с точностью до периода этого процесса. Это также не позволило бы применить описываемый алгоритм напрямую. Вид представленных данных позволяет ожидать корректную работу алгоритма.

Данная процедура заключается в минимизации некоторой целевой функции методом градиентного спуска [5]. Обозначим параметры минимизации как $\{c_0, c_1, c_2\}$. Расчёт текущего значения целевой функции происходит по следующему алгоритму:

1. Линейное преобразование времени измерения напряжения согласно текущим значениям параметров минимизации $t_i = c_0 + c_1 t_U$.
2. Определение пересекающегося диапазона времени t_i и времени регистрации

Значения BL и разброса ΔBL с использованием алгоритма и без него

Использование алгоритма	BL , Вс/м	ΔBL , Вс/м
Нет	20,90	0,80
Да	21,42	0,07

положения t_v . Удаление элементов, не принадлежащих указанному диапазону.

3. Интерполяция значений ряда данных U_j , соответствующих моментам времени t_j , в точки, соответствующие моментам времени t_v .

4. Расчёт разности $\delta_i = V_i - U_i c_2$.

5. Расчёт стандартного отклонения по ряду δ и вывод его в качестве значения целевой функции.

Пункты 2–3 данного алгоритма проиллюстрированы на рис. 3.

В качестве начального приближения для алгоритма используются следующие значения: $c_{0\text{нач}} = 0$; $c_{1\text{нач}} = 1$; $c_{2\text{нач}} = BL_{\text{пр}}^{-1}$, где $BL_{\text{пр}}$ – приблизительное значение параметра BL , рассчитанное исходя из измеренного значения индукции в зазоре магнитной системы и общей длины провода в катушке.

Процесс минимизации заканчивается по стандартному для метода градиентного спуска критерию – достижение нормой градиента целевой функции значения меньшего некоторого заданного значения.

Результат работы алгоритма продемонстрирован на рис. 4. Для примера представлена запись движения при заданном значении скорости 0,15 мм/с. Без применения указанного алгоритма оценка геометрического коэффициента магнитной системы $BL = U/V$ возможна только для средних по записи значений. В таком случае стандартное отклонение BL можно оценить с помощью набора таких записей. При использовании алгоритма коэффициент BL и его стандартное отклонение возможно оценивать поточечно как в рамках одной записи, так и по всем записям сразу.

Результаты вычислений указанных оценок представлены в таблице.

Алгоритм реализован с использованием языка программирования высокого уровня Python версии 3.9 и библиотеки численных расчётов NumPy [6].

Заключение. Предложен алгоритм синхронизации результатов измерений в различных областях обработки экспериментальных данных. Алгоритм позволяет синхронизировать временные ряды разной физической природы и переходить от анализа зависимостей средних значений величин на большом временном интервале к сравнению зависимостей мгновенных значений, привязанных к единому моменту времени. В эксперименте по реализации динамического режима весов Киббла погрешность определения масштабного коэффициента электромагнитной системы была уменьшена примерно на порядок.

Разработанный алгоритм особенно актуален при использовании средств измерений, оснащённых современными асинхронными интерфейсами передачи данных, но не имеющих возможностей аппаратной синхронизации измерений. Применение таких средств измерений в комплексных системах может стать экономически выгодным, а алгоритмическая синхронизация данных обеспечит проведение измерений без потери точности.

Список источников

1. *Proceedings of the 26th meeting of the General Conference on Weights and Measures*, Versailles, November 13–16, 2018.
2. Robinson Ian A., Schlamming S., *Metrologia*, 2016, vol. 53, pp. A46–A74. <http://dx.doi.org/10.1088/0026-1394/53/5/A46>
3. Mester C., *Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*, 2018, pp. 1–2. <http://dx.doi.org/10.1109/CPEM.2018.8501165>
4. Ahnert K., Abel M., *Computer Physics Communications*, 2007, vol. 177, pp. 764–774. <https://doi.org/10.1016/j.cpc.2007.03.009>
5. Nocedal J., Wright S. J., *Numerical Optimization*, Springer New York, 2006, 634 p. <http://dx.doi.org/10.1007/978-0-387-40065-5>
6. Harris C. R., Millman K. J., van der Walt S. J., et al., *Nature*, 2020, vol. 585, pp. 357–362. <http://dx.doi.org/10.1038/s41586-020-2649-2>

References

1. *Proceedings of the 26th meeting of the General Conference on Weights and Measures*, Versailles, November 13–16, 2018.
2. Robinson Ian A., Schlamming S., *Metrologia*, 2016, vol. 53, pp. A46–A74. <http://dx.doi.org/10.1088/0026-1394/53/5/A46>
3. Mester C., *Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*, 2018, pp. 1–2. <http://dx.doi.org/10.1109/CPEM.2018.8501165>
4. Ahnert K., Abel M., *Computer Physics Communications*, 2007, vol. 177, pp. 764–774. <https://doi.org/10.1016/j.cpc.2007.03.009>
5. Nocedal J., Wright S. J., *Numerical Optimization*, Springer New York, 2006, 634 p. <http://dx.doi.org/10.1007/978-0-387-40065-5>
6. Harris C. R., Millman K. J., van der Walt S. J., et al., *Nature*, 2020, vol. 585, pp. 357–362. <http://dx.doi.org/10.1038/s41586-020-2649-2>

Статья поступила в редакцию 09.11.2021; одобрена после рецензирования 19.11.2021; принята к публикации 20.12.2021.
The article was submitted 09.11.2021; approved after reviewing 19.11.2021; accepted for publication 20.12.2021.

Научная статья

УДК 681.586.7

<https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-1-46-51>

Сравнительный анализ методов определения параметров измерительного преобразователя контактного кондуктометра

Борис Семенович Первухин¹, Дмитрий Евгеньевич Кривобоков², Виталий Андреевич Соловьев³✉

^{1, 2, 3} Алтайский государственный технический университет им. И. И. Ползунова, Барнаул, Россия

¹bspervuhin@mail.ru, <https://orcid.org/0000-0002-2125-5286>

²dmitrii.krivobokov@mail.ru, <https://orcid.org/0000-0001-7540-6599>

³solvitali@mail.ru✉, <https://orcid.org/0000-0002-8856-5094>

Аннотация. Рассмотрены вопросы повышения точности контактных кондуктометров. Описаны основные источники погрешности первичного измерительного преобразователя контактного кондуктометра, к которым относятся сопротивление раствора, а также поляризационное сопротивление и ёмкость двойного электрического слоя, характеризующие электрохимические процессы на электродах преобразователя. Приведены методы определения указанных параметров, влияющих на импеданс первичного измерительного преобразователя. Первый метод основан на анализе амплитудно-частотной характеристики активной составляющей импеданса кондуктивной ячейки контактного кондуктометра, заполненной раствором. Второй метод базируется на определении активной составляющей импеданса раствора на частоте резонанса, т. е. при нулевой реактивной составляющей импеданса. В третьем методе активная составляющая импеданса раствора определяется на трёх разных частотах. Отмечено, что вторым методом можно достоверно определить только активное сопротивление раствора. Постоянные ячейки определены первым и третьим методами в одном и том же диапазоне частот, во втором методе использована частота, в несколько раз превышающая верхнюю границу этого частотного диапазона. Показано, что результаты, полученные вторым и третьим методами, практически совпадают и существенно отличаются от постоянной ячейки, найденной первым методом.

Ключевые слова: удельная электрическая проводимость, контактный кондуктометр, первичный измерительный преобразователь, систематическая погрешность

Для цитирования: Первухин Б. С., Кривобоков Д. Е., Соловьев В. А. Определение параметров контактных первичных преобразователей // Измерительная техника. 2022. № 1. С. 46–51. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-1-46-51>

Comparative analysis of methods for determining the parameters of the measuring transducer of a contact conductometer

Boris S. Pervukhin¹, Dmitry E. Krivobokov², Vitali A. Solov'ev³✉

^{1, 2, 3} I. I. Polzunova Altai State Technical University, Barnaul, Russia

¹bspervuhin@mail.ru, <https://orcid.org/0000-0002-2125-5286>

²dmitrii.krivobokov@mail.ru, <https://orcid.org/0000-0001-7540-6599>

³solvitali@mail.ru✉, <https://orcid.org/0000-0002-8856-5094>

Abstract. The issues of increasing the accuracy of contact conductometers are considered. The main sources of error of the primary measuring transducer of the contact conductometer are described, which include the solution resistance, as well as the polarization resistance and the capacity of the electric double layer, which characterize the electrochemical processes on the electrodes of the transducer. Methods for determining the specified parameters affecting the impedance of the primary measuring transducer are proposed. The first method is based on the analysis of the amplitude-frequency characteristics of the active impedance component of the conductive constant cell of the contact conductometer filled with a solution. The second method is based on determining the active component of the impedance of the solution at the resonance frequency, at which the reactive component of its impedance is equal to zero. A third method is proposed, in which the active component of the solution impedance is determined at three different frequencies. It is noted that the second method can reliably determine only the active resistance of the solution. Constant cells are determined by the first and third methods in the same frequency range; the second method uses a frequency several times higher than the upper limit of this frequency range. It is shown that the results obtained by the second and third methods practically coincide and differ significantly from the constant cell found by the first method.

Keywords: electrical conductivity, contact conductometer, primary measuring transducer, systematic error

Введение. Погрешность приборов для измерения удельной электрической проводимости жидкостей – кондуктометров, как и любого средства измерений, содержит систематическую

и случайную составляющие. Применение микроконтроллеров в измерительных схемах кондуктометров и использование известных алгоритмов и процедур получения результатов измерений

позволяет уменьшить случайную составляющую погрешности измерения удельной электрической проводимости анализируемых растворов. К факторам, влияющим на систематическую погрешность кондуктометра, можно отнести характеристики анализируемого раствора, неизменяемые параметры, определяющие связь анализируемого раствора с первичным преобразователем. Использованный в кондуктометре способ измерения удельной электрической проводимости [1] также влияет на систематическую погрешность измерения.

На результаты измерений удельной электрической проводимости кондуктометрами с контактными первичными преобразователями влияют величины, характеризующие электрохимические процессы, происходящие на электродах первичного преобразователя [2–5]. Знание этих параметров необходимо при выборе метода и условий [1] измерений с целью обеспечения требуемой погрешности прибора в заданном диапазоне измерений.

Цель настоящей работы – выполнить сравнительный анализ трёх методов определения параметров, влияющих на импеданс контактных первичных измерительных преобразователей кондуктометров, и выявить источники систематической погрешности измерений удельной электрической проводимости раствора.

Методы определения параметров. Для определения параметров первичного преобразователя использована распространённая последовательно-параллельная эквивалентная электрическая схема замещения контактного первичного преобразователя [6, 7].

Первый метод [8]. В рамках этого метода реализуется следующая последовательность операций для экспериментального определения значения постоянной A контактного первичного преобразователя, суммарного поляризационного сопротивления R_{Σ} его электродов и суммарной ёмкости C двойного электрического слоя электродов:

приготовление нескольких растворов известной удельной электрической проводимости χ ;

измерение активной составляющей R_1 сопротивления первичного преобразователя с каждым раствором по последовательной и параллельной схемам замещения;

определение активного сопротивления раствора в первичном преобразователе путём аппроксимации измеренных значений R_1 , полученных при использовании последовательной схемы замещения. Аппроксимационная зависимость имеет вид $R_1 = R + a\omega^{-2}$, где R – активное сопротивление анализируемого раствора при нулевой частоте колебаний тока в измерительной ячейке; a – коэффициент, определяемый при аппроксимации; ω – циклическая частота колебаний тока в измерительной ячейке;

нахождение постоянной A и активного сопротивления r контактов и подводящих проводов путём аппроксимации линейной зависимости $R_1 = r + A\rho$, где ρ – удельное сопротивление раствора в первичном преобразователе;

вычисление суммарной ёмкости двойного электрического слоя электродов первичного преобразователя по формуле

$$C = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{1}{(A\rho + r)\Delta R}},$$

где ΔR – разница результатов измерений активной составляющей первичного преобразователя при последовательной и параллельной схемах его замещения на частоте ω ;

определение суммарного поляризационного сопротивления R_{Σ} электродов по измеренным значениям активного сопротивления $R_{n.c}$ первичного преобразователя по последовательной схеме замещения и определенным ранее параметрам:

$$R_{\Sigma} = \frac{1 + \sqrt{1 - 4\omega^2 C^2 (R_{n.c} - A\rho - r)^2}}{2\omega^2 C^2 (R_{n.c} - A\rho - r)}.$$

Второй метод. Этот метод основан на экспериментальном установленном изменении знака реактивной составляющей импеданса первичного преобразователя с анализируемой жидкостью при некоторой частоте [9]. Поскольку ионы имеют некоторую массу, то следует ожидать, что их реакция на появление напряжения будет не мгновенной, а с запаздыванием, т. е. ток в жидкости будет запаздывать относительно приложенного напряжения [10–15]. Таким образом, в эквивалентную схему замещения первичного преобразователя [9] необходимо включить индуктивность.

Постоянную первичного преобразователя определим на частоте, близкой к резонансной (при которой реактивная составляющая импеданса первичного преобразователя близка к нулю), а индуктивность и ёмкость – на больших частотах. Значения ёмкости C и индуктивности L оценим из результатов определения реактивных составляющих X_i, X_{i+1} для двух соседних частот ω_i, ω_{i+1} , решив систему уравнений

$$\begin{cases} \omega_i L - (\omega_i C)^{-1} = X_i; \\ \omega_{i+1} L - (\omega_{i+1} C)^{-1} = X_{i+1}. \end{cases}$$

В результате получим суммарную ёмкость электродов и индуктивность первичного преобразователя:

$$C = \frac{\omega_{i+1}^2 - \omega_i^2}{(X_{i+1}\omega_i - X_i\omega_{i+1})\omega_i\omega_{i+1}}; \quad (1)$$

$$L = \frac{X_i}{\omega_i} + \frac{(X_{i+1}\omega_i - X_i\omega_{i+1})\omega_{i+1}}{(\omega_{i+1}^2 - \omega_i^2)\omega_i}. \quad (2)$$

Последовательность операций при определении параметров первичного преобразователя удельной электрической проводимости раствора следующая:

измерение активной и реактивной составляющих импеданса первичного преобразователя с несколькими растворами при частотах, близких к резонансной;

аппроксимация результатов измерений активной составляющей импеданса первичного преобразователя в виде полинома первого порядка относительно удельного сопротивления измеряемых растворов;

принятие постоянного члена полинома за активную составляющую суммарного поляризационного импеданса электродов первичного преобразователя;

принятие значения коэффициента при удельном сопротивлении в качестве постоянной первичного преобразователя; вычисление ёмкости и индуктивности по результатам определения реактивной составляющих X_p , X_{i+1} для двух соседних частот ω_p , ω_{i+1} по формулам (1), (2).

Для реализации рассмотренных выше методов определения параметров контактных первичных кондуктометрических преобразователей необходимо дополнительно измерять активную (в первом методе) и реактивную (во втором) составляющие импеданса по параллельной схеме замещения.

Третий метод. В настоящей работе предлагаем определять параметры преобразователей, используя только результаты измерения активной составляющей импеданса и только последовательную схему замещения. Активную составляющую R_ω импеданса первичного преобразователя с анализируемой жидкостью найдём как

$$R_\omega = R + \frac{R_\Sigma}{1 + \omega^2 C^2 R_\Sigma^2}. \quad (3)$$

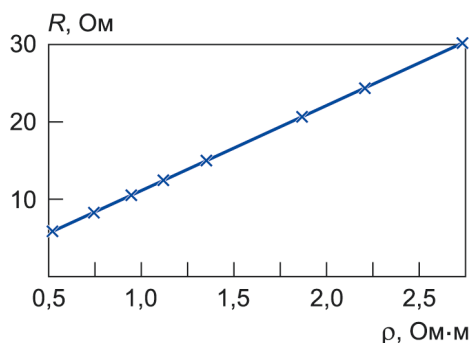


Рис. 1. Зависимость рассчитанного первым методом активного сопротивления раствора от его удельного сопротивления

Fig. 1. Dependences of the active resistance of the solution calculated by the first method on its resistivity

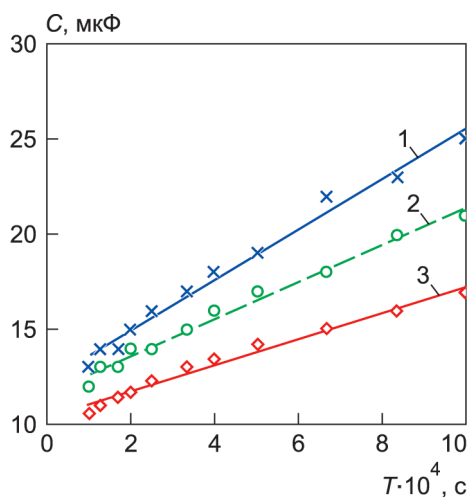


Рис. 2. Зависимости ёмкости от периода T питающего напряжения для растворов с удельными проводимостями 1,3347 (1); 0,7394 (2) и 0,3665 (3) См/м

Fig. 2. Dependences of the capacitance on the period T of the supply voltage for solutions with specific conductivity of 1.3347 (1); 0.7394 (2) and 0.3665 (3) S/m

Измерив активное сопротивление первичного преобразователя на нескольких различных частотах напряжения питания, из (3) получим систему уравнений, связывающую определяемые параметры с результатами измерений:

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= R + R_\Sigma / (1 + \omega_1^2 C^2 R_\Sigma^2); \\ R_2 &= R + R_\Sigma / (1 + \omega_2^2 C^2 R_\Sigma^2); \\ R_3 &= R + R_\Sigma / (1 + \omega_3^2 C^2 R_\Sigma^2). \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где R_1 , R_2 , R_3 – измеренные активные сопротивления первичного преобразователя при частотах напряжения питания измерительной цепи ω_1 , ω_2 , ω_3 соответственно.

Решив систему уравнений (4), найдём связь искомых значений параметров первичного преобразователя R , R_Σ , C с измеренными значениями активной составляющей импеданса первичного преобразователя R_1 , R_2 , R_3 и частотами напряжения питания ω_1 , ω_2 , ω_3 :

$$R = \frac{(\omega_1^2 - \omega_3^2)R_1R_3 + (\omega_3^2 - \omega_2^2)R_2R_3 + (\omega_2^2 - \omega_1^2)R_1R_2}{(\omega_1^2 - \omega_2^2)R_3 + (\omega_3^2 - \omega_1^2)R_2 + (\omega_2^2 - \omega_3^2)R_1}; \quad (5)$$

$$R_\Sigma = \frac{(\omega_1^2 - \omega_2^2)(RR_1 + RR_2 - R^2 - R_1R_2)}{\omega_2^2R_2 - \omega_1^2R_1 + (\omega_1^2 - \omega_2^2)R}; \quad (6)$$

$$C = \frac{1}{\omega_1R_\Sigma} \sqrt{\frac{R + R_\Sigma - R_1}{R_1 - R}}. \quad (7)$$

Составляющие эквивалентной схемы замещения первичного преобразователя найдём в следующей последовательности:

измерение активной составляющей импеданса первичного преобразователя при трёх частотах $\omega_1 \neq \omega_2 \neq \omega_3$;

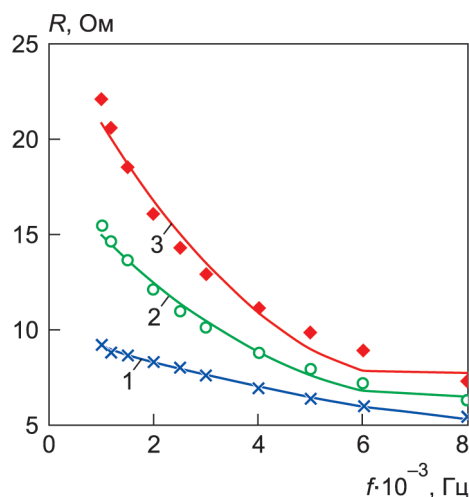


Рис. 3. Зависимости поляризационного сопротивления от частоты питающего напряжения для растворов с удельными проводимостями 1,3347 (1); 0,7394 (2) и 0,3665 (3) См/м

Fig. 3. Dependences of the polarization resistance on the frequency of the supply voltage for solutions with specific conductivity of 1.3347 (1); 0.7394 (2) and 0.3665 (3) S/m

вычисление активного сопротивления раствора в первичном преобразователе по формуле (5);

расчёт поляризационного сопротивления по формуле (6);

определение ёмкости двойного электрического слоя электродов первичного преобразователя по соотношению (7) с учётом результатов предыдущих операций.

Сравнительный анализ результатов, полученных тремя методами. Для сравнения приготовлены водные растворы хлористого калия в воде с удельными электрическими проводимостями $\chi_1=1,8995$ См/м; $\chi_2=1,3347$ См/м; $\chi_3=1,0530$ См/м; $\chi_4=0,8922$ См/м; $\chi_5=0,7394$ См/м; $\chi_6=0,5356$ См/м; $\chi_7=0,4533$ См/м и $\chi_8=0,3665$ См/м. Значения χ_{1-8} измерены на кондуктометрической поверочной установке КПУ-1 (№ 31468-06 в Госреестре средств измерений) с основной относительной погрешностью измерения не более 0,1 %. Для получения исходных данных, необходимых для сравнения рассмотренных методов, измерены активные и реактивные составляющие ячейки с гладкими платиновыми электродами с приготовленными растворами по последовательной и параллельной схемам замещения в области частот 1–200 кГц. Эти измерения проведены с помощью измерителя R-L-C класса 0,05.

Результаты, полученные первым методом. Исследовали три раствора с удельными электрическими проводимостями χ_2, χ_5, χ_8 . Активное сопротивление раствора с удельным сопротивлением ρ аппроксимируется зависимостью $R=0,158+10,991\rho$ (рис. 1). Максимальная относительная погрешность аппроксимации 0,15 %. Постоянная ячейки $A=10,991$ м⁻¹; последовательное активное сопротивление 0,158 Ом. Результаты определения ёмкости двойного электрического слоя зависят как от частоты напряжения питания ячейки, так и от удельной электрической проводимости раствора в ней. Уравнения аппроксимации для растворов с удельными электрическими проводимостями χ_2, χ_5, χ_8 имеют вид соответственно $C_2=12,32+1,321\cdot 10^4 f^{-1}$; $C_5=11,67+9,753\cdot 10^3 f^{-1}$; $C_8=10,38+6,883\cdot 10^{-3} f^{-1}$ (рис. 2). Относительная погрешность аппроксимации не превышает 4 %.

Аналогично определили зависимости поляризационного сопротивления от частоты напряжения питания ячейки. В результате для растворов с проводимостями χ_2, χ_5, χ_8 получили зависимости:

$$R_2=9,870-8,753\cdot 10^{-4} f+3,822\cdot 10^{-8} f^2;$$

$$R_5=17,84-3,107\cdot 10^{-3} f+2,101\cdot 10^{-7} f^2;$$

$$R_8=25,561-5,137\cdot 10^{-3} f+3,643\cdot 10^{-7} f^2.$$

Относительная погрешность аппроксимации не превышает 10 %. Зависимости найденного поляризационного сопротивления от частоты приведены на рис. 3, откуда следует, что поляризационное сопротивление зависит от частоты и удельной электрической проводимости раствора в ячейке.

Результаты, полученные вторым методом. Активную составляющую сопротивления ячейки с анализируемым водным раствором соли KCL, измеренную при частоте резонанса по последовательной схеме замещения с учётом

удельного сопротивления раствора, аппроксимировали уравнением $R=0,139+11,015\rho$, результаты аппроксимации в графическом виде практически совпадают с результатами, полученными первым методом (см. рис. 1). Относительная погрешность аппроксимации не превышает 0,1 %. Определили постоянную ячейки $A=11,015$ м⁻¹. Ёмкость и индуктивность ячейки с раствором, найденные на частотах выше резонансной, составили приблизительно 10 мкФ и 0,4 мкГн соответственно, при этом отсутствуют их явные зависимости от удельной электрической проводимости и частоты напряжения питания.

Результаты, полученные третьим (предложенным) методом. Результаты аппроксимации активного сопротивления ячейки (5) уравнением $R=r+Ar$ приведены в табл. 1. Среднее значение постоянной первичного преобразователя $A=11,018$ м⁻¹; отклонение от среднего значения не

Таблица 1

Результаты аппроксимации активного сопротивления r

$\Delta\omega$, Гц	r , Ом	A , м ⁻¹
3000–5000	0,352	11,016
4000–6000	0,300	11,013
5000–8000	0,250	11,019
6000–10000	0,209	11,020
8000–12000	0,181	11,019
10000–15000	0,164	11,024
12000–20000	0,147	11,016
15000–25000	0,133	11,022
20000–30000	0,131	11,011

Таблица 2

Суммарное поляризационное сопротивление R_n , Ом

$\Delta\omega$, Гц	χ_1	χ_2	χ_3	χ_4	χ_5	χ_6	χ_7	χ_8
3000–5000	2,268	2,226	2,142	2,185	2,142	2,232	2,424	2,475
4000–6000	1,833	1,837	1,769	1,767	1,771	1,811	1,943	1,901
5000–8000	1,523	1,485	1,475	1,495	1,432	1,456	1,614	1,666
6000–10000	1,241	1,218	1,124	1,173	1,176	1,150	1,310	1,273
8000–12000	0,915	0,957	0,962	0,968	0,883	0,924	0,917	0,957
10000–15000	0,968	0,818	0,805	0,716	0,805	0,847	0,944	0,944
12000–20000	0,590	0,637	0,601	0,637	0,601	0,558	0,538	0,569
15000–25000	0,560	0,490	0,459	0,534	0,534	0,497	0,896	0,490
20000–30000	0,328	0,428	0,513	0,369	0,327	0,369	0,271	0,328

Таблица 3

Суммарная ёмкость C , мкФ, двойного электрического слоя

$\Delta\omega$, Гц	χ_1	χ_2	χ_3	χ_4	χ_5	χ_6	χ_7	χ_8
3000–5000	29,64	30,01	30,94	30,72	31,11	30,80	28,68	28,59
4000–6000	29,31	29,77	30,60	30,35	30,84	30,77	28,70	28,55
5000–8000	28,97	29,41	30,36	30,12	30,46	30,60	28,73	28,58
6000–10000	28,85	29,22	29,83	29,97	30,26	30,36	29,09	28,99
8000–12000	28,63	29,40	29,82	30,23	30,11	30,45	29,54	29,40
10000–15000	28,50	29,60	30,13	30,10	30,13	30,68	29,45	29,45
12000–20000	29,49	29,99	30,28	29,99	30,28	31,04	29,55	30,48
15000–25000	29,54	30,48	30,06	30,60	30,60	31,13	26,70	30,48
20000–30000	29,88	31,12	29,50	32,16	31,26	32,16	27,95	29,88

превышает $\pm 0,06$ %, определяется используемым оборудованием и постоянно в рассмотренных диапазонах частот $\Delta\omega$.

Поляризационные сопротивления восьми растворов, рассчитанные с использованием зависимости (6), приведены в табл. 2.

Полученные значения поляризационного сопротивления зависят от частоты напряжения питания и не зависят (согласно табл. 2) от удельной электрической проводимости анализируемого раствора.

Результаты расчёта суммарной ёмкости двойного электрического слоя для восьми растворов приведены в табл. 3.

В соответствии с табл. 3 суммарная ёмкость двойного электрического слоя электродов ячейки в рассмотренных диапазонах частот практически не зависит от частоты питающего напряжения и удельной электрической проводимости раствора.

Заключение. Постоянные первичного преобразователя, определённые тремя методами, составили соответственно 10,991; 11,015 и 11,018 м⁻¹, т. е. результаты, полученные вторым и третьим методами, практически совпадают друг с другом и существенно отличаются от постоянной ячейки, определённой первым методом. При этом в первом и третьем методах использован один и тот же диапазон частот, а во втором методе – частота, в несколько раз превышающая верхнюю границу этого диапазона. С учётом этого можно считать, что постоянные ячейки, найденные вторым и третьим методами, близки к её истинному значению.

Результат определения суммарной ёмкости (10–30 мкФ) двойного электрического слоя электродов ячейки первым методом зависит от частоты напряжения питания и удельной электрической проводимости раствора в ячейке. Ёмкость, найденная третьим методом, практически не зависит ни от частоты напряжения питания ячейки, ни от удельной электрической проводимости раствора.

Поляризационное сопротивление ячейки, рассчитанное первым методом, зависит от частоты напряжения питания и удельной электрической проводимости раствора, а рассчитанное третьим методом практически не зависит от удельной электрической проводимости, но зависит от частоты напряжения питания. Это указывает на необходимость доработки электрической эквивалентной схемы замещения ячейки с анализируемой жидкостью.

Список источников

1. Первухин Б. С. Методическая погрешность контактных кондуктометров // Естественные и технические науки. 2011. № 1. С. 176–182.
2. Грилихес М. С., Филановский Б. К. Контактная кондуктометрия. Теория и практика метода. Л.: Химия, 1980. 176 с.
3. Латышенко К. П. Анализ базовых схем контактных кондуктометров // Вестник Тамбовского государственного технического университета. Аналитическая химия. 2006. Т. 12. № 3. С. 647–653.
4. Соловьёв В. А., Кривококов Д. Е. Анализ методик построения функциональных преобразований в кондуктометрических

концентрационных // Измерительная техника. 2017. № 10. С. 62–66.

5. Стойнов З. Б., Графов Б. М. и др. Электрохимический импеданс. М.: Наука, 1991. 336 с.

6. Дубровский И. А. Модель импеданса кардиального электрода // Медицинская техника. 2010. № 4. С. 21–25.

7. Кагиров А. Г., Романенко С. В. Измерение активной составляющей электрохимического импеданса растворов с использованием миниатюрной двухэлектродной кондуктометрической ячейки // Вестник науки Сибири. 2012. № 3 (4). С. 68–73.

8. Первухин Б. С. Определение параметров контактных первичных преобразователей кондуктометров // Измерительная техника. 2008. № 3. С. 61–63.

9. Первухин Б. С., Кривококов Д. Е., Суворова Н. В. Определение параметров контактных кондуктометрических ячеек // Ползуновский альманах. 2014. № 1. С. 63–65.

10. Килимник А. Б., Слобина Е. С. Резонансные частоты колебаний гидратированных ионов натрия, калия и хлора в смесях растворов хлоридов калия и натрия // Вестник Тамбовского государственного технического университета. Серия: Физическая химия. 2015. Т. 21. № 4. С. 624–629.

11. Килимник А. Б. Колебательные процессы в двойном электрическом слое при наложении переменного тока // Вестник Тамбовского государственного технического университета. Серия: Естественные и технические науки. 2006. Т. 11. № 4. С. 586–587.

12. Килимник А. Б., Слобина Е. С. Влияния концентрации и температуры на резонансные частоты колебаний гидратированных ионов Cu^{2+} и $^{2-}\text{SO}_4$ и реактивные составляющие импеданса // Вестник Тамбовского государственного технического университета. Серия: Физическая химия. 2012. Т. 18. № 2. С. 379–385.

13. Килимник А. Б., Ярмоленко В. В. Кондуктометрическая ячейка для определения реактивных составляющих импеданса // Вестник Тамбовского государственного технического университета. Серия: Физическая химия. 2007. Т. 13. № 1. С. 51–56.

14. Thirstrup C., Snedden A., Deleebeeck L., *Measurement Science and Technology*, 2017, vol. 28, no 12. <https://doi.org/10.1088/1361-6501/aa875d>

15. Jaffrezic-Renault N., Dzyadevych S. V., *Sensors*, 2008, vol. 8, no. 4, pp. 2569–2588. <https://doi.org/10.3390/s8042569>

References

1. Pervukhin B. S., Methodological error of contact conductors, *Natural and technical sciences*, 2011, no. 1, pp. 176–182. (In Russ.)
2. Greeliches M. S., Filanovsky B. K., *Contact conductivity. Theory and practice of the method*, Leningrad, Himiya Publ., 1980. 176 p. (In Russ.)
3. Latvian K. P., Analysis of basic circuits of contact conductometers, *Bulletin of Tambov State Technical University. Analytical chemistry*, 2006, vol. 12, no. 3, pp. 647–653. (In Russ.)
4. Solovyov V. A., Krivobokov D. E., *Measurement Techniques*, 2018, vol. 60, no. 10, pp. 1058–1063. <https://doi.org/10.1007/s11018-018-1318-4>

5. Stoynov Z. B., Grafov B. M., et al, *Electrochemical impedance*, Moscow, Nauka Publ., 1991, 336 p. (In Russ.)
6. Dubrovsky I. A., Cardiac electrode impedance model, *Medical engineering*, 2010, no. 4, pp. 21–25. (In Russ.)
7. Kagirow A. G., Romanenko S. V., Measuring the active component of the electrochemical impedance of solutions using a miniature two-electrode conductometric cell, *Bulletin of Science of Siberia*, 2012, no. 3 (4), pp. 68–73. (In Russ.)
8. Pervukhin B. S., *Measurement Techniques*, 2008. no. 3, pp. 61–63. <https://doi.org/10.1007/s11018-008-9023-3>
9. Pervukhin B. S., Krivobokov D. E., Suvorova N. V., Determination of parameters of contact conductometric cells, *Polzunovsky almanac*, 2014, no. 1, pp. 63–65. (In Russ.)
10. Kilimnik A. B., Slobina E. S., Resonant oscillation frequencies of hydrated sodium, potassium and chlorine ions in mixtures of solutions of potassium and sodium chlorides, *Bulletin of Tambov State Technical University. Physical chemistry*, 2015, vol. 21, no. 4, pp. 624–629. (In Russ.)
11. Kilimnik A. B., Oscillatory processes in a double electric layer when AC is applied, *Bulletin of Tambov State Technical University*, 2006, vol. 11, no. 4, pp. 586–587. (In Russ.)
12. Kilimnik A. B., Slobina E. S., Effects of concentration and temperature on resonant oscillation frequencies of hydrated ions Cu^{2+} and $^{2-}\text{SO}_4$ and reactive components of impedance, *Bulletin of Tambov State Technical University. Physical chemistry*, 2012, vol. 18, no. 2, pp. 379–385. (In Russ.)
13. Kilimnik A. B., Yarmolenko V. V., Conductometric cell for determining reactive impedance components, *Bulletin of Tambov State Technical University. Physical chemistry*, 2007, vol. 13, no. 1, pp. 51–56. (In Russ.)
14. Thirstrup C., Snedden A., Deleebeeck L., *Measurement Science and Technology*, 2017, vol. 28, no 12. <https://doi.org/10.1088/1361-6501/aa875d>
15. Jaffrezic-Renault N., Dzyadevych S. V., *Sensors*, 2008, vol. 8, no. 4, pp. 2569–2588. <https://doi.org/10.3390/s8042569>

Статья поступила в редакцию 11.05.2021; одобрена после рецензирования 22.09.2021; принята к публикации 29.09.2021.
The article was submitted 11.05.2021; approved after reviewing 22.09.2021; accepted for publication 29.09.2021.

Научная статья

УДК 621.314

<https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-1-52-57>

Анализ методов определения потерь в магнитопроводе трансформатора

Сергей Михайлович Плотников^{1, 2}

¹ Сибирский государственный университет науки и технологий имени М. Ф. Решетнёва, Красноярск, Россия, smplochnikov@rambler.ru, <https://orcid.org/0000-0001-5280-6792>

² Красноярский институт железнодорожного транспорта, Красноярск, Россия

Аннотация. Для эффективной минимизации магнитных потерь и повышения коэффициента полезного действия машин, в частности трансформаторов, необходимо точно разделить полные потери в магнитопроводах электрических машин на гистерезисную и вихрековую составляющие. Для решения указанной задачи предложены три варианта ваттметрового метода, основанные на разной зависимости вихрековых и гистерезисных потерь от частоты перемагничивания, магнитного потока и температуры и названные методами двух частот, двух плотностей и двух температур. Для каждого из трёх методов при разных условиях проведено по два опыта. В опытах холостого хода на двух частотах, при двух плотностях магнитного потока и двух температурах магнитопровода измерены активные мощности, затраченные на нагрев сердечника, и получены выражения мощностей гистерезисных и вихрековых потерь. Результаты экспериментов, проведённых разными методами, согласованы между собой. Проанализированы достоинства и трудности реализации каждого метода. Показано, что комбинация методов позволила определить показатель степени плотности магнитного потока в выражении мощности гистерезисных потерь (коэффициент Штейнмеца) для конкретного трансформатора.

Ключевые слова: магнитопровод, гистерезис, вихревые токи, потери в стали, опыт холостого хода, метод двух частот, метод двух температур

Для цитирования: Плотников С. М. Анализ методов определения потерь в магнитопроводе трансформатора // Измерительная техника. 2022. № 1. С. 52–57. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-1-52-57>

Analysis of the methods for determining losses in the transformer magnetic core

Sergey M. Plotnikov^{1, 2}

¹ Reshetnev Siberian State University of Science and Technology, smplochnikov@rambler.ru, <https://orcid.org/0000-0001-5280-6792>

² Krasnoyarsk Institute of Railway Transport, Krasnoyarsk, Russia

Abstract. Exact separation of total losses in the magnetic cores of electrical machines into hysteresis and eddy current is a serious technical problem, the solution of which is urgently needed to effectively minimise magnetic losses and, therefore, to increase the efficiency of machines, in particular transformers. To solve this problem, the author proposes the wattmeter method, which can be used in three variants. Each of the variants has its own characteristics. This uses the results of two no-load experiments carried out under different conditions. The methods are based on the fact that eddy current and hysteresis losses depend differently on magnetisation frequency, magnetic flux and temperature. Based on measurements in the no-load experiments at two frequencies, two magnetic flux densities and two magnetic core temperatures, expressions for hysteresis and eddy current losses are obtained. The experimental results obtained by the different methods are consistent with each other. The advantages and difficulties of each method are analysed. It is shown that the combination of methods makes it possible to determine the degree of density index for the magnetic flux in the hysteresis loss power expression (Steinmetz factor) in a particular transformer.

Keywords: magnetic core, hysteresis, eddy currents, losses in steel, no-load experiment, two-frequency method, two-temperature method

Введение. Анализ энергоэффективности 25 европейских стран (ЕС-25) показывает, что до трети общих потерь энергии в системах передачи и распределения происходит в распределительных трансформаторах, причём до 70 % теряется в сердечниках магнитопроводов [1]. Для оптимальной конструкции магнитопровода и выбора электротехнических сталей, используемых в электрических устройствах,

важно точное прогнозирование потерь в сердечниках. Ваттметровый метод определения потерь даёт точный прогноз вне зависимости от многочисленных параметров материала сердечника и не требует какого-либо специального испытательного оборудования [2].

Цель статьи – оценить преимущества и недостатки трёх принципиально различных вариантов ваттметрового метода

определения составляющих потерь в магнитопроводе трансформатора – методов двух частот, двух плотностей и двух температур.

Ваттметровый метод. Метод основан на том, что в опыте холостого хода ваттметр показывает суммарную мощность гистерезисных и вихрековых потерь в стали. При изменении условий измерения (частоты, плотности магнитного потока или температуры) меняется соотношение между этими составляющими, за счёт чего их можно вычислить.

Для разделения мощностей потерь в сердечнике, т. е. для определения двух неизвестных величин – мощности гистерезисных потерь P_r и мощности вихрековых потерь P_v , необходимо составить два уравнения. В этих уравнениях использованы результаты измерений мощности полных потерь в опыте холостого хода. Если в качестве базового значения мощности потерь P_1 взять результат измерения, сделанного при номинальных частоте перемагничивания, плотности магнитного потока и при температуре окружающей среды (т. е. результат первого опыта, одинаковый во всех методах), получится значение полных потерь, близкое к паспортному значению потерь холостого хода (потери в стали). Тогда второе измерение можно провести либо на частоте перемагничивания выше или ниже номинальной, либо при плотности магнитного потока ниже номинальной, либо при температуре выше температуры окружающей среды.

Мощности потерь на гистерезис и вихревые токи определяются известными выражениями [3–6]:

$$P_r = k_r B_{\max}^{\beta} f; \quad (1)$$

$$P_v = (\pi B_{\max} f \delta)^2 / (6\rho), \quad (2)$$

где k_r – коэффициент, зависящий от материала сердечника; $B_{\max}$ – максимальное значение плотности магнитного потока; β – коэффициент Штейнмеца; f – частота перемагничивания; δ – толщина листов сердечника; ρ – удельное сопротивление стали сердечника.

Мощности гистерезисных потерь P_r и вихрековых потерь P_v нельзя непосредственно измерить, но их суммарную мощность P (мощность полных потерь в сердечнике) можно определить по показанию ваттметра в опыте холостого хода

$$P = P_r + P_v. \quad (3)$$

Все параметры в формулах (1), (2), за исключением удельного сопротивления стали ρ , не зависят от температуры сердечника. С увеличением температуры сердечника параметр ρ увеличивается, что ведёт к уменьшению мощности вихрековых потерь P_v . Таким образом, для определения составляющих полных потерь в стали, исходя из минимального набора экспериментальных данных, можно выделить три параметра опытов холостого хода: частоту f , плотность магнитного потока $B_{\max}$, температуру T :

$$P_r \propto f; \quad P_v \propto f^2;$$

$$P_r \propto B_{\max}^{\beta}; \quad P_v \propto B_{\max}^2;$$

$$P_r = \text{const}; \quad P_v \propto 1/T.$$

Далее значения частот и плотностей магнитного потока представим в виде отношений, т. е. в виде безразмерных величин, поэтому описанные ниже методы применимы для нахождения как удельных потерь в ваттах, делённых на килограмм, так и для абсолютных потерь в ваттах. Произведение температурного коэффициента сопротивления на температуру – также безразмерная величина. Каждый из трёх вариантов ваттметрового метода прогнозирования потерь имеет свои условия применения.

Метод двух частот (МДЧ). Рассмотрим случай, когда плотность магнитного потока изменяется по синусоидальному закону и постоянна по сечению листа сердечника, а температура сердечника одинакова при проведении опытов холостого хода на любой частоте.

Мощности гистерезисных и вихрековых потерь в магнитопроводе трансформатора можно определять методом двух частот [7]. Однако выражения, содержащие частоты в герцах, неудобны для инженерных расчётов.

В рассматриваемом методе при разомкнутой обмотке низкого напряжения (опыт холостого хода) к обмотке высокого напряжения трансформатора подают номинальное напряжение частотой f_1 и с помощью ваттметра измеряют мощность полных потерь P_1 в указанной обмотке. Затем изменяют частоту подводимого напряжения до значения f_2 и измеряют мощность полных потерь P_{2f} . Мощности гистерезисных и вихрековых потерь вычисляют соответственно по формулам [2]:

$$P_r = (k^2 P_1 - P_{2f}) / [k(k-1)]; \quad (4)$$

$$P_v = (P_{2f} - k P_1) / [k(k-1)], \quad (5)$$

где $k = f_2/f_1$; P_1 , P_{2f} – измеренные ваттметром мощности полных потерь на частотах f_1 , f_2 соответственно.

В работе [8] показано, что коэффициент k_r в уравнении (1) меняется с изменением частоты (до 20 % при изменении частоты от 50 Гц до 2000 Гц). Поэтому при проведении опыта холостого хода частоту f_2 необходимо устанавливать ближе к частоте f_1 . С другой стороны, слишком близкие значения частот дают столь же близкую разность измеренных значений потерь, что ведёт к появлению методической погрешности измерений. Эмпирически установлено, что оптимальной является область частот 50–70 Гц, в которой коэффициент k_r изменяется менее чем на 0,2 %.

Недостаток МДЧ – необходимость источника синусоидального напряжения регулируемой частоты. При питании обмотки трансформатора в опыте холостого хода от полупроводникового преобразователя частоты в кривой магнитного потока неизбежно наличие высших гармоник, что искажает результаты опыта.

Метод двух плотностей магнитного потока (МДПМ). Данный метод применим для малого участка петли гистерезиса (размер участка менее 10 % расстояния от рабочей точки до нулевого значения) при условии линейного уменьшения плотности магнитного потока со снижением приложенного

напряжения. Кроме того, должен быть известен показатель степени β в выражении (1).

Потери на гистерезис P_r для большинства магнитомягких электротехнических сталей зависят от магнитного потока в степени $\beta=1,6$ [9–11]. Так как плотность магнитного потока пропорциональна приложенному напряжению, то при неизменной частоте перемагничивания с уменьшением подводимого к первичной обмотке напряжения пропорционально некоторому $m < 1$ потери на гистерезис согласно (1) уменьшаются с коэффициентом m^β , т. е. $m^{1,6}$, а потери на вихревые токи согласно (2) – с коэффициентом m^2 . При снижении напряжения U_n относительно номинального напряжения U_n так, что $U_n = mU_n$, суммарные потери в стали магнитопровода

$$P_{2U} = m^{1,6}P_r + m^2P_v, \quad (6)$$

С уменьшением коэффициента m растёт погрешность адекватности модели, связанная с нелинейностью петли гистерезиса, а с увеличением m (т. е. с приближением его к единице) растёт методическая погрешность. Эмпирически установлено, что рациональным значением m является значение, близкое к 0,9.

Решив систему уравнений (3), (6) с двумя неизвестными P_r, P_v , получим выражения [12]:

$$P_r = (P_{2U} - m^2P_1) / (m^{1,6} - m^2); \quad (7)$$

$$P_v = (m^{1,6}P_1 - P_{2U}) / (m^{1,6} - m^2), \quad (8)$$

где P_1, P_{2U} – измеренные ваттметром мощности полных потерь при номинальном и пониженном напряжениях соответственно.

Изменение подводимого к первичной обмотке напряжения не требует специального оборудования, необходимого для изменения частоты этого напряжения при сохранении синусоидальности формы кривой. Этим МДПМ выгодно отличается от МДЧ. Недостаток метода – для некоторых сталей коэффициент β отклоняется от значения 1,6.

Метод двух температур (МДТ). В диапазоне 20–100 °С мощность потерь на гистерезис не зависит от температуры сердечника, а удельное сопротивление стали сердечника возрастает с увеличением температуры линейно. Правомерность этих допущений обосновывается, в частности, в работах [13, 14], в которых рассмотрены модели потерь в стали, учитывающие её температуру. В [15] исследуются зависимости магнитной проницаемости и сопротивления стали сердечника от температуры для разных плотностей магнитного потока, устанавливается, что мощность потерь на гистерезис P_r практически не зависит от температуры сердечника.

МДТ основан на том, что согласно закону Ома величина вихревых токов обратно пропорциональна величине удельного электрического сопротивления стали и, следовательно, температуре. Считаем также, что в установившемся режиме сердечник и обмотки сухого трансформатора имеют одинаковую температуру.

Первыми двумя рассмотренными методами определяют значения составляющих потерь только для определённой

температуры. Как правило, это температура проведения опыта холостого хода, при котором нагрев магнитопровода практически отсутствует, т. е. температура окружающей среды. Большую часть времени магнитная система трансформатора имеет установившуюся рабочую температуру, превышение которой над температурой окружающей среды допускается на 75 °С, согласно ГОСТ 52719-2007 «Трансформаторы силовые. Общие технические требования». МДТ позволяет определять составляющие потерь для любой температуры.

Полные потери в стали при температуре T_1

$$P_1 = P_r + P_{v1}, \quad (9)$$

при температуре T_2

$$P_{2T} = P_r + P_{v2}, \quad (10)$$

где P_{v1}, P_{v2} – мощности потерь на вихревые токи при температурах T_1, T_2 соответственно.

С учетом линейной зависимости сопротивления стали от температуры соотношение между потерями P_{v1}, P_{v2} имеет вид

$$P_{v1} = P_{v2} [1 + \alpha(T_2 - T_1)], \quad (11)$$

где α – температурный коэффициент сопротивления стали магнитопровода.

Если значение α неизвестно, но известны значения удельных сопротивлений стали при различных температурах [16], то коэффициент α вычислим по формуле

$$\alpha = (\rho_2 - \rho_1) / [\rho_1(T_2 - T_1)],$$

где ρ_1, ρ_2 – удельные сопротивления стали при температурах T_1, T_2 соответственно.

В результате вычитания (10) из (9) получим

$$P_1 - P_{2T} = P_r + P_{v1} - P_r - P_{v2} = P_{v1} - P_{v2}. \quad (12)$$

Таким образом, величина P_r исключена из уравнений. Подставив (11) в (12), найдём

$$P_{v2} = (P_1 - P_{2T}) / [\alpha(T_2 - T_1)], \quad (13)$$

где P_1, P_{2T} – измеренные ваттметром мощности полных потерь при температурах T_1, T_2 соответственно.

Подставив (13) в (11), получим

$$P_{v1} = (P_1 - P_{2T}) [1 + \alpha(T_2 - T_1)] / [\alpha(T_2 - T_1)]. \quad (14)$$

Таким образом, измерив полные потери P_1 при температуре T_1 , полные потери P_{2T} при температуре T_2 и зная коэффициент температурного сопротивления стали α , по формулам (13) и (14) можно вычислить мощность потерь на вихревые токи при данных температурах.

Температурный коэффициент сопротивления электро-технической стали α изменяется от 0,0007 °С⁻¹ для стали

с высоким (до 5 %) содержанием кремния до $0,005\text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$ для сталей, не содержащих кремний [17]. В диапазоне температур 20–100 $^{\circ}\text{C}$ разность между измеренными мощностями ($P_1 - P_{2T}$) для высоколегированных сталей составляет 5,6 % от P_1 , что соизмеримо с погрешностью измерений. Для сталей, не содержащих кремний, эта разность составляет 40 %. Поэтому метод двух температур более точен при определении составляющих потерь в сердечниках из низколегированных сталей при максимальной разнице температур измерения.

Выбор того или иного метода и точность нахождения составляющих потерь во многом определяются наличием и точностью работы соответствующего оборудования (преобразователя частоты, регулятора напряжения, омметра или термопреобразователя). Сложность математической обработки результатов измерений во всех трёх методах равноценна.

Экспериментальное опробование результатов. Полученные теоретические положения проверяли экспериментально на сухом однофазном сухом трансформаторе ОСМ1-1,6М (Россия) с магнитопроводом из холоднокатаной анизотропной стали марки 3412 (температурный коэффициент сопротивления $\alpha = 0,0024\text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$) и толщиной листов 0,35 мм. Мощность трансформатора 1600 Вт, номинальное первичное напряжение $U_{1н} = 220\text{ В}$. Напряжение на первичную обмотку подавали с лабораторного синхронного генератора, ротор которого приводили во вращение двигателем постоянного тока. Этим обеспечивали синусоидальность напряжения на обмотке при любой частоте перемагничивания. Частоту измеряли частотомером Ф5043 (класс точности 0,1, диапазон измерений 25–110 Гц), потери холостого хода фиксировали ваттметром Д5105 (класс точности 0,1, диапазон частот 45–500 Гц), напряжение – вольтметром Д5103 (класс точности 0,1), все указанные приборы российского производства. Во всех трёх методах мощность потерь P_1 , измеренная при частоте 50 Гц, номинальном напряжении $U_n = 220\text{ В}$ и температуре окружающей среды $T_1 = 23\text{ }^{\circ}\text{C}$, составила 20,1 Вт, что близко паспортному значению потерь холостого хода трансформатора.

МДЧ. Методика проведения опытов данным методом описана в [2]. Для частоты 60 Гц мощность полных потерь P_{2T} составила 25,9 Вт. Потери на гистерезис и вихревые токи для частоты 50 Гц, рассчитанные по выражениям (4) и (5), – 12,68 Вт и 7,42 Вт соответственно.

МДПМ. При первичном пониженном напряжении $U_n = 198\text{ В}$ зафиксировали показание ваттметра $P_{2U} = 16,6\text{ Вт}$. Коэффициент $m = U_n / U_n = 198 / 220 = 0,9$, коэффициент Штейнмеца $\beta = 1,6$. Рассчитанные по формулам (7) и (8) мощности потерь на гистерезис и вихревые токи для номинальной плотности магнитного потока составили 12,02 Вт и 8,08 Вт соответственно.

МДТ. Оба опыта холостого хода проводили на частоте 50 Гц в следующей последовательности. При разомкнутой обмотке низкого напряжения к обмотке высокого напряжения подавали номинальное напряжение 220 В и непосредственно после включения трансформатора измеряли потери мощности P_1 в этой обмотке. При этом считали, что магнитопровод имел температуру окружающей среды T_1 (согласно ГОСТ 12119.0-98 «Сталь электротехническая. Методы определения магнитных и электрических свойств. Общие требования», измерения

потерь холостого хода необходимо проводить при температуре окружающей среды от 18 до 28 $^{\circ}\text{C}$). Затем к вторичной обмотке подключали номинальную нагрузку, поддерживали рабочий режим в течение 130 минут. Указанное время необходимо для достижения установившейся рабочей температуры (приблизительно четырёхкратное значение постоянной времени нагрева трансформатора, рассчитанное по методике [18]), отключали нагрузку и измеряли потери мощности P_{2T} при температуре T_2 . При этом считали, что обмотки, примыкавшие к сердечнику, успевали нагреться до своей температуры, повысившейся в результате джоулевого тепла. В связи с отсутствием встроенных термопреобразователей температуру T_2 определяли по значению сопротивления первичной обмотки, измеренному до включения трансформатора R_1 и непосредственно после отключения трансформатора от сети R_2 по формуле [19]:

$$T_2 = (R_2 - R_1) / (\alpha R_1) - T_1.$$

При температуре сердечника 95 $^{\circ}\text{C}$ мощность полных потерь $P_{2T} = 18,9\text{ Вт}$.

Мощность потерь на вихревые токи при температуре 23 $^{\circ}\text{C}$, рассчитанная по формуле (14), составила 8,14 Вт, а мощность потерь на вихревые токи при температуре 95 $^{\circ}\text{C}$, рассчитанная по формуле (13), – 6,94 Вт. Мощность потерь на гистерезис при температуре T_1 составила $P_1 - P_{B1} = 20,1 - 8,14 = 11,96\text{ Вт}$, при температуре $T_2 - P_2 - P_{B2} = 18,9 - 6,94 = 11,96\text{ Вт}$.

Результаты измерений тремя методами представлены в таблице.

Максимальное расхождение между результатами, полученными разными методами при 23 $^{\circ}\text{C}$, определяли из выражений

$$\Delta P_r = \frac{P_{r \max} - P_{r \min}}{\sqrt{P_{r \max} P_{r \min}}} \cdot 100,$$

$$\Delta P_B = \frac{P_{B \max} - P_{B \min}}{\sqrt{P_{B \max} P_{B \min}}} \cdot 100,$$

где $P_{r \max}$, $P_{r \min}$ – максимальное и минимальное значения гистерезисных потерь соответственно; $P_{B \max}$, $P_{B \min}$ – максимальное и минимальное значения вихревых потерь соответственно.

Максимальное расхождение результатов трёх методов на частоте 50 Гц, при номинальной плотности потока и температуре 23 $^{\circ}\text{C}$ для гистерезисных потерь $\Delta P_r = 5,8\%$ для вихревых потерь $\Delta P_B = 9,3\%$, что соизмеримо с погрешностями, присущими ваттметровому методу [20].

Результаты измерений мощности потерь тремя методами

Метод	f , Гц	$U_{1н}$, В	T , $^{\circ}\text{C}$	P_r , Вт	P_B , Вт	P , Вт
МДЧ	50	220	23	12,68	7,42	20,1
	60	220	23	–	–	25,9
МДП	50	220	23	12,02	8,08	20,1
	50	198	23	–	–	16,6
МДТ	50	220	23	11,96	8,14	20,1
	50	220	95	11,96	6,94	18,9

Комбинация МДПМ с МДЧ или МДТ позволила решить обратную задачу – определить коэффициент Штейнмеца по формуле [21]:

$$\beta = \ln \left\{ \left[P_{2U} - m^2 (P_1 - P_r) \right] / P_r \right\} / \ln m.$$

Уточнение данного показателя позволило повысить точность вычисления гистерезисных потерь по формуле (1). При значениях $P_{2U}=16,6$ Вт, $P_r=12,68$ Вт (получено в МДЧ) для магнитопровода исследуемого трансформатора

$$\beta = \ln \left\{ \left[16,6 - 0,9^2 (20,1 - 12,68) \right] / 12,68 \right\} / \ln 0,9 = 1,71.$$

Для уточнения составляющих потерь в магнитопроводе значения β подставляли в формулы (7) и (8) вместо значения 1,6. Таким образом, процесс вычисления потерь с помощью МДПМ следует отнести к итеративным.

Закключение. Сравнение методов показало, что преимуществом МДЧ является то, что значения показателей степеней частот составляющих потерь определены достаточно точно в работах многих исследователей, однако данный метод требует дорогостоящего источника синусоидального напряжения регулируемой частоты.

МДПМ прост в использовании, так как изменение напряжения в опыте холостого хода не требует специального оборудования. Однако точность метода зависит от точности определения коэффициента Штейнмеца. Комбинация МДПМ с МДЧ или МДТ позволяет уточнить коэффициент Штейнмеца для стали конкретного трансформатора.

МДЧ и МДПМ определяют значения составляющих потерь только для температуры опыта холостого хода, т. е. для температуры окружающей среды. МДТ позволяет определить составляющие потерь для любой температуры, в частности для установившейся рабочей температуры трансформатора. Методическая погрешность МДТ снижается с увеличением разности температур измерения и с уменьшением процентного содержания кремния в стали магнитопровода.

Сравнение методов определения составляющих потерь для конкретного трансформатора показало, что их результаты согласуются между собой с погрешностью 5,8 % для гистерезисных потерь и с погрешностью 9,3 % для вихревых потерь.

Список источников

1. Hajipour E., Vakilian M., Ghafouri M., *International Transaction of Electrical and Computer Engineers System*, 2014, vol. 2, no. 1, pp. 34–38. <https://doi.org/10.12691/iteces-2-1-6>
2. Плотников С. М. Определение потерь на вихревые токи и на гистерезис в магнитопроводах электрических машин // Измерительная техника. 2020. № 11. С. 54–58. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2020-11-54-58>
3. Bertotti G., *IEEE Transactions on Magnetism*, 1988, vol. 24, no. 1, pp. 621–630. <https://doi.org/10.1109/20.43994>
4. Chen Y., Pillay P., *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting*, 2002, vol. 2, pp. 759–766. <https://doi.org/10.1109/IAS.2002.1042645>

5. De Campos M. F., *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 2006, vol. 301, pp. 94–99. <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2005.06.014>
6. Zirka S. E., Moroz Y. I., Marketos P., Moses A. J., *IEEE Transactions on Magnetism*, 2010, vol. 46, no. 2, pp. 286–289. <https://doi.org/10.1109/TMAG.2009.2032858>
7. Olivares-Galván J. C. et al., *7th Mediterranean Conference and Exhibition on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion (MedPower 2010)*, 2010, pp. 1–5. <https://doi.org/10.1049/cp.2010.0900>
8. Popescu M., Miller T. J. E., McGilp M., Ionel D. M., Dellinger S. J., Heidemann R. J., *2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting*, 2007, pp. 60–66. <https://doi.org/10.1109/07IAS.2007.14>
9. Najgebauer M., Models for Prediction of Energy Loss in Soft Magnetic Materials, *Conference: XII International PhD Workshop OWD*, Wisla, Poland, 23–26 October 2010, pp. 487–482.
10. Ibrahim M., Pillay P., *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2012, pp. 1–8. <https://doi.org/10.1109/ECCE.2012.6342536>
11. Parthasaradhy P., Ranganayakulu S. V., Hysteresis and eddy current losses of magnetic material by Epstein frame method-novel approach, *The International Journal Of Engineering And Science (IJES)*, 2014, pp. 85–93.
12. Пат. № 2755053 РФ / С. М. Плотников // Изобретения. Полезные модели. 2021. № 26.
13. Xue S., Feng J., Guo S., Peng J., Chu W. Q., Zhu Z. Q., *IEEE Transactions on Magnetism*, 2018, vol. 54, no. 1, pp. 1–10. <https://doi.org/10.1109/TMAG.2017.2755593>
14. Chen J., Wang D., Cheng S., Wang Y., Zhu Y., Liu Q., *IEEE Transactions on Magnetism*, 2015, vol. 51, no. 11, pp. 1–4. <https://doi.org/10.1109/TMAG.2015.2432081>
15. Takahashi N., Morishita M., Miyagi D., Nakano M., *IEEE Transactions on Magnetism*, 2010, vol. 46, no. 2, pp. 548–551. <https://doi.org/10.1109/TMAG.2009.2033122>
16. Марочник сталей и сплавов / Под общей ред. А. С. Зубченко. М.: Машиностроение, 2003. 784 с.
17. Дружинин В. В. Магнитные свойства электротехнической стали. М.: Энергия, 1974. 238 с.
18. Пат. № 2743902 РФ / С. М. Плотников // Изобретения. Полезные модели. 2021. № 7.
19. Иванов И. И., Равдоник В. С. Электротехника. М.: Высш. школа, 1984. 375 с.
20. Плотников С. М. Оценка погрешностей ваттметрового метода определения магнитных потерь в трансформаторах // Измерительная техника. 2021. № 3. С. 40–44. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2021-3-40-44>
21. Пат. № 2764780 РФ / С. М. Плотников // Изобретения. Полезные модели. 2022. № 3.

References

1. Hajipour E., Vakilian M., Ghafouri M., *International Transaction of Electrical and Computer Engineers System*, 2014, vol. 2, no. 1, pp. 34–38. <https://doi.org/10.12691/iteces-2-1-6>
2. Plotnikov S. M., *Measurement Techniques*, 2021, vol. 63, pp. 904–909. <https://doi.org/10.1007/s11018-021-01866-9>

3. Bertotti G., *IEEE Transactions on Magnetism*, 1988, vol. 24, no. 1, pp. 621–630. <https://doi.org/10.1109/20.43994>
4. Chen Y., Pillay P., *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting*, 2002, vol. 2, pp. 759–766. <https://doi.org/10.1109/IAS.2002.1042645>
5. De Campos M. F., *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 2006, vol. 301, pp. 94–99. <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2005.06.014>
6. Zirka S. E., Moroz Y. I., Marketos P., Moses A. J., *IEEE Transactions on Magnetism*, 2010, vol. 46, no. 2, pp. 286–289. <https://doi.org/10.1109/TMAG.2009.2032858>
7. Olivares-Galván J. C. et al., *7th Mediterranean Conference and Exhibition on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion (MedPower 2010)*, 2010, pp. 1–5. <https://doi.org/10.1049/cp.2010.0900>
8. Popescu M., Miller T. J. E., McGilp M., Ionel D. M., Dellinger S. J., Heidemann R. J., *2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting*, 2007, pp. 60–66. <https://doi.org/10.1109/07IAS.2007.14>
9. Najgebauer M., Models for Prediction of Energy Loss in Soft Magnetic Materials, *Conference: XII International PhD Workshop OWD*, Wisla, Poland, 23–26 October 2010, pp. 487–482.
10. Ibrahim M., Pillay P., *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2012, pp. 1–8. <https://doi.org/10.1109/ECCE.2012.6342536>
11. Parthasaradhy P., Ranganayakulu S. V., Hysteresis and eddy current losses of magnetic material by Epstein frame method-novel approach, *The International Journal Of Engineering And Science (IJES)*, 2014, pp. 85–93.
12. Plotnikov S. M., RF Patent no. 2755053, *Byull. Izobret.*, no. 26 (2021).
13. Xue S., Feng J., Guo S., Peng J., Chu W. Q., Zhu Z. Q., *IEEE Transactions on Magnetism*, 2018, vol. 54, no. 1, pp. 1–10. <https://doi.org/10.1109/TMAG.2017.2755593>
14. Chen J., Wang D., Cheng S., Wang Y., Zhu Y., Liu Q., *IEEE Transactions on Magnetism*, 2015, vol. 51, no. 11, pp. 1–4. <https://doi.org/10.1109/TMAG.2015.2432081>
15. Takahashi N., Morishita M., Miyagi D., Nakano M., *IEEE Transactions on Magnetism*, 2010, vol. 46, no. 2, pp. 548–551. <https://doi.org/10.1109/TMAG.2009.2033122>
16. *Marochnik staley i splavov [Grade of steels and alloys]*, ed. A. S. Zubchenko, Moscow, Mashinostroenie, 2003, 784 p. (In Russ.)
17. Druzhinin V. V., *Magnitnyye svoystva elektrotekhnicheskoy stali [Magnetic properties of electrical steel]*, Moscow, Energiya, 1974, 238 p. (In Russ.)
18. Plotnikov S. M., RF Patent no. 2743902, *Byull. Izobret.*, no. 7 (2021).
19. Ivanov I. I., Ravdonik V. S., *Elektrotehnika [Electrical engineering]*, Moscow, Vysshaya shkola, 1984, 375 p. (In Russ.)
20. Plotnikov S. M., *Measurement Techniques*, 2021, vol. 64, pp. 217–222. <https://doi.org/10.1007/s11018-021-01921-5>
21. Plotnikov S. M., RF Patent no. 2764780, *Byull. Izobret.*, no. 3 (2022).

Статья поступила в редакцию 07.10.2021; одобрена после рецензирования 22.11.2021; принята к публикации 29.11.2021.
The article was submitted 07.10.2021; approved after reviewing 22.11.2021; accepted for publication 29.11.2021.

Волноводные термисторные ваттметры оконечного типа в диапазоне частот 16,7–37,5 ГГц

Алексей Игоревич Матвеев

Всероссийский научно-исследовательский институт физико-технических и радиотехнических измерений, Менделеево, Московская обл., Россия, mtvv@vniiftri.ru

Аннотация. Для повышения точности передачи мощности электромагнитных колебаний в волноводных трактах в диапазоне частот 16,7–37,5 ГГц разработан многозондовый преобразователь оконечного типа, входящий в состав волноводного термисторного ваттметра. Точность передачи мощности предложено увеличивать путём уменьшения коэффициента отражения входа ваттметров оконечного типа и погрешности рассогласования. Изготовлены и экспериментально исследованы макеты волноводных термисторных ваттметров с многозондовыми преобразователями в диапазоне частот 16,7–37,5 ГГц. Показано, что данные ваттметры можно использовать в качестве возимого и вторичного эталонов для передачи единицы мощности электромагнитных колебаний или как исходное средство измерений в составе рабочих эталонов, а также применять для контроля стабильности модуля эффективного коэффициента отражения выхода ваттметра проходного типа.

Ключевые слова: передача единицы мощности электромагнитных колебаний, волноводные преобразователи, термисторный сверхвысокочастотный зонд

Для цитирования: Матвеев А. И. Волноводные термисторные ваттметры оконечного типа в диапазоне частот 16,7–37,5 ГГц // Измерительная техника. 2022. № 1. С. 58–61. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-1-58-61>

End-of-line waveguide thermistor power meters in the frequency range 16.7-37.5 GHz

Alexey I. Matveev

Russian Metrological Institute of Technical Physical and Radio Engineering Measurements, Mendeleevo, Moscow region, Russia, mtvv@vniiftri.ru

Abstract. The problem of ensuring the uniformity of measurements of the power of electromagnetic oscillations in waveguide paths, which is relevant in the development, maintenance and operation of electronic equipment, is considered. It is proposed to increase the transmission accuracy by reducing the reflection coefficient of the input of the terminal type power meters and reducing the mismatch error. A multi-probe end-type converter has been developed, which is part of a waveguide thermistor wattmeter. The prototypes of waveguide thermistor power meters with multi-probe converters in the frequency range 16.7–37.5 GHz have been manufactured and experimentally investigated. It is shown that this wattmeter can be used as a portable and secondary standards for transmitting the size of a unit of power of electromagnetic oscillations or as an initial measuring instrument as part of working standards, and also used to control the stability of the effective reflection coefficient of the output of a pass-through power meter.

Keywords: transmission of a unit of power of electromagnetic oscillations, waveguide power meter, thermistor microwave probe

Введение. Коаксиальные сверхвысокочастотные (СВЧ) ваттметры работают в широком диапазоне частот 0–67 ГГц. На частотах свыше 18 ГГц рационально применять волноводные измерители мощности, поскольку с увеличением частоты увеличиваются и коэффициент отражения, и погрешность измерений коаксиальных ваттметров. Волноводные термисторные ваттметры используются в диапазоне частот 16,7–37,5 ГГц для измерений мощности и отношения мощностей электромагнитных колебаний на выходе генераторов, передатчиков, а также при градуировке и настройке СВЧ-трактов. В заданном диапазоне частот для измерений применяют два волноводных тракта с сечениями 11×5,5 и 7,2×3,4 мм.

Термисторный ваттметр состоит из термисторного измерителя мощности (измерительного блока) и одного или нескольких первичных термисторных преобразователей, обладающих высокой долговременной стабильностью частотных

коэффициентов на временных интервалах более 10 лет [1]. Долговременная стабильность достигается путём покрытия терморезистора влагостойким лаком или капсулированием в стеклянную оболочку, что позволяет стабилизировать тепловые процессы. Высокая долговременная стабильность термисторных ваттметров также обусловлена использованием метода замещения СВЧ-мощности мощностью постоянного тока, обеспечивающего постоянство рабочего сопротивления термистора при различных параметрах внешней среды и при изменении его характеристик в результате старения. От установленного сопротивления термистора зависит коэффициент отражения входа ваттметров оконечного типа. Повысить точность передачи единицы мощности электромагнитных колебаний можно путём уменьшения коэффициента отражения входа ваттметра оконечного типа.

Цели исследования – уменьшение погрешности передачи мощности электромагнитных колебаний и разработка

термисторного ваттметра оконечного типа с регулируемым коэффициентом отражения входа в диапазоне 0,01–0,33.

Использование многозондовой системы термисторов в преобразователях мощности оконечного типа. С целью снижения модуля коэффициента отражения входа автором настоящей статьи предложено использовать многозондовую систему термисторов в волноводных преобразователях (термисторных ваттметрах) оконечного типа. Применение многозондовой системы термисторов позволяет повысить коэффициент эффективности преобразователя, а также отрегулировать коэффициенты отражения каждого термисторного СВЧ-датчика и преобразователя в целом. Схема преобразователя представлена на рис. 1.

Предложенную многозондовую систему схематично можно разделить на несколько ступенчатых волноводных переходов. В ходе исследования автором разработан волноводно-волноводный ступенчатый переход из стандартного прямоугольного волновода в волновод с узкой стенкой, высота которой меньше высоты узкой стенки стандартного волновода. Такой переход необходим для согласования терморезисторов с измерительным трактом. Переходы симметричны относительно участка волновода с уменьшенной по высоте узкой стенкой. На этом участке волновода расположены чувствительные элементы.

Модуль коэффициента отражения входа преобразователя определяется отражениями от всех его элементов – ступенчатого перехода, терморезистора, а также согласующего элемента [2] или короткозамыкателя. Для дальнейших исследований изготовлен образец ступенчатого перехода волноводного тракта сечением 11×5,5 мм. Получены результаты аналитического расчёта [3] коэффициента отражения ступенчатого перехода. Верификация полученных расчётов проведена с использованием данных электродинамического моделирования и измеренных значений коэффициента отражения изготовленного макета ступенчатого перехода. На рис. 2 приведены рассчитанные и измеренные значения модуля коэффициента отражения $|\Gamma|$ волноводно-волноводного ступенчатого перехода.

Расстояния между термисторными СВЧ-датчиками в первом приближении получены аппроксимацией коэффициента отражения терморезисторов полиномом Чебышёва второго порядка. Расстояния между зондами рассчитаны с помощью разработанной компьютерной программы, основанной на методике [4]: каждый термистор смоделирован в виде комплексного сопротивления в бесконечной идеальной линии передачи. Активная и реактивная части этого сопротивления, а также реактивное сопротивление выводов рассчитаны исходя из модели индуктивного стержня в прямоугольном волноводе. В результате расчёта получены расстояния L_{12} , L_{23} , L_{34} между термисторами (см. рис. 1).

По результатам моделирования изготовлен и исследован макет волноводного многозондового термисторного преобразователя мощности оконечного типа [5]. Для минимизации коэффициента отражения входа [6] на всех рабочих частотах волноводных трактов проведена индивидуальная подстройка рабочего сопротивления каждого из четырёх термисторов. Результаты измерений модуля коэффициента отражения входа макета представлены на рис. 3. Дополнительно для разработанного преобразователя может быть реализована узкополосная

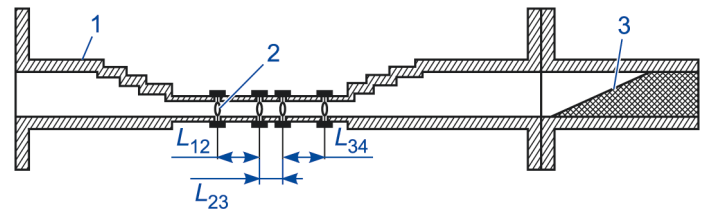


Рис. 1. Схема многозондового термисторного волноводного преобразователя оконечного типа:

1 – волноводный ступенчатый переход; 2 – термисторный СВЧ-зонд; 3 – поглощающий элемент

Fig. 1 Schematic of a multi-probe thermistor waveguide power meter of the terminal type:

1 – waveguide step transition; 2 – thermistor microwave probe; 3 – absorbing element

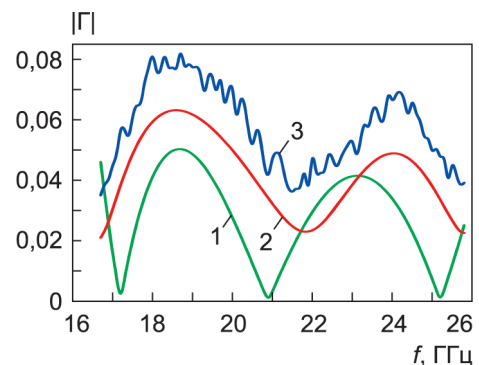


Рис. 2. Рассчитанные аналитическим (1) и энергетическим (2) методами и измеренные (3) значения модуля коэффициента отражения $|\Gamma|$ волноводно-волноводного ступенчатого перехода на примере волноводного тракта сечением 11×5,5 мм

Fig. 2 Values of the modulus of the reflection coefficient $|\Gamma|$ a waveguide-waveguide step transition using the example of a waveguide path with a cross section of 11×5.5 mm, obtained by analytical (1) and electrodynamic (2) calculations, as well as measured values of the waveguide-waveguide step transition (3)

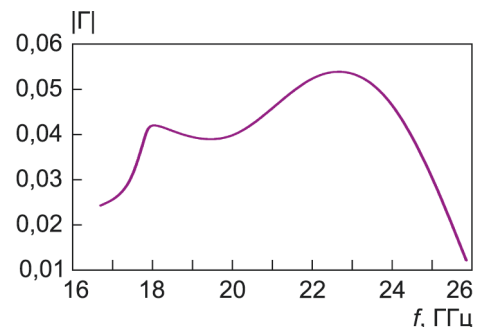


Рис. 3. Модуль коэффициента отражения входа многозондового преобразователя мощности волноводного термисторного оконечного типа

Fig. 3 Reflection coefficient module of the input of a multi-probe power meters of a waveguide thermistor terminal type

настройка коэффициента отражения входа на минимальное (не более 0,01) значение при произвольно заданной частоте волноводного тракта. Для настройки сопротивления термисторов каждый термистор включается в отдельный автобалансный термисторный мост, поддерживающий заданное значение сопротивления термистора постоянному току. СВЧ-мощность, поглощённая каждым термисторным СВЧ-датчиком, измеряется

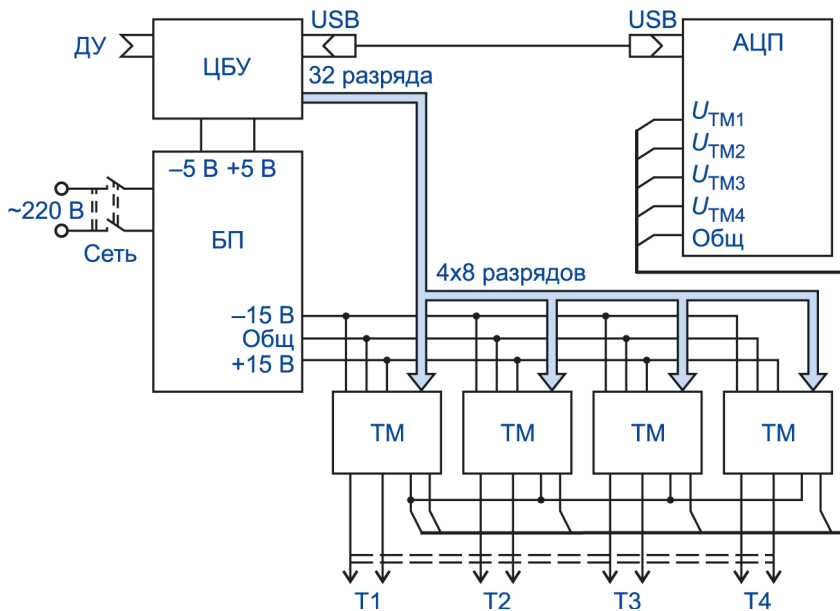


Рис. 4. Блок-схема термисторного измерителя мощности:
ДУ – дистанционное управление; ЦБУ – центральный блок управления; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; БП – блок питания; ТМ – термисторный мост; Т1–Т4 – термисторы

Fig. 4. Block diagram of a thermistor power meter:
RC – remote control; CCU – central control unit; ADC – analog-to-digital converter; PSU – power supply unit; TB – thermistor bridge; T1–T4 – thermistors

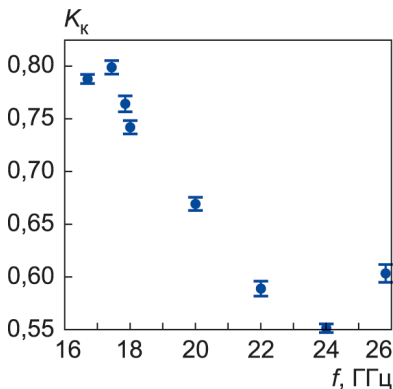


Рис. 5. Калибровочный коэффициент ваттметра оконечного типа волноводного термисторного для тракта 11×5,5 мм

Fig. 5. Calibration coefficient of the end-type waveguide thermistor wattmeter for a path of 11×5.5 mm

методом замещения [7]. Значение СВЧ-мощности термисторного преобразователя рассчитывается с учётом рабочего сопротивления термистора и резисторов моста.

Термисторный измеритель мощности с дистанционно управляемым сопротивлением. В настоящее время не выпускаются необходимые для работы с многозондовыми преобразователями термисторные измерители мощности с четырьмя термисторными мостами с регулируемым сопротивлением. Поэтому разработан и реализован термисторный измеритель мощности с дистанционно управляемым сопротивлением. Такой измеритель может обеспечить работу не только с многозондовыми преобразователями, но и с существующими термисторными преобразователями мощности.

Разработанный термисторный измеритель мощности (рис. 4) содержит четыре самобалансирующихся термисторных моста ТМ с дистанционно управляемым сопротивлением,

четырёхканальный аналого-цифровой преобразователь АЦП и цифровой блок управления ЦБУ с контроллером интерфейса USB. Управляющий восьмиразрядный код поступает на каждый термисторный мост от ЦБУ, который обеспечивает установку сопротивлений термисторов в диапазоне 100–1500 Ом, разделённом на 256 уровней. Напряжение на четырёх мостах одновременно измеряется с помощью АЦП. Измеренные значения напряжений поступают в компьютер, после чего рассчитывается суммарная мощность замещения в четырёх термисторах преобразователя.

Макет термисторного измерителя мощности с разработанными волноводными термисторными преобразователями оконечного типа образует ваттметр оконечного типа. Определены нормируемые метрологические характеристики разработанных ваттметров оконечного и проходного типов – модули коэффициента отражения входа и эффективного коэффициента отражения выхода соответственно, а также нормированы доверительные границы погрешности значений калибровочного коэффициента.

Определение калибровочного коэффициента.

При использовании многозондового термисторного преобразователя для измерения СВЧ-мощности в составе волноводного ваттметра необходимо определить калибровочный коэффициент разработанного макета ваттметра оконечного типа. Калибровочный коэффициент связывает показания ваттметра, выражаемые в виде суммарной мощности замещения четырёх термисторных СВЧ-датчиков, с падающей СВЧ-мощностью на его входе. Для определения калибровочного коэффициента применяют эталонный ваттметр проходного типа (эталонный калибратор мощности), к выходу которого присоединяют калибруемый преобразователь [8].

Значение калибровочного коэффициента K_k определяется по формуле

$$K_k = N_{B.O.} / (P_3 |1 - \Gamma_3 \Gamma_{B.O.}|^2),$$

где $N_{B.O.}$, P_3 – показания волноводного термисторного ваттметра оконечного типа и эталонного калибратора мощности соответственно; $\Gamma_{B.O.}$, Γ_3 – комплексные коэффициенты отражения входа волноводного термисторного преобразователя оконечного типа и эталонного калибратора мощности соответственно.

Если известны только модули коэффициентов $\Gamma_{B.O.}$, Γ_3 , то знаменатель второго множителя формулы принимается за единицу и к составляющим погрешности измерения калибровочного коэффициента добавляется погрешность рассогласования с границами $\pm 2|\Gamma_3||\Gamma_{B.O.}|$. Двумя другими весовыми составляющими погрешности измерения калибровочного коэффициента являются погрешность эталонного калибратора и случайная погрешность из-за неповторяемости потерь во фланцевом соединении [9] при присоединении преобразователя поглощаемой мощности к эталонному калибратору.

Результаты измерений калибровочного коэффициента и доверительные границы погрешности его значений приведены на рис. 5. Доверительные границы относительной погрешности

калибровочного коэффициента волноводного термисторного ваттметра оконечного типа не превышают 1,2 % в диапазоне частот 16,7–37,5 ГГц в случае применения для его поверки эталонного калибратора из состава Государственного первичного эталона единицы мощности электромагнитных колебаний в волноводных и коаксиальных трактах в диапазоне частот от 0,03 до 37,50 ГГц ГЭТ 26-2010 [10]. При поверке с использованием рабочих эталонов относительная погрешность измерений калибровочного коэффициента будет выше, но для достижения погрешности 1,2 % модуль коэффициента отражения входа поверяемого ваттметра должен составлять не более 0,05.

Заключение. Результаты исследований макета волноводного термисторного ваттметра поглощаемой мощности с многозондовой системой термисторов экспериментально подтвердили значительное улучшение его технических характеристик по сравнению с прототипами. Применение многозондовой системы в ваттметрах оконечного типа позволило уменьшить коэффициент отражения входа с 0,33 (для термисторных прототипов без данной системы) до 0,01 и, таким образом, уменьшить в два раза (до 1,2 %) доверительные границы относительной погрешности калибровочного коэффициента. Разработанный ваттметр может быть использован для контроля стабильности модуля эффективного коэффициента ваттметра проходного типа за счёт настройки коэффициента отражения на значение 0,33, а также применён в качестве возможного и вторичного эталонов для передачи размера единицы мощности электромагнитных колебаний в соответствии с ГОСТ Р 8.562-2007 «ГСИ. Государственная поверочная схема для средств измерений мощности и напряжения переменного тока синусоидальных электромагнитных колебаний» и в качестве исходного средства измерений в государственных эталонах СВЧ-мощности.

Список источников

1. Механников А. И., Перепелкин В. А. Долговременная нестабильность многозондовых преобразователей проходящей мощности диапазона СВЧ // Измерительная техника. 1997. № 5. С. 39–40.
2. Многозондовый преобразователь мощности оконечного типа: пат. RU 191197 U1 / А. И. Матвеев, В. А. Перепелкин, В. А. Семенов, И. П. Чирков // Изобретения. Полезные модели. 2019. № 22.
3. Механников А. И., Перепелкин В. А. Синтез волноводных приёмных преобразователей проходящей мощности // Метрология. 1973. № 4. С. 27–36.
4. Механников А. И. Теория и расчёт неэквидистантных широкополосных устройств СВЧ: Монография. М.: Издательский сектор ВНИИФТРИ, 1969. 21 с.
5. Матвеев А. И., Перепелкин В. А. Эталоны – переносчики мощности СВЧ в волноводных трактах на основе многозондовых преобразователей // Альманах современной метрологии. 2019. № 2 (18). С. 65–72.

6. Jürg Furrer, Traceable Source Match Calibration of RF & MW Generators, 32nd ANAMET Meeting, October 2009, Teddington, UK. URL: http://resource.npl.co.uk/docs/networks/anamet/members_only/meetings/32/20091016_anamet32_furrer.pdf (дата обращения: 14.12.2021).

7. Билько М. И., Томашевский А. К., Шаров П. П., Баймуратов Е. А. Измерение мощности на СВЧ. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1986. 168 с.

8. Clagu F., A Calibration Service for Reference Standards for Microwave Power, NIST Technical Note 1374, 1995, 109 p. URL: <https://nvlpubs.nist.gov/nistpubs/Legacy/TN/nbstechnicalnote1374.pdf> (дата обращения: 14.12.2021).

9. Чирков И. П. Разработка методов и средств воспроизведения и передачи единицы мощности электромагнитных колебаний в коаксиальных трактах в диапазоне частот от 0,03 до 67 ГГц: дис. канд. техн. наук (ВНИИФТРИ, Москва, 2016).

10. Перепелкин В. А., Семенов В. А., Чирков И. П., Чуйко В. Г. Государственный первичный эталон единицы мощности электромагнитных колебаний в волноводных и коаксиальных трактах в диапазоне частот 0,03–37,5 ГГц // Измерительная техника. 2012. № 1. С. 7–9.

References

1. Mekhannikov A. I., Perepelkin V. A., *Measurement Techniques*, 1997, vol. 40, no. 5, pp. 460–461. <https://doi.org/10.1007/BF02504217>
2. Matveev A. I., Perepelkin V. A., Semenov V. A., Chirkov I. P., Patent RU 191197 U1, *Byull. Izobret.*, no. 22 (2019).
3. Mekhannikov A. I., Perepelkin V. A., *Measurement Techniques*, 1974, vol. 17, no. 6, pp. 1051–1053. <https://doi.org/10.1007/BF00811885>
4. Mekhannikov A. I., *Theory and calculation of non-equidistant broadband microwave devices: Monograph*, Moscow, VNIIFTRI Publishing Sector, 1969, 21 p. (In Russ.)
5. Matveev A. I., Perepelkin V. A., *Al'manac of modern metrology*, 2019, no. 2 (18), pp. 65–72. (In Russ.)
6. Jürg Furrer, Traceable Source Match Calibration of RF & MW Generators, 32nd ANAMET Meeting, October 2009, Teddington, UK, available at: http://resource.npl.co.uk/docs/networks/anamet/members_only/meetings/32/20091016_anamet32_furrer.pdf (accessed: 14.12.2021).
7. Bilko M. I., Tomashevsky A. K., Sharov P. P., Baimuratov E. A., *Revised and supplemented*, 2nd ed., Moscow, Radio i svyaz Publ., 1986, 168 p.
8. Clagu F., *A Calibration Service for Reference Standards for Microwave Power*, NIST Technical Note 1374, 1995, 109 p., available at: <https://nvlpubs.nist.gov/nistpubs/Legacy/TN/nbstechnicalnote1374.pdf> (accessed: 14.12.2021).
9. Chirkov I. P., Candidate's dissertation in Technical Sciences (VNIIFTRI, Moscow, 2016).
10. Perepelkin V. A., Semenov V. A., Chirkov I. P., Chuiiko V. G., *Measurement Techniques*, 2012, vol. 55, no. 1, pp. 8–12. <https://doi.org/10.1007/s11018-012-9908-z>

Статья поступила в редакцию 15.11.2021; одобрена после рецензирования 19.11.2021; принята к публикации 25.11.2021.
The article was submitted 15.11.2021; approved after reviewing 19.11.2021; accepted for publication 25.11.2021.

Научная статья

УДК 621.3.082.55

<https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-1-62-67>

Копланарная линия на подложке из арсенида галлия для электрооптической стробоскопической измерительной системы с полосой пропускания более 110 ГГц

Михаил Александрович Зенченко^{1✉}, Андрей Владимирович Клеопин², Владислав Валерьевич Макаров³, Леонид Николаевич Селин⁴

^{1, 2, 3, 4} Всероссийский научно-исследовательский институт физико-технических и радиотехнических измерений, Менделеево, Московская область, Россия

¹zenchenko@vniiftri.ru, ²kleopin@vniiftri.ru, ³makarov_vv@vniiftri.ru, ⁴get182@vniiftri.ru

Аннотация. Рассмотрена проблема измерений параметров пикосекундных электрических импульсов с шириной спектра более 110 ГГц. Для измерений параметров указанных электрических импульсов предложено использовать электрооптическую стробоскопическую измерительную систему. Описано несколько вариантов исполнения копланарной линии передачи – центрального узла электрооптической стробоскопической измерительной системы. Рассчитаны параметры копланарной линии с подложкой из арсенида галлия. Проведён энергетический расчёт электрооптической стробоскопической измерительной системы, в которой определяются параметры прошедшего зондирующего лазерного излучения. Приведена оптическая схема электрооптической стробоскопической измерительной системы, предварительно рассчитаны её оптические элементы. Описаны пути повышения чувствительности системы и способ фокусировки лазерного излучения в пятно диаметром несколько десятков микрон.

Ключевые слова: пикосекундный электрический импульс, электрооптическая стробоскопическая система, копланарная линия передачи

Для цитирования: Зенченко М. А., Клеопин А. В., Макаров В. В., Селин Л. Н. Копланарная линия на подложке из арсенида галлия для электрооптической стробоскопической измерительной системы с полосой пропускания более 110 ГГц // Измерительная техника. 2022. № 1. С. 62–67. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-1-62-67>

The coplanar waveguide with gallium arsenide substrate for the electro-optic sampling system with a bandwidth over 110 GHz

Mikhail A. Zenchenko^{1✉}, Andrey V. Kleopin², Vladislav V. Makarov³, Leonid N. Selin⁴

^{1, 2, 3, 4} Russian Metrological Institute of Technical Physical and Radio Engineering Measurements, Mendeleev, Moscow region, Russia

¹zenchenko@vniiftri.ru, ²kleopin@vniiftri.ru, ³makarov_vv@vniiftri.ru, ⁴get182@vniiftri.ru

Abstract. The issue of parameters measurements of picosecond electric pulses with bandwidth of 110 GHz and above is considered. It is proposed to use the electro-optic sampling system for the measurements. Several configurations of coplanar waveguide used as a probe in the electro-optic sampling system are presented; dimensions of waveguide with GaAs substrate are calculated. Beam energy values are calculated for the electro-optic sampling system where passed probe beam parameters are under investigation. Optical design is discussed briefly. Some optical components parameters are estimated. The issues of the sensitivity of the electro-optic sampling system and laser beam focusing into spot with a diameter of about tens of micrometers are covered.

Keywords: picosecond electric pulse, electro-optic sampling system, coplanar waveguide

Введение. С развитием технологий и совершенствованием стандартов связи спектры сигналов, применяемых для передачи информации, становятся сложнее, шире и смещаются в сторону более высоких частот. В стандарте 5G выделены две полосы частот: 600–6000 МГц; 24–100 ГГц. Существуют исследования, подтверждающие возможность использования Е-диапазона (60–90 ГГц) для космической связи [1]. При исследовании параметров оборудования для генерирования

и приёма широкополосных импульсных или цифровых сигналов в миллиметровом диапазоне длин волн необходимо добиться соответствующего временного разрешения.

Известным техническим решением для определения параметров таких сигналов является электрооптическая стробоскопическая (ЭОС) система [2]. Её преимуществом является высокое временное разрешение, которое обеспечивает входящий в состав системы фемтосекундный

импульсный лазер. Принцип работы ЭОС-системы заключается в следующем: в электрическом поле, образуемом исследуемым сигналом, располагается облучаемый лазером электрооптический материал. Параметры анализируемого отражённого или прошедшего излучения зависят от исследуемого сигнала, по этим параметрам определяют напряжение сигнала во временном промежутке, соответствующем временной разрешающей способности системы. Для развёртки сигнала по временной шкале применяются система синхронизации сигнала и лазера, а также линия задержки оптического излучения.

Цель настоящей работы – расчёт копланарной линии с подложкой из электрооптического материала. Линию планируется использовать в качестве центрального узла ЭОС-системы.

Расчёт копланарной линии. Металлизация полупроводниковой основы копланарной линии осуществляется с помощью фотолитографии. При использовании сухих плёночных фоторезистов субстративным методом можно получить проводники и зазоры между ними с минимальными размерами 0,07–0,04 мм при толщине проводника 5 мкм [3]. В [4] описан расчёт и экспериментальное исследование копланарной линии с подложкой из низкотемпературного арсенида галлия (LT-GaAs), при этом линия служит фотопроводящим ключом для генерирования сверхкоротких электрических импульсов.

Требуется минимизировать линейные размеры проводников, образующих копланарную линию, чтобы частоты паразитных резонансов превышали верхнюю граничную частоту эффективной полосы частот генерируемого сигнала [5]. Следовательно, при выборе размеров проводников копланарной линии необходимо учитывать технологические ограничения – толщину и ширину проводника (5 и 50 мкм соответственно).

Ширина запрещённой зоны GaAs составляет 1,42 эВ, что соответствует длине волны 870 нм. Чтобы избежать генерации паразитного импульса при воздействии лазерного излучения, длина волны лазера должна быть больше 870 нм. Кроме того, от длины волны зависит коэффициент пропускания излучения: при длине волны излучения менее 900 нм GaAs непрозрачен, для диапазона длин волн от 1100 нм до 10 мкм коэффициент пропускания почти неизменен и приблизительно равен 0,55. Во всех последующих расчётах использовали значение длины волны 1550 нм (эрбиевые волоконные лазеры).

Эффективную диэлектрическую проницаемость $\varepsilon_{эфф}$ рассчитаем по формуле из [6] (здесь и далее функция $K(x)$ – эллиптический интеграл 1-го рода):

$$\varepsilon_{эфф} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{K(k'_0)}{K(k_0)} \frac{K(k'_1)}{K(k_1)}, \quad (1)$$

где $k_0 = S/(S+2W)$; $k_1 = \sinh \frac{\pi S}{4h} / \sinh \frac{\pi(S+2W)}{4h}$; $k'_0 = \sqrt{1-k_0^2}$; $k'_1 = \sqrt{1-k_1^2}$; ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость; S – ширина центрального проводника; W – расстояние между центральным и боковым проводниками копланарной линии; h – толщина подложки.

Волновое сопротивление Z_B копланарной линии определим как [6]:

$$Z_B = 30\pi / \sqrt{\varepsilon_{эфф}} [K(k'_0)/K(k_0)]. \quad (2)$$

Дисперсию в копланарных линиях рассчитаем по формулам [6]:

$$\sqrt{\varepsilon_{эфф}} = \sqrt{\varepsilon_q} + (\sqrt{\varepsilon_r} - \sqrt{\varepsilon_q}) / (1 + aF^{-b}); \quad (3)$$

$$F = f/f_{TE}; \quad (4)$$

$$f_{TE} = c / (4h\sqrt{\varepsilon_r - 1}); \quad (5)$$

$$\log(a) \approx u \log(S/W) + v; \quad (6)$$

$$u \approx 0,54 - 0,64q + 0,015q^2; \quad (7)$$

$$v \approx 0,43 - 0,86q + 0,540q^2; \quad (8)$$

$$q = \ln(S/h), \quad (9)$$

где ε_q – эффективная диэлектрическая проницаемость для статического режима; b – независимый параметр, $b=1,8$ для копланарной линии; f – частота электрического сигнала, при которой рассчитывается $\varepsilon_{эфф}$; f_{TE} – предельная частота низшей моды волны TE-типа.

Выражения (3)–(9) справедливы при выполнении следующих условий: $0,1 < S/W < 5$; $0,1 < S/h < 5$; $1,5 < \varepsilon_r < 50$; $0 < f/f_{TE} < 10$.

Формулы для расчёта копланарной линии с боковыми проводниками конечной ширины имеют вид [7]:

$$\varepsilon_{эфф} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{K(k'_2)}{K(k_2)} \frac{K(k'_3)}{K(k_3)}, \quad (10)$$

$$Z_B = 30\pi / \sqrt{\varepsilon_{эфф}} [K(k'_2)/K(k_2)], \quad (11)$$

где

$$k_2 = \frac{S}{S+2W} \sqrt{\frac{1 - [(S+2W)/(2L+2W+S)]^2}{1 - [S/(2L+2W+S)]^2}};$$

$$k_3 = \frac{\sinh[\pi S/(4h)]}{\sinh[\pi(S+2W)/(4h)]} \times$$

$$\times \left\{ 1 - \left[\frac{\sinh[\pi(S+2W)/(4h)]}{\sinh[\pi(2L+2W+S)/(4h)]} \right]^2 \right\} \times$$

$$\times \left\{ 1 - \left[\frac{\sinh[\pi S/(4h)]}{\sinh[\pi(2L+2W+S)/(4h)]} \right]^2 \right\}^{-1/2};$$

$$k'_2 = \sqrt{1-k_2^2}; \quad k'_3 = \sqrt{1-k_3^2}.$$

В работе [8] показано, что влияние толщины металлизации на волновое сопротивление линии тем сильнее, чем

меньше диэлектрическая проницаемость диэлектрика, из которого изготовлена подложка. Согласно [8, fig. 4, b] с учётом толщины t металлизации при отношении $t/W=0,1$ волновое сопротивление меньше вычисленного по формуле (6) на 7 %.

Рассчитаем время прохождения луча через подложку толщиной 200 мкм:

$$\tau = h/(c/n_0) = 200/[(3 \cdot 10^8)/3,374] = 2,25 \text{ пс},$$

где n_0 – показатель преломления GaAs для излучения с длиной волны 1550 нм.

Импульс с длительностью фронта, равной полученному времени прохождения луча, занимает полосу частот 0–150 ГГц.

По формулам (1)–(9) для значений $S=59$ мкм, $W=50$ мкм, $h=200$ мкм, $t=5$ мкм рассчитали параметры копланарной линии. При данной конфигурации копланарной линии предельная частота $f_{TE}=108,7$ ГГц. Результаты расчёта волнового сопротивления для частот 0–100 ГГц представлены на рис. 1. Наименьшее влияние на волновое сопротивление оказывает изменение толщины подложки. Уменьшение ширины центрального проводника на 10 мкм приводит к увеличению волнового сопротивления приблизительно на 4 Ом.

Боковые проводники реальной копланарной линии имеют конечную ширину. По формулам (10)–(11) при указанных выше значениях размеров и ширине бокового проводника $L=1$ мм рассчитали параметры копланарной линии. Вычисленное значение волнового сопротивления в квазистатическом режиме $Z=50,12$ Ом незначительно отличается от результата, полученного для линии с бесконечными боковыми проводниками. При увеличении ширины боковых проводников сопротивление линии приближается к сопротивлению модели линии с бесконечными проводниками.

Энергетический расчёт ЭОС-системы. Арсенид галлия является электрооптическим материалом: характеристики распространяющейся в этом материале электромагнитной волны оптического излучения зависят от направления распространения и напряжённости действующего

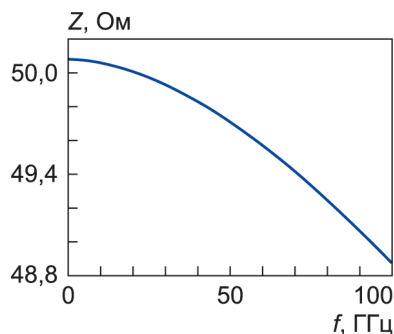


Рис. 1. Волновое сопротивление копланарной линии с параметрами $S=59$ мкм, $W=50$ мкм, $h=200$ мкм для диапазона частот 0–100 ГГц

Fig. 1. The wave impedance of the coplanar waveguide with dimensions $S=59 \mu\text{m}$, $W=50 \mu\text{m}$, $h=200 \mu\text{m}$ within 0–100 GHz frequency band

электрического поля. Кристалл GaAs обладает кубической сингонией и его электрооптические свойства характеризуются единственным электрооптическим коэффициентом $r_{41}=1,4 \cdot 10^{-12}$ м/В. Эффект Керра в GaAs проявляется слабо, поэтому можно его не учитывать [9]. Если вектор напряжённости электрического поля E параллелен какому-либо ребру кристаллической решётки, то показатели преломления n_1 , n_2 , n_3 определяются следующими выражениями [9]:

$$n_1=n_0; n_2 \approx n_0 + n_0^3 r_{41} E/2; n_3 \approx n_0 - n_0^3 r_{41} E/2,$$

где E – амплитуда напряжённости электрического поля, создаваемого приложенным напряжением.

Лазерный луч, проходя сквозь подложку из GaAs, вначале теряет часть энергии при отражении от границы воздух/GaAs, затем испытывает ослабление в полупроводнике, затем теряет ещё часть энергии при прохождении границы GaAs/воздух (рис. 2, а). Напряжённость электрического поля прошедшего лазерного излучения $E_{\text{пр}}$ можно рассчитать по формуле

$$E_{\text{пр}} = t_{\text{в/GaAs}} \sigma e^{i\varphi} t_{\text{GaAs/в}} E_{\text{изл}},$$

где $t_{\text{в/GaAs}}$, $t_{\text{GaAs/в}}$ – коэффициенты пропускания на границах воздух/GaAs и GaAs/воздух соответственно; σ – коэффициент поглощения в GaAs; φ – фазовый набег; $E_{\text{изл}}$ – напряжённость электрического поля лазерного излучения до прохождения через подложку.

Коэффициенты пропускания $t_{1/2}$ и поглощения σ рассчитаем по формулам:

$$t_{1/2} = 2n_1/(n_1 + n_2); \sigma = \exp(-\alpha l),$$

где n_1 , n_2 – показатели преломления первой и второй сред соответственно; α – показатель поглощения (натуральный); l – длина пути, пройденного лучом в материале.

Интенсивность прошедшего излучения определим как

$$I_{\text{пр}} = |E_{\text{пр}} E_{\text{пр}}^*| / (2Z_{\text{м}}),$$

где $E_{\text{пр}}^*$ – комплексно-сопряжённая величина к $E_{\text{пр}}$; $Z_{\text{м}}$ – волновое сопротивление материала – среды распространения излучения.

При дальнейших расчётах примем, что электрическое поле в толще подложки, образуемое электрическим импульсом амплитудой 1 В, на пути прохождения лазерного импульса во время прохождения однородно и стационарно. Амплитуду напряжённости электрического поля вычислим по формуле

$$E = U/(\epsilon_r d),$$

где d – ширина промежутка между металлизированными проводниками на подложке; U – амплитуда напряжения, приложенного между проводниками.

Проекции вектора $E_{\text{пр}}$ на оси показателей преломления кристалла (рис. 2, б, ψ – угол между вектором напряжённости электрического поля и осью n_x) определяются как

$$E_{\text{пр}x} = E_{\text{пр}} \cos \psi = t_{\text{в/GaAs}} \sigma e^{i\varphi_1} t_{\text{GaAs/в}} E_{\text{изл}} \cos \psi;$$

$$E_{\text{пр}y} = E_{\text{пр}} \sin \psi = t_{\text{в/GaAs}} \sigma e^{i\varphi_2} t_{\text{GaAs/в}} E_{\text{изл}} \sin \psi,$$

где φ_1, φ_2 – фазовые набеги проекций $E_{\text{пр}x}, E_{\text{пр}y}$ соответственно; $\varphi_1 = 2\pi h n_{\text{GaAs}} / \lambda$; $\varphi_2 = 2\pi h (n_{\text{GaAs}} + n_{\text{GaAs}}^3 r_{41} E_x) \lambda^{-1}$; n_{GaAs} – показатель преломления GaAs; λ – длина волны лазерного излучения; r_{41} – электрооптический коэффициент GaAs; E_x – напряжённость электрического поля в подложке, создаваемая приложенным импульсным напряжением.

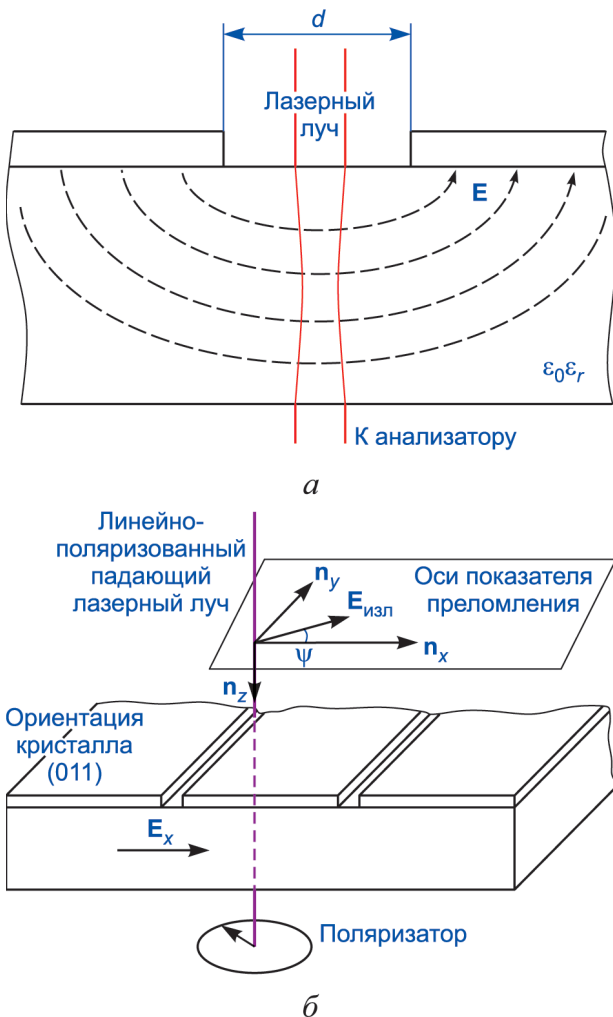


Рис. 2. Схема прохождения лазерного луча через подложку копланарной линии:

а – распределение поля в толще подложки, определяемое приложенным к копланарной линии напряжением; б – распространение лазерного луча в системе, вектор напряжённости электрического поля падающего излучения перпендикулярен оси пропускания поляризатора

Fig. 2. The diagram of a laser beam passage through the coplanar waveguide substrate:

а – electric field distribution in substrate bulk determined by applied voltage; б – laser beam propagation through waveguide probe (electric vector of incident beam is transverse to the polarizer axis)

Напряжённость электрического поля $E_{\text{пл}}$ и интенсивность $I_{\text{пл}}$ оптического излучения, прошедшего через поляризатор, определим по формулам соответственно:

$$E_{\text{пл}} = E_{\text{пр}y} \cos \psi - E_{\text{пр}x} \sin \psi = t_{\text{в/GaAs}} \sigma e^{i\varphi_1} t_{\text{GaAs/в}} \times \\ \times E_{\text{изл}} \cos \psi \sin \psi - t_{\text{в/GaAs}} \sigma e^{i\varphi_2} t_{\text{GaAs/в}} E_{\text{изл}} \sin \psi \cos \psi = \\ = \sin(2\psi) t_{\text{в/GaAs}} \sigma t_{\text{GaAs/в}} E_{\text{изл}} (e^{i\varphi_1} - e^{i\varphi_2}) / 2; \quad (12)$$

$$I_{\text{пл}} = E_{\text{изл}}^2 t_{\text{в/GaAs}}^2 t_{\text{GaAs/в}}^2 \sigma^2 \sin^2(2\psi) \frac{2 - 2\cos(\varphi_1 - \varphi_2)}{8Z_m} \times \\ = I_{\text{изл}} t_{\text{в/GaAs}}^2 t_{\text{GaAs/в}}^2 \sigma^2 \sin^2(2\psi) \sin^2\left(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}\right) = \\ = I_{\text{изл}} t_{\text{в/GaAs}}^2 t_{\text{GaAs/в}}^2 \sigma^2 \sin^2(2\psi) \sin^2\left(\frac{\pi h n_{\text{GaAs}}^3 r_{41} E_x}{2\lambda}\right).$$

Согласно формуле (12) интенсивность прошедшего через поляризатор излучения будет максимальной при $\psi = \pi/4$. Множитель – синус с аргументом, включающим напряжённость электрического поля E_x , отвечает за колебания интенсивности прошедшего лазерного излучения. При этом «рабочая точка» системы (значение $I_{\text{пл}}$ в отсутствие возмущающего электрического поля) находится в невыгодном положении для получения максимального диапазона изменений интенсивности. Для её смещения необходимо расположить четвертьволновую пластину по ходу лазерного луча до контакта с подложкой. В таком случае выражение для интенсивности лазерного излучения, прошедшего через поляризатор, примет вид

$$I_{\text{пл}} = I_{\text{изл}} t_{\text{в/GaAs}}^2 t_{\text{GaAs/в}}^2 \sigma^2 \sin^2(2\psi) \times \\ \times \sin^2\left[\pi/4 + \pi h n_{\text{GaAs}}^3 r_{41} E_x / 2\lambda\right]. \quad (13)$$

Последующие расчеты выполним с учётом следующих значений: $\lambda = 1550$ нм; $n_{\text{GaAs}} = 3,374$; $r = 0,54$; $t_{\text{в/GaAs}} = 0,457$; $t_{\text{GaAs/в}} = 1,543$; $r_{41} = 1,4 \cdot 10^{-12}$ м/В; $\alpha = 0,6$ [9]; энергия и длительность лазерного импульса 1,2 нДж и 100 фс соответственно; диаметр коллимированного лазерного пучка 1 мм (лазеры серии EFO (ООО «Авеста-Проект», Россия)). С использованием

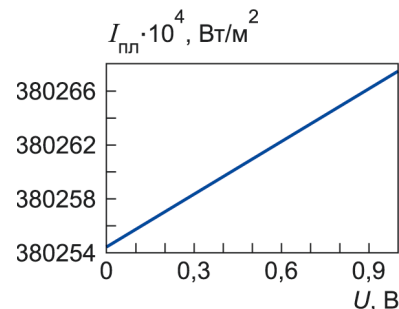


Рис. 3. Зависимость интенсивности прошедшего через поляризатор излучения от приложенного к копланарной линии напряжения

Fig. 3. The relation between passed through polarizer beam intensity and applied voltage

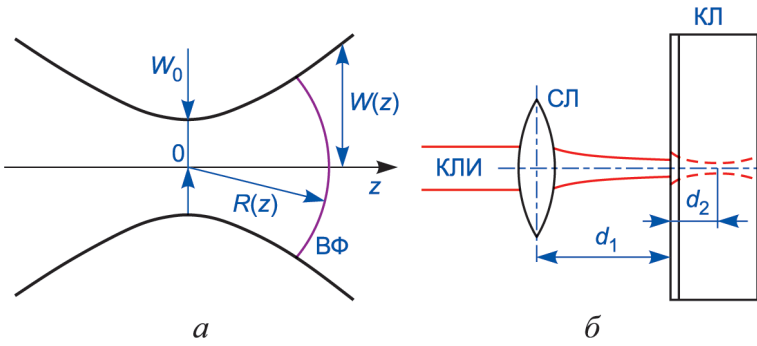


Рис. 4. Сечение пучка лазерного излучения (а) и оптическая схема фокусирующей системы (б): ВФ – волновой фронт; КЛИ – коллимированное лазерное излучение; СЛ – собирающая линза; КЛ – копланарная линия

Fig. 4. Laser beam section (a) and focusing structure diagram (b): WF – wavefront; CLB – collimated laser beam; CL – converging lens; CW – coplanar waveguide

формулы (13) построим график зависимости интенсивности прошедшего через поляризатор излучения от напряжения, приложенного к копланарной линии (рис. 3). Полученную зависимость можно считать линейной. При изменении от 0 до 1 В напряжения, приложенного к копланарной линии, интенсивность оптического излучения $I_{\text{пр}}$ увеличится в 1,0000343 раз.

Расчёт фокусирующей системы. Пучок основной моды лазерного излучения (рис. 4, а) можно описать с помощью модели гауссова пучка. Интенсивность $I(r, z)$ излучения в области такого пучка, радиус кривизны волнового фронта $R(z)$, ширину пучка в произвольном сечении $W(z)$ найдём по формулам [9]:

$$\left. \begin{aligned} I(r, z) &= I_0 [W_0^2 / W^2(z)] \exp[-2r^2 / W^2(z)]; \\ W(z) &= W_0 \sqrt{1 + (z/z_0)^2}; \\ R(z) &= z [1 + (z_0/z)^2], \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

где z – координата в соответствии с рис. 4, а; I_0 , W_0 – интенсивность излучения и ширина пучка в области перетяжки соответственно; r – расстояние от оси пучка до некоторой точки в плоскости, перпендикулярной направлению распространения излучения; n – показатель преломления материала, в котором распространяется излучение; $q(z)$ – комплексный параметр, характеризующий лазерный пучок;

$$z_0 = \pi W_0^2 n / \lambda; \quad (15)$$

$$q^{-1}(z) = R^{-1}(z) - i\lambda / [\pi W^2(z)]. \quad (16)$$

Параметры пучка после прохождения луча через некоторую оптическую систему найдём из соотношения

$$q_{\text{вых}} = (Aq_{\text{вх}} + B) / (Cq_{\text{вх}} + D),$$

где $q_{\text{вых}}$, $q_{\text{вх}}$ – комплексные параметры пучка после и до прохождения оптической системы; A , B , C , D – элементы преобразующей матрицы [9].

Преобразующую матрицу для системы, изображённой на рис. 4, б, рассчитаем следующим образом:

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & f_{\text{л}} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/f_{\text{л}} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & d_1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1/n_{\text{GaAs}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & d_2 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & f_{\text{л}}/n_{\text{GaAs}} \\ -1/f_{\text{л}} & -d_2/f_{\text{л}} + (1-d_1/f)/n_{\text{GaAs}} \end{pmatrix},$$

где $f_{\text{л}}$ – фокусное расстояние линзы; d_1 – расстояние от оптической оси линзы до копланарной линии; d_2 – расстояние, проходимое лучом в толще подложки до фокусировки (см. рис. 4, б).

С учётом преобразующей матрицы

$$q_{\text{вых}} = \frac{f_{\text{л}}}{n_{\text{GaAs}}} \left[-\frac{q_{\text{вх}}}{f_{\text{л}}} - \frac{d_2}{f_{\text{л}}} + \frac{1-d_1/f_{\text{л}}}{n_{\text{GaAs}}} \right]^{-1}. \quad (17)$$

Для того, чтобы получить перетяжку пучка в центре подложки, параметр $q_{\text{вых}}$ должен быть мнимым, что выполняется при условии

$$d_1 = f_{\text{л}} - d_2 n_{\text{GaAs}}. \quad (18)$$

Рассчитанный с использованием формул (14)–(18) диаметр пучка на поверхности подложки составил 42,2 мкм при фокусном расстоянии линзы 2 см, ширине перетяжки пучка в толще подложки 11,7 мкм, $d_1 = 19,7$ мм. Ширина пучка очень сильно зависит от расстояния d_1 . Так, при смещении подложки вдоль луча на 1 мм в сторону от линзы ширина пучка на поверхности подложки увеличится до 52,8 мкм, а в подложке при этом будет распространяться расходящийся рукав пучка.

Лучевая прочность оптического материала характеризуется максимально допустимой интенсивностью лазерного излучения, при которой не происходит оптического разрушения поверхности и не появляются необратимые изменения в объёме материала; для GaAs лучевая прочность поверхности находится в диапазоне 0,5–1,1 МВт/мм² [10]. Интенсивность падающего на подложку излучения при рассчитанном размере пятна составляет 2,14–4,27 МВт/мм², следовательно, для предотвращения оптического разрушения поверхности нужно включить в оптическую схему ослабляющие элементы (аттенюаторы).

Заключение. Параметры рассчитанной копланарной линии 50 Ом, применяемой в качестве центрального узла ЭОС-системы, составили: ширина центрального проводника 59 мкм; ширина свободного от металлизации промежутка между проводниками 50 мкм; толщина подложки из GaAs 200 мкм; толщина металлизации 5 мкм. Дополнительно исследованы зависимости волнового сопротивления линии от частоты электрического сигнала и конструктивных параметров, а также рассчитаны энергетические параметры: оценённая чувствительность ЭОС-системы оказалась очень небольшой. Чувствительность системы можно повысить, используя для анализа излучения не одну составляющую с линейной поляризацией, а обе, для этого требуется заменить поляризатор на призму Волластона и использовать два приёмника

излучения для составляющих с ортогональной поляризацией, подключённых ко входу дифференциального усилителя, а также добавить в схему интегратор сигнала на выходе дифференциального усилителя.

Фокусировка лазерного излучения в пятно диаметром несколько десятков микрометров достижима с помощью короткофокусных оптических компонентов, но при этом требуется высокая точность механических операций, производимых при юстировке и настройке системы, а также включение в оптическую схему ослабляющего элемента (аттенюатора) для предотвращения оптического разрушения материала.

Список источников

1. Harati P., Schoch B., Tessmann A., Schwantuschke D., Henneberger R., Czekala H., Zwick T., Kallfass I., *IEEE Microwave Magazine*, 2017, vol. 18, no. 7, pp. 64–76. <https://doi.org/10.1109/MMM.2017.2738898>
2. Клеопин А. В., Малай И. М. Современные подходы к обеспечению единства измерений быстропротекающих импульсных электрических процессов // *Измерительная техника*. 2021. № 9. С. 47–53. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2021-9-47-53>
3. Брусницына Л. А., Степановских Е. И. Технология изготовления печатных плат: учеб. пособие. Екатеринбург: Изд-во Уральского университета, 2015. 200 с.
4. Andrew J. A. Smith, Thesis for the degree of Doctor of Philosophy, Fast Waveform Metrology: Generation, Measurement and Application of Sub-picosecond Electrical Pulses (University of London, London, 1995).
5. Джонсон Г., Грэхем М. Высокоскоростная передача цифровых данных: высший курс черной магии: Пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2005. 1024 с.
6. Simons Rainee N., *Coplanar Waveguide Circuits, Components and Systems*, New York, John Wiley & Sons, Inc., 2001, 459 p.
7. Ghione G., Naldi C. U., *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1987, vol. 35, no. 3, pp. 260–267. <https://doi.org/10.1109/TMTT.1987.1133637>
8. Kitazawa T., Hayashi Y., *IEE Proceedings H (Microwaves, Antennas and Propagation)*, 1986, vol. 133, no. 1, pp. 18–20. <https://doi.org/10.1049/ip-h-2.1986.0003>
9. Stefan Lauffenburger, Thèse présentée pour obtenir le grade de docteur de l'École Nationale Supérieure des Télécommunications,

Characterization of microwave Gallium Arsenide integrated circuits with electro-optic probing using a continuous laser beam / *Électronique et Communications* (École Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, 2004). (In Fr.)

10. Блистанов А. А. Кристаллы квантовой и нелинейной оптики. М.: МИСИС, 2000. 432 с.

References

1. Harati P., Schoch B., Tessmann A., Schwantuschke D., Henneberger R., Czekala H., Zwick T., Kallfass I., *IEEE Microwave Magazine*, 2017, vol. 18, no. 7, pp. 64–76. <https://doi.org/10.1109/MMM.2017.2738898>
2. Kleopin A. V., Malay I. M., *Izmeritel'naya tekhnika*, 2021, no. 9, pp. 47–53. (In Russ.) <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2021-9-47-53>
3. Brusnicyna L. A., Stepanovskikh E. I., *Tekhnologiya izgotovleniya pechatnykh plat: uchebnoe posobie* [Technology of printed circuit board manufacturing: textbook], Ekaterinburg, Ural University Publ., 2015, 200 p. (In Russ.)
4. Andrew J. A. Smith, Thesis for the degree of Doctor of Philosophy, Fast Waveform Metrology: Generation, Measurement and Application of Sub-picosecond Electrical Pulses (University of London, London, 1995).
5. Howard Johnson, Martin Graham, *High-speed Signal Propagation: Advanced Black Magic*, Pearson Education, Inc., 2003.
6. Simons Rainee N., *Coplanar Waveguide Circuits, Components and Systems*, New York, John Wiley & Sons, Inc., 2001, 459 p.
7. Ghione G., Naldi C. U., *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1987, vol. 35, no. 3, pp. 260–267. <https://doi.org/10.1109/TMTT.1987.1133637>
8. Kitazawa T., Hayashi Y., *IEE Proceedings H (Microwaves, Antennas and Propagation)*, 1986, vol. 133, no. 1, pp. 18–20. <https://doi.org/10.1049/ip-h-2.1986.0003>
9. Stefan Lauffenburger, Thèse présentée pour obtenir le grade de docteur de l'École Nationale Supérieure des Télécommunications, Characterization of microwave Gallium Arsenide integrated circuits with electro-optic probing using a continuous laser beam / *Électronique et Communications* (École Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, 2004). (In Fr.)
10. Blistanov A. A., *Krystally kvantovoy i nelineynoy optiki* [Crystals in quantum and nonlinear optics], Moscow, MISIS Publ., 2000, 432 p. (In Russ.)

Статья поступила в редакцию 09.11.2021; одобрена после рецензирования 20.11.2021; принята к публикации 01.12.2021.
The article was submitted 09.11.2021; approved after reviewing 20.11.2021; accepted for publication 01.12.2021.

Научная статья

УДК 681.883.46

<https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-1-68-72>

Фазовая регистрация возмущений флуктуирующих сред с помощью пространственно-разнесённого радиоакустического генератора

Владимир Георгиевич Лукашкин¹, Михаил Юрьевич Прилепко²✉

^{1, 2} МИРЭА-Российский технологический университет, Москва, Россия

¹vlukashkin@mirea.ru, <https://orcid.org/0000-0003-3206-030X>

²prilepko@mirea.ru ✉, <https://orcid.org/0000-0002-1850-195X>

Аннотация. Проведены исследования в области мониторинга и регистрации геофизических возмущений. Возмущения флуктуирующих сред оказывают существенное влияние на функционирование технических систем управления, безопасности, навигации, связи и др. По этой причине разработка методов и средств мониторинга и регистрации геофизических возмущений является актуальной задачей во многих областях науки и техники. Рассмотрен способ регистрации геофизических возмущений в флуктуирующих средах с помощью пространственно-разнесённого радиоакустического генератора. Способ регистрации геофизических возмущений основан на сравнении фазы акустического сигнала, принятого из флуктуирующей среды, с фазой сигнала, излучаемого в контролируемую среду. Выходным сигналом фазового детектора является постоянное напряжение, описываемое монотонной функцией разности фаз входных сигналов. Сформулировано условие самовозбуждения пространственно-разнесённого радиоакустического генератора, определяющее общим решением переходной составляющей дифференциального уравнения второго порядка. Приведены структурные схемы технической реализации способа. По результатам экспериментального исследования представлена фазограмма выходного сигнала фазового детектора как реакция на вбрасывание объектов различных размеров в зону распространения акустического луча. Результаты исследования актуальны для следующих областей применения: зондирование континентальных морских и океанических шельфов, мониторинг вихревых и турбулентных возмущений воздушного пространства взлётно-посадочных полос аэропортов, контроль морских волнений и подводных течений в акваториях морских портов, обнаружение посторонних объектов в охраняемых зонах.

Ключевые слова: флуктуирующие среды, пространственно-разнесённый радиоакустический генератор, геофизические возмущения, регистрация, акустический сигнал, узкополосный кварцевый фильтр, радиосигнал, фазовый детектор

Для цитирования: Лукашкин В. Г., Прилепко М. Ю. Фазовая регистрация возмущений флуктуирующих сред с помощью пространственно-разнесённого радиоакустического генератора // Измерительная техника. 2022. № 1. С. 68–72. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-1-68-72>

Phase registration of perturbations of fluctuating media using a spatially spaced radio-acoustic generator

Vladimir G. Lukashkin¹, Mihail Y. Prilepko²✉

^{1, 2} MIREA-Russian Technological University, Moscow, Russia

¹vlukashkin@mirea.ru, <https://orcid.org/0000-0003-3206-030X>

²prilepko@mirea.ru ✉, <https://orcid.org/0000-0002-1850-195X>

Abstract. Research in the field of monitoring and registration of geophysical disturbances, being a complex scientific and technical problem, is of great applied importance. Perturbations of fluctuating media have a significant impact on the functioning of technical systems for control, safety, navigation, communications, etc. For this reason, the development of methods and tools for monitoring and recording geophysical disturbances is an urgent task in many areas of science and technology. The article discusses a method for registering geophysical disturbances in fluctuating media using a spatially separated radioacoustic generator. The event registration method is based on comparing the phase of the acoustic signal received from the fluctuating medium with the phase of the signal emitted into the controlled environment. The output signal of the phase detector is a DC voltage described by a monotonic function of the phase difference of the input signals. A condition for self-excitation of a spatially separated radioacoustic generator is formulated, which is determined by the general solution of the transient component of a second-order differential equation. The block diagrams of the technical implementation of the method are presented. The principle of registration of disturbances is based on the comparison of the phases of the signals received and emitted into the controlled environment. Based on the results of the experimental study, the phasegram of the output signal of the phase detector is presented as a reaction to the throwing of objects of various sizes into the zone of propagation of the acoustic beam. The results of the study are relevant for the following areas of application: sounding of continental sea and ocean shelves, monitoring of vortex and turbulent disturbances in the airspace of airport runways, control of sea waves and underwater currents in the waters of seaports, detection of foreign objects in protected areas.

Keywords: fluctuating media, spatially spaced radio-acoustic generator, geophysical disturbances, registration, acoustic signal, narrow-band quartz filter, radio signal, phase detector

Введение. Обнаружение и регистрация геофизических аномалий является комплексной задачей, включающей

техническую и математическую составляющие. Детектирование, регистрация и измерения аномалий физических

параметров исследуемой среды позволяют делать выводы о происходящих в ней процессах. Поэтому создание чувствительных и надёжных методов и средств обнаружения и регистрации возмущений в флуктуирующих средах является востребованной задачей в таких областях, как контроль морских волнений и подводных течений, мониторинг вихревых и турбулентных возмущений воздушного пространства взлётно-посадочных полос аэропортов, регистрация момента пересечения границы охраняемой зоны посторонним объектом и др.

Одним из способов регистрации геофизических возмущений низких и сверхнизких частот, а также возмущений ударного характера в флуктуирующих средах (гидросфере, атмосфере, земной коре), является просветный способ локации с использованием пространственно-разнесённого радиоакустического генератора.

Представленный способ можно использовать для детектирования и регистрации геофизических возмущений в охраняемых комплексах специального назначения [1]. В состав пространственно-разнесённого радиоакустического генератора входят канал прямой акустической связи длиной 100–150 м и радиоканал положительной обратной связи. Обнаружение геофизических возмущений основано на регистрации разности фаз, возникающей между излучаемым в контролируемую среду сигналом и принимаемыми из неё акустическими сигналами.

Принцип работы пространственно-разнесённого радиоакустического генератора. Принцип работы пространственно-разнесённого радиоакустического генератора показан на рис. 1. Принятый пьезокерамическим гидрофоном 1 акустический сигнал частотой 10 кГц модулирует с помощью модулятора 2 амплитуду несущей частоты 30 МГц радиопередатчика 3, который излучает амплитудно-модулированный сигнал в канал положительной обратной связи. В радиоприёмном тракте 4 с помощью амплитудного детектора 5 выделяется модулирующий сигнал частотой 10 кГц, который через узкополосный ($\Delta f = 5$ Гц) кварцевый фильтр 6 и усилитель 7 подаётся на гидроакустический излучатель 8. При выполнении условий самовозбуждения (баланс амплитуд и баланс фаз) система возбуждается на частоте узкополосного кварцевого фильтра 10 кГц:

$$\omega_0 = (L_p C_p)^{-1/2},$$

где L_p , C_p – индуктивность и ёмкость кварцевого резонатора.

Любая пространственная флуктуация исследуемой среды, возникающая в зоне распространения акустического луча, вызывает изменение амплитудно-фазовых характеристик и времени задержки τ_c распространения акустического сигнала:

$$\tau_c = l/c,$$

где l – длина акустического луча; c – скорость распространения акустического сигнала в среде.

Показанная на рис. 1 структурная схема является пространственно-разнесённым радиоакустическим генератором

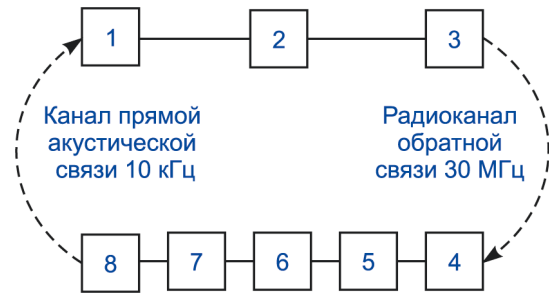


Рис. 1. Принцип работы пространственно-разнесённого радиоакустического генератора:

1 – пьезокерамический гидрофон; 2 – модулятор; 3 – радиопередатчик; 4 – радиоприёмник; 5 – амплитудный детектор; 6 – узкополосный кварцевый фильтр; 7 – усилитель; 8 – гидроакустический излучатель

Fig. 1. The principle of operation of a spatially spaced radio-acoustic generator:

1 – piezoceramic hydrophone; 2 – modulator; 3 – radio transmitter; 4 – radio receiver; 5 – amplitude detector; 6 – narrow-band quartz filter; 7 – amplifier; 8 – hydroacoustic emitter

с внешней параллельной положительной обратной связью по напряжению. Этот генератор можно представить в виде двух закольцованных четырёхполюсников (усилительного устройства и устройства обратной связи) с комплексными коэффициентами передачи соответственно $K(j\omega)$, $\beta(j\omega)$ (рис. 2).

Для усилительного устройства разомкнутой системы, представляющего акустический канал передачи, комплексный коэффициент передачи можно представить как

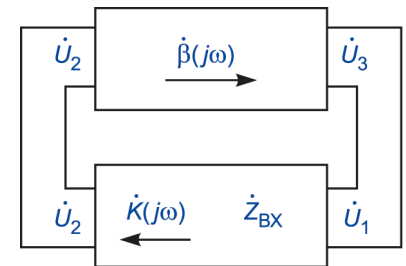


Рис. 2. Модель пространственно-разнесённого радиоакустического генератора с внешней параллельной положительной обратной связью по напряжению

Fig. 2. A model of a spatially spaced radio-acoustic generator with an external parallel positive voltage feedback

$$\dot{K}(j\omega) = \dot{U}_2 / \dot{U}_1 = K(\omega) e^{j\varphi_K(\omega)};$$

$$K(\omega) = U_2(\omega) / U_1(\omega);$$

$$\varphi_K(\omega) = \varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega),$$

где $\dot{U}_2$, $\dot{U}_1$ – комплексные амплитуды напряжения на выходе и входе канала соответственно; $K(\omega)$ – модуль коэффициента усиления на частоте ω ; $\varphi_K(\omega)$ – сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями акустического усилителя; $\varphi_2(\omega)$, $\varphi_1(\omega)$ – фазы выходного и входного напряжения соответственно.

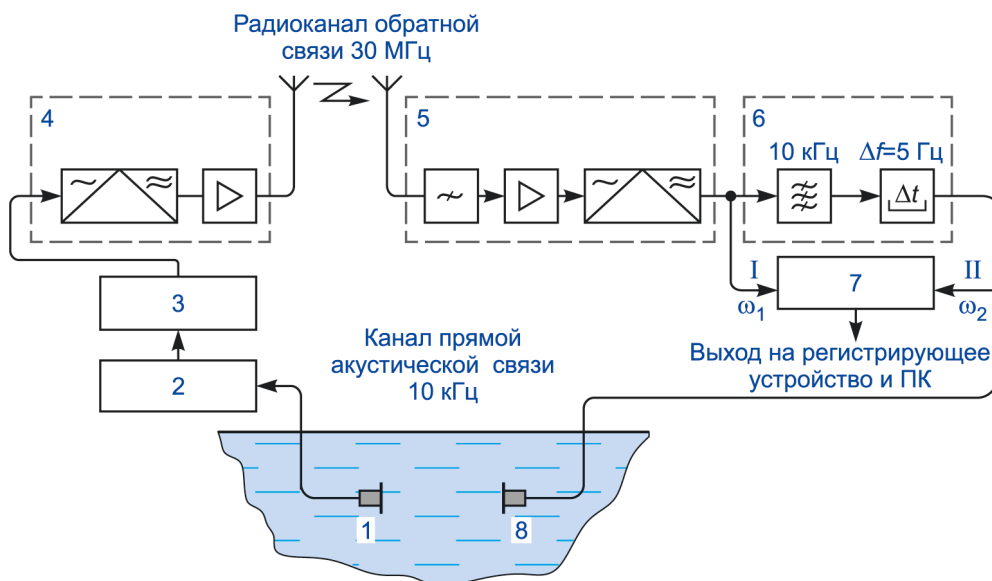


Рис. 3. Функциональная схема технической реализации фазовой регистрации возмущений флуктуирующих сред:

1 – пьезокерамический гидрофон; 2 – акустический приёмник; 3 – модулятор; 4 – радиопередатчик; 5 – радиоприёмник; 6 – узкополосный кварцевый фильтр; 7 – фазовый детектор; 8 – гидроакустический излучатель

Fig. 3. Functional diagram of the technical implementation of the phase registration of disturbances in fluctuating media:

1 – piezoceramic hydrophone; 2 – acoustic receiver; 3 – modulator; 4 – radio transmitter; 5 – radio receiver; 6 – narrow-band quartz filter; 7 – phase detector; 8 – hydroacoustic emitter

Для петли положительной обратной связи, функцию которой выполняет радиоканал, комплексный коэффициент передачи определяется из соотношения

$$\dot{\beta}(j\omega) = \dot{U}_1 / \dot{U}_2 = \beta(\omega) e^{j\varphi_\beta(\omega)};$$

$$\beta(\omega) = U_1(\omega) / U_2(\omega);$$

$$\varphi_\beta(\omega) = \varphi_1(\omega) - \varphi_2(\omega),$$

где $\beta(\omega)$ – модуль коэффициента усиления на частоте ω ; $\varphi_\beta(\omega)$ – сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями усилителя радиоканала.

Условие самовозбуждения пространственно-разнесённого радиоакустического генератора относительно напряжения возбуждения u_B определяется общим решением переходной составляющей дифференциального уравнения второго порядка:

$$d^2 u_B / dt^2 + 2\delta_{\text{экв}} du_B / dt + \omega_B^2 u_B = 0; \quad (1)$$

$$\omega_B = \sqrt{\omega_0^2 - \delta_{\text{экв}}^2} \approx \omega_0,$$

где u_B – мгновенное напряжение возбуждения пространственно-разнесённого радиоакустического генератора; $\delta_{\text{экв}}$ – эквивалентный коэффициент затухания системы; ω_B – частота возбуждения генератора, определяемая параметрами используемого в данной колебательной системе узкополосного кварцевого фильтра.

В схемах с LC-резонаторами эквивалентный коэффициент затухания определяется из соотношения

$$\delta_{\text{экв}} = (r + r_{\text{отр}}) / (2L),$$

где r – сопротивление потерь колебательного контура; $r_{\text{отр}}$ – отрицательное сопротивление, вносимое в автоколебательную систему за счёт внутренней или внешней обратной связи.

В общем случае уравнение (1) является нелинейным. Упрощённый вариант решения уравнения (1) заключается в его линеаризации. В силу малости начальных амплитуд автоколебаний условия самовозбуждения генератора можно анализировать в линейном режиме активных элементов, для чего пригодны все известные критерии устойчивости линейных систем. При этом решение линеаризованного уравнения имеет вид

$$u_B = U_B e^{-\delta_{\text{экв}} t} \sin(\omega_B t + \varphi),$$

где U_B – амплитудное значение напряжения возбуждения пространственно-разнесённого радиоакустического генератора.

Для систем с внутренней обратной связью амплитуда колебаний в системе будет нарастать при условии $2\delta_{\text{экв}} \leq 0$, т. е. $r_{\text{отр}} \leq 0, |r_{\text{отр}}| \geq r$.

Для систем с внешней обратной связью, в том числе для рассматриваемой схемы (см. рис. 1), коэффициент передачи замкнутой системы определяется отношением комплексного коэффициента передачи акустического канала к петлевому усилению системы:

$$\dot{K}_{\text{з.с}}(j\omega) = \dot{K}(j\omega) / [1 - \dot{K}(j\omega)\dot{\beta}(j\omega)],$$

где $\dot{K}(j\omega)$ – комплексный коэффициент передачи акустического канала в разомкнутой системе; $\dot{\beta}(j\omega)$ – коэффициент передачи цепи обратной связи; $1 - \dot{K}(j\omega)\dot{\beta}(j\omega)$ – петлевое усиление системы.

Амплитуда выходного напряжения в данном случае будет стремиться к бесконечности, если для некоторой частоты ω будет выполняться следующее условие:

$$K(j\omega)\beta(j\omega)\exp\{j[\varphi_K(\omega) + \varphi_\beta(\omega)]\} = 1. \quad (2)$$

Уравнение (2) включает в себя два условия возникновения автоколебаний в пространственном генераторе: баланс фаз и амплитуд соответственно

$$\varphi_K(\omega) + \varphi_\beta(\omega) = 2\pi k, \quad (3)$$

$$|K(\omega)\beta(\omega)| \geq 1, \quad (4)$$

где k – целое число.

Если условия (3), (4) выполняются только для одной частоты, то система является генератором гармонических колебаний.

Техническая реализация способа регистрации геофизических возмущений. Один из возможных вариантов технической реализации описываемого способа регистрации геофизических возмущений приведён на рис. 3.

Способ предполагает использование описанного выше пространственно-разнесённого радиоакустического генератора, состоящего из радиоканала положительной обратной связи и гидроакустического канала прямой передачи длиной порядка 150 м. Гидроакустический канал образован узконаправленным магнитострикционным акустическим излучателем 8, работающим на частоте 10 кГц при интенсивности звука не менее 15 Вт/м² и высокочувствительным пьезо-керамическим гидрофоном 1 [2, 3].

В соответствии с условием самовозбуждения (4) пространственно-разнесённого радиоакустического генератора коэффициент усиления $K(\omega)$ акустического канала должен быть не менее 10^6 .

Ключевым элементом акустического канала является узкополосный кварцевый фильтр 6. В схеме, реализующей описываемый способ, использован кварцевый фильтр на 10 кГц с шириной полосы пропускания $\Delta f = 5$ Гц и добротностью $Q = f_0 / \Delta f = 2000$ (f_0 – резонансная частота кварцевого фильтра). Большая постоянная времени фильтра обеспечивает компенсацию фазовых задержек в звеньях системы и выполнение условия баланса фаз (3), необходимое для самовозбуждения пространственно-разнесённого радиоакустического генератора.

Радиоканал положительной обратной связи содержит радиопередатчик 4 мощностью излучения амплитудно-модулированного сигнала не менее 0,1 Вт на частоте 30 МГц и радиоприёмник 5 чувствительностью не более 1 мкВ.

Для обнаружения и регистрации геофизических флуктуаций среды фазовым методом был использован двухканальный фазовый детектор 7 на логическом элементе «Исключающее ИЛИ» [4, 5], на выходе которого формируется постоянное напряжение, являющееся монотонной функцией разности фаз входных сигналов. Для усреднения импульсного выходного напряжения на выходе фазового детектора установлен интегратор или фильтр нижних частот.

На вход 1 фазового детектора 7 (см. рис. 3) через радиоканал обратной связи поступает значение фазы акустического сигнала, принятого из гидросферы и переданного по радиоканалу. На вход 2 поступает значение фазы акустического сигнала, прошедшего через узкополосный кварцевый фильтр, предназначенный для формирования сигнала, излучаемого в контролируемую среду.

Данные о мгновенном значении разности фаз можно обрабатывать и сохранять с помощью подключённого к выходу

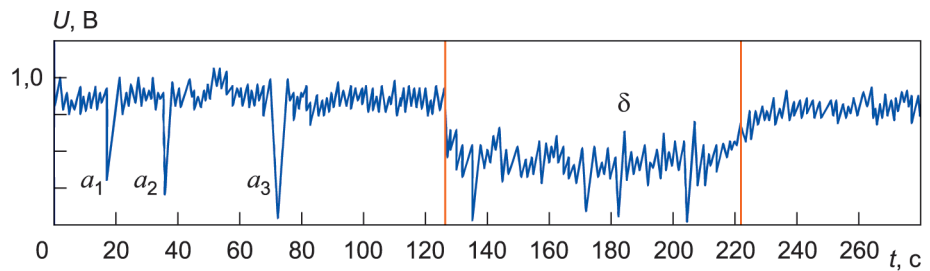


Рис. 4. Флуктуации выходного напряжения фазового детектора, вызванные вбрасыванием объектов различного размера в водную среду в просвете акустического луча:

a_1 – прямоугольный объект 250×120×65 мм; a_2 – прямоугольный объект 250×130×120 мм; a_3 – цилиндрический объект Ø280×250 мм; δ – пересечение вёсельной лодкой акустического луча под углом 90° в течение около 1,5 мин

Fig. 4. Fluctuations of the output voltage of the phase detector as a reaction to the throwing of objects of various sizes into the aqueous medium in the lumen of the acoustic beam:

a_1 is a rectangular object with dimensions of 250×120×65 mm; a_2 is a rectangular object with dimensions of 250×130×120 mm; a_3 – a cylindrical object with dimensions Ø280×250 mm; δ – intersection of an acoustic beam by a rowing boat at an angle of 90° for about 1.5 minutes

фазового детектора персонального компьютера с соответствующим программным обеспечением.

Дальнейшим направлением развития описываемого способа регистрации геофизических возмущений в части передачи информации может стать использование квадратурной амплитудной модуляции для высокоскоростной передачи информации. Достоинства квадратурной амплитудной модуляции и анализ погрешностей вследствие разбаланса квадратур подробно описаны в [6].

Результаты исследования. Обнаруженная в ходе экспериментальных исследований высокая чувствительность установки, реализующей описываемый способ регистрации геофизических возмущений, обеспечивается схемотехническими решениями и оптимальным выбором соответствующих параметров применяемой аппаратуры для поставленной задачи. Макет установки, реализованный в соответствии с описываемым способом, испытывали в реальных условиях на озере Валдай в присутствии представителей института физики Земли АН РФ. Типовой пример регистрации разности фаз при воздействии внешних волновых возмущений и при спокойном состоянии поверхности гидросферы показан на рис. 4. На фазограмме символами a_1 , a_2 , a_3 , δ отмечены зоны флуктуации выходного напряжения фазового детектора как реакция на вбрасывание объектов различного размера в водную среду в просвете акустического луча: зона a_1 – прямоугольный объект размерами 250×120×65 мм, зона a_2 – прямоугольный объект размерами 250×130×120 мм, зона a_3 – цилиндрический объект размерами Ø280×250 мм, на участке δ зафиксирован момент пересечения вёсельной лодкой акустического луча под углом 90° в течение около 1,5 мин.

Закключение. В зависимости от поставленной задачи, выбора среды и диапазона частот, представленный способ может иметь различное практическое применение. К возможным техническим приложениям можно отнести: зондирование континентальных морских и океанических шельфов [7]; мониторинг вихревых и турбулентных возмущений воздушного пространства взлётно-посадочных полос аэропортов; контроль

морских волнений и подводных течений в акваториях морских портов; бесконтактная регистрация момента пересечения границы охраняемой зоны посторонним объектом.

Список источников

1. Способ гидроакустического обнаружения и вытеснения пловцов и морских биологических объектов от системы водозабора атомной электростанции: пат. RU 2256196 C2 / С. А. Бахарев // Изобретения и полезные модели. 2005. № 19.
2. Зарайский В. А. Акустика океана. СПб.: ВМА им. Кузнецова, 2003. 233 с.
3. Марапулец Ю. А., Луковенкова О. О., Тристанов А. Б., Ким А. А. Методы регистрации и частотно-временного анализа сигналов геоакустической эмиссии: монография. Владивосток: Дальнаука, 2017. 146 с.
4. Gholami M., Ardeshir G., Dual phase detector based delay locked loop for high speed applications, *International Journal of Engineering*, 2014, vol. 27, no. 4. pp. 517–522.
5. Kumar N., Kumar M., 2016 2nd International Conference on Contemporary Computing and Informatics (IC3I), 2016, pp. 676–680. <https://doi.org/10.1109/IC3I.2016.7918048>
6. Куликов Г. В., Лелюх А. А. Влияние амплитудного и фазового разбаланса квадратур на помехоустойчивость когерентного приема сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией // Российский технологический журнал. 2021. Т. 9. №. 1. С. 29–37. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-1-29-37>

7. Собисевич А. Л., Преснов Д. А., Шуруп А. С. Фундаментальные основы совершенствования пассивных сейсмогидроакустических методов исследования шельфа Арктики // Акустический журнал. 2021. Т. 67. № 1. С. 72–97.

References

1. Baharev S. A., RF Patent no. RU 2256196 C2, *Byull. Izobret.*, no. 19 (2005).
2. Zarajskij V. A., *Akustika okeana [Ocean Acoustics]*, Saint-Petersburg, Voenno-morskaja akademija Publ., 2003, 233 p. (In Russ.)
3. Marapulec Ju. V., Lukovenkova O. O., *Metody registracii i chastotno-vremennogo analiza signalov geoakusticheskoy jemissii [Methods of registration and time-frequency analysis of geoacoustic emission signals]*, Vladivostok, Dalnauka Publ., 2017, 146 p. (In Russ.)
4. Gholami M., Ardeshir G., Dual phase detector based delay locked loop for high speed applications, *International Journal of Engineering*, 2014, vol. 27, no. 4. pp. 517–522.
5. Kumar N., Kumar M., 2016 2nd International Conference on Contemporary Computing and Informatics (IC3I), 2016, pp. 676–680. <https://doi.org/10.1109/IC3I.2016.7918048>
6. Kulikov G. V., Lelyukh A. A., *Russian Technological Journal*, 2021, vol. 9, no. 1, pp. 29–37. (In Russ.) <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-1-29-37>
7. Sobisevich A. L., Presnov D. A., Shurup A. S., *Acoustical Physics*, 2021, vol. 67, no. 1, pp. 62–82. (In Russ.) <https://doi.org/10.1134/S1063771021010048>

Статья поступила в редакцию 15.07.2021; одобрена после рецензирования 13.10.2021; принята к публикации 18.10.2021.
The article was submitted 15.07.2021; approved after reviewing 13.10.2021; accepted for publication 18.10.2021.

ПОДПИСКА – 2022

- на ежемесячный научно-технический журнал
«Измерительная техника»
(печатное издание и электронная копия)

- ▶ онлайн на сайтах подписных агентств
- ▶ в редакции

Подписка через Интернет

ГК «Урал-Пресс»

«Измерительная техника»
38168 (печатное издание)
013315 (электронная копия)

www.ural-press.ru

☎ +7 (495) 789-86-36; +7 (499) 700-05-07

Агентство по распространению зарубежных изданий

www.arzi.ru

☎ +7 (495) 680-89-87; +7 (495) 631-62-55

✉ secret@arzi.ru

Агентство «Книга-Сервис»

- интернет-каталог «Пресса по подписке» www.akc.ru
- объединённый каталог «Пресса России» www.ppressa-rf.ru

☎ +7 (495) 631-62-54

✉ podpiska@pressa-rf.ru

Научная электронная библиотека eLIBRARY.RU www.elibrary.ru

Электронно-библиотечная система «РУКОНТ» www.lib.rucont.ru

Подписка в редакции
на номера текущего года и архивные номера 2016–2021 гг.

- ▶ по телефону +7 (495) 430-28-02
- ▶ по электронной почте kersova@vniims.ru
- ▶ на сайтах www.vniims.ru, www.izmt.ru

Адрес редакции:

119361 Москва, ул. Озёрная, 46, ФГБУ «ВНИИМС»

☎ +7 (495) 781-48-70

✉ izmt@vniims.ru

www.izmt.ru