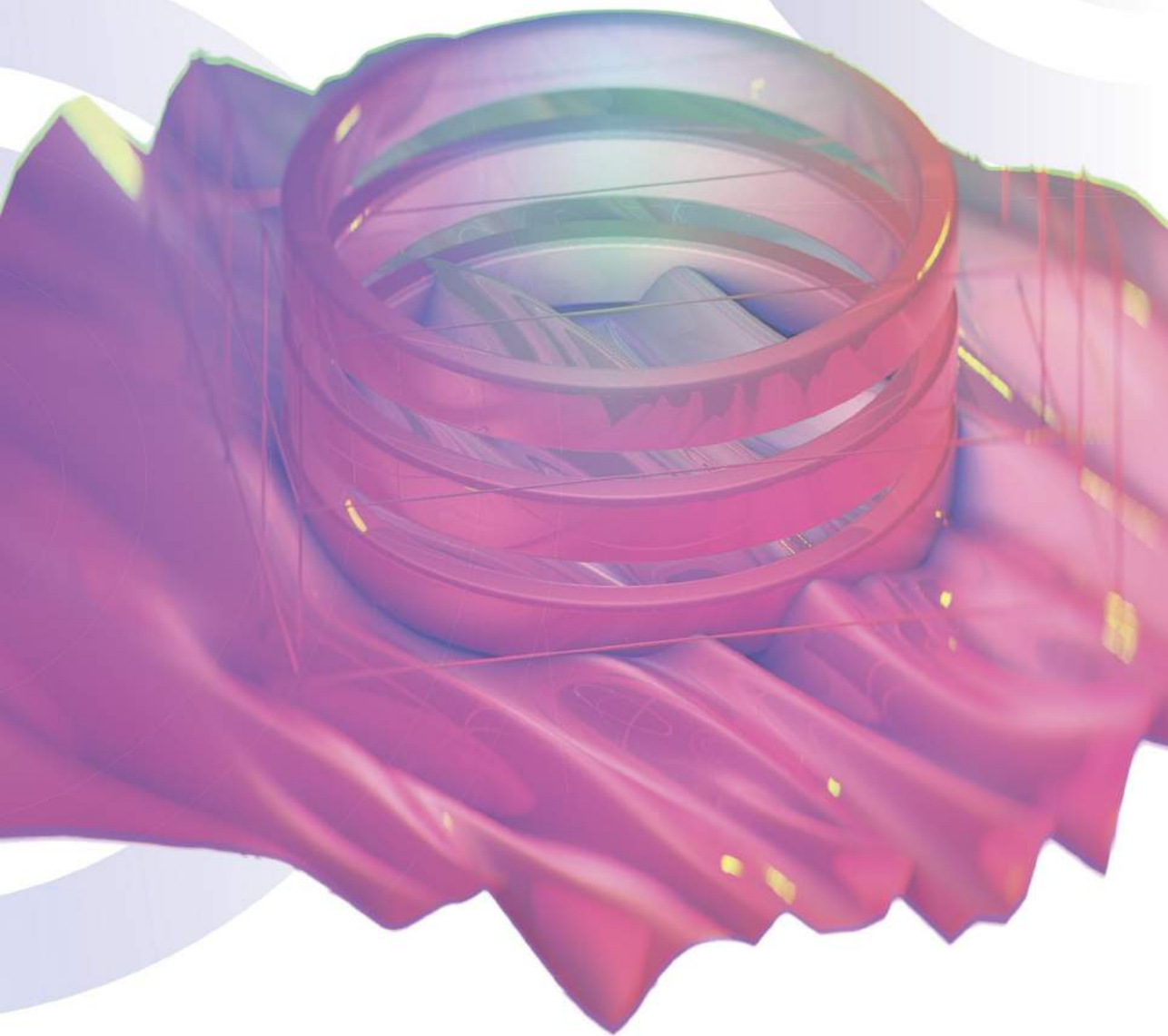


ISSN 2588-0454
ISSNe 2588-0462

URAL RADIO ENGINEERING JOURNAL



VOL. 2, No 4
2018

urj.urfu.ru

ISSN 2588-0454 (Print)
ISSN 2588-0462 (Online)



Ural Radio Engineering Journal

2018, vol. 2, № 4

Ural Radio Engineering Journal

2018, vol. 2, № 4
Scientific and Technical Journal

Established in 2017
Published four times a year

The articles appear in Russian and English

Issued in Russia

© Ural Federal University, 2018

Founded by Ural Federal University
named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira st., Ekaterinburg, 620002, Russia

Editor in Chief

Sergey T. Knyazev, Ekaterinburg, Russia

Editorial council

Igor I. Abramov, Minsk, Belarus

Bakytzhan S. Akhmetov, Almaty, Republic of Kazakhstan

Yuri P. Akulinichev, Tomsk, Russia

Stanislav N. Darovskikh, Chelyabinsk, Russia

Leonid G. Dorosinskij, Ekaterinburg, Russia

Yurij B. Gimpilevich, Sevastopol, Russia

Vladlen I. Gusevskij, Moscow, Russia

Nalik T. Isembergenov, Almaty, Republic of Kazakhstan

Vyacheslav E. Ivanov, Ekaterinburg, Russia

Reinhard Klette, Auckland, New Zealand

Victor G. Kobernichenko, Ekaterinburg, Russia

Vladislav Ya. Noskov, Ekaterinburg, Russia

Evgeny Ochin, Szczecin, Poland

Boris A. Panchenko, Ekaterinburg, Russia

Vladimir V. Sazonov, Moscow, Russia

Sergey N. Shabunin, Ekaterinburg, Russia

Nikolaj I. Vojtovich, Chelyabinsk, Russia

Уральский радиотехнический журнал

2018, том 2, № 4
Научно-технический журнал

Журнал основан в 2017 г.
Выходит четыре раза в год

Статьи публикуются на русском и английском

Издается в России

© Уральский федеральный университет, 2018

Учредитель — Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
«Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б.Н. Ельцина»
620002, Россия, Екатеринбург, ул. Мира, 19

Главный редактор

Князев Сергей Тихонович, Екатеринбург, Россия

Редакционный совет

Абрамов Игорь Иванович, Минск, Беларусь

Акулиничев Юрий Павлович, Томск, Россия

Ахметов Бакытжан Сражатдинович, Алматы, Республика Казахстан

Войтович Николай Иванович, Челябинск, Россия

Гимпилевич Юрий Борисович, Севастополь, Россия

Гусевский Владлен Ильич, Москва, Россия

Даровских Станислав Никифорович, Челябинск, Россия

Доросинский Леонид Григорьевич, Екатеринбург, Россия

Иванов Вячеслав Элизбарович, Екатеринбург, Россия

Исембергенов Налик Турегалиевич, Алматы, Республика Казахстан

Клетте Рейнхард, Окленд, Новая Зеландия

Коберниченко Виктор Григорьевич, Екатеринбург, Россия

Носков Владислав Яковлевич, Екатеринбург, Россия

Очин Евгений, Щецин, Польша

Панченко Борис Алексеевич, Екатеринбург, Россия

Сазонов Владимир Васильевич, Москва, Россия

Шабунин Сергей Николаевич, Екатеринбург, Россия

CONTENTS

<i>Hau Vu Xuan, Kumkov S.I.</i> Application of interval analysis to digital procession of data from ship magnetic compass.....	7
<hr/>	
<i>Noskov V.Ya., Smolskiy S.M., Ignatkov K.A., Chupahin A.P.</i> Signals of autodyne modules with external detection.....	20
<hr/>	
<i>Savin A.N., Nakrap I.A., Vakhlaeva K.P.</i> Method of separation of oscillations types in the calculation of characteristics of SWS CCC in the program ANSYS HFSS.....	41
<hr/>	
<i>Ronkin M.V., Kalmykov A.A.</i> Analysis of processing features of ultrasonic flowmeters with FMCW signals.....	52
<hr/>	
<i>Zeyde K.M.</i> Verified simulation of waveguide inhomogeneities in Keysight EMPro 2017 software.....	67
<hr/>	
Publication Requirements for Articles Submitted to <i>Ural Radio Engineering Journal</i>	77
<hr/>	
Publication Ethics	83
<hr/>	
Article Submission Guidelines	90

СОДЕРЖАНИЕ

<i>Хау Ву Ксан, Кумков С.И.</i> Применение методов интервального анализа к цифровой обработке данных корабельного компаса.....	7
<hr/>	
<i>Носков В.Я., Смольский С.М., Игнатков К.А., Чупахин А.П.</i> Сигналы автодинных модулей с внешним детектированием	20
<hr/>	
<i>Савин А.Н., Накрап И.А., Вахлаева К.П.</i> Метод разделения видов колебаний при расчете характеристик ЗС ЦСР в программе ANSYS HFSS.....	41
<hr/>	
<i>Ронкин М.В., Калмыков А.А.</i> Анализ особенностей обработки сигналов ультразвуковых расходомеров с линейно-частотно модулированным излучением.....	52
<hr/>	
<i>Зейде К.М.</i> Экспериментально верифицированное моделирование неоднородностей в волноводах в программе Keysight EMPro 2017 (In Eng.).....	67
<hr/>	
Требования к статьям, публикуемым в журнале <i>Ural Radio Engineering Journal</i>	77
<hr/>	
Публикационная этика.....	86
<hr/>	
Правила оформления статьи	90



URAL JOURNAL
RADIO ENGINEERING

Применение методов интервального анализа к цифровой обработке данных корабельного компаса

Хау Ву Ксан¹, С.И. Кумков^{1,2}

¹ Институт радиоэлектроники и информационных технологий, Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия; e-mail: hauxuanhd@gmail.com

² Институт математики и механики им. Н.Н. Красовского, Уральское отделение Российской академии наук, Екатеринбург, Россия; e-mail: sikumkov@gmail.com

Аннотация. В статье описываются результаты применения методов интервального анализа к цифровой обработке реальной зашумленной информации магнитного курса от корабельного цифрового магнитного компаса. Функционирование алгоритмов оценивалось как при постоянном курсе корабля, так и при выполнении им разворота. Показано, что в условиях неопределенности вероятностных характеристик шумовой компоненты в измерении сигнала, интервальный подход обеспечивает существенно лучшую точность обработки по сравнению со стандартным статистическим подходом.

Ключевые слова. Цифровой корабельный магнитный компас, магнитный курс, зашумленная информация, цифровая обработка, стандартный статистический подход, методы интервального анализа, выходная информация, оценки точности

Application of interval analysis to digital procession of data from ship magnetic compass

Hau Vu Xuan¹, Sergey I. Kumkov^{1,2}

¹ Institute of Radioelectronics and Information Technologies, B.N. Yeltsyn Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia; e-mail: hauxuanhd@gmail.com

² N.N. Krasovskii Institute of Mathematics and Mechanics, Ural Branch of Russian Academy of Sciences, Ekaterinburg, Russia; e-mail: sikumkov@gmail.com

Abstract. The paper presents results of application of interval analysis methods to digital processing of noised data from the ship digital magnetic compass. Noises and chaotic corruptions of the data are stipulated by influence of the ship electric mechanisms and power nets. The problem of processing the noised data is formulated as follows: to filtrate off the noised components and to obtain enhanced estimations of the current magnetic course and its accuracy. Data for processing

is presented as a short sample of measurements of the magnetic course and any probability characteristics of the summary noise components are unknown. Actually, only reasonable interval constraints on maximal modulus (bounds) onto these components can be shown. Under such uncertainty conditions, the standard mathematical statistics methods can be applied only in a formal way. As the alternative, methods of Interval Analysis can be used, since they do not need information on the probability characteristics of the noising components. In contrast to the statistical approaches, the interval procedures give the guaranteed information set of the process admissible parameters and the guaranteed interval of values of the current magnetic course. For the user the following information is provided. The central point of such interval is given out as a pointwise estimate of the current course, the half of the interval presents the accuracy of this estimate, and the tube of admissible values of the process under observation is also calculated. Investigations of the elaborated interval algorithms were performed both under the constant course of the ship and under performing the turn maneuver. The real primary data of the ship digital magnetic compass were used. For comparison, estimations were calculated on the basis of formal application of the standard least squares method. It was shown that under mentioned uncertainty conditions the interval approach gives crucially better estimates.

Keywords. Ship magnetic compass, magnetic course, noised data, digital procession, standard statistical approach, methods of interval analysis, output information, accuracy estimate

1. Введение

Наряду с широко используемыми стандартными гироскопными компасными системами [1] в практику корабельной навигации внедряются перспективные цифровые магнитные компасные (ЦМК) системы. Однако при их разработке и эксплуатации встает проблема обработки информации магнитного курса, содержащей шумы и наводки со стороны электрических систем корабля [2].

В настоящее время существует несколько математических подходов к решению задач обработки и фильтрации. Однако большинство из них опирается на использование информации о вероятностных характеристиках шумовых компонент сигнала. Например, такие классические методы, как Калмановская фильтрация или методы математической статистики (включая стандартный регрессионный метод наименьших квадратов) [3; 4], ориентированы на *нормальное* (гауссовское) распределение плотностей вероятностей шумовой компоненты. Альтернативой является подход на основе интервального анализа, который был предложен в пионерской работе Л.В. Канторовича [5]. В настоящее время успешно развиваются как теоретические, так и прикладные – вычислительные аспекты данного направления обработки зашумленной информации [6–8]. Здесь используется *только* информация о максимальной величине (максимальном ограничении

по модулю) погрешности измерения. При этом в рассматриваемой задаче каждому зашумленному измерению магнитного курса ставится в соответствие интервал неопределенности его возможных значений; физический смысл интервала неопределенности — это область возможных значений сигнала, содержащая неизвестную истинную измеряемую величину. По набору измерений магнитного курса (т.е. по набору интервалов их неопределенности) в соответствии с принятым описанием модели измеряемого процесса, строится *информационное множество* допустимых значений ее параметров и уточняется *трубка* допустимых траекторий (зависимостей) процесса. Методы интервального анализа успешно применялись при решении подобных задач обработки зашумленной экспериментальной информации [9–12].

Для полноты исследования, в настоящей работе расчеты выполнялись на реальной зашумленной информации, как при постоянном магнитном курсе корабля, так и при выполнении судном разворота. Показано, что в условиях неопределенности вероятностных характеристик шумовой компоненты в измерении сигнала интервальный подход обеспечивает существенно лучшую точность выходной отфильтрованной информации. Для сравнения произведены расчеты стандартным методом наименьших квадратов [4].

Статья организована следующим образом. В Разделе 2 рассматриваются особенности первичной информации цифрового магнитного компаса, и формулируется задача исследования. В Разделе 3 описываются основные математические соотношения обработки на основе как стандартного МНК, так и на основе процедур интервального анализа. Результаты обработки реальной зашумленной информации приведены в Разделе 4.

Дается Заключение по работе и приводится список цитированных источников.

2. Особенности информации магнитного курса.

Постановка задачи исследования

По результатам работы ЦМК на заданном интервале $[0, T]$ наблюдения, в моменты t_n измерений получена выборка N значений ψ_n магнитного курсового угла

$$\{t_n, \psi_n\}, t_n \in [0, T], n = 1, N. \quad (1)$$

При *аддитивной* модели зашумления, каждое полученное измерение y_n имеет следующую структуру:

$$\psi_n = \Psi_n + e_n, n = 1, N, |e_n| \leq e_{\max}, \quad (2)$$

где Ψ_n — неизвестная измеряемая истинная величина магнитного курса; e_n — погрешность n -го измерения, ограниченная по модулю величиной e_{\max} .

Вероятностные характеристики погрешности измерения *неизвестны*, а погрешности в соседних измерениях *независимы* между собой.

Для каждого измерения ψ_n по модели (2) рассчитываются нижняя $-\psi_n$ и верхняя $+\psi_n$ границы интервала неопределенности H_n

$$H_n = [-\psi_n, +\psi_n], n = 1, N: -\psi_n = \psi_n - e_{\max}, +\psi_n = \psi_n + e_{\max}. \quad (3)$$

Напомним, что физический смысл интервала неопределенности (3) – *это область возможных значений сигнала, содержащая неизвестную истинную измеряемую величину.*

В случае *постоянного магнитного курса* судна, функция, описывающая процесс изменения измеряемой магнитной компоненты от времени t , является константой на всем интервале наблюдения

$$\Psi_1(t) = \text{Const}, t \in [0, T], \quad (4)$$

а в случае *разворота судна с постоянной угловой скоростью*, изменение его курсового угла описывается линейной функцией $\Psi_2(t)$

$$\Psi_2(t) = \Psi_n + \omega t, t \in [0, T], \quad (5)$$

где T – момент окончания наблюдения (1); Ψ_n – начальное значение описывающей функции на момент $t = 0$; ω – угловая скорость изменения магнитного угла, полагается постоянной на рассматриваемом интервале времени наблюдения. Здесь величины Ψ_n и ω являются параметрами, подлежащими определению (оцениванию).

Формулировка задачи: *для заданной выборки замеров (1), при модели зашумления (2) и соответствующей описывающей функции (4) или (5) требуется найти текущую величину курса и оценку ее точности.*

3. Основные математические соотношения цифровой обработки информации

Обработка стандартным методом наименьших квадратов

Поскольку вероятностные характеристики погрешности измерений неизвестны, стандартные статистические методы (например, [4]) можно применять только формально.

Для случая *постоянства* магнитного угла при описывающей функции (4) используются простые стандартные соотношения. Выходная оценка на момент T окончания наблюдения рассчитывается как математическое ожидание выборки

$$\psi_T = (\sum_{n=1, N} \psi_n) / N. \quad (6)$$

Оценка среднеквадратического значения σ_T рассеяния выходной величины находится как

$$\sigma_T = \text{Sqrt}(\sum_{n=1, N} (\psi_n - \psi_T)^2 / (N - 1)). \quad (7)$$

Для случая переменного магнитного угла с описывающей функцией (5), стандартным методом наименьших квадратов [4] рассчитываются значения ее параметров и СКО

$$\psi_{н, мнк}, \omega_{мнк}, \sigma_{мнк}, \quad (8)$$

и определяются возможные безусловные интервалы начального значения и угловой скорости

$$[-\psi_{н, мнк}, +\psi_{н, мнк}], [-\omega_{мнк}, +\omega_{мнк}]. \quad (9)$$

Выходная оценка курса на момент T окончания интервала наблюдения вычисляется по функции (5)

$$\psi_{T, мнк} = \psi_{н, мнк} + \omega_{мнк} T. \quad (10)$$

Обработка на основе интервального подхода

В случае постоянства магнитного угла при описывающей функции (4) выполняются следующие вычисления.

На момент T окончания наблюдения рассчитывается *информационный интервал* $I_T(\psi)$ допустимых значений магнитного угла, совместных с заданной выборкой (1) и функцией (4). Нижняя $-\psi$ и верхняя $+\psi$ границы этого интервала рассчитываются по формулам

$$I_T(\psi) = [-\psi, +\psi]: -\psi = \max_{n=1, N} \{-\psi_n\}, +\psi = \min_{n=1, N} \{+\psi_n\}. \quad (11)$$

Вследствие отсутствия информации о вероятностных характеристиках погрешностей измерений, выходная оценка ψ_T магнитного угла находится как середина интервала (11)

$$\psi_T = 0.5(+\psi + -\psi), \quad (12)$$

а искомая оценка ее точности определяется как полуразмах интервала (12)

$$d\psi = 0.5(+\psi - -\psi). \quad (13)$$

В случае переменного магнитного угла с описывающей функцией (5) используется следующая технология, созданная для обработки зашумленных экспериментальных данных [9–12]. Рассмотрим основные расчетные процедуры.

Для каждой пары интервалов H_i и H_j , $i = 1, N-1, j = i+1, N$, неопределенности (3) замеров выборки (1) рассчитывается двумерное *парциальное информационное множество* $G_{i,j}(\psi_n, \omega)$ [9–12] начального угла и угловой скорости, совместных с данной парой интервалов неопределенности.

$$G_{i,j}(\psi_n, \omega), i = 1, N-1, j = i+1, N. \quad (14)$$

Далее определяется *информационное множество* $I(\psi_n, \omega)$ значений параметров ψ_n, ω , совместных со *всей выборкой замеров*

$$I(\psi_n, \omega) = \bigcap_{i=1, N-1, j=i+1, N} G_{i,j}(\psi_n, \omega). \quad (15)$$

Данное множество характеризуется безусловными минимальными внешними оценками—интервалами параметров (минимальная внешняя vox-оценка) $[_\psi_n, +\psi_n]$ и $[_\omega, +\omega]$. Данные интервалы рассчитываются следующим образом

$$[_\psi_n, +\psi_n] : _ \psi_n = \text{Arg}\{\min_{\psi_n \in I(\psi_n, \omega)} \psi_n\}, +\psi_n = \text{Arg}\{\max_{\psi_n \in I(\psi_n, \omega)} \psi_n\}, \quad (16)$$

$$[_\omega, +\omega] : _ \omega = \text{Arg}\{\min_{\omega \in I(\psi_n, \omega)} \omega\}, +\omega = \text{Arg}\{\max_{\omega \in I(\psi_n, \omega)} \omega\}. \quad (17)$$

Поскольку вероятностные характеристики погрешностей измерения неизвестны, то для дальнейшего расчета “средней” аппроксимирующей зависимости используются средние точки этих интервалов

$$\psi_{n, \text{cp}} = 0.5 (+\psi_n + _ \psi_n) \text{ и } \omega_{\text{cp}} = 0.5 (+\omega + _ \omega), \quad (18)$$

сама средняя зависимость рассчитывается как

$$\psi_{\text{cp}}(t) = \psi_{n, \text{cp}} + \omega_{\text{cp}} t, t \in [0, T]. \quad (19)$$

В отличие от стандартного подхода с МНК, интервальный подход позволяет строить уточненную *трубку гарантированных – допустимых зависимостей* [9–12]. Данная трубка $Tb(t)$ определяется своими нижней $_ Tb(t_n)$ и верхней $+ Tb(t_n)$ границами, рассчитываемыми по информационному множеству (15) следующим образом:

$$Tb(t) = \{ _ Tb(t_n), + Tb(t_n) \}, t_n \in [0, T], n = 1, N, \quad (20)$$

$$_ Tb(t_n) = \min_{(\psi_n, \omega) \in I(\psi_n, \omega)} \{ \psi_n + \omega t_n \}, \quad (21)$$

$$+ Tb(t_n) = \max_{(\psi_n, \omega) \in I(\psi_n, \omega)} \{ \psi_n + \omega t_n \}, \quad (22)$$

Выходные величины рассчитываются следующим образом. На конечный момент T времени наблюдения по информационному множеству (15) вычисляется интервал $[_\psi_T, +\psi_T]$ допустимых значений магнитного угла с нижней и верхней границами

$$_ \psi_T = \min_{(\psi_n, \omega) \in I(\psi_n, \omega)} \{ \psi_n + \omega T \}, \quad (23)$$

$$+ \psi_T = \max_{(\psi_n, \omega) \in I(\psi_n, \omega)} \{ \psi_n + \omega T \}. \quad (24)$$

В рассматриваемом случае отсутствия информации о вероятностных характеристиках погрешностей измерений, выходная оценка ψ_T магнитного угла находится как середина интервала (16)

$$\psi_T = 0.5 (+\psi_T + _ \psi_T), \quad (25)$$

а искомая оценка ее точности определяется как полуразмах этого интервала

$$d\psi_T = 0.5 (+\psi_T + _ \psi_T). \quad (26)$$

4. Результаты обработки реальной зашумленной информации

Случай постоянного магнитного угла. На всем времени наблюдения судно неподвижно стоит у пирса с постоянным магнитным курсом. Файл реальной выборки (моменты замеров t_n и зашумленные измерения ψ_n магнитного угла) и результаты обработки приведены на рис. 1. Длина выборки $N = 23$ замера, данные поступали с тактом dt 1 или 2 сек, полное время наблюдения $T = 34$ сек. Ограничение (2) на максимальное значение погрешности измерения задавалось $e_{\max} = 1.59$ градуса. Здесь замеры магнитного угла нанесены крестиками. Интервалы неопределенности H_n замеров отмечены вертикальными отрезками. Штриховые линии – МНК-линия и верхняя $+2\sigma_{\text{МНК}}$ и нижняя $-2\sigma_{\text{МНК}}$ границы допустимой (по МНК) области значений процесса. Жирный вертикальный отрезок в последний момент наблюдения – интервальная (11) оценка $I_T(\psi)$ допустимых значений угла с верхней $+\bar{\psi}$ и нижней $-\bar{\psi}$ границами (штрих–пунктирные линии).

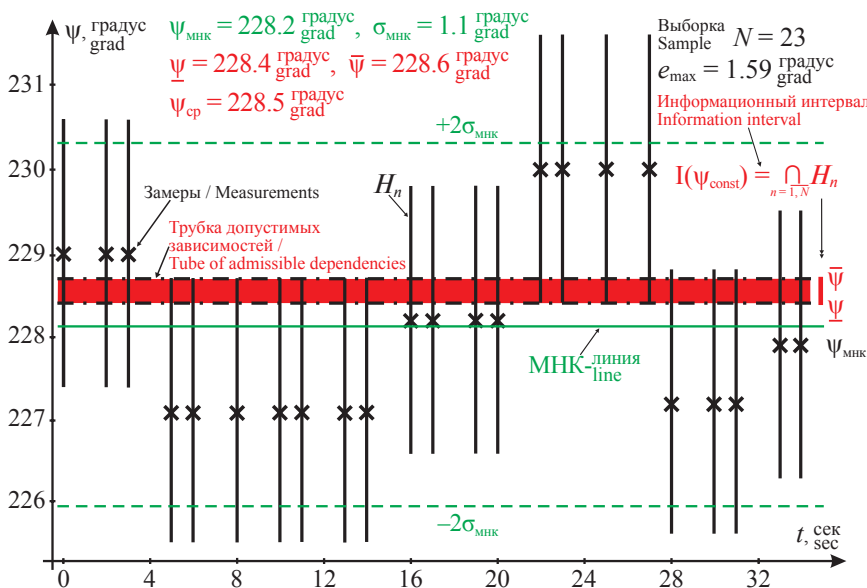


Рис. 1. Пример обработки данных ЦМК; судно стоит у пирса с постоянным курсом

Fig. 1. Example of processing the data from the digital magnetic compass; the ship stands at the pier

При стендовых испытаниях ЦМК погрешность измерения угла находилась на уровне $\sim 0.4\text{--}0.5$ градуса. При реальной эксплуатации на судне из-за электрических и магнитных наводок, максимальная погрешность измерения (рис. 1) возрастает до ~ 1.49 градуса. Для интервальной обработки ограничение (2) на максимальное значение

погрешности задавалось $e_{\max} = 1.59$ градуса, т.е. с 10% запасом. В конечный момент времени наблюдения оцениваемые параметры принимают следующие численные значения:

– для МНК выходная величина (6) $\psi_T = 228.2$ градуса, СКО (7) $\sigma_T = 1.1$ градуса;

– для интервального оценивания верхняя граница $^+\psi = 228.6$ градуса, нижняя граница $^-\psi = 228.4$ градуса, средняя выходная величина (12) $\psi_T = 228.5$ градуса, полуразмах (13) ее интервала (точность) $d\psi = 0.1$ градуса.

Сравнение информационного отрезка (12) и интервала $[-2\sigma, +2\sigma]$ по МНК подтверждает, что учет дополнительной информации о максимальном ограничении e_{\max} на погрешность измерений в интервальном подходе позволяет получить более точную гарантированную оценку выходного значения магнитного угла и его точности. Отметим, что оценка ψ_T по МНК, строго говоря, недопустима в интервальном смысле, так как лежит вне (рис. 1) информационного интервала $I_T(\psi)$.

Случай переменного магнитного угла. На интервале времени наблюдения судно выполняет разворот с некоторой постоянной угловой скоростью. Файл реальной выборки (моменты замеров t_n и зашумленные измерения ψ_n магнитного угла, крестиками) приведен на рис. 2. Длина выборки замеров $N = 30$, поступление замеров идет с тактами dt 1 и 2 сек, полное время наблюдения $T = 43$ сек. Ограничение (2) на максимальное значение погрешности измерения задавалось $e_{\max} = 0.79$ градусов.

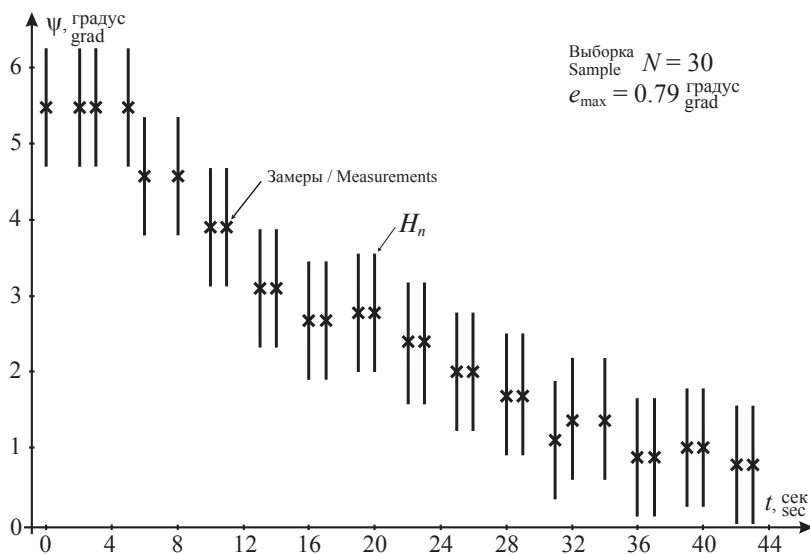


Рис. 2. Пример обработки данных ЦМК; судно разворачивается с постоянной скоростью

Fig. 2. Example of processing the data from the digital magnetic compass; the ship performs the turn with a constant angular velocity

Результаты построения искомого множества $I(\psi_n, \omega)$ значений параметров ψ_n, ω представлены на рис. 3. Множество имеет вид неправильного многоугольника. Его минимальная внешняя box-оценка (16), (17) отмечена пунктирными сносками. Поскольку вероятностные характеристики погрешностей измерений неизвестны, то для дальнейших расчетов используется средняя (18) точка $(\psi_{н, ср}, \omega_{ср})$ этого множества.

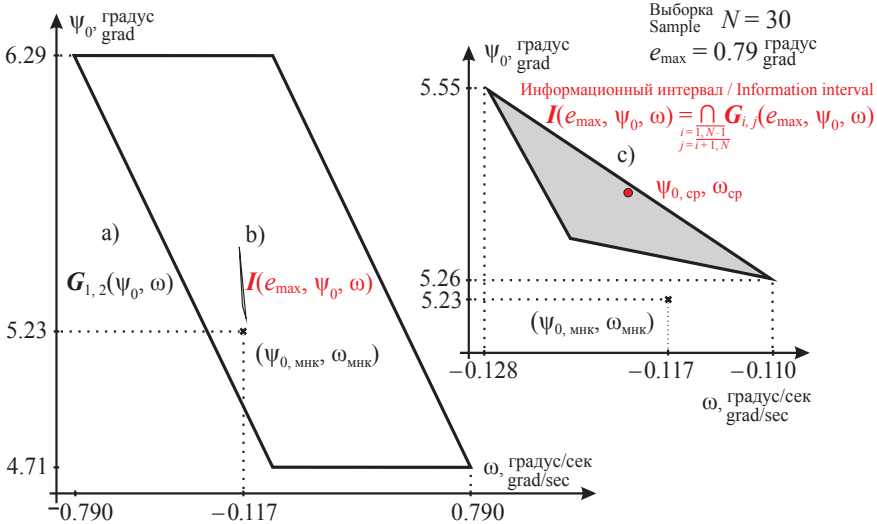


Рис. 3. Движение судна с разворотом; оценка информационного множества параметров: а) грубая оценка по двум первым замерам; б) сравнительный размер множества в мелком масштабе; в) информационное множество (увеличено); крестик – точка по МНК

Fig. 3. The ship performs the turn; estimation of the information set of parameters: а) the rough initial estimate on the basis of the first and second measurements; б) comparative size of the information set (small scale); в) the information set (zoomed scale); the cross is the least squares mean point

Трубка (20)–(22) допустимых зависимостей показана на рис. 4 (затенена). Здесь крестики – замеры магнитного угла. Интервалы неопределенности замеров отмечены вертикальными отрезками. Штриховые линии: МНК-линия и верхняя $+2\sigma_{мнк}$ и нижняя $-2\sigma_{мнк}$ границы допустимой (по МНК) области значений процесса. Нижняя ${}_{-}Tb(t_i)$ и верхняя ${}_{+}Tb(t)$ границы трубки $Tb(t)$ допустимых значений процесса по интервальному оцениванию отмечены жирными сплошными линиями. Белыми кружками отмечены граничные точки тех интервалов неопределенности, которые формируют границы трубки. Отметим, что, строго говоря, точечная оценка $\psi_{н, мнк}, \omega_{мнк}$ недопустима в интервальном смысле так как она лежит вне информационного множества (рис. 3) и соответствующая МНК-линия частично выходит за трубку допустимых зависимостей (рис. 4). Однако данная оценка является качественно полезной.

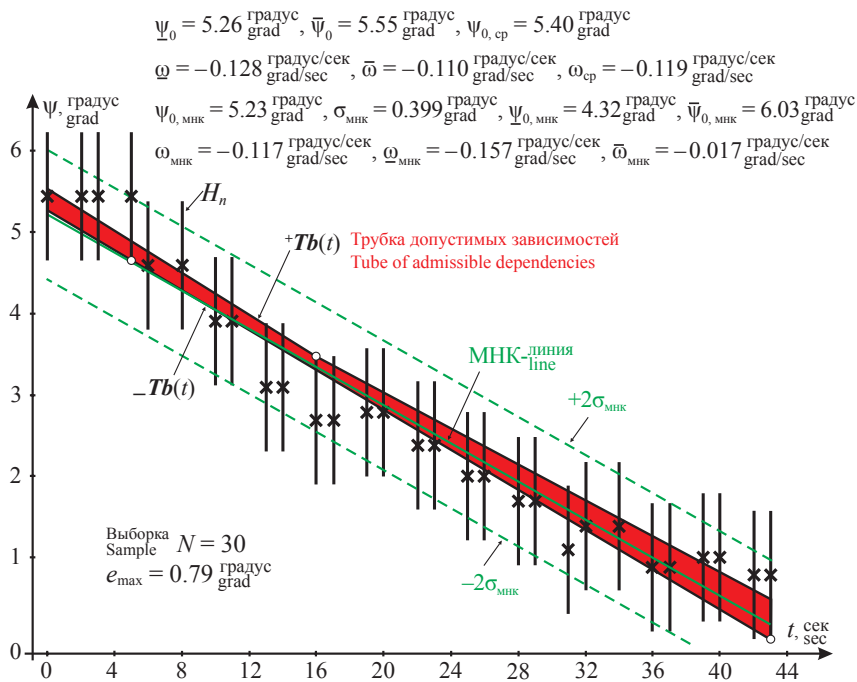


Рис. 4. Движение судна с разворотом; трубка допустимых зависимостей (серая заливка); оценка по МНК и $\pm 2\sigma$ границы этой оценки (штриховые линии)

Fig. 4. The ship performs the turn; the tube of admissible dependencies (colored in grey) by the interval approach; the estimate by the least squares method and its $\pm 2\sigma$ -boundaries (in dashes)

Результаты обработки данного файла при линейном изменении угла принимают следующие численные значения:

– оценки (8) по МНК составляли $\psi_{\text{но, МНК}} = 5.23$ градуса, $\omega_{\text{МНК}} = -0.117$ градусов/сек, СКО $\sigma_{\text{МНК}} = 0.399$ градусов; интервал (9) начального значения (с учетом величин $\pm 2s_{\text{МНК}}$) $_{-}\psi_{\text{н, МНК}} = 4.32$ градуса, $_{+}\psi_{\text{н, МНК}} = 6.03$ градуса, интервал (9) значения скорости (с учетом длины интервала наблюдения T) $_{-}\omega_{\text{МНК}} = -0.157$ градуса/сек, $_{+}\omega_{\text{МНК}} = -0.077$ градуса/сек;

– для интервального оценивания безусловный минимальный внешний (16) интервал $_{-}\psi_{\text{н}} = 5.26$ градуса, $_{+}\psi_{\text{н}} = 5.55$ градуса, интервал (17) скорости $_{-}\omega = -0.128$ градуса/сек, $_{+}\omega = -0.110$ градуса/сек; выходная средняя точка (18) информационного множества $\psi_{\text{н, cp}} = 5.40$ градуса и $\omega_{\text{cp}} = -0.119$ градуса/сек.

Из сравнения этих данных и рис. 4 следует, что интервальный подход, благодаря учету ограничения e_{\max} на погрешность измерения угла, дает гораздо более точные гарантированные оценки параметров процесса изменения курса и более точную трубку допустимых зависимостей.

5. Заключение

На основе стандартного статистического подхода и интервального подхода разработаны алгоритмы цифровой обработки зашумленной информации курсового угла судна с цифрового магнитного компаса.

В условиях неопределенности вероятностных характеристик погрешностей измерения угла в ЦМК, интервальный подход дает более точные гарантированные оценки параметров процесса изменения курса и более точную трубку допустимых зависимостей.

Исследование показало, что в указанных условиях стандартный и интервальный подходы дополняют друг друга и позволяют более широко проводить качественный и количественный анализ данных.

Благодарности. Авторы выражают благодарность доктору технических наук, профессору В.Э. Иванову за научное руководство работой и помощь при проведении исследований и написании данной статьи. Работа выполнена при частичной поддержке РФФИ, проект № 18-01-00410.

Acknowledgement. The authors of the paper express their sincere gratitude to Prof. V. E. Ivanov, Doctor of Engineering, for the continuous support of the study, research and this paper writing. The work is partly accomplished with the assistance of RFBR, the project № 18-01-00410.

Список использованных источников

1. *Performance standards for gyro-compasses.* A./Res.424(XI). IMO; 1979. Available at: https://puc.overheid.nl/nsi/doc/PUC_2467_14/1/
2. *Magnetic compasses carriage and performance standards.* A./Res.382(X). IMO; 1977. Available at: https://puc.overheid.nl/nsi/doc/PUC_2469_14/1/
3. МИ 2083-93. *Определение результатов и змерений и оценка их погрешностей.* Рекомендации. Государственная система обеспечения единства измерений. М.: Госстандарт; 1993.
4. Р 40.2.028—2003. *Рекомендации по построению калибровочных характеристик. Оценка погрешностей (неопределенности) линейных калибровочных характеристик. Применение Метода наименьших квадратов.* Рекомендации. Государственная система обеспечения единства измерений. М.: Госстандарт; 2003.
5. Канторович Л.В. О некоторых новых подходах к вычислительным методам и обработке наблюдений. *Сибирский математический журнал.* 1962;3(5):701–709.
6. Жолен Л., Киффер М., Дидри О., Вальтер Э. *Прикладной интервальный анализ.* М.; Ижевск: Регулярная и хаотическая динамика; Институт компьютерных исследований; 2007.
7. Хансен Э., Уолстер Дж., Уолстер У. *Глобальная оптимизация с помощью методов интервального анализа.* М.; Ижевск: Регулярная и хаотическая динамика; 2010.

8. Шарый С.П. *Конечномерный интравальный анализ*. Новосибирск: XYZ; 2018. Режим доступа: <http://www.nsc.ru/interval/Library/InteBooks/SharyBook.pdf>

9. Kumkov S.I. An estimation problem of chemical process with confluent parameters: an interval approach. *Reliable Computing*. 2016;22:15–25. Available at: <http://sector3.imm.uran.ru/stat/reliable-computing-22-pp-015-025.pdf>

10. Kumkov S.I., Mikushina Yu.V. Interval approach to identification of catalytic process parameters. *Reliable Computing*. 2013;19(2):197–214. Available at: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.478.9203&rep=rep1&type=pdf>

11. Кумков С.И. Обработка экспериментальных данных ионной проводимости расплавленного электролита методами интервального анализа. *Расплавы*. 2010;(3):86–96.

12. Потапов А.М., Кумков С.И., Sato Y. Обработка экспериментальных данных по вязкости при одностороннем смещении ошибок измерения. *Расплавы*. 2010;(3):55–70.

References

1. *Performance standards for gyro-compasses*. A./Res.424(XI). IMO; 1979. Available at: https://puc.overheid.nl/nsi/doc/PUC_2467_14/1/

2. *Magnetic compasses carriage and performance standards*. A./Res.382(X). IMO; 1977. Available at: https://puc.overheid.nl/nsi/doc/PUC_2469_14/1/

3. MI 2083-93. *Definition of measuring results and estimation of their errors*. Recommendations. The State System for Providing Unification of Measurements. Moscow: Gosstandart; 1993. (In Russ.)

4. R 40.2.028–2003. *Recommendations of building the calibration characteristics. Estimation of errors (uncertainties) of linear calibration squares mean method*. Recommendations. The State System for Providing Unification of Measurements. Moscow: Gosstandart; 2003. (In Russ.)

5. Kantorovich L.V. On some new approaches to computational methods and procession of observations. *Sibirskii matematicheskii zhurnal*. 1962;3(5):701–709. (In Russ.)

6. Jaulin L., Kiffer M., Didrit O., Walter E. *Applied interval analysis*. London: Springer; 2001.

7. Hansen E., Walster G. W. *Global optimization using interval analysis*. New York; Basel: Marcel Dekker, Inc.; 2004.

8. Shary S.P. *Finite dimensional interval analysis*. Novosibirsk: XYZ; 2018. Available at: <http://www.nsc.ru/interval/Library/InteBooks/SharyBook.pdf> (In Russ.)

9. Kumkov S.I. An estimation problem of chemical process with confluent parameters: an interval approach. *Reliable Computing*. 2016;22:15–25. Available at: <http://sector3.imm.uran.ru/stat/reliable-computing-22-pp-015-025.pdf>

10. Kumkov S.I., Mikushina Yu.V. Interval approach to identification of catalytic process parameters. *Reliable Computing*. 2013;19(2):197–214. Available

at: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.478.9203&rep=rep1&type=pdf>

11. Kumkov S.I. Processing the experimental data on ion conductivity of molten electrolyte by interval analysis methods. *Rasplavy*. 2010;(3):86–96. (In Russ.)

12. Potapov A.M., Kumkov S.I., Sato Y. Processing the experimental data on viscosity under one-side shift of measuring errors. *Rasplavy*. 2010;(3):55–70. (In Russ.)

Информация об авторах

Хау Ву Ксан – инженер, аспирант, Институт радиоэлектроники и информационных технологий, Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия.

Кумков Сергей Иванович – старший научный сотрудник, кандидат технических наук, Институт математики и механики им. Н.Н. Красовского, Уральское отделение Российской академии наук; доцент, Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия.

Information about the authors

Hau Vu Xuan – Engineer, aspirant, Institute of Radioelectronics and Information Thechnoloies, Ural Federal University named after First President of Russia B.N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia.

Sergey I. Kumkov – Senior Research Scientist, Cand. Techn. Sci., N.N. Krasovskii Institute of Mathematics and Mechanics, Ural Branch of Russian Academy of Sciences; Associate Professor, Institute of Radioelectronics and Information Thechnoloies, Ural Federal University named after First President of Russia B.N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia.

Поступила / Received: 01.12.2018

Принята в печать / Accepted: 28.12.2018

Сигналы автодинных модулей с внешним детектированием

В.Я. Носков¹✉, С.М. Смольский², К.А. Игнатков¹, А.П. Чупахин¹

¹Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия; e-mail: noskov@oko-ek.ru

²Национальный исследовательский университет «МЭИ», Москва, Россия; e-mail: smolskiysm@mail.ru

Аннотация. Разработана математическая модель автодинного приемо-передающего модуля, связанного с антенной через одну или две детекторные секции. Получены основные соотношения для расчета его сигнальных характеристик при регистрации сигналов в цепи питания генератора и с помощью внешних детекторов. Показаны особенности формирования сигналов с внешних детекторов. Установлено, что их относительные фазовые сдвиги зависят как от величины коэффициента автодинного усиления генератора, так и от фазового расстояния между секциями. В случае высокого значения коэффициента автодинного усиления оба сигнала на выходе детекторов находятся в фазе. В случае малой величины коэффициента автодинного усиления на выходе диодов реализуется определенный сдвиг фаз между сигналами. Величина этого сдвига определяется относительным разносом между диодами в детекторных секциях. Получены условия формирования квадратурных сигналов. Экспериментальные данные получены на примере генераторных модулей, выполненных на диодах Ганна 8-мм диапазона.

Ключевые слова. Автодин, автодинный датчик, автодинный сигнал, внешнее детектирование

Signals of autodyne modules with external detection

*Vladislav Ya. Noskov¹✉, Sergey M. Smolskiy², Kirill A. Ignatkov¹,
Andrey P. Chupahin¹*

¹Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia; noskov@oko-ek.ru

²National Research University "Moscow Power Engineering Institute", Moscow, Russia; e-mail: smolskiysm@mail.ru

Abstract. The mathematical model of the autodyne transceiver module, which is connected with an antenna through the one or two detector sections, is developed. The main mathematics for calculation of its signal characteristics at signal registration in the power supply circuit and with the help of external

detectors, are obtained. The features of signal formation are demonstrated with external detectors. It is proved that their relative phase shifts depend both on the value of the autodyne amplification factor and on the phase distance between sections. In the case of the high autodyne amplification factor, both signals at the detector outputs are in-phase. In the case of low autodyne amplification factor, the definite phase shift between signals is realized on the diode outputs. The value of this phase shift is defined by the relative separation between diodes in the detector sections. Conditions of quadrature signal formation are obtained. Experimental data are obtained on the example of oscillation modules fulfilled on Gunn diodes of the 8mm-range.

Keywords. Autodyne, autodyne sensor, autodyne signal, external detection

1. Введение

Задача дистанционного и бесконтактного определения пространственного положения, скорости, пройденного пути и направления движения объектов часто возникает в промышленности и энергетике, на транспорте и в научных исследованиях [1–4]. Во многих применениях она решается с помощью радиолокационных датчиков, выполненных на основе автодинных приемо-передающих модулей [5–10].

Основой этих модулей является автодинный генератор (просто автодин). Отклик автодина на воздействие собственного отраженного от объекта локации излучения состоит в изменениях амплитуды и частоты колебаний. При этом из-за нелинейности характеристики активного элемента (АЭ) в автодине происходят изменения также параметров смещения (тока, напряжения) в цепи питания. В большинстве автодинов регистрация этих изменений используется для получения сигналов. Необходимо отметить, что достоинством автодинов с регистрацией сигналов в цепи питания является возможность применения любого СВЧ генератора без каких-либо переделок. Кроме того, простота конструкции и низкая стоимость таких модулей являются привлекательными во многих применениях. Однако присутствие шумов источника питания в цепи регистрации сигналов существенно снижает чувствительность автодина и энергетический потенциал радиолокационного датчика [11].

Для устранения указанного недостатка предложен ряд технических решений, основанных на использовании в модулях дополнительных детекторных секций, реализующих известный принцип «внешнего детектирования». Эти решения, хотя и несколько усложняют конструкцию и схему автодина, обеспечивают улучшение их шумовых параметров на 10...15 дБ [12]. Из литературы известны различные варианты автодинных модулей, в которых детекторные секции устанавливаются либо в задней части генераторной камеры относительно антенны, либо спереди, между автодином и антенной [7–9; 12–15]. Последний вариант, как известно [10], обеспечивает не только улучшение шумо-

вых параметров, но и расширение функциональных возможностей радиолокационных датчиков. Например, с помощью внешних детекторов можно получать квадратурные сигналы, которые обеспечивают возможность определять направления движения объекта локации. Кроме того, обработка этих сигналов современными сигнальными процессорами позволяет значительно повысить точность измерения параметров движения.

Несмотря на большое число изобретений СВЧ модулей с внешним детектированием, анализу работы этих устройств посвящено сравнительно малое число публикаций. При этом в известных нам работах рассмотрены лишь общие принципы построения модулей без учета реакции автогенератора на воздействие отраженного излучения, например, в виде автодинных изменений частоты генерации. Учет этих изменений, как известно, является принципиально важным фактором при описании автодинных сигналов, выборе оптимального режима работы СВЧ генератора и обработке полученных сигналов [11; 16]. В связи с этим целью настоящей статьи является исследование особенностей формирования сигналов в автодинных модулях с внешним детектированием с учетом отмеченных факторов. Основные результаты этой работы обсуждались на 27-й и 28-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» [17; 18].

2. Основные выражения и их анализ для случая одного детекторного диода

На рис. 1, *a* приведена функциональная схема автодинного датчика, в котором производится выделение двух сигналов: u_{c1} и u_{c2} . Первый выделяется с помощью детекторного диода VD1 и усиливается усилителем, а второй выделяется в цепи смещения генераторного диода VD2 с помощью блока регистрации [19]. Изменением расстояния d между диодами (см. рис. 1, *b*) обычно регулируется фазовый сдвиг между сигналами, а смещением местоположения диода VD1 относительно оси волновода на величину Δ – коэффициент связи. Известны и другие конструкции автодинных модулей [12], в которых реализован аналогичный принцип построения.

На рис. 2, *a* представлена эквивалентная схема анализируемого модуля. Схема содержит последовательное соединение секции собственно СВЧ генератора, детекторную секцию ДС и нагрузку. Модуль содержит колебательную систему (КС) в виде параллельного соединения эквивалентных СВЧ резонатору индуктивности L_p , емкости C_p , проводимости потерь G_p и среднюю за период колебаний проводимость АЭ $Y_{АЭ} = G_{АЭ}(A, \omega) + jB_{АЭ}(A, \omega)$, зависящую от амплитуды A и частоты ω колебаний.

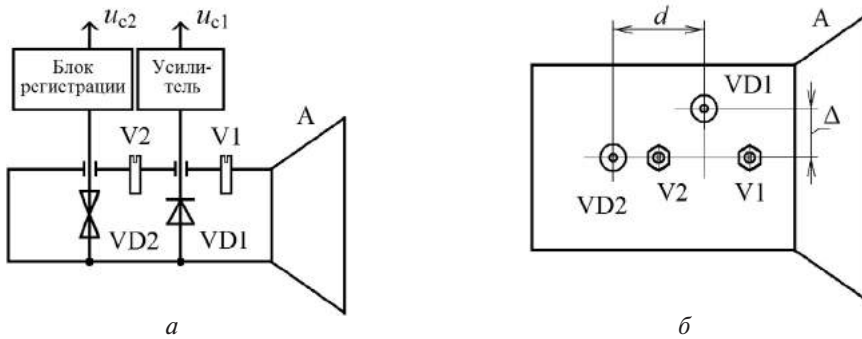


Рис. 1. Функциональная схема автодинного модуля (а) и его вид (б) со стороны широкой стенки волновода

Fig. 1. The functional diagram of the autodyne module (a) and its schematic view (b) from the side of wider waveguide wall

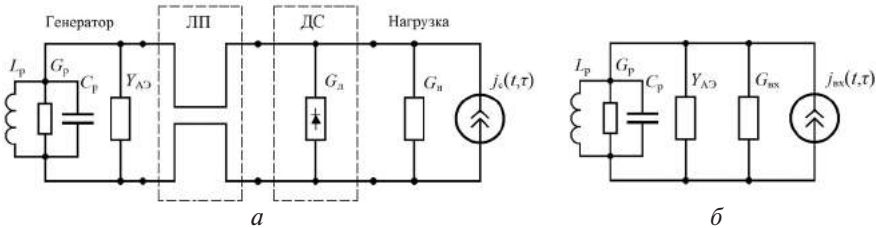


Рис. 2. Эквивалентная схема автодинного модуля с внешним детектором со стороны антенны (а) и она же (б), приведенная к сечению АЭ

Fig. 2. The equivalent diagram of the autodyne module with the external detector from the antenna side (a) and the same diagram (b) reduced to the AE section

Четырехполюсник в виде линии передачи ЛП протяженностью d без потерь имеет постоянную распространения $\beta_B = 2\pi/\Lambda_B$, где Λ_B — длина волны в ЛП с волновой проводимостью Y_0 . Секция ДС на рис. 2, а представлена средней за период колебаний резистивной проводимостью детектора G_d . При этом реактивной составляющей адмиттанса диода мы пренебрегаем.

Нагрузкой СВЧ генератора является входная проводимость $Y_H = G_H$ согласованной антенны. Действие отраженной от объекта локации волны представлено на схеме рис. 2, а эквивалентным генератором сигнального тока $j_s(t, \tau)$. Здесь $\tau = 2l/c$ — время распространения излучения до отражающего объекта и обратно в свободном пространстве; l — расстояние до отражателя; c — скорость распространения излучения. При этом полагаем, что четырехполюсник ЛП согласован со стороны нагрузки: $Y_0 = G_H + G_d$. Тогда цепь, находящуюся правее плоскости сечения АЭ, представим в виде параллельного соединения ее входной проводимости $G_{вх} = (G_H + G_d)$ и источника входного тока $j_{вх}(t, \tau)$ (см. рис. 2, б).

Учитывая обычно достаточно высокое значение нагруженной добротности КС $Q_H \gg 1$, где $Q_H = \omega_c C_p / G$; $G = G_p + G_{вх}$, $\omega_c = (LC)^{-1/2}$ – собственная частота КС, полагаем, что колебания на АЭ являются квазигармоническими: $u(t) = \text{Re}[A(t) \exp j\Psi(t)]$. Здесь $\Psi(t) = \omega_0 t + \varphi$ – полная фаза колебаний; $A = A(t)$, $\varphi = \varphi(t)$ – медленно меняющиеся значения амплитуды и фазы в текущий момент времени t . Принятые от объекта локации колебания и прошедшие в КС, являются также квазигармоническими: $j_{вх} = \text{Re}J_{вх}(t, \tau) \exp j\Psi_{вх}(t, \tau)$, где $J_{вх}(t, \tau) = J_c(t, \tau)$, $\Psi_{вх}(t, \tau)$ – амплитуда и фаза колебаний из предыстории системы: $t - \tau$; $J_c(t, \tau) = [8G_H P_c]^{1/2}$; $P_c = \Gamma^2 P$ – мощность отраженного от объекта излучения; $P = A^2 G_H / 2$ – выходная мощность на нагрузке G_H ; Γ – коэффициент, характеризующий затухание СВЧ излучения по амплитуде при его распространении до объекта и обратно. С учетом сделанных замечаний запишем:

$$\text{Re}[\dot{A}Y_{AЭ}] + \text{Re}[\dot{A}Y_{КС}] = j_{вх}(t, \tau), \quad (1)$$

где $Y_{КС} = G[1 + j2Q_H(\omega - \omega_c)/\omega_c]$ – адмиттанс КС.

Для получения укороченных уравнений возмущенного генератора, следуя методу медленно меняющихся амплитуд в изложении Курокавы [20], в (1) сделаем замену ω на выражение $\omega_0(1 + \chi) - j(1/A)(dA/dt)$, где $\chi = (1/\omega_0)(d\varphi/dt) = \Delta\omega/\omega_0$ – относительные и $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ – абсолютные изменения частоты колебаний. Здесь, в силу медленности $\varphi(t)$ и $A(t)$, величины $(d\varphi/dt)$ и $(1/A)(dA/dt)$ являются достаточно малыми по сравнению с частотой ω_0 . Тогда в новых переменных (1) перепишем в виде:

$$\begin{aligned} & \left(\frac{2GQ_H}{\omega_c} \frac{1}{A_0} \frac{dA}{dt} + G_{AЭ} + G_{КС} \right) A \cos(\omega_0 t + \varphi) - \\ & - \left(\frac{2GQ_H}{\omega_c} \frac{d\varphi}{dt} + B_{AЭ} + 2GQ \frac{\omega - \omega_c}{\omega_c} \right) A \sin(\omega t + \varphi) = j_{вх}(t, \tau). \end{aligned} \quad (2)$$

Далее, после умножения (2) на функции $\cos(\omega_0 t + \varphi)$, затем, на $\sin(\omega_0 t + \varphi)$, соответственно, и усреднения за период колебаний получим укороченные уравнения для амплитуды A и фазы φ в виде:

$$\frac{2G_{КС}Q_H}{\omega_c} \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} + G_{AЭ} + G_{КС} = 2\Gamma\eta G_{КС} \cos[\delta(t, \tau) + 2\beta_B d], \quad (3)$$

$$\frac{2G_{КС}Q_H}{\omega_c} \frac{d\varphi}{dt} + B_{AЭ} + 2G_{КС}Q_H \frac{\omega - \omega_c}{\omega_c} = -2\Gamma\eta G_{КС} \sin[\delta(t, \tau) + 2\beta_B d], \quad (4)$$

где $\eta = Q_H/Q_{вн}$, $Q_{вн}$ – КПД и внешняя добротность КС; $\delta(t, \tau) = \Psi(t) - \Psi(t, \tau)$ – набег фазы отраженного излучения за время τ . В данном случае фаза $\delta(t, \tau)$ после усреднения стала также медленно меняющейся функцией за период $T = 2\pi/\omega_0$ колебаний.

Трудность нахождения аналитического решения системы (3), (4) состоит в наличии нелинейных зависимостей всех его слагаемых от параметров автоколебаний. Проводимость $Y_{AЭ} = G_{AЭ} + jB_{AЭ}$, как отмечалось выше, зависит от амплитуды A и частоты ω колебаний СВЧ генератора: $Y_{AЭ}(A, \omega)$. Проводимость $Y_{КС}$ является зависимой от частоты ω , изменения которой также существенно влияют на закон формирования автодинного отклика.

Для облегчения анализа системы (3), (4) заменим нелинейные члены проводимостей $Y_{КС}$ и $Y_{AЭ}$ их квазилинейной аппроксимацией в окрестности режима стационарных колебаний и будем рассматривать происходящие в автодине процессы от воздействия отраженного излучения в относительных вариациях этого режима. При этом сигнал автодетектирования будем регистрировать по изменению величины среднего значения тока АЭ $I = I(A, \omega)$, полагая напряжение смещения на АЭ неизменным.

Для этого из системы (3), (4) при равенстве $\Gamma = 0$ находим сначала уравнения стационарного режима колебаний, полагая производные равными нулю и $A = A_0$, $\omega = \omega_0$, где A_0 , ω_0 – амплитуда и частота стационарных колебаний:

$$\begin{aligned} G_{AЭ0}(A_0, \omega_0) + G_{КС}(\omega_0) = 0, \quad B_{AЭ0}(A_0, \omega_0) + B_{КС}(\omega_0) = 0, \\ I_0 = I(A_0, \omega_0), \end{aligned} \quad (5)$$

где $B_{КС}(\omega_0) = 2GQ_n(\omega_0 - \omega_c) / \omega_c$ – реактивная проводимость КС. Данные уравнения стационарного режима, хорошо известные в теории СВЧ генераторов [20], позволяют определить амплитуду A_0 и частоту ω_0 автономного генератора.

Для нахождения уравнений в вариациях для автодинного отклика СВЧ генератора представим амплитуду и частоту автоколебаний в виде: $A = A_0 + \Delta A$, $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$, где ΔA , $\Delta\omega$ – соответствующие вариации стационарного режима генератора. При этом полагаем эти приращения достаточно малыми $\Delta A \ll A_0$, $\Delta\omega \ll \omega_0$. Входящие в (3), (4) параметры $G_{AЭ}$ и $B_{AЭ}$ при этом в окрестности своих стационарных значений (5) под воздействием отраженного излучения получают соответствующие изменения.

Кроме того, учтем в вариациях явление автодетектирования, при котором благодаря изменениям среднего значения тока $I = I(A, \omega)$ АЭ обеспечивается возможность выделения выходного сигнала автодина в цепи смещения АЭ по изменению тока: $\Delta I = I - I(A_0, \omega_0) \equiv I - I_0$. При этом полагаем, что $\Delta I \ll I_0$.

Допуская линейность зависимостей $G_{AЭ}(A, \omega)$, $B_{AЭ}(A, \omega)$ и $I(A, \omega)$ от амплитуды A и частоты ω колебаний в окрестности стационарного режима запишем указанные параметры с учетом первых двух членов разложений в ряды Тейлора:

$$I = I_0 + \left(\frac{\partial I}{\partial A} \right)_0 \Delta A + \left(\frac{\partial I}{\partial \omega} \right)_0 \Delta \omega, \quad (6)$$

$$G_{AЭ} = G_{AЭ0} + \left(\frac{\partial G_{AЭ}}{\partial A} \right)_0 \Delta A + \left(\frac{\partial G_{AЭ}}{\partial \omega} \right)_0 \Delta \omega, \quad (7)$$

$$B_{AЭ} = B_{AЭ0} + \left(\frac{\partial B_{AЭ}}{\partial A} \right)_0 \Delta A + \left(\frac{\partial B_{AЭ}}{\partial \omega} \right)_0 \Delta \omega. \quad (8)$$

Здесь и далее индекс «0» при частных производных означает, что они получены в окрестности стационарного режима.

Подставляя (6) – (8) в (3), (4) и равенство $I(A, \omega)$, учитывая при этом (5), получим систему линеаризованных уравнений для определения относительных вариаций амплитуды $a = \Delta A / A_0$ и частоты генерации $\chi = \Delta \omega / \omega_0$, а также относительной величины выходного сигнала автодетектирования $i = \Delta I / I_0$ в виде:

$$i = \alpha_{01} a + \varepsilon_{01} \chi, \quad (9)$$

$$\frac{Q_H}{\omega_c} \frac{da}{dt} + \alpha_{11} a + \varepsilon_{11} \chi = \eta \Gamma \cos[\delta(t, \tau) + 2\beta_B d], \quad (10)$$

$$\frac{Q_H}{\omega_c} \frac{d\varphi}{dt} + \beta a + Q_H \chi = -\eta \Gamma \sin[\delta(t, \tau) + 2\beta_B d]. \quad (11)$$

Для нахождения решения системы (9) – (11) полагаем, что период автодинного сигнала $T_a \gg \tau$, а время установления автодинного отклика $\tau_a = Q_H / \alpha_{11} \omega_c \ll T_a$. Первое допущение позволяет записать: $\delta(t, \tau) = \delta(\tau)$, а второе – дает основание для нахождения квазистатического решения [21]. Для этого, полагая в (10) и (11) $da/dt = d\varphi/dt = 0$, получим соответствующие выражения для нормированных автодетекторной, амплитудной $a_H(t)$, частотной $\chi_H(t)$ и фазовой $\delta(\tau)$ характеристик АД:

$$i_H(t) = i(t) / \Gamma K_0 = \cos[\delta(\tau) + 2\beta_B d - \psi_0], \quad (12)$$

$$a_H(t) = a(t) / \Gamma K_a = \cos[\delta(\tau) + 2\beta_B d - \psi_1], \quad (13)$$

$$\chi_H(t) = \chi(t) / \Gamma L_a = -\sin[\delta(\tau) + 2\beta_B d + \theta], \quad (14)$$

$$\delta(\tau) = \omega(t)\tau = \omega_0 \tau - C_{OC} \sin[\delta(\tau) + 2\beta_B d + \theta], \quad (15)$$

где $K_0 = \eta \frac{\alpha_{01}(1 - \kappa_{чд}\gamma)}{\alpha_{11}(1 - \gamma\rho)} \sqrt{1 + \kappa_{см}^2}$, $K_a = \frac{\eta \sqrt{1 + \rho^2}}{\alpha_{11}(1 - \gamma\rho)}$, $L_a = \frac{\eta \sqrt{1 + \gamma^2}}{Q_H(1 - \gamma\rho)}$ –

коэффициенты автодетектирования, автодинного усиления и автодинной девиации частоты генерации; $C_{OC} = \Delta\omega_a \tau$ – параметр обратной связи (ОС) системы «генератор – объект локации»; $\Delta\omega_a = \Gamma L_a \omega_0$ – амплитуда автодинных изменений частоты; $\psi_0 = \arctg(\kappa_{cm})$, $\psi_1 = \arctg(\rho)$, $\theta = \arctg(\gamma)$ – углы фазового смещения автодинного отклика; $\rho = \epsilon_{11} / Q_H$, $\gamma = \beta / \alpha_{11}$ – коэффициенты неизодромности и неизохронности автогенератора соответственно; $\kappa_{чд} = \epsilon_{01} \alpha_{11} / \alpha_{01} Q_H$ – коэффициент частотного детектирования автодинных изменений частоты в изменения среднего значения тока АЭ; $\kappa_{см} = [(\rho - \kappa_{чд}) / (1 - \kappa_{чд} \gamma)]$ – коэффициент амплитудно-частотного смещения автодинного отклика по изменению параметра смещения (тока или напряжения) на АЭ.

Здесь необходимо отметить, что зависимость функций (12) – (15) от текущего времени t обусловлена лишь зависимостью $\tau = \tau(t)$ вследствие перемещения объекта локации. При этом для выявления в (15) фазы $\delta(\tau)$ находим решение, используя метод последовательных приближений:

$$\delta(\tau_n) = (2\pi\tau_n)_{(0)} - C_{OC} \sin[(2\pi\tau_n)_{(1)}] + 2\beta_b d + \theta - C_{OC} \sin[(2\pi\tau_n)_{(2)}] + 2\beta_b d + \theta - \dots - C_{OC} \sin[(2\pi\tau_n)_{(k)}] + 2\beta_b d + \theta \dots, \quad (16)$$

где индексами в круглых скобках, как обычно, обозначен порядок приближения; $\tau_n = \omega_0 \tau / 2\pi$ – нормированное (безразмерное) время.

На зажимах детекторного диода VD1 (см. рис. 2, а) имеет место сложение колебаний, полученных от СВЧ генератора u_{AG} и принятых от объекта локации u_c :

$$u_{AG}(\tau) = (A_0 + a_0 K_a \cos \varphi_a) \cos \left[\int_0^t (\omega_0 - \chi_m \sin \varphi_\chi) dt + \beta_b d \right], \quad (17)$$

$$u_c(\tau) = a_0 \cos \left[\int_0^{t-\tau} (\omega_0 - \chi_m \sin \varphi_\chi) dt + \beta_b d \right], \quad (18)$$

где $a_0 = \Gamma A_0$; $\chi_m = \Gamma L_a \omega_0$; $\varphi_a = [\delta(\tau) + 2\beta_b d - \psi_1]$; $\varphi_\chi = [\delta(\tau) + 2\beta_b d + \theta]$. В результате детектирования огибающей суммы: $u_d(\tau) = u_{AG}(\tau) + u_c(\tau)$, отбрасывая постоянную составляющую и учитывая при этом выполнение в (17) и (18) сильного неравенства: $A_0 \gg a_0$, $a_0 K_a$, получим выражение для нормированного сигнала $u_n(\tau_n)$ на выходе внешнего детектора:

$$u_n(\tau_n) = u_d(\tau_n) / a_0 = K_a \cos[\delta(\tau_n) + 3\beta_b d - \psi_1] + \cos \delta(\tau_n). \quad (19)$$

Из (13) и (19) видно, что особенности формирования сигналов в цепи питания автодина и полученного с внешнего детектора, а также их фазовые сдвиги зависят от величины коэффициента автодинного усиления K_a . После элементарных преобразований (19) получим:

$$u_n(\tau_n) = R \cos[\delta(\tau_n) + \Theta], \quad (20)$$

где R , Θ – зависимости амплитуды и фазы выходного сигнала от значений коэффициента автодинного усиления K_a и сдвигов фаз излучения в ЛП $\beta_b d$ и вызванной неизодроменностью генератора ψ_1 :

$$R = \sqrt{1 + K_a^2 + 2K_a \cos(3\beta_b d - \psi_1)},$$

$$\Theta = \arctg \frac{K_a \sin(3\beta_b d - \psi_1)}{1 + K_a \cos(3\beta_b d - \psi_1)}. \quad (21)$$

Зависимости $R(K_a)$ и $\Theta(K_a)$, рассчитанные согласно (21) при $\psi_1 = 0$ для различных значений фазы $\beta_b d$ представлены на рис. 3, *a* и *б*.

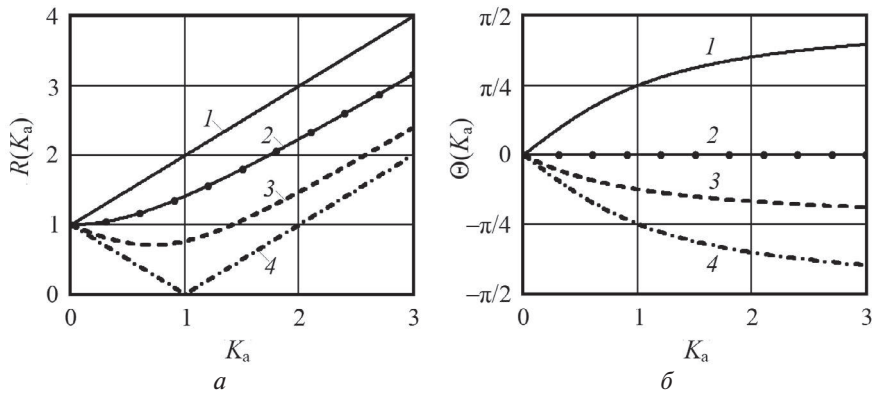


Рис. 3. Зависимости $R(K_a)$ (*a*) и $\Theta(K_a)$ (*б*), рассчитанные для случая $\psi_1 = 0$ при $\beta_b d = \pi/6$ (кривые 1), $\beta_b d = 0$ (кривые 2), $\beta_b d = -\pi/12$ (кривые 3), $\beta_b d = -\pi/6$ (кривые 4)

Fig. 3. Functions $R(K_a)$ (*a*) and $\Theta(K_a)$ (*б*) calculated for the case $\psi_1 = 0$ at $\beta_b d = \pi/6$ (curves 1), $\beta_b d = 0$ (curves 2), $\beta_b d = -\pi/12$ (curves 3), $\beta_b d = -\pi/6$ (curves 4)

Из анализа кривых рис. 3 видно, что в первом случае, когда $K_a \ll 1$, амплитуда и фаза сигнала $u_n(\tau_n)$ на выходе внешнего детектора определяются уровнем отраженного СВЧ излучения и слабо зависят от выбора местоположения внешнего детектора. Во втором случае, когда значения K_a большие (по крайней мере, $K_a > 3$) указанные параметры сигнала в основном определяются автодинными изменениями амплитуды колебаний. В третьем случае, когда величина K_a соизмерима с единицей амплитуда и фаза сигнала $u_n(\tau_n)$ весьма чувствительны к выбору местоположения внешнего детектора в ЛП. В некоторых случаях (см. кривую 4 на рис. 3, *a* при значении $K_a = 1$) выходной сигнал $u_n(\tau_n)$ может вообще отсутствовать.

Свойства сигналов (12), (13), которые регистрируются на выходе автодина, достаточно подробно изучены (см., например, [11; 16]). Здесь рассмотрим особенности сигналов $u_n(\tau_n)$ автодина на выходе внешнего детектора, которые получаются во всех трех случаях. При

этом необходимо отметить, что отраженное излучение от объекта локации независимо от величины отклика автодина по изменению амплитуды колебаний (13) вызывает изменения частоты генерации автодина в соответствии с (14). Амплитуда этих изменений (автодинная девиация частоты) определяется величиной произведения ΓL_a , которая, как видно из расшифровок к (12) – (15), непосредственно влияет на значение параметра C_{OC} .

На рис. 4 представлены временные диаграммы сигналов на выходе внешнего детектора, рассчитанные согласно (20), (21) с учетом (16) при различных значениях параметра C_{OC} , фазового угла $\beta_v d$ и коэффициента автодинного усиления K_a . Из диаграмм рис. 4 видно, что в случае слабого сигнала, когда параметр $C_{OC} \ll 1$, сигналы с внешнего детектора имеют практически синусоидальный вид (см. кривые на рис. 4, *a* и *в*). В условиях сильного сигнала, когда параметр C_{OC} соизмерим с единицей, выходные сигналы с внешнего детектора подвержены искажениям. При этом характер этих искажений зависит от величины коэффициента K_a автодинного усиления и фазового расстояния $\beta_v d$ между генераторной и детекторной секциями.

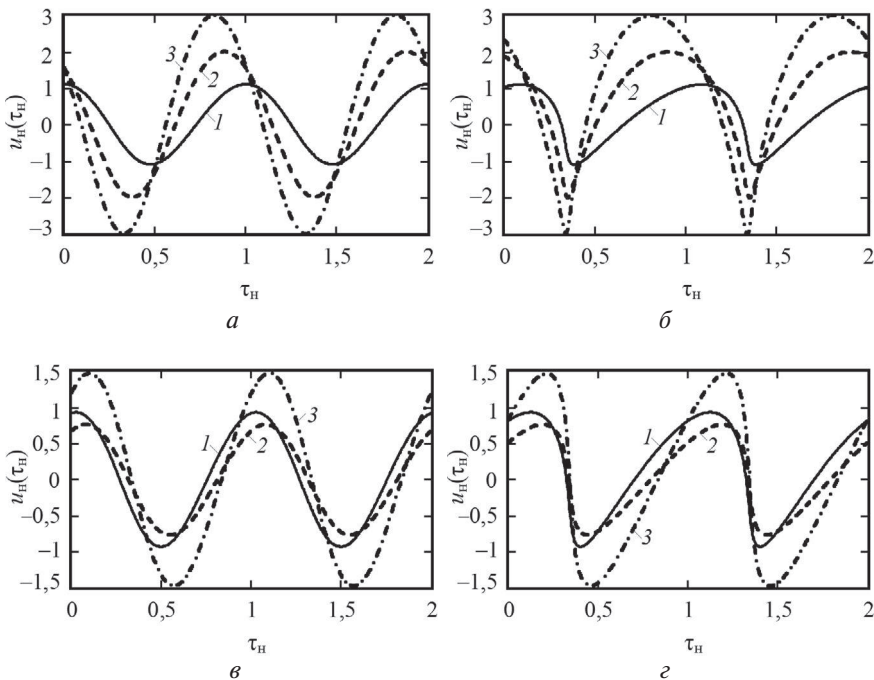


Рис. 4. Временные диаграммы сигналов на выходе внешнего детектора, рассчитанные при $C_{OC} = 0,1$ (*a*), (*в*) и $C_{OC} = 0,8$ (*б*), (*г*); $\beta_v d = \pi/6$ (*a*), (*б*) и $\beta_v d = -\pi/12$ (*в*), (*г*); $K_a = 0,1$ (кривые 1), $K_a = 1$ (кривые 2), $K_a = 2$ (кривые 3)

Fig. 4. Time diagrams of signals on the external detector output calculated for $C_{OC} = 0,1$ (*a*), (*c*) and $C_{OC} = 0,8$ (*b*), (*d*); $\beta_v d = \pi/6$ (*a*), (*b*) and $\beta_v d = -\pi/12$ (*в*), (*г*); $K_a = 0,1$ (curves 1), $K_a = 1$ (curves 2), $K_a = 2$ (curves 3)

Для снижения степени искажений сигналов целесообразно уменьшение величины автодинной девиации частоты $\Delta\omega_a$, что достигается обычно увеличением эквивалентной добротности КС, например, с помощью дополнительного высокодобротного резонатора [22].

3. Автодины с возможностью квадратурного детектирования

На рис. 5 представлены функциональная схема автодинного модуля (а) с возможностью квадратичного детектирования сигналов, его эскиз (б) и различной сложности эквивалентные схемы, поясняющие устройство и принцип его действия. Эквивалентная схема на рис. 5, в содержит последовательное соединение секции собственно СВЧ генератора, первую ДС1 и вторую ДС2 детекторные секции и нагрузку G_n . Четырехполюсники в виде линий передачи ЛП1 и ЛП2 без потерь имеют постоянную распространения $\beta_v = 2\pi/\lambda_v$, где λ_v – длина волны в линии, имеющей волновую проводимость Y_0 . При этом эквивалентная схема, приведенная к сечению АЭ совпадает со схемой рис. 2, б.

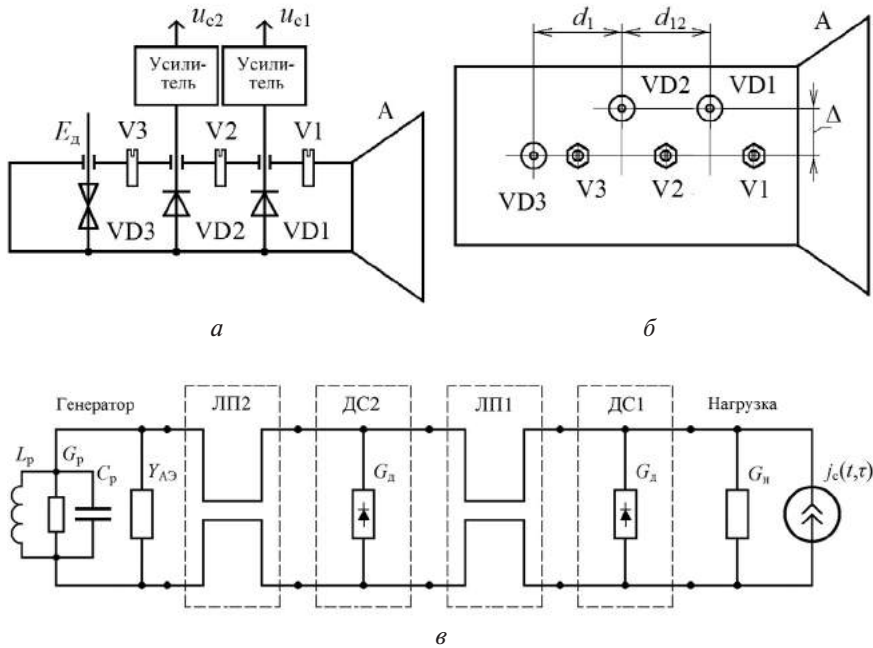


Рис. 5. Функциональная схема приемо-передающего модуля (а) с возможностью квадратурного детектирования сигналов, эскиз его волноводного исполнения (б), полная эквивалентная схема модуля (в):
 А – антенна; V1, V2, V3 – регулировочные винты

Fig. 5. The functional diagram of the transceiver module (а) with opportunity of quadrature signal detection, the sketch of its waveguide implementation (б), the complete equivalent circuit of the module (в):
 A – an antenna; V1, V2, V3 – are adjusting screws

Секции ДС1 и ДС2 на рис. 5, *в* представлены средними за период колебаний резистивными проводимостями $G_{д1}$ и $G_{д2}$ детекторных диодов. При этом реактивной составляющей диодов, как и в предыдущем случае, мы пренебрегаем. Воздействие отраженного излучения на автодин представлено на схеме рис. 5, *в* генератором тока $j_c(t, \tau)$. Как обычно, эквивалентная схема модуля содержит среднюю за период колебаний проводимость АЭ $Y_{АЭ} = G_{АЭ}(A, \omega) + jB_{АЭ}(A, \omega)$, зависящую от амплитуды A и частоты ω колебаний АД, а также проводимость $Y_{КС} = G\{1 + j2Q_H[(\omega - \omega_c)/\omega_c]\}$ одноконтурной КС.

Исходное выражение для анализа схемы рис. 2, *б* с учетом приведенной к сечению АЭ проводимости $Y_{вх}$ всей внешней по отношению к генератору цепи и сделанных выше замечаний имеет вид:

$$\operatorname{Re}[\dot{A}(Y_{АЭ} + Y_{КС} + Y_{вх})] = j_{вх}(t, \tau), \quad (22)$$

где $j_{вх}(t, \tau)$ – зависящий от предыстории системы генератор тока воздействия отраженного излучения, приведенный к зажимам АЭ.

Решение уравнения (22) выполнялось, также как и в предыдущем случае методом медленно меняющихся амплитуд в допущении слабого отраженного излучения. При этом из (22) нами получены выражения сигнальных характеристик для автодинных изменений амплитуды $A(\tau)$, частоты $\omega(\tau)$ колебаний и набега фазы $\delta(\tau)$ отраженного излучения:

$$A(\tau) = A_0 \{1 + \Gamma K_a \cos[\delta(\tau) - \psi]\}, \quad (23)$$

$$\omega(\tau) = \omega_0 \{1 - \Gamma L_a \sin[\delta(\tau) + \theta]\}, \quad (24)$$

$$\delta(\tau) = \omega_0 \tau - \Delta\varphi_0 - C_{OC} \sin[\delta(\tau) + \theta], \quad (25)$$

где $\Delta\varphi_0 = \varphi_{02} - \varphi_{01} = 2\beta_b(d_2 + d_{12}) = 2\beta_b d_1$; $d_1 = d_2 + d_{12}$; d_1, d_2 – расстояния между сечениями диодов VD1, VD3 и VD1, VD3 соответственно; $d_{12} = d_1 - d_2$.

На зажимах детекторных диодов VD1 и VD2 имеет место сложение колебаний, полученных от генератора $u_{АГ1}(t)$, $u_{АГ2}(t)$ и принятых от объекта локации $u_{с1}(t)$, $u_{с2}(t)$ соответственно:

$$u_{АГ1}(t) = A_0 \{1 + \Gamma K_a \cos[\delta(\tau) - \psi]\} \times \cos \left[\int_0^t \omega_0 \{1 - \Gamma L_a \sin[\delta(\tau) + \theta]\} dt - \beta_b d_1 \right], \quad (27)$$

$$u_{АГ2}(t) = A_0 \{1 + \Gamma K_a \cos[\delta(\tau) - \psi]\} \times \cos \left[\int_0^t \omega_0 \{1 - \Gamma L_a \sin[\delta(\tau) + \theta]\} dt - \beta_b d_2 \right], \quad (28)$$

$$u_{c1}(t) = \Gamma A_0 \cos \left[\omega_0 \int_0^{t-\tau} \{1 - \Gamma L_a \sin[\delta(\tau) + \theta]\} dt - \beta_b d_1 \right], \quad (29)$$

$$u_{c2}(t) = \Gamma A_0 \cos \left[\omega_0 \int_t^{t-\tau} \{1 - \Gamma L_a \sin[\delta(\tau) + \theta]\} dt - \beta_b (d_1 + d_{12}) \right]. \quad (30)$$

В результате детектирования огибающей суммы колебаний (27) и (29) на первом диоде: $u_{д1}(t) = u_{АГ1}(t) + u_{c1}(t)$, и колебаний (28) и (30) на втором диоде: $u_{д2}(t) = u_{АГ2}(t) + u_{c2}(t)$, отбрасывая постоянную составляющую и учитывая при этом выполнение в (27), (28) и (29), (30) сильных неравенств: $A_0 \gg \Gamma K_a$, $\omega_0 \gg \Gamma L_a$, $\Gamma \ll 1$, получим окончательные выражения для выходных нормированных сигналов детекторных диодов:

$$\begin{aligned} u_{д1}(\tau_n) &= u_{д1}(\tau_n) / \Gamma = \\ &= K_a \cos[\delta(\tau_n) - \psi] + \cos\{2\pi\tau_n - C_{OC} \sin[\delta(\tau_n) + \theta]\}, \end{aligned} \quad (31)$$

$$\begin{aligned} u_{д2}(\tau_n) &= u_{д2}(\tau_n) / \Gamma = K_a \cos[\delta(\tau_n) - \psi] + \\ &+ \cos\{2\pi\tau_n + 2\beta_b d_{12} - C_{OC} \sin[\delta(\tau_n) + \theta]\}. \end{aligned} \quad (32)$$

Из (31) и (32) видно, что особенности формирования сигналов, а также их фазовые сдвиги зависят от величины коэффициента автодинного усиления K_a , величины пространственного разнеса d_{12} диодов в линии передачи, уровня отраженного излучения и внутренних параметров СВЧ генератора. В случае высокого значения K_a , когда $K_a \gg 1$, оба сигнала на выходе детекторов находятся в фазе и определяются автодинным эффектом используемого генератора. В случае выполнения обратного неравенства реализуется сдвиг фаз между сигналами $\Delta\varphi = 2\beta_b d_{12}$, определяемый относительным разнесом между диодами в передающей линии. Так, при разнесе $d_{12} = (2n + 1)\lambda_b/2$, где n – натуральные числа, сдвиг фаз между сигналами находится в квадратуре: $\Delta\varphi = \pi/2$.

Как показали результаты расчетов сигнальных характеристик (31) – (32), в случае, когда коэффициент автодинного усиления K_a соизмерим с единицей, выходные сигналы и их относительные фазовые смещения сложным образом зависят от разнеса между диодами d_{12} . Кроме того, во всех рассматриваемых случаях степень искажения сигналов зависит также от величины параметра C_{OC} . Для уменьшения этих искажений, как выше отмечалось, обычно рекомендуется использование генератора с дополнительным высокодобротным резонатором [22]. Интересным представляется также решение, основанное на выборе такого режима работы СВЧ генератора, при котором параметры K_a и C_{OC} имеют малые значения [11]. Кроме того, для решения указан-

ной проблемы представляет интерес применение взаимно синхронизированных автодинов [23].

4. Результаты экспериментов

В качестве объекта исследований мы сначала использовали приемо-передающий модуль, описанный в [24]. Модуль состоит из секции передатчика на диоде Ганна и секции приемника в виде балансного детектора на диодах с барьером Шоттки. Секции передатчика и приемника размещены в разных отрезках прямоугольных волноводов, соединенных между собой по широкой стенке и работающих на общую антенну. В волноводном канале передатчика диод Ганна установлен на расстоянии, кратном примерно половине длины волны в волноводе, считая от торцевой стенки. Диоды с барьером Шоттки балансного детектора установлены в волноводе приемника в одной плоскости встречно друг другу. Часть мощности передатчика, используемая как мощность гетеродина, подается из канала передатчика через волноводно-коаксиальный переход в канал приемника. Центральный проводник коаксиальной линии подключается к общей точке соединения диодов с барьером Шоттки. Такая конструкция обеспечивает одинаковую мощность гетеродина на диодах балансного детектора.

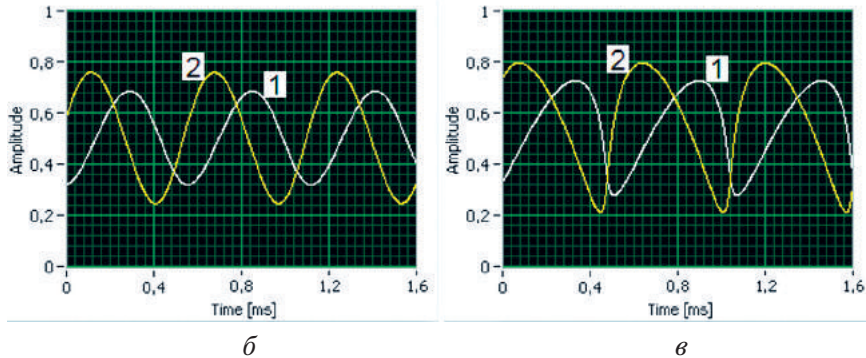
Рабочая частота модуля 37,5 ГГц, выходная мощность около 20 мВт, коэффициент усиления антенны 26 дБ, напряжение питания диода Ганна 4 В, его потребляемый ток около 1 А. Общий вид модуля, соединенного с рупорно-линзовой антенной, представлен на рис. 6, *а*.

В качестве отражающего объекта локации использовался электро-механический имитатор доплеровского сигнала, обеспечивающего линейность и равномерность изменения фазы отраженного излучения в пределах нескольких длин волн [16; 22]. Имитатор устанавливался на расстоянии 5 м от приемопередающего модуля. К нему подключалась рупорная антенна с усилением около 20 дБ. Диаграммы направленности обеих антенн (модуля и имитатора) направлялись встречно и в одной поляризации. Уровень отраженного излучения регулировался переменным аттенуатором, включенным между имитатором и антенной. Полученные при этом осциллограммы сигналов для двух случаев (слабого и сильного) отраженного излучения представлены на рис. 6, *б* и *в*.

Из сравнения временных диаграмм сигналов, представленных на рис. 4, и полученных нами экспериментально осциллограмм (см. рис. 6, *б* и *в*) видно их качественное соответствие. Отсюда следует адекватность разработанной нами математической модели процессов формирования сигналов в автодинах с внешним детектором.



а



б

в

Рис. 6. Общий вид автодинного приемо-передающего модуля (а) и осциллограммы сигналов, полученные на выходе внешнего детектора (кривые 1) и в цепи питания диода Ганна (кривые 2) для случая слабого ($C_{oc} \approx 0,1$) (б) и сильного сигнала ($C_{oc} \approx 0,8$) (в)

Fig. 6. The overall view of the autodyne transceiver module (a) and signal oscillograms obtained on the output of the external detector (curves 1) and in the power supply circuit of the Gunn diode (curves 2) for the case of weak ($C_{oc} \approx 0,1$) (b) and strong signal ($C_{oc} \approx 0,8$) (c)

Второй эксперимент выполнялся с макетом автодинного модуля, содержащим две соединенные последовательно детекторные секции. Они находились между генераторной секцией и антенной. Кроме того модуль отличался наличием ферритового вентиля, включенного в волноводный тракт между генераторной и детекторной секцией. Подбор расстояния между детекторными секциями для получения сигналов в квадратуре выполнялся установкой пластинок различной толщины с волноводным окном в их центре.

В результате описанной настройки модуля на лабораторном стенде с доплеровским имитатором были получены на выходах детекторных диодов квадратурные сигналы, подобные представленным на рис. 6, б. При этом амплитуда сигнала с первого диода (считая от антенного выхода) примерно в 2 раза больше, чем со второго диода. Для выравнивания их амплитуд необходима регулировка связи диодов с линией

передачи. Однако конструкция детекторных камер не позволяла выполнить эту регулировку. Поэтому с помощью этого макета была показана лишь принципиальная возможность реализации модуля с квадратурными сигналами.

5. Выводы

Разработана математическая модель автодинного датчика с внешними детекторами. Получены основные соотношения для расчета его сигнальных характеристик при регистрации сигналов в цепи питания генератора и с помощью внешних детекторов, устанавливаемых между генераторной секцией и антенной. Из результатов выполненных теоретических и экспериментальных исследований следует, что формирование сигналов, снимаемых с внешнего детектора, а также их фазовые сдвиги относительно сигналов, регистрируемых в цепи питания генератора, зависят как от величины коэффициента автодинного усиления генератора, так и от фазового расстояния между секциями.

Установлено, что в автодинном модуле с двумя внешними детекторами в случае высокого значения коэффициента автодинного усиления оба сигнала, получаемые на выходах детекторов, находятся в фазе. В случае малой величины коэффициента автодинного усиления на выходе этих секций реализуется сдвиг фаз между сигналами, который определяется относительным разносом между диодами в передающей линии. При разносе диодов кратно нечетному числу в одну восьмую длины волны в линии, сдвиг фаз между сигналами находится в квадратуре.

Для уменьшения степени искажения сигналов целесообразно снижение величины автодинной девиации частоты. Это достигается или увеличением эквивалентной добротности колебательной системы (применением стабилизации частоты с помощью дополнительного высокодобротного резонатора) или использованием вентиля между секцией генератора и диодной секцией. Кроме того, возможно применение автодина с синхронизацией частоты от дополнительного маломощного СВЧ генератора.

Из результатов выполненных исследований следует вывод о перспективности разработки интегральных автодинных модулей с квадратурным детектированием на основе отечественной элементной базы. При этом необходимо дополнительно решить конструкторско-технологические вопросы, связанные с освоением монолитных интегральных схем квадратурных детекторов, а также СВЧ генераторов на диоде Ганна, интегрированных с высокодобротным резонатором. Это позволит свести технологию изготовления приемо-передающих модулей к принципу «поставил и забыл», что значительно снижает их себестоимость.

Литература

1. Nguyen C., Kim S. *Theory, analysis and design of RF interferometric sensors*. Springer Science+Business Media; 2012.
2. Kim S. *Development of millimeter wave integrated-circuit interferometric sensors for industrial sensing applications*. A Dissertation doctor of philosophy, Submitted to Texas A&M University; 2004.
3. Boric-Lubecke O., Droitcour A. D., Lubecke V. M., Park B.-K., Singh A. (eds.) *Doppler radar physiological sensing*. New York: John Wiley & Sons; 2016.
4. Kim S., Nguyen C. A Displacement measurement technique using millimeter-wave interferometry. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*. 2003;51(6):1724–1728. DOI: 10.1109/TMTT.2003.812575
5. Komarov I.V., Smolskiy S.M. *Fundamentals of short-range FM Radar*. Norwood: Artech House; 2003.
6. Usanov D.A., Skripal A.I.V., Skripal An.V., Postelga A.E. A microwave autodyne meter of vibration parameters. *Instruments and Experimental Techniques*. 2004;47(5):689–693.
7. Usanov D.A., Postelga A.E. Reconstruction of complicated movement of part of the human body using radio wave autodyne signal. *Biomedical Engineering*. 2011;45(1):6–8.
8. Noskov V.Ya., Ermak G.P. Signal and fluctuation characteristics of autodyne vibration and displacement meters. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2014;73(19):1727–1743. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v73.i19.30
9. Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Двухдиодный автодин в системах радиоволнового контроля динамических процессов. *Датчики и системы*. 2016;(6):31–37.
10. Носков В.Я., Варавин А.В., Васильев А.С., Ермак Г.П., Закарлюк Н.М., Игнатков К.А., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 9. Радиолокационное применение автодинов. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2016;(3):32–86.
11. Носков В.Я., Смольский С.М., Игнатков К.А., Мишин Д.Я., Чупахин А.П. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 10. Основы анализа и расчета параметров автодинов с учетом шумов. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2018;(3):18–52.
12. Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Принципы построения автодинных приемопередатчиков. В: *27-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2017), Севастополь, 10–16 сентября 2017 г.* М.; Минск; Севастополь; 2017. Т. 6. С. 1382–1388.
13. Kotani M., Mitsui S., Shirahata K. Load-variation detector characteristics of a detector-diode loaded Gunn oscillator. *Electronics and Communications in Japan*. 1975;58-B(5):60–66.
14. Roskoni U. Method and apparatus for measuring a vehicle's own speed by the Doppler radar principle. *Pat. US 4980633*, Patented Dec. 25, 1990, filed Mar. 2, 1990.

15. Yasuda A., Kuwashima S., Kanai Y. A shipborne-type wave-height meter for oceangoing vessels, using microwave Doppler radar. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*. 1985;10(2):138–143. DOI: 10.1109/JOE.1985.1145094
16. Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. Зависимость автодинных характеристик от внутренних параметров СВЧ генераторов. *Радиотехника*. 2012;(6):24–42.
17. Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Фазовые соотношения автодинных сигналов при внешнем детектировании В: *27-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2017), Севастополь, 10–16 сентября 2017 г.* М.; Минск; Севастополь; 2017. Т. 6. С. 1389–1395.
18. Носков В.Я., Смольский С.М., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Квадратурное детектирование сигналов в автодинных системах. В: *28-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018), Севастополь, 9–15 сентября 2018 г.* М.; Минск; Севастополь; 2018. Т. 6. С. 1429–1435.
19. Носков В.Я., Смольский С.М. Регистрация автодинного сигнала в цепи питания генераторов на полупроводниковых диодах СВЧ. (Обзор). *Техника и приборы СВЧ*. 2009;(1):14–26.
20. Kurokava K. Injection locking of microwave solid-state oscillators. *Proceedings of the IEEE*. 1973;61(10):1386–1410. DOI: 10.1109/PROC.1973.9293
21. Носков В.Я., Игнатков К.А. О применимости квазистатического метода анализа автодинных систем. *Известия вузов. Радиоэлектроника*. 2014;57(3):44–56. DOI: 10.20535/S0021347014030054
22. Носков В.Я., Игнатков К.А. Шумовые характеристики автодинов со стабилизацией частоты внешним высокочастотным резонатором. *Радиотехника и электроника*. 2016;61(9):905–918. DOI: 10.7868/S0033849416090102
23. Носков В.Я., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Автодинный эффект системы двух взаимно синхронизированных генераторов при сильной связи. *Радиотехника и электроника*. 2018;63(2):200–208. DOI: 10.7868/S0033849418020122
24. Соловьев Ю.Л., Рудаков А.В. Малогабаритное устройство миллиметрового диапазона для систем ближней радиолокации. В: *19-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2009), Севастополь, 14–18 сентября 2009 г.* Севастополь; 2009. С. 113.

References

1. Nguyen C., Kim S. *Theory, analysis and design of RF interferometric sensors*. Springer Science+Business Media; 2012.
2. Kim S. *Development of millimeter wave integrated-circuit interferometric sensors for industrial sensing applications*. A Dissertation doctor of philosophy, Submitted to Texas A&M University; 2004.

3. Boric-Lubecke O., Droitcour A. D., Lubecke V. M., Park B.-K., Singh A. (eds.) *Doppler radar physiological sensing*. New York: John Wiley & Sons; 2016.
4. Kim S., Nguyen C. A Displacement measurement technique using millimeter-wave interferometry. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*. 2003;51(6):1724–1728. DOI: 10.1109/TMTT.2003.812575
5. Komarov I.V., Smolskiy S.M. *Fundamentals of short-range FM Radar*. Norwood: Artech House; 2003.
6. Usanov D.A., Skripal A.I., Skripal A.V., Postelga A.E. A microwave autodyne meter of vibration parameters. *Instruments and Experimental Techniques*. 2004;47(5):689–693.
7. Usanov D.A., Postelga A.E. Reconstruction of complicated movement of part of the human body using radio wave autodyne signal. *Biomedical Engineering*. 2011;45(1):6–8.
8. Noskov V.Ya., Ermak G.P. Signal and fluctuation characteristics of autodyne vibration and displacement meters. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2014;73(19):1727–1743. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v73.i19.30
9. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Application of a double-diode autodyne in radiowave monitoring systems of dynamic processes. *Datchiki & Systemi = Sensors & Systems*. 2016;(6):31–37. (In Russ.)
10. Noskov V.Ya., Varavin A.V., Vasiliev A.S., Ermak G.P., Zakarlyuk N.M., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter wave ranges and their application. Part 9. Autodyne radar applications. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki = Achievements of Modern Radioelectronics*. 2016;(3):32–86. (In Russ.)
11. Noskov V.Ya., Smolskiy S.M., Ignatkov K.A., Mishin D.Ya., Chupahin A.P. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and MM-wave ranges and its applications. Part 10. Fundamentals of analysis and calculation of autodyne parameters taking noises into account. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki = Achievements of Modern Radioelectronics*. 2018;(3):18–52. (In Russ.)
12. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Construction principles of autodyne transceivers. In: *27th International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2017), Sevastopol, September 10–16, 2017*. Moscow; Minsk; Sevastopol; 2017. Vol. 6, pp. 1382–1388. (In Russ.)
13. Kotani M., Mitsui S., Shirahata K. Load-variation detector characteristics of a detector-diode loaded Gunn oscillator. *Electronics and Communications in Japan*. 1975;58-B(5):60–66.
14. Roskoni U. Method and apparatus for measuring a vehicle’s own speed by the Doppler radar principle. *Pat. US 4980633*, Patented Dec. 25, 1990, filed Mar. 2, 1990.
15. Yasuda A., Kuwashima S., Kanai Y. A shipborne-type wave-height meter for oceangoing vessels, using microwave Doppler radar. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*. 1985;10(2):138–143. DOI: 10.1109/JOE.1985.1145094
16. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M. Autodyne characteristic dependence on the UHF oscillator’s inherent parameters. *Radiotekhnika = Radioengineering*. 2012;(6):24–42. (In Russ.)

17. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Phase relations of autodyne signals at external detection. In: *27th International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2017), Sevastopol, September 10–16, 2017*. Moscow; Minsk; Sevastopol; 2017. Vol. 6, pp. 1389–1395. (In Russ.)
18. Noskov V.Ya., Smolskiy S.M., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Quadrature Detection of Signals in Autodyne Systems. In: *28th International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2018), Sevastopol, September 9–15, 2018*. Moscow; Minsk; Sevastopol; 2018. Vol. 6, pp. 1429–1435. (In Russ.)
19. Noskov V.Ya., Smolskiy S.M. Autodyne signal registration in a power circuit of the semiconductor diode oscillator in microwave and millimeter ranges (Review). *Tekhnika i pribory SVCh*. 2009;(1):14–26. (In Russ.)
20. Kurokava K. Injection locking of microwave solid-state oscillators. *Proceedings of the IEEE*. 1973;61(10):1386–1410. DOI: 10.1109/PROC.1973.9293
21. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. About applicability of quasi-static method of autodyne systems analysis. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2014;57(3):44–56. (In Russ.) DOI: 10.20535/S0021347014030054
22. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Noise characteristics of autodynes with frequency stabilization by means of an external high-Q cavity. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2016;61(9):1052–1063. DOI: 10.1134/S1064226916090102
23. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Chupahin A.P. Autodyne effect of the system involving two mutually synchronized oscillators under strong coupling. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2018;63(2):180–188. DOI: 10.1134/S1064226918020080
24. Solovyov Y.L., Rudakov A.V. The miniature module MM-wave range for radar systems. In: *18th International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2009), Sevastopol, September 14–18, 2009*. Sevastopol; 2009, p. 113. (In Russ.)

Информация об авторах

Носков Владислав Яковлевич – доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия.

Смольский Сергей Михайлович – доктор технических наук, профессор кафедры Формирования и обработки радиосигналов, заместитель директора Института радиотехники и электроники, Национальный исследовательский университет «МЭИ», Москва, Россия.

Игнатков Кирилл Александрович – кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий, Уральский федеральный

университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия.

Чупахин Андрей Павлович – аспирант кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия.

Information about the authors

Vladislav Ya. Noskov – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute of Radio Electronics and Information Technologies, Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia.

Sergey M. Smolskiy – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Formation and Processing of Radio Signals Department, Deputy Director of the Institute of Radio Engineering and Electronics, MEI of the National Research University “MEI”, Moscow, Russia.

Kirill A. Ignatkov – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute of Radio Electronics and Information Technologies, Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia.

Andrey P. Chupahin – Postgraduate Student, Department of Radio Electronics and Telecommunications, Institute of Radio Electronics and Information Technologies, Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia.

Поступила / Received: 12.12.2018

Принята в печать / Accepted: 28.12.2018

Метод разделения видов колебаний при расчете характеристик ЗС ЦСР в программе ANSYS HFSS

А.Н. Савин✉, И.А. Накрап, К.П. Вахлаева

Саратовский национальный исследовательский государственный университет
им. Н. Г. Чернышевского; Саратов, Россия;
e-mail: savinan@info.sgu.ru

Аннотация. Представлены результаты разработки методики моделирования электродинамических характеристик (ЭДХ) ЗС ЦСР в программе ANSYS HFSS, аналогичной экспериментальному резонансному методу. Данная методика, основанная на расчете собственных (резонансных) частот короткозамкнутых по плоскостям симметрии отрезков ЗС ЦСР и распределения электромагнитных полей на этих частотах, реализована в виде скрипта на языке Python. В скрипте также реализован предложенный алгоритм разделения близко расположенных видов колебаний резонаторных ЗС. Приведены примеры расчета дисперсионных характеристик ЗС ЦСР в основной (резонаторной) и щелевой полосах пропускания с использованием разработанного алгоритма разделения видов колебаний. На основе экспериментальных данных определены оптимальные параметры вычислительного процесса в ANSYS HFSS, обеспечивающие достаточную точность расчета ЭДХ ЗС ЦСР при приемлемых временных затратах. В резонаторной полосе пропускания ЗС ЦСР рассчитанные значения резонансных частот практически совпадают с экспериментальными. Максимальное отклонение частот вблизи коротковолновой границы резонаторной полосы и длинноволновой границы щелевой полосы не превышает – 0,34 %.

Ключевые слова. Резонансные частоты, цепочка связанных резонаторов, разделение видов колебаний

Method of separation of oscillations types in the calculation of characteristics of SWS CCC in the program ANSYS HFSS

Aleksandr N. Savin✉, Irina A. Nakrap, Klavdya P. Vakhlaeva

Saratov State University, Saratov, Russia; e-mail: savinan@info.sgu.ru

Abstract. The results of development of modeling methods of electrodynamic characteristics (EDC) SWS CCC in the program ANSYS HFSS, the similar experimental resonance method are presented. This technique, based on the calculation of eigenvalues (resonance) frequencies of section SWS CCC short-circuited in their planes of symmetry and the distribution of electromagnetic

fields at these frequencies are implemented in the form of a script in Python. The proposed algorithm for the separation of closely spaced types of resonator SWS oscillations is also implemented in the script. Examples of calculation of dispersion characteristics of the SWS CCC in the basic (resonator) and slotted bandwidth using the developed algorithm for the separation of oscillations types are given. On the basis of experimental data, the optimal parameters of the computational process in ANSYS HFSS are determined, providing sufficient accuracy of the calculation of the EDCs of SWS CCC at an acceptable time expenditures. In the resonator band of SWS CCC the calculated values of resonant frequencies practically time expenditures the experimental ones. The maximum frequency variation from the experimental values does not exceed 0.34% near the short – wave boundary of the resonator band and the long-wave boundary of the slot band.

Keywords. Resonant frequency, coupled cavities chain, separation of oscillations types.

1. Введение

Вакуумные усилительные приборы типа ЛБВ на ЦСР, обладающие высоким коэффициентом усиления и высокой выходной мощностью, широко используются для космической связи и радиолокации на СВЧ, в том числе в области миллиметровых и субмиллиметровых длин волн. Компьютерное моделирование процессов взаимодействия электронного пучка с замедляющей системой требует точное определение электродинамических характеристик (ЭДХ) ЦСР. Для расчета выходных характеристик ЛБВ требуется знание ЭДХ замедляющих систем (ЗС) с идентичными ячейками: дисперсионных характеристик (ДХ), определяющих частотные свойства, и сопротивления связи ($R_{св}$), отвечающего за эффективность взаимодействия электронного потока с полем ЗС [1]. Эти параметры можно получить, используя результаты расчета и (или) измерений собственных (резонансных) частот короткозамкнутых по плоскостям симметрии отрезков ЗС и распределения электромагнитных полей на этих частотах [2–4]. В этом случае расчет ЭДХ ЗС сводится к решению внутренней краевой задачи на собственные значения [5].

В настоящее время для решения этой задачи существует значительное число вычислительных программ с использованием конечно-разностного, конечно-элементного и других подобных методов [5]. Численное моделирование при проектировании начальной конструкции имеет несколько преимуществ перед экспериментом. Доступная диагностика является невозмущающей, прямой и всесторонней, обеспечивающей детальный взгляд на физические процессы в моделируемой и тем более оптимизируемой системе. Численное моделирование позволяет также значительно сократить время и стоимость разработки прибора. Существуют и недостатки при использовании моделирования в качестве основного инструмента в процессе проектирования. Основ-

ными являются ограничения на методы и соответствующий вычислительный процесс, а также условия физической реализуемости реальной системы. В таких случаях требуется добавление новых физических методов расчета с соответствующей кодовой поддержкой. Наконец, для обеспечения эффективности и точности численного моделирования, процесс построения новых кодов должен быть связан с систематической проверкой программы по экспериментальным данным.

Одной из программ, реализующей трехмерное (3D) моделирование электромагнитных полей замедляющих систем с помощью метода конечных элементов, является ANSYS HFSS [6]. Программа позволяет проводить расчет и оптимизацию ЭДХ ЗС. При этом в ней требуется реализовать формирующие поверхности моделируемой ЗС, задать граничные условия, осуществить расчет и постпроцессорную обработку собственных частот и распределений электромагнитных полей системы. Для автоматизации этих операций, а также для реализации не встроенных в программу алгоритмов расчета ЭДХ ЗС с помощью различных методик ANSYS HFSS имеет возможность использования скриптов (программно-оформленной последовательности действий для автоматического выполнения задачи).

Данная работа посвящена разработке методики моделирования ЭДХ ЗС ЦСР в программе ANSYS HFSS, аналогичной экспериментальному резонансному методу [7]. Данная методика, основанная на расчете собственных (резонансных) частот короткозамкнутых по плоскостям симметрии отрезков ЗС ЦСР и распределения электромагнитных полей на этих частотах, реализована в виде скрипта на языке Python. В скрипте также реализован предложенный алгоритм разделения близко расположенных видов колебаний резонаторных ЗС. Приведены примеры расчета дисперсионных характеристик ЗС ЦСР в основной (резонаторной) и щелевой полосах пропускания с использованием разработанного алгоритма разделения видов колебаний. На основе экспериментальных данных определены оптимальные параметры вычислительного процесса в ANSYS HFSS, обеспечивающие достаточную точность расчета ЭДХ ЗС ЦСР при приемлемых временных затратах.

2. Объекты и методы исследования

Продольные и поперечные сечения исследуемой замедляющей системы типа цепочки индуктивно связанных резонаторов с повернутыми на 180° щелями связи в соседних ячейках и трубками дрейфа даны на рис. 1. Макеты ЦСР, предназначенные для исследования в резонансном режиме, представляют собой отрезки изображенной на рис. 1 системы с конечным числом ячеек, короткозамкнутые по плоскостям ее симметрии.

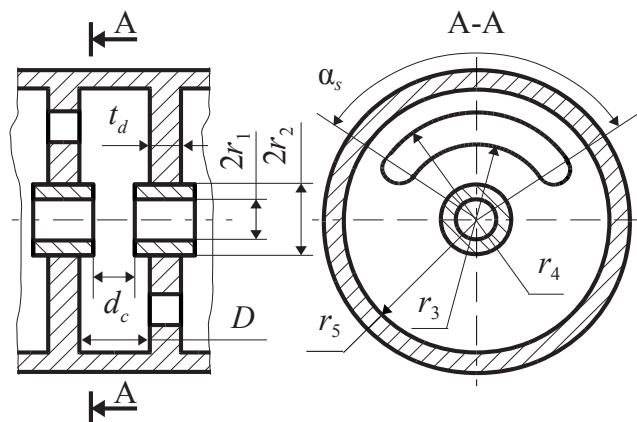


Рис. 1. Продольный и поперечный разрезы ЗС типа ЦСР
 Fig. 1. Longitudinal and transverse sections of the SWS CCC

При построении графической модели разрабатываемого устройства в программе HFSS имеется возможность задавать его размеры и параметры материалов в виде переменных, что позволяет быстро перестраивать модель, а также проводить параметрические исследования и оптимизацию его характеристик.

Входными переменными при проектировании ЦСР являлись наборы из девяти ее размеров, которые с достаточной полнотой и однозначностью описывают исследуемые ЗС. В качестве примера в табл. 1 приведены относительные размеры одного из исследуемых макетов.

Таблица 1. Относительные размеры моделируемого макета ЗС ЦСР

Table 1. The relative sizes of the modeling design SWS CCC

d_c/D	t_d/D	$2r_5/D$	$r_4/2r_5$	r_3/r_4	r_2/r_5	r_1/r_5	α/π
0.335	0.129	2.258	0.5	0.686	0.314	0.755	0.667

Определение ЭДХ рассматриваемых ЗС осуществлялось, как указано выше, на этапе постпроцессорной обработки результатов расчета резонансных частот и соответствующих распределений полей отрезков ЗС, замкнутых по поперечным плоскостям зеркальной симметрии электрическими или магнитными стенками. В таких отрезках ЗС на резонансных частотах электромагнитные поля имеют в поперечном сечении структуру (с вдвое большей амплитудой), соответствующую поперечной структуре замедленных волн бесконечной ЗС.

Моделирование ЭДХ ЗС требует в основном две операции: определение собственных (резонансных) частот отрезков исследуемых ЗС ЦСР и распределения электромагнитных полей на этих частотах. Расчет резонансных частот позволяет получить ДХ системы в ее полосах пропускания, в то время как картина поля может быть использована для оценки импеданса взаимодействия.

Расчет в программе ANSYS HFSS с помощью метода конечных элементов резонансных частот f_m отрезка ЗС с числом периодов N и определение с помощью спектрального анализа распределения электрического поля на оси ЗС соответствующих фазовых сдвигов φ_m позволяет получить $N + 1$ точку на ДХ ЗС для каждой исследуемой ее полосы пропускания.

Результаты расчета резонансных частот и соответствующих распределений полей отрезков ЗС используются также для определения сопротивления связи $R_{n\text{св}}$ n -й пространственной гармоники на резонансных частотах f_m ЗС при выполнении последовательности следующих операций. По изменению фазовой постоянной β_n n -й пространственной гармоники на фазовых сдвигах φ_m в полосе пропускания можно определить групповую скорость v_g . Распределение электрического поля $E(x, y, z)$ в ЗС на резонансных частотах f_m , позволяет рассчитать среднюю запасенную во всем отрезке ЗС энергию на этих частотах. Также по продольной составляющей поля $E(x, y, z)$, например на оси ЗС, с помощью спектрального анализа можно определить амплитуду n -й пространственной гармоники e_{nz} . Детальное описание алгоритма определения ДХ и сопротивления связи с соответствующими формулами приведено в работе [8].

Точность моделирования ЭДХ короткозамкнутых отрезков ЗС типа ЦСР зависит от многих параметров HFSS, поэтому для их настройки использовались экспериментальные ЭДХ, измеренные на резонансных макетах ЗС десятисантиметрового диапазона длин волн, изготовленных с большой относительной точностью и обеспечивающих погрешность в определении резонансных частот менее 0.02 %.

ДХ и продольные распределения полей ЦСР измерялись методом резонансного возмущения [7] в короткозамкнутых по плоскостям симметрии отрезках конечной длины ЗС. Номер резонансного вида и соответствующий сдвиг фазы на период ПС определялись по продольному распределению поля. Сдвиги фазы на период ПС можно было установить также по данным спектрального анализа распределения полей систем на их собственных частотах. Измерение $R_{\text{св}}$ проводилось модифицированным методом “бисерного зонда” с учетом распределения поля в зазоре ячейки и влияния высших пространственных гармоник. Автоматизированный измерительно-вычислительный комплекс [9] обеспечивал относительную точность измерения резонансных частот $5 \cdot 10^{-6}$. При этом погрешность определения ДХ не превышала 0.02 %, $R_{\text{св}} - 10$ %.

3. Разделение видов колебаний ЗС ЦСР при расчете в программе ANSYS HFSS

Моделирование (расчет) ЗС ЦСР в программе ANSYS HFSS проводилось в двух полосах пропускания системы: основной (резонатор-

ной) и ближайшей к ней щелевой. В отрезках исследуемых ЗС число периодов N было выбрано равным шести ($N = 6$). В качестве граничных условий использовались как электрические, так и магнитные стенки. Хотя физических магнитных стенок не существует, они могут быть легко смоделированы в компьютерном коде, что делает возможным вычисления дополнительных (неизмеримых) резонансных частот. Качественное распределение электрических и магнитных полей с различными типами симметрии ЦСР на отдельных фазовых сдвигах поля в резонаторной и щелевой полосах пропускания приведены во многих работах (см., например, [2]).

Точность (физическая адекватность) расчета дисперсионных характеристик (ДХ) рассматриваемых ЗС (рис. 1) в двух полосах пропускания (резонаторной и щелевой) в широкой полосе частот повышается с увеличением числа резонансных частот видов колебаний. Однако при этом появляется проблема разделения видов, особенно при приближении к границам полос пропускания, так как на участках ДХ с большой крутизной и соответственно близким расположением видов появляется возможность перескока резонансных частот видов при адаптации сетки.

В HFSS поиск собственных значений электродинамической системы осуществляется с некоторой заданной начальной частоты f_{\min} в сторону ее увеличения. При этом на каждом шаге итерации (с увеличением числа тетраэдров) собственные частоты увеличиваются. Последнее при уменьшении размеров конечных элементов (тетраэдров) обусловлено увеличением эффективной ширины зазора d_c и, следовательно, уменьшением эквивалентной емкости тороидального резонатора, являющегося основой ЗС ЦСР. При увеличении собственных частот в ходе итерационного процесса в случае близко расположенных резонансных частот появляется возможность нахождения на некоторой итерации частоты предыдущего вида (перескока частот).

Использовать имеющийся в ANSYS HFSS многомодовый режим расчета собственных значений при вычислении ЭДХ короткозамкнутых отрезков ЗС ЦСР нельзя, так как необходимое распределение поля выдается только на самой низшей собственной частоте.

Данную задачу можно решить, используя предварительные исчисления вычисления резонансных частот в режиме двух расположенных рядом мод, позволяющие выявить возможность перескока, и последующие изменения начальной частоты поиска f_{\min} требуемой резонансной частоты на каждом шаге адаптации конечно-элементной сетки.

Для реализации данной идеи был разработан алгоритм, оформленный в виде скрипта на языке Python, осуществляющий подстройку (увеличение) начальной частоты поиска f_{\min} таким образом, чтобы исключить возможные перескоки.

На рис. 2 приведены результаты расчета ЦСР (размеры в табл. 1) с близко расположенными резонансными частотами щелевой полосы пропускания в стандартной программе ANSYS HFSS (рис. 2, *a*), а также в случае использования разработанного алгоритма (рис. 2, *б*).

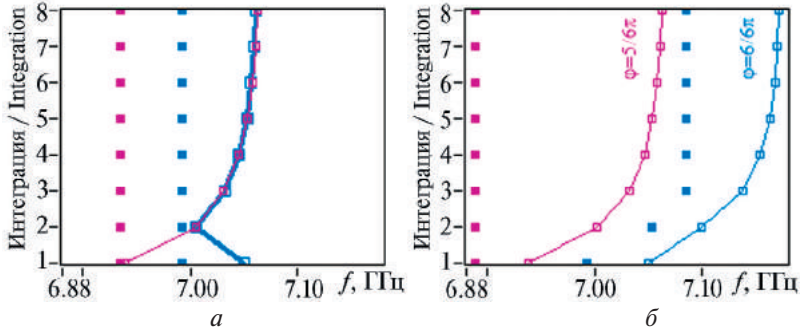


Рис. 2. Расчет близко расположенных резонансных частот щелевой полосы пропускания ЗС ЦСР в ANSYS HFSS: *a* – при стандартном порядке; *б* – с помощью предложенного алгоритма (линии с точками – расчет, точки – начальные частоты поиска резонансов (f_{\min}))

Fig. 2. Calculation of closely spaced resonant frequencies in the slot passband from the SWS CCC in ANSYS HFSS using the standard order (*a*) and using the proposed algorithm (*b*) (lines with points – calculation, points – the initial search frequency of resonances (f_{\min}))

Из приведенного примера видно, что в случае близко расположенных резонансных частот в качестве собственной частоты на некоторой итерации находится частота предыдущего вида (см. на рис. 2, *a* поведение собственных частот видов $5\pi/6$, $6\pi/6$ щелевой полосы и соответствующего значения f_{\min}). Работоспособность предложенного алгоритма разделения видов колебаний при расчете и моделировании ЗС демонстрирует приведенный частный пример поведения собственной частоты вида $6\pi/6$ щелевой полосы и соответствующих значений f_{\min} на каждой итерации (рис. 2, *б*).

Разработанный скрипт полностью автоматизирует процесс расчета собственных частот и распределения электромагнитного поля на них короткозамкнутых отрезков ЗС ЦСР (в том числе при значительной крутизне ДХ). При этом для расчета граничных частот полос пропускания используются как электрические, так и магнитные ограничивающие стенки, чего в физическом эксперименте сделать нельзя.

4. Подбор параметров и оценка эффективности ANSYS HFSS

Рассчитанные с использованием предложенного алгоритма в программе ANSYS HFSS собственные частоты отрезка ЗС ЦСР с крутой ДХ, состоящего из шести ячеек, в ее резонаторной и щелевой полосах пропускания приведены на рис. 3.

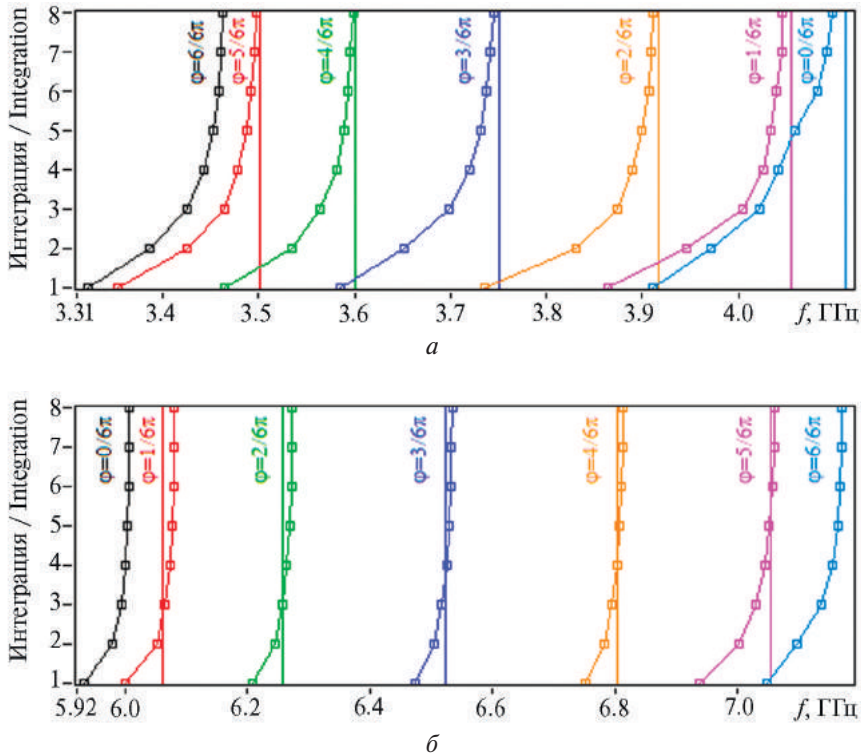


Рис. 3. Результаты расчета резонансных частот в резонаторной (а) и щелевой (б) полосах пропускания ЗС ЦСР в ANSYS HFSS с использованием предложенного алгоритма (линии с точками – расчет, линии – эксперимент)

Fig. 3. Results of resonant frequencies calculation in the cavity (a) and slot (б) passbands of the SWS CCC in ANSYS HFSS with using the proposed algorithm (lines with points – calculation, lines – experiment)

Точность расчета резонансных частот ЗС в программе ANSYS HFSS определяется многими параметрами, в том числе количеством итераций адаптации конечно-элементной сетки. Подбор параметров (числа итераций) вычислительного процесса и последующая оценка точности расчета собственных частот видов проводилась по соответствующим экспериментальным значениям.

Оценка погрешности расчета собственных частот $f_{расч}$ видов короткозамкнутого отрезка ЗС ЦСР в сравнении с соответствующими экспериментальными частотами $f_{эксн}$ и количество тетраэдров при оптимальном числе итераций, определяющие вычислительные ресурсы, представлены в табл. 2.

Как видно, в резонаторной полосе пропускания ЗС ЦСР при достижении числа итераций, равного восьми (№ 8), рассчитанные значения резонансных частот практически совпадают с экспериментальными.

ми. Максимальное отклонение частоты на нулевом виде резонаторной полосы ($0\pi/6$) составляет 0.337 %, а в щелевой полосе 0.285 % на виде $1\pi/6$. При этом общее количество тетраэдров в модели ЗС не превышает $6 \cdot 10^4$, что обеспечивает приемлемые вычислительные и временные затраты.

Таблица 2. Параметры модели HFSS короткозамкнутой ЗС ЦСР в резонаторной и щелевой полосах пропускания на итерации № 8

Table 2. The parameters of the model HFSS of the shorted SWS CCC in the cavity and slot passbands at iteration No. 8

Резонаторная полоса пропускания							
Сдвиг фазы на ячейку, рад	$6\pi/6$	$5\pi/6$	$4\pi/6$	$3\pi/6$	$2\pi/6$	$1\pi/6$	$0\pi/6$
Total Tetrahedra	57 636	48 852	56 696	51 411	50 697	44 119	49 413
Delta Frequency Per Pass, %	0.06	0.061	0.074	0.068	0.056	0.042	0.138
$(f_{расч} - f_{эксн})/f_{эксн}, \%$	–	–0.098	–0.086	–0.174	–0.117	–0.221	–0.337
Щелевая полоса пропускания							
Сдвиг фазы на ячейку, рад	$1\pi/6$	$1\pi/6$	$2\pi/6$	$3\pi/6$	$4\pi/6$	$5\pi/6$	$6\pi/6$
Total Tetrahedra	51 793	50 216	47 142	56 555	49 027	56 807	47 980
Delta Frequency Per Pass, %	0.008	0.006	0.014	0.023	0.02	0.034	0.029
$(f_{расч} - f_{эксн})/f_{эксн}, \%$	–	0.285	0.239	0.169	0.136	0.092	–

Последующие итерации увеличивают число тетраэдров и при их количестве более $\sim 7 \cdot 10^4$ (в данном случае) приводят к большим погрешностям и вычислительным затратам.

4. Заключение

Разработан алгоритм, осуществляющий подстройку начальной частоты поиска вычисляемых в ANSYS HFSS собственных частот отрезков ЗС с крутыми участками ДХ для исключения возможных перескоков частот. Приведены примеры расчета дисперсионных характеристик ЗС ЦСР в основной (резонаторной) и щелевой полосах пропускания с использованием разработанного алгоритма разделения видов колебаний. Проведена оценка точности расчета ДХ ЦСР в сравнении с экспериментальными характеристиками. Использование предложенного алгоритма разделения видов колебаний обеспечивает автоматизацию и достаточную точность расчета ЭДХ ЗС типа ЦСР при приемлемых временных затратах. Данный алгоритм может быть использован также в других 3D-программах при автоматизации расчета собственных значений ЗС с близко расположенными резонансными частотами.

Список литературы

1. Григорьев А.Д., Янкевич В.Б. *Резонаторы и резонаторные замедляющие системы*. М.: Радио и связь; 1984.

2. Kantrowitz F., Tammaru I. Three-dimensional simulation of frequency-phase measurements of arbitrary coupled-cavity RF circuits. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 1988;35(11):2018–2026.
3. Wilson J.D., Kory C.L. Simulation of cold-test parameters and RF output power characteristics for a coupled-cavity traveling-wave tube. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 1995;42(11):2015–2020.
4. Дерюгин Л.Н. Электромагнитные замедляющие системы (методика измерения характеристик). М.: МАИ; Оборонгиз; 1960.
5. Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики. М.: ФИЗМАЛИТ; 2012.
6. ANSYS HFSS. 3D electromagnetic field simulator for RF and wireless design. Available at: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>
7. Horsley W., Pearson A. Measurement of dispersion and interaction impedance characteristics of slow-wave structures by resonance methods. *IEEE Trans. Electron Devices*. 1966;ED-13:962–969.
8. Савин А.Н., Накрап И.А., Вахлаева К.П. Определение параметров эквивалентных схем ЗС ЦСР по результатам расчета ЭДХ в программе ANSYS HFSS и оценка их адекватности по экспериментальным данным. В: 28-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018), Севастополь, 9–15 сентября 2018 г. М.; Минск; Севастополь; 2018. С. 211–217.
9. Savin A.N., Nakrap I.A., Vakhlaeva C.P., Korniyakov V.V. The automation of a resonant perturbation method to research electrodynamic characteristics of microwave devices. In: Chan K. (ed.) *Testing and measurement: techniques and applications: Proceedings of the 2015 International conference on testing and measurement techniques (TMTA2015)*. 16–17 January 2015. Phuket Island, Thailand, pp. 7–9.

References

1. Grigoriev A.D., Yankevich V.B. *Rezonators and rezonator slow-wave systems*. Moscow: Radio i svyaz; 1984. (In Russ.)
2. Kantrowitz F., Tammaru I. Three-dimensional simulation of frequency-phase measurements of arbitrary coupled-cavity RF circuits. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 1988;35(11):2018–2026.
3. Wilson J.D., Kory C.L. Simulation of cold-test parameters and RF output power characteristics for a coupled-cavity traveling-wave tube. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 1995;42(11):2015–2020.
4. Deryugin L.N. *Electromagnetic slow-wave systems (method of measurement of characteristics)*. Moscow: MAI; Oborongiz; 1960. (In Russ.)
5. Grigoriev A.D. *Methods of computational electrodynamics*. Moscow: FIZMALIT; 2012. (In Russ.)
6. ANSYS HFSS. 3D electromagnetic field simulator for RF and wireless design. Available at: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>
7. Horsley W., Pearson A. Measurement of dispersion and interaction impedance characteristics of slow-wave structures by resonance methods. *IEEE Trans. Electron Devices*. 1966;ED-13:962–969.

8. Savin A.N., Nakrap I.A., Vakhlaeva K.P. Determination of equivalent circuit parameters of SWS CCC on the results of EDC calculation in the program ANSYS HFSS and estimation of their adequacy on experimental data. In: *28th International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2018), Sevastopol, September 9–15, 2018*. Moscow; Minsk; Sevastopol; 2018, pp. 211–217. (In Russ.)

9. Savin A.N., Nakrap I.A., Vakhlaeva C.P., Korniyakov V.V. The automation of a resonant perturbation method to research electrodynamic characteristics of microwave devices. In: Chan K. (ed.) *Testing and measurement: techniques and applications: Proceedings of the 2015 International conference on testing and measurement techniques (TMTA2015). 16–17 January 2015*. Phuket Island, Thailand, 2015, pp. 7–9.

Информация об авторах

Савин Александр Николаевич – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры дискретной математики и информационных технологий Саратовский национальный исследовательский государственный университет им. Н. Г. Чернышевского, г. Саратов, Россия. ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5148-9166>.

Накрап Ирина Александровна – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры радиотехники и электродинамики, Саратовский национальный исследовательский государственный университет им. Н. Г. Чернышевского, г. Саратов, Россия. ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-7460-3379>.

Вахлаева Клавдия Павловна – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры информатики и программирования, Саратовский национальный исследовательский государственный университет им. Н. Г. Чернышевского, г. Саратов, Россия. ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5964-8504>.

Information about the authors

Aleksandr N. Savin – Cand. Sci. (Eng.), Associate professor of the Department of Discrete Mathematics and Information Technologies, Saratov State University, Saratov, Russia. ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5148-9166>.

Irina A. Nakrap – Cand. Sci. (Eng.), Associate professor of the Department of Radio Engineering and Electrodynamics, Saratov State University, Saratov, Russia. ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-7460-3379>.

Klavdya P. Vakhlaeva – Cand. Sci. (Eng.), Associate professor of the Department of Informatics and Programming, Saratov State University, Saratov, Russia. ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5964-8504>.

Поступила / Received: 10.11.2018

Принята в печать / Accepted: 28.12.2018

Анализ особенностей обработки сигналов ультразвуковых расходомеров с линейно-частотно модулированным излучением

М.В. Ронкин ✉, *А.А. Калмыков*

Уральский федеральный университет им. первого Президента России
Б.Н. Ельцина; г. Екатеринбург, Россия;
e-mail: mvRonkin@gmail.com

Аннотация. Проведен анализ и показана возможность использования ЛЧМ сигналов и гетеродинной схемы приема в УЗ ЛЧМ накладных время-пролетных расходомерах. Показано, что при измерениях расхода по разностям задержек в рамках рассмотренной модели в качестве информационного параметра может быть использована полная фаза сигналов биений (зависимость фазы сигнала от времени). Для данного случая построена модель сигнала биений. Проведен анализ предложенных в литературе, в том числе нами, алгоритмов в классе гладких центральных конечно-разностных оценок и их экспериментальное исследование в рамках поставленной задачи. Полученные результаты подтверждают эффективность рассмотренных методов измерения разностей задержек на практике. Рассмотренные методы позволяют быть реализованными на базе современных микроконтроллеров и при этом являются статистически эффективными в рамках рассмотренной задачи. Результаты проведенной работы доказывают эффективность использования рассмотренной модели сигналов и методов оценки их параметров в задачах измерений расхода при помощи ультразвуковых накладных ЛЧМ расходомеров.

Ключевые слова. Обработка сигналов, ЛЧМ сигналы, ультразвуковые расходомеры, накладные ультразвуковые расходомеры, измерения задержек, измерения разностей задержек

Analysis of processing features of ultrasonic flowmeters with FMCW signals

Mikhail V. Ronkin ✉, *Alexey A. Kalmykov*

Ural Federal University named after First President of Russia B.N. Yeltsin;
Ekaterinburg, Russia; e-mail: mvRonkin@gmail.com

Abstract. The paper deals with the analysis of features of frequency-modulated continuous-wave (FMCW) signals and heterodyne scheme of receiving in ultrasonic clamp-on time-of-flight flowmeters. It is demonstrated that the full phase of time relation may be applied as the information parameter in the case of measuring the time delay difference in the considered task. The model of beat signal for this task is proposed. The carried on analysis of existed (including those proposed by authors) algorithms in the class of smooth centroid finite-

difference estimators for the task. The attained results prove the effectiveness of the studied methods of measuring the time delay difference in practice. The studied algorithms may be implemented on the base of modern microcontrollers with relatively low computation complexity, being statistically effective within the considered task. The results of the work prove the advantages of the proposed approach for the ultrasonic clamp-on flow measurements.

Keywords. Signal processing, FMCW signals, clamp-on ultrasonic flow meters, ultrasonic flow meters, time delay measurement, time-delayed difference measurement

Введение

Расходомеры жидкостей, газов и паров в трубопроводах позволяют обеспечить контроль, управление, автоматизацию процессов и оптимизацию технологических режимов, и коммерческий учет продукта на выходе в: энергетике, нефтяной, газовой, химической и нефтехимической и во многих других отраслях промышленности. Значение использования расходомеров возрастает в современном мире в связи с острой необходимостью максимальной экономии энергетических и водных ресурсов, которые все более и более дорожают [1].

В настоящее время, как правило, к расходомерам предъявляются требования высокой точности, высокой стабильности показаний, широкого диапазона измеряемых расходов и малой чувствительности к таким условиям измерений как температура, давление, физико-химические свойства контролируемой среды [1]. Одним из наиболее перспективных видов расходомеров являются ультразвуковые (УЗ) времяпролетные расходомеры. Они позволяют в большинстве случаев удовлетворить наиболее широкому кругу предъявляемым к измерителям расхода требованиям [1–4].

Принцип действия ультразвуковых расходомеров основан на эффекте замедления или ускорения акустических колебаний при распространении в движущейся среде между первичными пьезопреобразователями (ПП) [5]. При этом разность задержек «по потоку» и «против потока» будет пропорциональна его скорости. Схема такого расходомера показана на рис. 1.

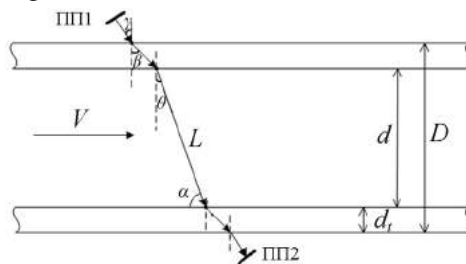


Рис. 1. Схема времяпролетного метода измерения расхода

Fig. 1. Block-scheme of time-of-flight flow meter

Выражения для τ_u – времени прохождения УЗ по потоку и τ_d – времени прохождения волны против потока имеют следующий вид [1]:

$$\tau_u = \frac{L}{c + v \sin \theta}; \quad \tau_d = \frac{L}{c - v \sin \theta}, \quad (1)$$

где L – длина акустического пути; θ – угол между нормалью и направлением УЗ луча в контролируемой среде; c – скорость звука в контролируемой среде; v – скорость потока. Для случая, изображенного на рис. 1, $L = d / \cos \theta$, где d – внутренний диаметр трубопровода.

В наиболее простом случае информационным параметром является разность задержек «по потоку» и «против потока» [6]:

$$\Delta\tau \approx 2L(v / c^2) \sin \theta, \quad (2)$$

где $\Delta\tau$ – разность задержек.

При использовании ультразвукового принципа измерений расход потока вычисляется на основании показаний расходомера по формуле [1]:

$$Q = kAv = k \cdot \frac{\pi d^2}{4} v, \quad (3)$$

где k – поправочный коэффициент, зависящий от скорости потока, среды, геометрических размеров и конфигурации трубопровода; A – площадь сечения трубопровода; v – скорость потока [1].

Одной из основных проблем ультразвуковой время-пролетной расходомерии жидкостей и газов на сегодняшний день является повышение точности измерения разностей задержек УЗ волн. При этом типичный порядок значений $\Delta\tau \sim 10$ – 100 нс, а τ_{up} , $\tau_{dw} \sim 10$ – 100 мкс. Особенно данная проблема актуальна при использовании бесконтактных ультразвуковых расходомеров, имеющих первичные преобразователи, расположенные на внешней стенке трубопровода [3; 4].

Анализ возможностей решения указанных выше задач позволяет предположить перспективность использования современных достижений в области радиолокации и цифровой обработки сигналов. В частности при использовании ультразвуковых бесконтактных расходомеров может быть предложено применение сложномодулированных сигналов и цифровых алгоритмов их обработки, что позволяет повысить отношение сигнал/шум принимаемых сигналов и увеличить точность их обработки.

Постановка и анализ задачи

Одним из наиболее перспективных методов сложной модуляции сигналов является линейная-частотная модуляция (ЛЧМ). В приложениях ближней радиолокации, как правило, оптимальный прием таких сигналов реализуется при помощи схемы так называемого гетеродин-

ного приемника [7]. Схема канала приемо-передатчика с квадратурной гетеродинной обработкой приведена на рис. 2.

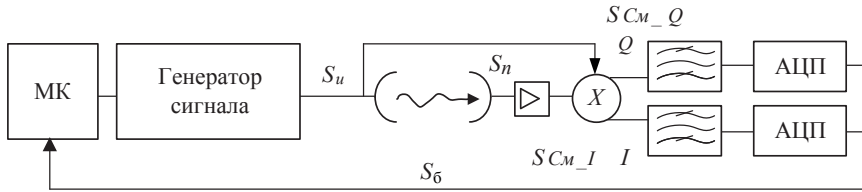


Рис. 2. Схема канала приемо-передатчика с квадратурной гетеродинной обработкой

Fig. 2. Block-scheme of QI heterodyne based transmitter

Принцип работы схемы, показанной на рис. 2, заключается в синхронном излучении и гетеродинировании принимаемого сигнала. Из полученной смеси сигналов выделяют низкочастотную составляющую. Полученный сигнал называется сигналом биений:

$$s_b(t) = a_b \exp\{i(\omega(\tau)t + \theta(\tau))\}, \quad (4)$$

где a_b – амплитуда сигнала биений; $\omega(\tau)$ – частота сигнала биений; $\theta(\tau)$ – начальная фаза сигнала биений, для которых соответственно:

$$\omega(\tau) = 2\pi \frac{\Delta f}{T_m} \tau; \quad \theta(\tau) = 2\pi f_0 \tau, \quad (5)$$

где f_0 – несущая частота сигнала; Δf – девиация частоты; T_m – период модуляции.

Сигнал биений (5) содержит информацию о задержке принятой волны в своей частоте и начальной фазе. Как правило, измерению подлежит частота сигнала [8]. Однако, в случае измерения разностей задержек начальная фаза также может являться информативным параметром.

Как было показано в работах [9; 10] сигналы биений УЗ времяпролетных накладных расходомеров могут быть описаны как амплитудно-модулированная сумма полезной составляющей и помеховых сигналов на фоне белого шума. Данные помеховые сигналы, как правило, вызваны прохождением УЗ волн по стенке трубопровода или по паразитным путям. При этом амплитуда полезной составляющей значительно превышает мощность шума и амплитуды паразитных сигналов.

Таким образом, сигналы биений УЗ накладного ЛЧМ расходомера могут быть описаны как:

$$\begin{aligned} s_1 &= A_1 \exp\{i[\omega(\tau_1)t + \theta(\tau_1)]\} + s_{par_{11}}(\tau_{21}) + s_{par_{12}}(\tau_{22}) + z_1(t); \\ s_2 &= A_2 \exp\{i[\omega(\tau_1 + \Delta\tau)t + \theta(\tau_1 + \Delta\tau)]\} + \\ &+ s_{par_{21}}(\tau_{21} + \Delta\tau_{21}) + s_{par_{22}}(\tau_{22}) + z_2(t), \end{aligned} \quad (6)$$

где $\tau_1, \Delta\tau$ – задержка и разность задержек полезных сигналов биений; $\tau_{21}, \Delta\tau_{21}$ – задержка и разность задержек паразитных сигналов биений в потоке; τ_{22} – задержка паразитных сигналов биений, прошедших по стенке; s_{par1}, s_{par21} – суммарное влияние сигналоподобных помех типа паразитный сигнал, с изменяющейся задержкой; s_{par21}, s_{par21} – суммарное влияние сигналоподобных помех типа паразитный сигнал с неизменяющейся задержкой; A_1, A_2 – амплитудные составляющие полезных сигналов, включающие амплитудную модуляцию; $z_1(t), z_2(t)$ – белый Гауссов шум.

При вычислении разности задержек $\Delta\tau$ сигналов вида (6) может быть проанализирована их функция, построенная так, чтобы влияние паразитных сигналов было максимально скомпенсировано. Такой эффект может быть достигнут при сопряженном произведении сигналов:

$$\begin{aligned} s(t) &= s_2(t)s_1^*(t) = \\ &= A \exp\{i[\omega(\Delta\tau)t + \theta(\Delta\tau)]\} + s_{par}(t, \tau_2, \Delta\tau_2) + z(t), \end{aligned} \quad (7)$$

где $s(t)$ – анализируемая выборка для оценки $\Delta\tau$; $s_{par}(t, \tau_2, \Delta\tau_2)$ суммарное влияние паразитных сигналов; $z(t)$ – белый Гауссов шум.

При этом, в силу особенностей задачи:

$$|s(t)| \gg |z(t)|; |s(t)| > |s_{par}(t, \tau_2, \Delta\tau_2)|. \quad (8)$$

Используя подход, предложенный в работе [11], дискретный сигнал типа (7) ($t = n/f_s$, где f_s – частота дискретизации) может быть представлен в следующем виде:

$$s(n) = A[1 + v(n)] \exp\{j(\omega(\Delta\tau)n + \theta(\Delta\tau))\}, \quad (9)$$

где ω – частота дискретного сигнала биений; $v(n)$ – комплексная функция вида:

$$v(n) = v_W(n) + v_{par}(n) = \frac{z(n) + s_{par}(n)}{A \exp\{j(\omega n + \theta)\}}, \quad (10)$$

где $v_W(n)$ составляющая $v(n)$ соответствующая белому Гауссовому шуму; $v_{par}(n)$ – составляющая $v(n)$ соответствующая вкладу паразитных сигналов.

Функция $1 + v(n)$ в выражении (9) является комплексной и может быть описана своим модулем и аргументом. Тогда сигнал (9) можно представить как:

$$s(n) = A|1 + v(n)| \exp\{j[\omega(\Delta\tau)n + \theta(\Delta\tau) + \arg[v(n) + 1]]\}. \quad (11)$$

В выражении (11) множитель $|1 + v(n)|$ включает влияние шума $z(n)$ и помех s_{par} на амплитуду сигнала, а слагаемое $\arg[v(n) + 1]$ влияние шума $z(n)$ и помех s_{par} на фазу сигнала. При высоких отношениях сигнал/шум и сигнал/помехи:

$$|1 + v(n)| \approx 1; \quad (12)$$

$$\arg[v(n) + 1] = \arctan \operatorname{Im}\{v(n)\} / [1 + \operatorname{Re}\{v(n)\}] \approx \operatorname{Im}\{v(n)\}.$$

где $\operatorname{Im}\{\square\}$, $\operatorname{Re}\{\square\}$ – операции получения мнимой и действительной частей комплексного значения.

С учетом (12) выражение (11) может быть представлено как

$$\begin{aligned} s(n) &= |s(n)| \exp \left\{ j \left[\omega(\Delta\tau)n + \theta(\Delta\tau) + \operatorname{Im}\{v(n)\} \right] \right\} = \\ &= |s(n)| \exp(j \arg s(n)). \end{aligned} \quad (13)$$

где $|s(n)|$ – амплитуда выборки, имеющая искажения, вызванные паразитной амплитудной модуляцией, и функцией $|1 + v(n)|$; $\arg s(n)$ – фаза сигнала, с учетом искажений, вызванных функцией $v(n)$.

В случае, если $v(n)$ поимущественно представляет собой шум, полная фаза сигнала может быть аппроксимирована при помощи прямой вида $\arg s(n) = an + b + \varepsilon$, где ε – белый шум. Класс оценок параметров сигналов, основанный на данном предположении является классом гладких центральных конечно-разностных оценок (ГЦКРО) [12]. Оценки данного класса являются статистическим эффективными и несмещенными для модели моногармонического сигнала, однако их исследовании для случая модели (7) представляет научный и практический интерес.

Результаты экспериментального исследования

Основными алгоритмами, представляющими интерес для решения данной задачи в классе ГЦКРО, предложенными в литературе, в том числе нами, являются оценки задержек по начальной и по полной фазе вида:

$$\Delta\tau_{FMCW} = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} W_{\tau}(n) |s(n)| \arg s(n)}{\sum_{n=0}^{N-1} W_{\tau}^2(n) |s(n)|}; \quad [13]$$

$$\Delta\tau_{Tret} = \frac{1}{2\pi f_0} \frac{1}{N} \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} \arg s(n); \quad [11] \quad (14)$$

$$\Delta\tau_{FK} = \frac{1}{2\pi f_0} \Psi^{-1} \left(-\beta \left[\sum_{n=0}^{N-1} n |s(n)| \arg s(n) \right] + \eta \left[\sum_{n=0}^{N-1} |s(n)| \arg s(n) \right] \right); \quad [14]$$

$$\Delta\tau_{MAXCOR} = \arg \left\{ s_1(t) s_2^*(t) / \sqrt{s_1^2(t) s_2^2(t)} \right\}, \quad [15]$$

где $\Delta\tau_{FMCW}$ – соответствует оценке разности задержек сигналов биений взвешенным методом наименьших квадратов, предложенным в

[13]; $\Delta\tau_{Tret}$ – соответствует оценке начальной фазы методом наименьших квадратов, предложенным в [11]; $\Delta\tau_{FK}$ – соответствует оценке начальной фазы взвешенным методом наименьших квадратов, с весом $|s(n)|$ предложенным в [14], где ; $\Delta\tau_{MAXCOR}$ – соответствует оценке полной фазы, рассмотренной в данном применении, например в [15].

Для исследования применимости алгоритмов (14) в ультразвуковых накладных ЛЧМ расходомерах было проведено экспериментальное исследование. На рис. 3 приведена схема расположения первичных преобразователей (ПП), использованная в проведенных экспериментах. Каждый из ПП попеременно выступает источником и приемником сигнала. Локационный путь сигнала включает прохождение через стенку трубопровода (1), контролируруемую среду (2), отражение от противоположной стенки и обратный путь до принимающего ПП. Схема прохождения полезного сигнала обозначена на рис. 3 цифрой 3. Также принимаемый сигнал, имеет паразитную компоненту, соответствующую прямому прохождению от ПП1 до ПП2 в металлической стенке (направление обозначено цифрой 4). Помимо описанных выше путей прохождения волны от источника до приемника, имеются и другие источники паразитных сигналов, пример одного из которых, соответствует двойному отражению в среде и приведен на рисунке под цифрой 5.

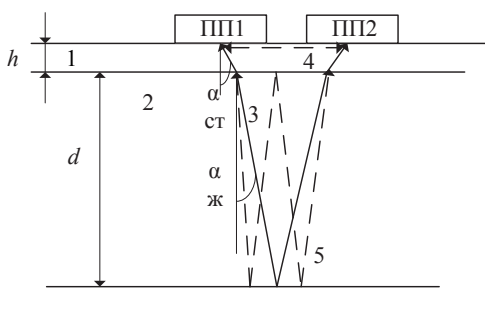


Рис. 3. Схема прохождения сигнала в эксперименте

Fig. 3. Scheme of signal propagation in the experiments

При анализе конфигураций расположения источников и приемников ультразвукового излучения использовано предположение о линейной модели распространения УЗ сигналов в трубопроводе. Правомерность данного допущения подтверждена в работах [16].

Время прохождения УЗ волны через акустический тракт соответствующий используемой конфигурации первичных преобразователей (рис. 3) рассчитывалось следующим образом:

$$t_{u,d} = \frac{(1 + N_r)d}{(c_{ж} \pm v \sin \alpha_{ж}) \cos \alpha_{ж}} + \frac{2h}{c_{ст} \cos \alpha_{ст}} + 2\tau_{ПП}, \quad (15)$$

где N_r – количество переотражений от противоположной стенки трубопровода, для V конфигурации (рис. 3) $N_r = 1$; d – внутренний диаметр трубопровода; $c_{ж}$ – скорость звука в жидкости; $\alpha_{ж}$ – угол ввода УЗ колебаний в жидкость; h – толщина стенки трубопровода; $c_{ст}$ – скорость звуковой волны в стенке трубопровода; $\alpha_{ст}$ – угол ввода УЗ волны в стенку трубопровода; $\tau_{ПП}$ – собственное время задержки в приеме пьезопреобразователя.

Для проведения экспериментальных работ использована экспериментальная плата приемо-передающего канала СБРЛ с ЛЧМ, включающая аналоговые и цифровые блоки излучения и обработки сигнала. Блок-схема разработанной платы приведена на рис. 4.

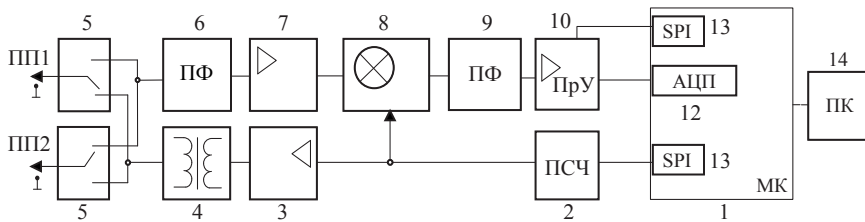


Рис. 4. Блок-схема приемо-передающего канала макетного образца использованного в экспериментах

Fig. 4. Block scheme of transmitter channel used in the experiments

Схема (см. рис. 4) работает следующим образом. Управление производится при помощи микроконтроллера (МК) обозначенного цифрой 1. Излучаемый сигнал формируется при помощи схемы прямого цифрового синтеза частоты (ПЧ) 2. Выходной сигнал усиливается до напряжения питания при помощи усилителя 3 и через трансформатор 4 поступает на схему переключения пьезопреобразователей 5. Сигнал с трансформатора, через ключи, поступает на пьезопреобразователь сконфигурированный на излучение (ПП1 или ПП2). Также излучаемый сигнал поступает на вход смесителя 8 в качестве опорного. Принимаемый, задержанный сигнал проходит через полосовой фильтр (ПФ) промышленных частот 6, и поступает 7. Усиленный сигнал поступает на вход смесителя 8. Выходной сигнал смесителя имеет сигналы разностной, так и суммарной частот. Высокочастотная составляющая фильтруется полосовым фильтром 9. Усилитель с программируемым коэффициентом усиления (ПрУ) усиливает напряжение до опорного напряжения АЦП 12. Управление программируемым усилителем и ПЧ осуществляется при помощи шины SPI 13. Оцифрованные данные обрабатываются на МК 1 и передаются на ПК 16 по протоколу стандарта RS-232.

Исследования разработанных алгоритмов проводились при помощи гидравлического контура, на котором помещались первичные ультразвуковые преобразователи (ПП). Блок схема используемого контура показана рис. 5.

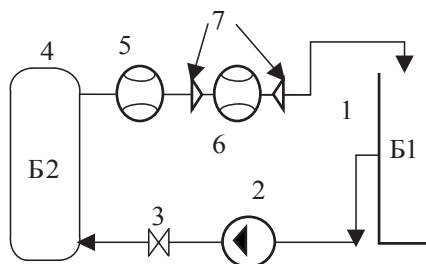


Рис. 5. Блок схема используемого в экспериментах гидравлического контура

Fig. 5. Block scheme of hydraulic circuit used in the experiments

Блок-схема используемого гидравлического контура, приведенная на рис. 5, содержит резервуар с водой (1), насос (2), задвижку (3), демпферный бак (4), эталонный расходомер (5), рабочий участок (6), соединений при помощи соединяющих устройств (7), на котором помещен исследуемый макет (8). Задержка Δt задавалась путем регулирования расхода в гидравлическом контуре при помощи задвижки (3). Демпферный бак использовался для гашения пульсаций насоса (2). Величина заданной задержки контролировалась при помощи эталонного расходомера (5).

Исследования алгоритмов проводились путем использования сменных участков трубопровода из меди и из стали (7, см. рис. 5) различного диаметра. Использовался стальной трубопровод диаметром 100 мм (толщина стенки 2 мм) и медный трубопровод диаметром 32 мм (толщина стенки 3 мм). Стальной трубопровод являлся моделью сигнала с хорошо разрешаемыми полезной и паразитной составляющими, на фоне паразитной амплитудной модуляции. Медный участок трубопровода моделировал смесь полезного сигнала на фоне большого числа близкорасположенных паразитных сигналов (неразрешаемых) на фоне паразитной амплитудной модуляции.

На рис. 6 приведены виды сигналов биений и их спектры для образцов с разделяемыми (стальной трубопровод $d = 100$ мм) (а, б) и неразделяемыми (медный трубопровод $d = 32$ мм) (в, г) полезным и паразитными сигналами, полученные в экспериментах. Спектры показаны в области значений от 0 до половины частоты дискретизации.

Полученные в экспериментах сигналы, типичный вид которых показан на рис. 6, обрабатывались следующим образом:

- 1) проводится усечение выборки в начале и в конце, в результате которого убираются так называемые «зоны обращения» ЛЧМ сигналов;
- 2) выполнялась грубая оценка частоты сигнала методом поиска максимума пика в спектре, полученном методом БПФ;
- 3) осуществляется фильтрация выборки принятого сигнала и/или преобразование Гильбрета;

4) производится обрезка начальных и конечных значений выборки фильтрованного сигнала, операция связана с исключением зон, искаженных при фильтрации сигнала;

5) совершается операции вычисления искомой оценки.

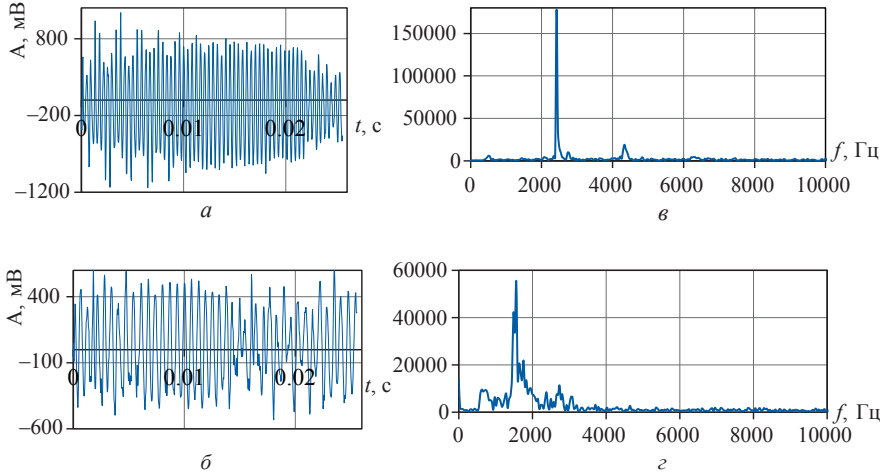


Рис. 6. Типичные сигналы биений и их спектры для образцов стальной трубопровод $d = 100$ мм (а, б) и медный трубопровод $d = 32$ мм (в, г).

Fig. 6. Typical beat signals and it spectrums for samples of steel conduit $d = 100$ mm (а, б) and for copper conduit $d = 32$ mm (в, г)

В предложенной реализации алгоритма фильтрация и преобразование гильберта реализуются в следующем виде:

$$s_c = \text{ifft} \{ \text{fft}(s_R) \cdot H \}, \quad (16)$$

где fft , ifft – операции прямого и обратного преобразований Фурье; s_c – выборка комплексных значений сигнала; s_R – выборка действительных значений сигнала; H – выборка фильтра вида:

$$H(f) = \begin{cases} 2, & f \in [f_L, f_H] \\ 0, & f < f_L, f > f_H \end{cases}, \quad (17)$$

где f_L и f_H – нижняя и верхняя частоты среза синтезируемого фильтра.

В проведенных экспериментах полученные сигналы анализировались как с двумя вариантами $[f_L, f_H]$ в функции (17): вариант без фильтрации, когда $f_L = 0$; $f_H = f_s/2$ и с фильтрацией, когда $f_L = f_{coarse} - 3/T_m$; $f_H = f_{coarse} + 3/T_m$, где f_{coarse} – предварительно полученная оценка частоты.

На рис. 7 а–в приведены графики зависимостей смещения результатов оценки изменений при помощи анализируемых алгоритмов измерений разности задержек ($\delta_{\Delta t}$, %) относительно заданного значения (Δt , нс) для стального трубопровода без проведения предварительной фильтрации (а), стального трубопровода с предварительной фильтрацией (б) и медного трубопровода с фильтрацией (в).

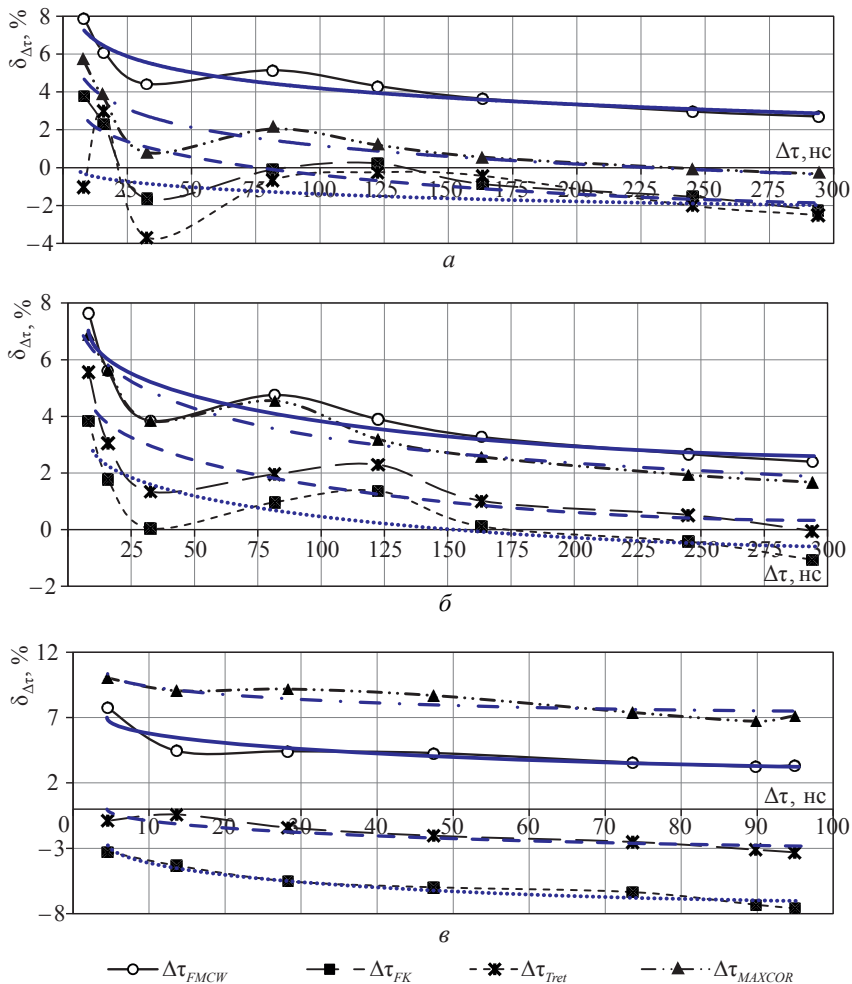


Рис. 7. Зависимости смещения результатов оценки изменений задержки, полученные при помощи анализируемых алгоритмов измерений разности задержек ($\delta_{\Delta\tau}$, %) относительно заданного значения ($\Delta\tau$, нс) для стального трубопровода без проведения предварительной фильтрации (а), стального трубопровода с предварительной фильтрацией (б) и медного трубопровода с предварительной фильтрацией (в)

Fig. 7. The relations of estimation biases of time delay difference, which obtained by the analyzed algorithms of time delay difference ($\delta_{\Delta\tau}$, %) to set value ($\Delta\tau$, ns) for steel conduit without preliminary filtration (a), for steel conduit with preliminary filtration (б) and for copper conduit with preliminary filtration (в)

Анализ результатов, приведенных на рис. 7, позволяет сделать вывод о преимуществах использования оценки $\Delta\tau_{FMCW}$ в задачах измерений расхода УЗ ЛЧМ накладными расходомерами. Смещение результатов $\Delta\tau_{FMCW}$ находится в диапазоне 8–2 %, что соответствует теоретически ожидаемому диапазону, связанному с влиянием поправочного гидрав-

лического коэффициента [17]. При этом для случая стального трубопровода смещение оценки $\Delta\tau_{FCW}$ для случаев с фильтрацией и без нее различается в среднем на 0.1 % в большей части исследованного диапазона расходов (и соответствующих им $\Delta\tau$). Алгоритм оценки *MAXCORR* может быть использованы при проведении предварительной фильтрации для случая хорошо согласованных ПП и стенки трубопровода (стальной трубопровод + фильтрация). Достоинством данного алгоритма по сравнению с $\Delta\tau_{FCW}$ является более низкая вычислительная сложность, однако в общем случае данный алгоритм обеспечивает большое смещение и требует более тщательного подбора параметров. Оценки $\Delta\tau_{Ret}$, $\Delta\tau_{FK}$ обеспечивают наибольшее смещение среди проанализированных алгоритмов во всех случаях.

Заключение

Проведен анализ особенностей обработки сигналов ультразвуковых расходомеров с линейно-частотно модулированным излучением. Показана возможность использования ЛЧМ сигналов и гетеродинной схемы приема в УЗ ЛЧМ накладных время-пролетных расходомерах. Для данного случая показана применимость модели сигнала биений, представляющего собой амплитудно-модулированную смесь полезной и паразитных составляющих на фоне белого Гауссова шума. Причем амплитуда полезной составляющей превышает мощность шума и помех.

Показано, что при измерениях расхода по разностям задержек в рамках рассмотренной модели в качестве информационного параметра может быть использована полная фаза сигналов биений (зависимость фазы сигнала от времени). Такой подход позволяет повысить точность за счет повышения информации соответствующей измерению по сравнению с традиционно-используемыми оценками по частоте сигналов биений. При этом предложено использование алгоритмов в классе гладких центральных конечно-разностных оценок для измерений. Данные алгоритмы имеют низкую вычислительную сложность и обеспечивают статистически эффективную оценку для модели моногармонического сигнала на фоне белого Гауссова шума.

Проведен анализ предложенных в литературе, в том числе нами, оценок в рассмотренном классе и их экспериментальное исследование в рамках поставленной задачи. Полученные результаты подтверждают эффективность рассмотренных методов измерения разностей задержек на практике. При этом показаны преимущества оценки $\Delta\tau_{FCW}$. Смещение измеренных результатов, полученные в ходе экспериментов, для данной оценки находятся в диапазоне от 2 до 8 %. Это соответствует теоретически ожидаемому диапазону, который связан с необходимостью введения поправочного гидравлического коэффи-

циента, калибровка которого не была проведена в силу отсутствия технической возможности.

Результаты проведенной работы доказывают эффективность использования рассмотренной модели сигналов и методов оценки их параметров в задачах измерений расхода при помощи ультразвуковых накладных ЛЧМ расходомеров. Также следует отметить, что рассмотренные методы позволяют быть реализованными на базе современных микроконтроллеров.

Список литературы

1. Кремлевский П.П. *Расходомеры и счетчики количества веществ*. Кн. 2. СПб.: Политехника; 2004.
2. Bernard C.J. *Handbook of flow measurements*. London: Trade and Technical Press; 1988.
3. Хансуваров К.И. Цейтлин В.Г. *Техника измерения давления, расхода, количества и уровня жидкости, газа и пара*. М.: Изд. Стандартов; 1990.
4. Lynnworth L.C., Liu Yi. Ultrasonic flowmeters: Half-century progress report, 1955–2005. *Ultrasonic*. 2006;44:e1371–e1378. DOI: 10.1016/j.ultras.2006.05.046.
5. Катус Г.П. *Системы автоматического контроля полей скоростей и расходов*. М.: Наука; 1965.
6. Conrad K., Lynworth L.C. *Fundamentals of ultrasonic flow meters*. Panametrics; 2002, pp. 52–61.
7. Скольник М.И. (ред.) *Справочник по радиолокации*. Кн. 1. М.: Техносфера; 2014.
8. Винницкий А.С. *Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн*. М.: Советское радио; 1961.
9. Kalmykov A.A., Ronkin M.V. Comparison of delay measurement algorithms for the ultrasonic flow meters. In: *26th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2016)*. 2016, pp. 2330–2336.
10. Ronkin M.V., Kalmykov A.A. A FMCW – Interferometry approach for ultrasonic flow meters. In: *2018 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT)*. Ekaterinburg: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.; 2018, pp. 237–240. DOI: 10.1109/USBREIT.2018.8384593
11. Tretter S.A. Estimating the frequency of a noisy sinusoid by linear regression (Corresp.). *IEEE Transactions on Information Theory*. 1985;31(6):832–835. DOI: 10.1109/TIT.1985.1057115.
12. Lovell B.C., Williamson R.C. Statistical performance of some instantaneous frequency estimators. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 1992;40(7):1708–1723.
13. Ronkin M.V., Kalmykov A.A. Investigation of the time delay difference estimator for FMCW signals. In: *Proceedings of the 2nd International Workshop on Radio Electronics & Information Technologies (REIT 2 2017)*. 2017, pp. 90–99. Available at: <http://reit-rtf.ru/2017b.html>

14. Fu P., Kam P.Y. ML Estimation of the Frequency and Phase in Noise. In: *Proceedings of the Global Telecommunications Conference, 2006. GLOBECOM '06, San Francisco, CA, USA, 27 November – 1 December 2006*. DOI: 10.1109/GLOCOM.2006.581
15. Lio Y.Z., Zhao B. Phase-shift correlation method for accurate phase difference estimation in range finder. *Application Optic.* 2015;54(11):3470–3477. DOI: 10.1364/AO.54.003470
16. Бражников Н.И., Белевитин В.А., Бражников А.И. *Ультразвуковой контроль и регулирование технологических процессов*. М.: Теплотехника; 2008.
17. Биргер Г.И., Бражников Н.И. *Ультразвуковые расходомеры*. М.: Металлургия; 1964.

References

1. Kremlevskii P.P. *Handbook of flow meters and flow measurements*. Book 2. St.Petersburg: Politekhnik; 2004. (In Russ.)
2. Bernard C.J. *Handbook of flow measurements*. London: Trade and Tevhnical Press; 1988.
3. Khansuvarov K.I. Tseitlin V.G. *Techniques for measuring pressure, flow rate and level of liquid, gas and steam*. Moscow: Izdatelstvo Standartov; 1990. (In Russ.)
4. Lynnworth L.C., Liu Yi. Ultrasonic flowmeters: Half-century progress report, 1955–2005. *Ultrasonic.* 2006;44:e1371–e1378. DOI: 10.1016/j.ultras.2006.05.046.
5. Katys G.P. *Systems of automatic control of speed fields and flow rates*. Moscow: Nauka; 1965. (In Russ.)
6. Conrad K., Lynworth L.C. *Fundamentals of ultrasonic flow meters*. Panametrics; 2002, pp. 52–61.
7. Skolnik M.I. (ed.) *Radars handbook*. Book 1. Moscow: Tekhnosfera; 2014. (In Russ.)
8. Vinnitskii A.S. *Basics of radars with continuous waves*. Moscow: Sovetskoe radio; 1961. (In Russ.)
9. Kalmykov A.A., Ronkin M.V. Comparison of delay measurement algorithms for the ultrasonic flow meters. In: *26rd Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2016)*. 2016, pp. 2330–2336.
10. Ronkin M.V., Kalmykov A.A. A FMCW – Interferometry approach for ultrasonic flow meters. In: *2018 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT)*. Ekaterinburg: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.; 2018, pp. 237–240. DOI: 10.1109/USBREIT.2018.8384593
11. Tretter S.A. Estimating the frequency of a noisy sinusoid by linear regression (Corresp.). *IEEE Transactions on Information Theory.* 1985;31(6):832–835. DOI: 10.1109/TIT.1985.1057115.
12. Lovell B.C., Williamson R.C. Statistical performance of some instantaneous frequency estimators. *IEEE Transactions on Signal Processing.*

1992;40(7):1708–1723.

13. Ronkin M.V., Kalmykov A.A. Investigation of the time delay difference estimator for FMCW signals. In: *Proceedings of the 2nd International Workshop on Radio Electronics & Information Technologies (REIT 2 2017)*. 2017, pp. 90–99. Available at: <http://reit-rtf.ru/2017b.html>

14. Fu P., Kam P.Y. ML Estimation of the Frequency and Phase in Noise. In: *Proceedings of the Global Telecommunications Conference, 2006. GLOBECOM '06, San Francisco, CA, USA, 27 November – 1 December 2006*. DOI: 10.1109/GLOCOM.2006.581

15. Lio Y.Z., Zhao B. Phase-shift correlation method for accurate phase difference estimation in range finder. *Application Optic*. 2015;54(11):3470–3477. DOI: 10.1364/AO.54.003470

16. Brazhnikov N.I., Belevitin V.A., Brazhnikov A.I. *Ultrasonic control and regularization in industry*. Moscow: Teplotekhnika; 2008. (In Russ.)

17. Birger G.I., Brazhnikov N.I. *Ultrasonic flow meters*. Moscow: Metallurgiya; 1964. (In Russ.)

Информация об авторах

Ронкин Михаил Владимирович – окончил физико-технический факультет Уральского федерального университета в 2011 г. С 2013 г. работает в Уральском федеральном университете в институт радиоэлектроники и информационных технологий, в том числе в должности старшего преподавателя с 2018 г. Автор более 20 статей и ряда патентов. Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Россия.

Калмыков Алексей Андреевич – профессор, доцент, кандидат технических наук, автор более чем 60 патентов, и большого количества статей в области локации, навигации и приборостроения. Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Россия.

Information about the authors

Mikhail V. Ronkin – Graduated the physical-technical faculty of URFU in 2011. From 2013 works in Ural Federal University in the institute of radio-electronics and IT (including a senior lecturer from 2018). Author of more than 20 publications and a number of patents. Ural Federal University named after First President of Russia B.N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia.

Alexey A. Kalmykov – Professor, Associate Professor, Ph.D., author of more than 60 patents, and a large number of articles in the field of location, navigation and instrument making. Ural Federal University named after First President of Russia B.N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia.

Поступила / Received: 10.11.2018

Принята в печать / Accepted: 28.12.2018

Verified simulation of waveguide inhomogeneities in Keysight EMPro 2017 software

Kirill M. Zeyde

Ural Federal University named after First President of Russia B.N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia; e-mail: k.m.zeyde@urfu.ru

Abstract. In this paper numerical simulation of inhomogeneities in rectangular and circular waveguides at microwave, using the finite element method in Keysight EMPro 2017 CAD, with experimental data verification are considered. A sphere is used as a typical heterogeneity. Four samples of materials are considered: copper, paraffin, acrylic resin and texolite. A description is given for the modeling the electrophysical parameters of these materials in a computer-aided design system. A comparison of numerical and experimental data for a rectangular waveguide is made. The selected materials are of primary concern for the study and demonstrate various electrophysical parameters.

Keywords. Waveguide, sphere, finite element method, modeling, ECAD, reflection coefficient

Экспериментально верифицированное моделирование неоднородностей в волноводах в программе Keysight EMPro 2017

К.М. Зейде

Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Россия; e-mail: k.m.zeyde@urfu.ru

Аннотация. В данной работе рассматривается численное моделирование неоднородностей в прямоугольном и круглом волноводах на СВЧ, используя метод конечных элементов в САПР Keysight EMPro 2017, верифицируемое экспериментальными данными. В качестве типовой неоднородности используется сфера. Рассматриваются четыре образца материалов: медь, парафин, оргстекло и текстолит. Приводится описание способов описания электрофизических параметров этих материалов в системе автоматизированного проектирования. Приводится сравнение численных и экспериментальных данных для прямоугольного волновода. Выбранные материалы демонстрируют различные электрофизические параметры и представляют особый интерес для изучения.

Ключевые слова. Волновод, сфера, метод конечных элементов, моделирования, САПР, коэффициент отражения

1. Introduction

The restoration of the electrophysical parameters of inhomogeneities distinguishable in the transmission line with cavities, such as a waveguide is the main requirement of the work. The basis of this study, including the use of numerical methods of electrodynamics is described [1]. The generalized methodology must be verified, due to the lack of uniqueness of the solution when using numerical methods, as well as to conduct modeling with controlled accuracy. ECAD EMPro with a FEM engine to solve the problem is used in the study. As a typical inhomogeneity, for which a full-scale verification was performed, a sphere with different electrophysical parameters is used. Both rectangular and circular waveguides operating on microwave are considered. An effective mathematical apparatus for analyzing diffractions on inhomogeneities in a circular waveguide is presented [2].

Numerical simulation of inhomogeneities in waveguides, using the finite element method, with experimental verification is considered in this paper. Data on the numerical analysis of such systems are presented [3]. Information on the numerical simulation of materials in EMPro is presented in the book [4].

Experimental investigations have been conducted initially. Its detailed descriptions are presented in the works: [5–7]. The measuring system is presented in the work [8], however, the measurement method is fundamentally different and the reconstruction of Mie equations for closed space is used.

2. Simulation

Two types of waveguide operating in single mode in the microwave range: rectangular 23 x 10 mm and circular with the radius 15 mm are analyzed. The simulation is carried out in accordance with the stable mode of the experiment at frequencies 8–12 GHz. As a reference inhomogeneity, a sphere with a radius of 2.25 mm is used, which corresponds to the Rayleigh range.

EMPro with FEM solver is optimized in manual mode to achieve the required accuracy, without taking into account the possibilities of time-precision optimization, since at this stage the study of the possibility of reducing the simulation time without loss of accuracy is not a priority. Mesh optimization of dielectric objects is performed using the previously obtained algorithm [9].

Table 1 demonstrates sample materials that are studied in this work. The table presents the experimental parameters of materials (except for copper, the conductivity (σ) of which is taken from reference sources) based on the results of work [10]. The table uses the classic notation, where $\text{Im}(\epsilon_r)_{rel}$ — the value of the imaginary part of the permittivity at the relaxation frequency f_{rel} of the dielectric.

Table 1. Parameters of the studied materials

<i>N</i>	<i>Material</i>	<i>Parameters for 8–12 GHz</i>
1	Copper	$\sigma = 5.8 \cdot 10^7, \text{ S/m}$
2	Acrylic resin	$\text{Re}(\epsilon_r) = 2.53\text{--}2.57;$ $\text{Im}(\epsilon_r) = 0;$ $\text{Re}(\mu_r) = 1;$ $\text{Im}(\mu_r) = 0.$
3	Paraffin	$\text{Re}(\epsilon_r) = 2.14\text{--}2.30;$ $\text{Im}(\epsilon_r) = 0.24\text{--}0.47;$ $\text{Re}(\mu_r) = 1\text{--}0.90;$ $\text{Im}(\mu_r) = 0\text{--}0.15.$
4	Texolite	Demonstration of a causal nature [11]. $\text{Re}(\epsilon_r) = 3.57\text{--}2.12;$ $\text{Im}(\epsilon_r) = 1.39\text{--}0.30;$ $\text{Im}(\epsilon_r)_{rel} = 2.00;$ $\text{Re}(\mu_r) = 0.90;$ $\text{Im}(\mu_r) = 0.20\text{--}0.23;$ $f_{rel} = 9.77 \text{ GHz}.$

2.1. Simulation parameters

We are drawing to exact modeling, in this regard the waveguides material corresponds to that used in the experiment, namely copper. The air box is modeled in the waveguide cavity. Waveguide ports are configured for a single mode regime for the fundamental waves as a rectangular and circular waveguide.

An adaptive type of frequency plan is used. Maximum number of analyzed points is 200. Solution stopping criterion $\Delta Err = 0.002$ – relative error. Target initial mesh size equal to $(\lambda_{max}/10)$, where λ_{max} – wavelength at maximum frequency. Solver uses the 2nd order discretization for direct matrix solution. An adaptive finite element mesh is superimposed on the structure. Heterogeneity has a local mesh size optimized by the principle of maximum electrical significance [9].

2.2. Description of material parameters

To achieve the goal of high-precision modeling, when describing the parameters of materials, functional algorithms are used. Consequently, in the case of the metal sphere (*N* 1 in table 1), when setting the parameters, the surface conductivity correction is selected. In this case, volumetric finite element mesh is generated. This procedure significantly increases the calculation time, however, it was obtained that the influence of the skin layer affects the parameter more significantly than the total computational and measurement errors. Even a visual assessment of the results shows the difference. Due to the fact that in this paper the problem of minimizing or searching for modeling errors is not solved, no accurate analysis and assessment of this effect is implemented.

When modeling acrylic resin ($N 2$ in table 1), based on the values of table 1, the magnetic permeability of a material is as free space. This assumption is justified and does not cause doubts, by virtue of conducting an experiment on the microwave.

The assignment of electrophysical parameters of paraffin ($N 3$ in table 1), is similar to the case described above, except for the fact that the specification of magnetic permeability is mandatory.

The most difficult is the modeling of complex materials, the frequency curl of the parameters of which demonstrates a causality character, due to various kinds of impurities, which leads to the emergence of new types of material polarizability. In this paper, such materials are texolite (composite epoxy material). EMPro has all the necessary functionality to describe such materials. We use the classic description of the material by Djordjevic [11]. It has much in common with the Debye characteristic (in the open literature, sometimes these concepts are identical). In general, it is not difficult to move from the Debye description to Djordjevic, since the second one is broader. Using the terms of the Debye relaxation we have:

$$\varepsilon_r(f) = \varepsilon_\infty + \frac{\Delta\varepsilon}{1 + \left(\frac{f}{f_{rel}}\right)^2}, \quad (1)$$

where ε_∞ – the dielectric constant of the material at frequency goes to infinity and $\Delta\varepsilon$ – difference in value for extreme frequencies of analysis. Djordjevic description is as follows:

$$\varepsilon_r(f) = \varepsilon_\infty + a \cdot \ln \frac{f_H + j \cdot f}{f_L + j \cdot f}. \quad (2)$$

The indisputable advantage of the expression (2) is the complex nature of the magnitude, which corresponds to the dielectric with losses, as in our case ($N 4$ in table 1). The coefficient of magnitude a is not set manually, but is calculated automatically by EMPro. However, it is not difficult by varying this value to achieve a complete (or almost complete) correspondence between (1) and (2). In our case $a = 3.2$. Values f_H and f_L – extreme frequencies of analysis. Obviously, $f_H = 12$ GHz and $f_L = 8$ GHz. In accordance to material specification the evaluation frequency f_E has to be specified. This frequency is the frequency of the correspondence of the electrophysical parameters to the classical complex form. Empirical method gives compliance between f_{rel} and f_E . In the calculation of the model, the equality $f_{rel} = f_E$ is used. Fig. 1 shows a comparison of two frequency characteristics for material $N 4$. This shows the complete validity of using the algorithm for describing material parameters through the EMPro environment.

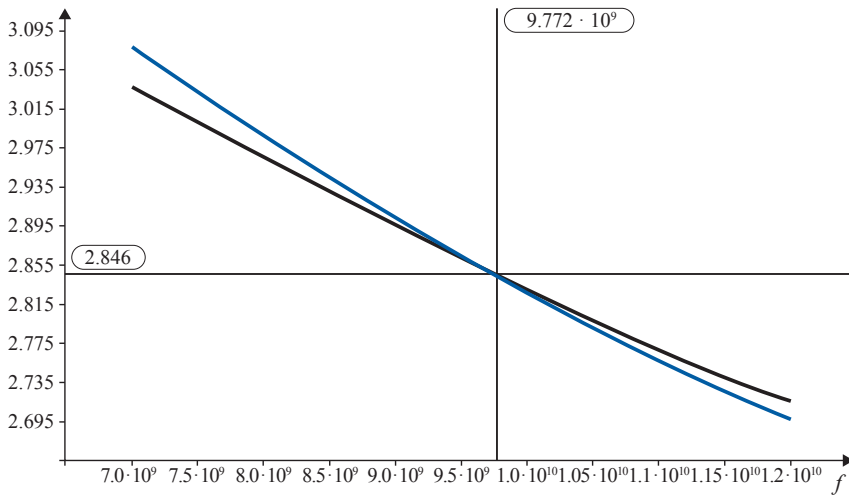


Fig. 1. Comparison of characteristics (1) (blue line) and (2) (black line) with $a = 3.2$ for texolite. Horizontal and vertical cross – frequency $f_{rel} = f_E$

3. Results

Figure 2 shows the simulation results for a rectangular waveguide. Some conclusions have to be made prior the comparison of it with the experimental results. According to the data obtained in [5], the frequency dependence of the reflection coefficient for the metal sphere is thoroughly described by analytical and semi-analytical expressions. The main difference between algorithm [12] and [5] is that the second demonstrates the characteristic non-linearity of the function, with a similar dynamic of its increase. Numerical simulation confirms that the function is not linear and has a local minimum on the microwave.

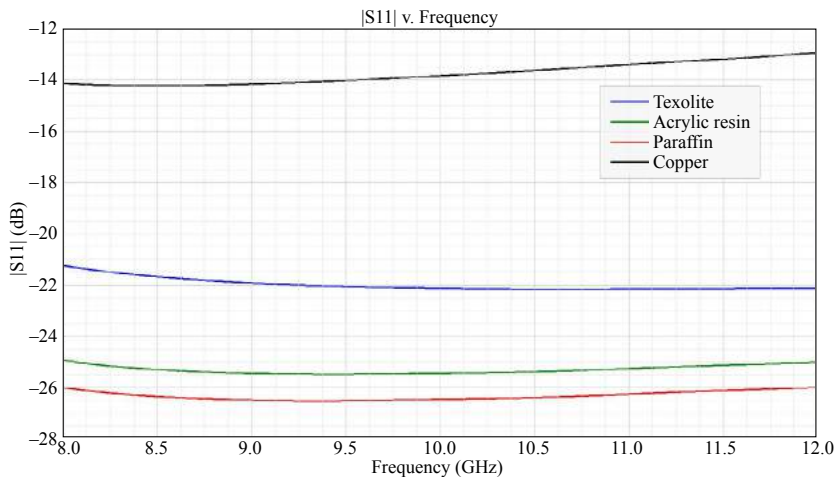


Fig. 2. Simulation results for the spheres in rectangular waveguide

Fundamentally different dynamics of the function is for a composite material sphere. The function $|S_{11}|(f)$ decreases with increasing frequency. This is obviously due to a change in the refraction index, in accordance to the characteristic on fig. 1.

The dynamics of functions for simple materials (such as acrylic resin and paraffin) visually completely coincide, merely the magnitude is different. Moreover, the increase in functions with increasing frequency is much slower than for the metal sphere.

In this context, it should be pointed out that increasing the function with increasing frequency for simple materials is a direct consequence of improving its discernibility effect in the waveguide. The data is confirmed in the paper [6].

Figures 3–6 show the comparison of numerical and experimental data for all samples in a rectangular waveguide. Here it is necessary to specify the method of analysis and obtaining experimental curves. Points for receiving system status reports are marked with red crosses. The smooth function is constructed using spline interpolation. It should be emphasized that the data between two points, the distance between which more than 0.5 GHz may be fundamentally different. There are two main reasons for this:

1. The first is a non-single-wave mode of operation in which the waveguide operates in the experiment (fundamentally not achievable).
2. The second is not a monochrome signal from the generator in the experiment (fundamentally not achievable).

The study [7] demonstrates that the experimental characteristics are experiencing strong oscillations. The reasons for this are given above. However, this paper presents raw data that should be processed in a specific way. The development of the algorithm for processing this data is a separate study. In this paper a simple algorithm for sampling reliable values at points tending to a function obtained by a numerical method is used. The quality of validation, foremost, has be established by the number of such points, and to a lesser extent than by its proximity to the reference function.

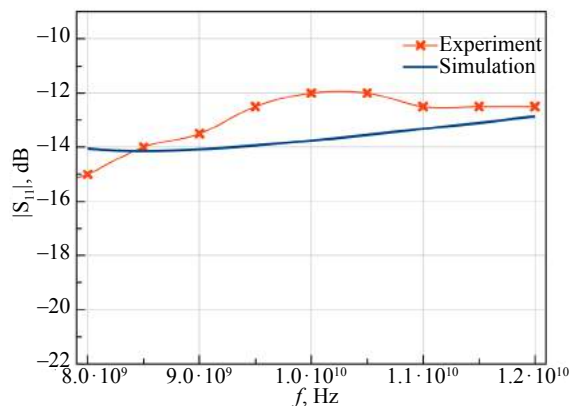


Fig. 3. Comparison of experimental data and simulation results for the copper sphere in rectangular waveguide

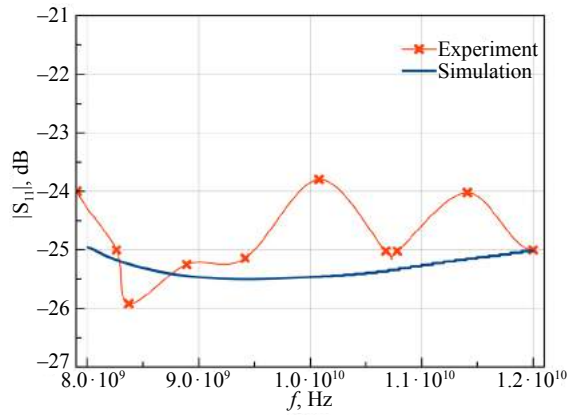


Fig. 4. Comparison of experimental data and simulation results for the acrylic resin sphere in rectangular waveguide

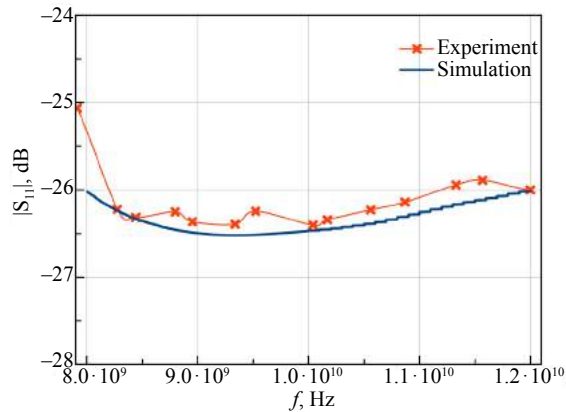


Fig. 5. Comparison of experimental data and simulation results for the paraffin sphere in rectangular waveguide

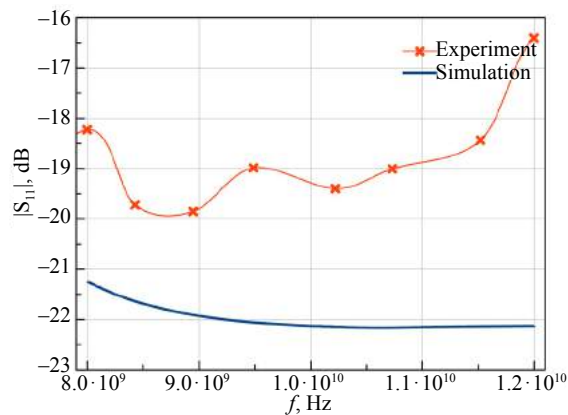


Fig. 6. Comparison of experimental data and simulation results for the texolite sphere in rectangular waveguide

Figure 7 shows the results of modeling the reflection coefficient for spheres in a circular waveguide. The magnitude of the expected value has decreased – this is due to the larger cross-sectional area of the circular waveguide. Characteristics have a clear oscillation. Nevertheless, the general dynamics of the functions is preserved (if we compare the starting and ending points of the analysis), in fig. 2. It is possible to conclude in this context that the resonance curve for a sphere in a closed space is more quickly and clearly observed in a circular waveguide but not in a rectangular one.

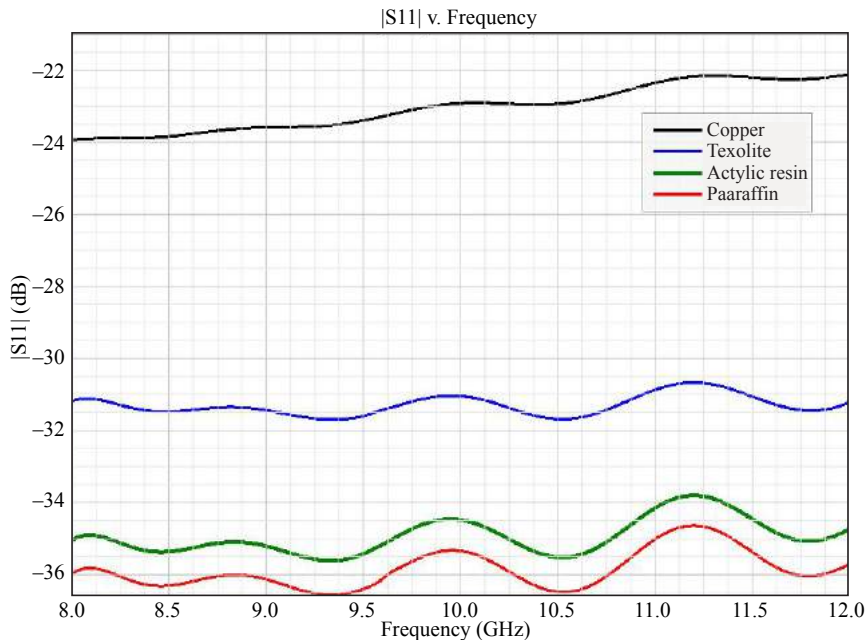


Fig. 7. Simulation results for the spheres in circular waveguide

Conclusion

A number of important conclusions are obtained in the paper. Clear correlation is indicated in comparison of simulation data for rectangular and circular waveguides. It is assumed that an effective analysis of inhomogeneities in the transmission line is necessary to analyze its electrophysical properties in different analysis systems. The experimental verification is implemented only for a rectangular waveguide in this paper. A similar experiment with spheres in a circular waveguide gives similar results, keeping the principle of causality.

Analyzing the characteristics for the metal sphere (fig. 3) the following conclusions are made [5; 6; 12]. Valuable results are obtained in accordance to dielectric spheres. The best data verification is found for paraffin (fig. 5). It may be due to the possibility of its accurate measurement in a preliminary experiment. The worst verification is maintained for the composite materi-

al (fig. 6). No matching points are found during the comparison. This verification is considered undergone due to the complexity of the description of the material parameters, as well as their experimental study. The intermediate value for the quality of verification is demonstrated by the acrylic resin sphere (fig. 4). It may be explained by the simulation of the magnetic conditions of the vacuum is not justified, but more accurate data on this sample has not been measured.

In this context, the development of a validated method for processing experimental data to reconstruct the electrophysical parameters of heterogeneity in the transmission line is a priority task of this study.

References

1. Wang J.J.H. Analysis of a three-dimensional arbitrarily shaped dielectric or biological body inside a rectangular waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1978;MTT-26(7):457–462.
2. Gubsky A.D., Gubsky D.S., Noikin U.M., Sinyavsky G.P. Calculation of electromagnetic waves diffraction on irregularities in circular waveguide. *Electromagnetic Waves and Electronic Systems*. 2009;14(5):45–51.
3. Nuno L., Balbastre J.V., Igual J., Ramon M., Ferrando M. Analysis of inhomogeneous and anisotropic waveguides by the finite element method. *Proceedings of IEEE Electrical Performance of Electronic Packaging*. 1993:47–49.
4. Kunz K.S., Luebbers R.J. *The finite difference time domain method for electromagnetics*. CRC Press; 1993.
5. Zeyde K.M. Discernibility of metallic sphere in rectangular waveguide. In: *2017 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium – Italy (ACES), 26–30 March 2017*, Florence. DOI: 10.23919/ROPACES.2017.7916299
6. Zeyde K.M. MDR analysis technique for a metallic sphere in the rectangular waveguide. *CEUR Workshop Proceedings, Yekaterinburg, 9 December 2017*. Yekaterinburg: Ural Federal University; 2017. Vol. 2035, pp. 41–45.
7. Zeyde K.M., Sharov V.V. Discernibility and MDR for the complex dielectric sphere in rectangular waveguide. In: *2018 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering, APEDE 2018, Saratov, 28 September 2018*. Saratov: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.; 2018, pp. 294–299. DOI: 10.1109/APEDE.2018.8542424
8. Knyazev N.S., Malkin A.I. Dielectric permittivity and permeability measurement system. In: *CEUR Workshop Proceedings, Yekaterinburg, 9 December 2017*. Yekaterinburg: Ural Federal University; 2017. Vol. 1814, pp. 45–51.
9. Zeyde K.M., Yandovskiy N.G. FEM mesh optimization in electromagnetic modeling using the example of dielectric antenna. In: Volkovich V.A., Zvonarev S.V., Kashin I.V., Narkhov E.D. (eds) *AIP Conference Proceedings, Ekaterinburg, 14–18 May 2018*. 2018;2015(1):020122. DOI: 10.1063/1.5055195
10. Zeyde K.M., Malkin A.I., Sharov V.V. Further refinements to the waveguides materials measurements. *ITTSU Conf. Proc.*, Ekaterinburg; 2017, pp. 107–115.

11. Djordjevic A., Olcan D., Stojilovic M., Pavlovic M., Kolundzija B., Tosic D. Causal models of electrically large and lossy dielectric bodies. *Facta universitatis*. 2014;27(2):221–234. DOI: 10.2298/FUEE1402221D

12. Hinken J.H. Conducting spheres in rectangular waveguides. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1980; MTT-28(7):711–714.

Информация об авторе

Зейде Кирилл Михайлович – ведущий инженер, старший преподаватель департамента радиоэлектроники и связи, Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия.

Information about the author

Kirill M. Zeyde – leading engineer, senior lecturer of the Department of Radioelectronics and Communications of Engineering School of Information Technologies, Telecommunications and Control Systems, Ural Federal University named after First President of Russia B.N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia.

Поступила / Received: 15.12.2018

Принята в печать / Accepted: 28.12.2018

Publication Requirements for Articles Submitted to “Ural Radio Engineering Journal”

The journal accepts for publication authors' original articles in Russian and English which correspond to the subject of the Ural Radio Engineering Journal.

The submitted papers should not be published in other scientific journals in parallel.

All papers are submitted over automated editorial media on the website of the journal (<https://journals.urfu.ru/index.php/urj>) or via email (urejournal@gmail.com). A paper is considered being submitted if a reply message with confirmation is received.

A paper is submitted in formats readable by MS Word. The final paper length should be between 8 to 30 pages (including references).

The text file of the paper should start with the information about the authors: complete name, affiliation (place of work, study, etc.), postal address for journal delivery, e-mail address, and phone numbers.

The text file of the paper should contain a required number of UDC classification codes, abstract, key words and the text of the article in Russian or English. The style of the paper should be scientific and meet the requirements of anonymization.

Paper Title

The paper title should be informative and concise. Only commonly accepted abbreviations should be used.

Abstract

Abstract functions as an autonomous source of information. It should be informative, intelligent, brief and structured. If the paper is published in Russian the English abstract should be more extensive (and differs from the Russian one).

Abstract may start with the phrases: *This paper focuses on...*, *This paper aims at explaining...*, *Our paper is concerned with...* and etc.

Abstract in English represents the main content of the paper and its conclusions. The abstract structure as in the paper is welcomed: Introduction, Target and Research Questions, Methodology, Results and Conclusion. The results of the research are described accurately and informatively. The

conclusion may include recommendations, assessments and proposals from the article.

The text of the abstract should be laconic and concrete, deprived of peripheral issues, extra parenthetical words and general enunciations.

Keywords

3–8 words or established terms. IEEE taxonomy is recommended.

Mathematical Formulas

All mathematical formulas in the paper should be unified. MathType, import from MatLab or analogous editable mathematical package are recommended.

Tables

All tables should have titles and a legend explaining any included abbreviations.

Figures

All figures should be prepared in the raster formats JPEG, TIFF with the resolution not less than 600 dpi. Lowercase letters (a, b и т. д.) are used for the identification of different parts of the figure. Symbols used for marking and heading the figures should be identical with their inscription in the paper.

Files with figures are duplicated in a separate folder. The number of the figure in the paper is the name of the file.

Figures, graphics and etc. in MS Excel should also be sent in Excel files.

Acknowledgements

Acknowledgements should be as short as possible. All grants required references should be listed. The full titles of financing organizations should be listed.

References

The list of the references should be given at the end of the paper. References are numbered in brackets by order of appearance in the document (e. g. [1; 2]).

References should include only articles quoted in the paper and already published or accepted for publication. Articles published in the Internet should be quoted with Digital Object Identifier (DOI).

References in the paper in Russian are also provided in English. Titles of the resources in Russian are provided transliterated and translated.

Author Credentials

Information about the authors is at the end of the article: full name, academic degree, position, place of work, e-mail, postal address. All is in two languages.

Plagiarism

Plagiarism in any form is a serious violation of the main principles of science and therefore is unacceptable.

Inadmissible:

1. Copying of parts of papers of other authors word for word without putting them between quotation marks in accordance to the rules of scientific citation.
2. Use of particularly unique term taken from science literature without its author's or source's indication.
3. Paraphrasing, abridgment or changing of ideas of other authors without their name indication.
4. Pseudo citation: the material doesn't apply to the source it is taken from.
5. Falsified data — data which is falsified or changed in laboratory or during an experiment (it is not practically a plagiarism though it is obvious academic fraud).
6. Unconfirmed co-authorship or co-operation: the contribution of every author or co-author should be absolutely defined.
7. Self-plagiarism/publication: presentation of one and the same or similar paper for two or more submissions concurrently.

Editorial board reserves the right to return a paper to the author if the paper doesn't meet the requirements. No explanation is given. The information about the reviewers can't be disclosed to the authors or the third person party.

Требования к статьям, публикуемым в журнале Ural Radio Engineering Journal

Журнал принимает к публикации оригинальные авторские статьи на русском и английском языке, соответствующие тематике. Присланные на рассмотрение и рецензирование статьи не должны одновременно печататься в другом научном журнале.

Все статьи принимаются через автоматизированную редакционную среду на сайте журнала (<https://journals.urfu.ru/index.php/urj>) или по электронной почте (urejournal@gmail.com). Статья считается принятой в случае получения ответного сообщения/письма с подтверждением.

Статья принимается в форматах, читаемых MS Word. Объем статьи должен составлять не менее 8 страниц и не должен превышать 30 страниц.

Текстовый файл статьи следует начинать с информации об авторах: имена, аффилиация (место работы, учебы и др.), почтовый адрес для пересылки журнала, адрес электронной почты, номера контактных телефонов для связи.

В текстовом файле должны быть приведены: необходимое количество кодов классификации УДК, аннотация, ключевые слова и непосредственно текст статьи — **на русском и английском языках**. Изложение текста в статье должно отвечать научной стилистике и требованиям анонимизации.

Заглавие статьи

Заглавие научной статьи должно быть информативным и кратким. Можно использовать только общепринятые сокращения.

Аннотация

Аннотация призвана выполнять функцию независимого от статьи источника информации, она должна быть информативной, содержательной, компактной и структурированной. В случае публикации статьи на русском языке английский вариант аннотации должен быть более развернутым (он может отличаться от русского). Аннотация может начинаться со слов: „This paper focuses on...“, „This paper aims at explaining...“, „Our paper is concerned with...“ и т. п.

Аннотация на английском языке должна отражать основное содержание статьи и ее выводы. Приветствуется построение аннотации, повторяющее структуру статьи, включая введение, цели и задачи, методологию исследования, результаты, заключение. Результаты работы

описываются предельно точно и информативно. Выводы могут сопровождаться рекомендациями, оценками, предложениями, приведенными в статье.

Текст аннотации должен быть лаконичен и конкретен, свободен от второстепенной информации, лишних вводных слов, общих формулировок.

Ключевые слова

От 3 до 8 слов или устоявшихся словосочетаний. Рекомендуется использовать таксономию IEEE.

Математические формулы

Все математические формулы в тексте должны быть набраны единообразно. Рекомендуется использовать MathType, импорт из MatLab или аналогичных математических пакетов с возможностью редактирования.

Таблицы

Все таблицы должны иметь заглавие и легенду, объясняющую любые упомянутые в них сокращения.

Рисунки

Все иллюстрации должны быть подготовлены в растровом формате JPEG, TIFF, разрешение не менее 600 dpi. Для идентификации частей иллюстрации следует использовать строчные буквы (*a*, *b* и т. д.). Начертание символов, используемых для обозначений на рисунках и в подписях к ним, должно совпадать с их написанием в тексте статьи.

Файлы с рисунками дублируются в отдельной папке. В названиях файлов должны быть указаны номера иллюстраций в тексте статьи.

Иллюстрации, графики и пр., выполненные в MS Excel, необходимо дополнительно выслать в виде файла Excel.

Благодарности

Благодарности должны быть как можно более краткими. Следует указать все гранты, в правилах которых требуется упоминание. Названия финансирующих организаций нужно писать целиком.

Список литературы

В тексте и в сносках ссылки на источники должны приводиться в [квадратных скобках], нумерация сквозная. Описание всех ссылок дается в списке литературы в конце статьи.

Список литературы должен включать только те работы, которые цитируются в тексте и которые были опубликованы или приняты к публикации. Статьи, опубликованные в интернете и не прошедшие в печать, должны цитироваться с использованием цифрового идентификатора объекта (Digital Object Identifier (DOI)). При наличии DOI также может быть добавлен и к опубликованным материалам из списка литературы.

Для статьи на русском языке список литературы приводится также и на английском, при этом названия русскоязычных источников представляются как в транслитерации, так и в переводе.

Сведения об авторах

В конце статьи приводится информация об авторах: ФИО, научная степень, должность, место работы, e-mail, почтовый адрес — также на двух языках.

Плагиат

Плагиат в любой форме представляет собой серьезное нарушение одного из самых основных принципов науки и не может быть приемлем.

Недопустимы:

1. Копирование слово в слово частей чужой работы без заключения скопированного отрывка в кавычки и указания источника в соответствии с правилами научного цитирования.

2. Использование особо уникального термина или понятия, найденного при чтении литературы, без указания автора или источника.

3. Перефразирование или сокращенная, измененная формулировка чужой идеи без указания того, чей труд был взят за основу.

4. Ложное цитирование: материал не должен быть отнесен к источнику, из которого он не был получен.

5. Ложные данные — данные, которые были сфабрикованы или изменены в лаборатории или в процессе эксперимента (хотя и не являются буквально плагиатом, тем не менее представляют собой явное академическое мошенничество).

6. Неподтвержденное соавторство или сотрудничество: вклад каждого автора или соавтора должен быть совершенно определенным.

7. Самоплагиат/вторичная публикация: представление одной и той же или похожей до степени сродства статьи для двух или более публикаций одновременно.

Редакция оставляет за собой право на возвращение авторам любой рукописи, которая, по их мнению, не подходит для публикации, без объяснения причин. Ни при каких обстоятельствах личность рецензентов и референтов по отдельным статьям не может быть раскрыта авторам или третьей стороне.

Publication Ethics

General

The editorial board of the journal “Ural Radio Engineering Journal” honors the ethical criteria established for international scholarly publications, like integrity, confidentiality, transparency, conflict of interests and other aspects. We are guided by recommendations of the Committee on Publication Ethics. Being a member of Association of Science Editors and Publishers (ASEP), we adhere to the basic ethical principles manifested in the ASEP Declaration.

- The editorial board grants that all materials submitted for publication will be peer reviewed and accepted based on the principles of editorial independence and unbiased judgment.
- The editorial board is responsible for the quality of published scientific papers and supports the initiatives aimed at prevention of misconduct or unethical actions on the part of the authors or reviewers.
- Ethical rules are accepted as a must for all parties of the scholar publications: authors, reviewers, editorial board members, as well as persons and entities interested in the information disseminated by the Journal.
- Materials submitted to the editorial board are not returned to the authors. The authors will receive no remuneration (royalties) for the published materials. All scientific papers are published on free of charge basis.
- The editorial board adheres to the COPE ethical criteria, such as:
 - impartiality;
 - observance of scientific ethics when reviewing the papers, encouragement of scholarly discussions between the authors and reviewers;
 - assistance to protection of intellectual property and copyright;
 - papers will be rejected in case of plagiarism when another’s publications, words, or ideas are used without attribution to the original source, which is to be identified by the plagiarism detection software Antiplagiat;
 - confidentiality (non-disclosure of the authors’ and the reviewers’ personal information and other information obtained within the professional interaction);

- making editorial correction in papers by agreement with authors.

Responsibilities and ethics of editors

The editorial board should:

- strive to meet the needs of readers and authors;
- take appropriate measures to maintain a high quality of the material published;
- take appropriate measures to maintain a high quality of the material published;
- preclude commercial needs from compromising intellectual standards;
- always be willing to publish corrections, clarifications, retractions and apologies, if required.

Author's responsibilities and ethics

The author shall cooperate with the editorial board throughout the publication process by introducing appropriate corrections, if required. The author is fully responsible for any plagiarisms in the text, illustrations or other materials.

The manuscripts submitted to the Journal's editorial staff should comply with the research paper manuscript formatting rules stated on the Journal web site.

The author is not entitled to submit the same paper for several scientific publications. The authors are obliged to observe the following ethical principles:

- compliance of the materials with the ethics and legal standards including copyright protection laws (in particular, the materials protected by the copyright including tables, digits or long quotations can be reproduced only by the owner's permission);
- research originality and scientific novelty;
- researchers should use best endeavors to describe the work performance methodology clear and definitely in such way that their results can be approved by other researchers, if required;
- impartial discussion of the research importance;
- acknowledgement of other persons' contributions, mandatory references to the deliberations used for the benefit of submitted materials;
- presentation of all major contributors to the research as coauthors;
- informing about significant errors or inaccuracies, if any, found in the publication and interacting with the editorial staff with the purpose of the quickest error correction or removal of the publication;
- no adoptions without proper references to primary sources (plagiarism).

The authors are fully responsible for reliability of the information contained in the submitted materials, for compliance of the materials with the statutory regulations, the moral rules and the ethics standards.

Responsibilities and ethics of authors

According to the Journal policy the editorial board establishes the review procedures for the materials to be published. In the process of reviewing the manuscripts the information about the authors and the reviewers will be held in confidence. Disclosures in breach of the confidence are allowed only in case of suspected deception or falsification on the part of the authors or the reviewers. Reviewers are not entitled to use the reviewed manuscripts for personal purposes or provide these manuscripts to third parties without prior permission of senior editors. They are obliged to return or delete the manuscript copy after presenting the review. The manuscripts rejected by the editorial board are not preserved. The reviewer remarks are not published or made public otherwise without permission of the reviewer, the manuscript author or the editor. Reviewers shall provide fair and unbiased judgment of the manuscript, giving clearly and well-grounded comments to appraise the paper's scientific content only. Personal criticism of the author is unacceptable. The reviewers are obliged to be guided by the following ethical principles:

- to review only those manuscripts which the reviewer has sufficient knowledge to judge;
- to prepare a review in time based on the constructive approach;
- to maintain confidentiality;
- to be impartial preparing a review;
- to inform the editor in case the materials have been published earlier in this or another publication;
- to inform the editor and, if required, to pass the manuscript to another reviewer in case of potential conflict of interests (existing of financial, organizational or other relations between the reviewer and the author);
- the review contents should not be influenced by the manuscript origin, the authors' nationality, sex, religion or political commitments;
- not to use the information obtained within the reviewing process for the personal purposes and in the interests of other persons.

Privacy

E-mail addresses intimated by the authors will be used exclusively for communication with the authors and referees and shall not be disclosed to other persons or entities.

Disclosure and conflict of interest policy

Referees deemed to have conflicts of interest in view of personal, financial or organization benefits, as well as competition with any submitting authors (companies, organizations) will not be appointed to review the manuscripts in question.

Публикационная этика

Общие положения

- Редакция журнала Ural Radio Engineering Journal руководствуется в своей работе международными этическими правилами научных публикаций, в основе которых лежит порядочность, конфиденциальность, надзор за публикациями, разрешение возможных конфликтов интересов и др. В своей деятельности редакция следует рекомендациям Комитета по этике научных публикаций (Committee on Publication Ethics), опирается на принципы публикационной этики, принятые Декларацией АНРИ.
- Редакция гарантирует рассмотрение всех представленных к публикации материалов, соблюдение редакторской независимости и добросовестности, принятие объективных решений.
- Редакция несет ответственность за качество опубликованных научных статей и поддерживает инициативы, направленные на снижение числа некорректных действий со стороны авторов и рецензентов и нарушений норм этики.
- Этическим правилам журнала должны следовать все участники процесса публикации результатов научных исследований: авторы, рецензенты, члены редакционной коллегии, сотрудники редакции, а также лица и организации, заинтересованные в информации, представляемой журналом.
- Материалы, направляемые в редакцию журнала, авторам не возвращаются. Вознаграждение (гонорар) за опубликованные материалы не выплачивается. Все научные статьи публикуются в журнале на безвозмездной основе.
- Редакция журнала руководствуется такими этическими принципами COPE, как:
 - беспристрастность;
 - соблюдение научной этики при рецензировании статей, поощрение научной дискуссии между авторами и рецензентами;
 - содействие защите интеллектуальной собственности и авторских прав;
 - отклонение рукописи статьи при выявлении плагиата — опубликованных ранее материалов других авторов без ссылки

на первоисточники; проверка осуществляется с помощью системы «Антиплагиат»;

– конфиденциальность (неразглашение персональных данных авторов и рецензентов и прочей информации, полученной в ходе профессионального взаимодействия);

– внесение в статью редакционных правок после согласования с авторами.

Ответственность и этические принципы сотрудников редакции

Редакция журнала:

- обеспечивает выполнение запросов читателей и авторов;
- предпринимает необходимые меры для обеспечения высокого качества публикуемых материалов;
- гарантирует свободу выражения мнений всем членам научного сообщества;
- не допускает превалирования коммерческих соображений над интеллектуальными критериями;
- по мере необходимости обеспечивает публикацию поправок, разъяснений, опровержений и извинений.

Ответственность и этические принципы авторов

На протяжении всего процесса публикации автор обязан сотрудничать с редакцией журнала, исправляя статью в случае необходимости.

Автор полностью берет на себя ответственность за возможный плагиат текста, рисунков и других заимствованных материалов.

Рукописи, предоставляемые на рассмотрение в редакцию журнала, должны соответствовать правилам оформления рукописи научной статьи, представленным на сайте журнала.

Автор не имеет права представлять одну статью на публикацию в несколько научных изданий.

Авторам необходимо придерживаться следующих этических принципов:

- соответствие материалов этическим и юридическим нормам, в т. ч. законодательству о защите авторских прав (в частности, материалы, защищенные авторским правом, в т. ч. таблицы, цифры или крупные цитаты, могут воспроизводиться только с разрешения их владельцев);
- оригинальность и научная новизна исследований;
- достоверность полученных результатов;

- четкость в описании методологии выполнения работ, чтобы их результаты могли быть подтверждены при необходимости другими исследователями;
- объективное обсуждение значимости исследований;
- признание вклада других лиц, обязательное наличие библиографических ссылок на использованные работы;
- представление в качестве соавторов всех участников, внесших существенный вклад в исследование;
- информирование об обнаружении ошибок или неточностей в публикации и взаимодействие с редакцией с целью скорейшего исправления ошибок или изъятия публикации;
- отсутствие в статье заимствований без ссылок на первоисточники (плагиата).

Авторы несут всю ответственность за достоверность информации, содержащейся в представляемых материалах, за соответствие материалов нормам законодательства, морали и этики.

Ответственность и этические принципы рецензентов

В соответствии с политикой журнала редакция устанавливает процедуру проведения рецензирования представленных к опубликованию материалов.

При рецензировании рукописей обеспечивается конфиденциальность информации об авторах и о рецензентах. Нарушение конфиденциальности допускается только при подозрении фальсификации со стороны авторов либо рецензентов.

Рецензенты не имеют права использовать полученные рукописи в личных целях или предоставлять их другим лицам без разрешения ответственного члена редколлегии. Замечания рецензентов не публикуются и не обнародуются иным образом без разрешения рецензента, авторов рукописи и редактора.

Рецензенты должны давать честную и объективную оценку рукописи, четко и аргументированно формулировать свои замечания, оценивая исключительно научное содержание статьи. Неприемлема критика личности автора.

Рецензент обязан руководствоваться следующими этическими принципами:

- осуществлять рецензирование только тех рукописей, для оценки которых он обладает достаточными знаниями;
- готовить рецензию своевременно на основе конструктивного подхода;
- соблюдать конфиденциальность;
- при составлении рецензии быть объективным;

- предупредить редактора о материалах, опубликованных ранее в данном или другом издании, при их наличии;
- предупредить редактора и, если необходимо, передать статью другому рецензенту в случае потенциального конфликта интересов (финансовых, организационных или других отношений между рецензентом и автором);
- не использовать информацию, полученную при рецензировании, в личных целях или интересах иных лиц.

На содержание рецензии не должно оказывать влияние происхождение рукописи, национальность, пол, религиозные или политические убеждения авторов.

Приватность

Представленные авторами имена и адреса электронной почты используются исключительно в деловых целях (для контакта с авторами или с рецензентами при подготовке статьи к публикации) и не могут быть предоставлены другим лицам и организациям.

Политика раскрытия и конфликты интересов

При наличии конфликтов интересов вследствие личной, финансовой или организационной заинтересованности, а также конкурентных отношений с любыми авторами (компаниями, организациями), представляющими рукопись, рецензенты не участвуют в ее рассмотрении.

Правила оформления статьи

Article Submission Guidelines

УДК 000.000

Название статьи

*И. О. Фамилия автора*¹

¹ Место работы, город, страна

e-mail

Аннотация. Аннотация должна содержать не более 300 слов и представлять основную идею статьи.

Ключевые слова. От трех до восьми слов или устоявшихся словосочетаний. Рекомендуется использовать таксономию IEEE.

Paper Title

*Author Name*¹

Author Affiliation, City, Country

e-mail address

Abstract. The abstract should contain no more than 300 words and represent the main idea of the article.

Keywords. 3–8 words or established terms. IEEE taxonomy is recommended.

Введение (Introduction)

Во введении необходимо представить основную идею работы, описать исследования, которые были проведены. И дать понять читателю, о чем пойдет речь в основной части статьи.

Introduction contains the main idea of the article and the description of the completed research. Introduction outlines the concept of the main part of the paper.

Заголовок 1 (Heading 1)

Рисунки должны иметь подписи на русском и английском языке.

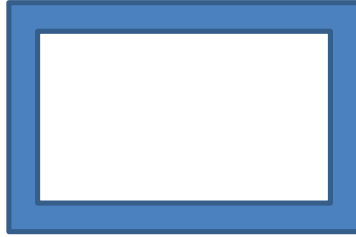


Рис. 1. Название рисунка
Fig. 1. Example of a figure caption

Figure captions should be below the figures; table heads should appear above the tables. Insert figures and tables after they are cited in the text. Use the abbreviation “Fig. 1”, even at the beginning of a sentence.

Заголовок 2 (Heading 2)

Название таблицы указывается на русском и английском языках. В конце таблицы необходимо указать источник, в противном случае вы являетесь автором таблицы.

Table heads are in Russian and English. The source of the table is indicated after the table, otherwise you are the author of the table.

Таблица 1

Заголовок таблицы

Table 1

Table head

Source/источник:

Заголовок 3 (Heading 3)

Формулы должны быть набраны шрифтами Times New Roman и/или Symbol. Нельзя использовать встроенный редактор формул редактора Word версий 2010 и выше, так как он использует нестандартный математический шрифт. Используйте простой набор математиче-

ских выражений в строку или редакторы MathType или MS Equation. Для создания многоуровневых формул используйте редакторы формул MathType или MS Equation.

Нумеруйте формулы последовательно. Нумерация выполняется с выравниванием по правому краю.

Названия переменных: латинские буквы наклонные, русские буквы прямые: $U_{\text{ном}}$. Названия функций и операторы: прямые латинские буквы: $pi = di/dt$. Греческие буквы всегда прямые.

Помните, что формулы включаются в текст с использованием знаков препинания, например, следующая за этим текстом формула должна завершиться точкой, так как это будет конец предложения:

$$a + b = \gamma. \quad (1)$$

Удостоверьтесь, что все переменные, используемые в формуле, были определены до или сразу после формулы. Ссылаясь на формулу, пишите «... в (1)...», но не «... в уравнении (1)...», за исключением начала предложения: «Уравнение (1)...».

Несколько распространенных ошибок

- Не используйте букву «o» вместо «0» (нуля), и наоборот: « μ_o », но не « μ_0 ».
- Все греческие буквы в формулах должны быть прямые, хотя по умолчанию редакторы формул считают иначе.
- Запятые, точки и т. д. ставятся вплотную к словам, после этих знаков обязательно ставится пробел: «Запятые, точки...», но не «Запятые ,точки..»
- Тире ставится одновременным нажатием клавиш ALT + SHIFT + «-» (на дополнительной цифровой клавиатуре). Не используйте дефис, или короткое тире, или минус вместо тире.

The equations are an exception to the prescribed specifications of this template. You will need to determine whether or not your equation should be typed using either the Times New Roman or the Symbol font (please no other font). To create multileveled equations, it may be necessary to treat the equation as a graphic and insert it into the text after your paper is styled.

Number equations consecutively. Equation numbers, within parentheses, are to position flush right, as in (1), using a right tab stop.

To make your equations more compact, you may use the solidus (/), the exp function, or appropriate exponents. Italicize Roman symbols for quantities and variables, but not Greek symbols. Use a long dash rather than a hyphen for a minus sign. Punctuate equations with commas or periods when they are part of a sentence, as in

$$\alpha + \beta = \varphi. \quad (1)$$

Note that the equation is centered using a center tab stop. Be sure that the symbols in your equation have been defined before or immediately following the equation. Use “(1),” not “Eq. (1)” or “equation (1),” except at the beginning of a sentence: “Equation (1) is ...”

Some Common Mistakes

- The word “data” is plural, not singular.
- The subscript for the permeability of vacuum m_0 , and other common scientific constants, is zero with subscript formatting, not a lower-case letter “o”.
- In American English, commas, semi-/colons, periods, question and exclamation marks are located within quotation marks only when a complete thought or name is cited, such as a title or full quotation. When quotation marks are used, instead of a bold or italic typeface, to highlight a word or phrase, punctuation should appear outside of the quotation marks. A parenthetical phrase or statement at the end of a sentence is punctuated outside of the closing parenthesis (like this). (A parenthetical sentence is punctuated within the parentheses.)
- A graph within a graph is an “inset,” not an “insert.” The word alternatively is preferred to the word “alternately” (unless you really mean something that alternates).
- Do not use the word “essentially” to mean “approximately” or “effectively”.
- In your paper title, if the words “that uses” can accurately replace the word using, capitalize the “u”; if not, keep using lower-cased.
- Be aware of the different meanings of the homophones “affect” and “effect,” “complement” and “compliment,” “discreet” and “discrete,” “principal” and “principle”.
- Do not confuse “imply” and “infer”.
- The prefix “non” is not a word; it should be joined to the word it modifies, usually without a hyphen.
- There is no period after the “et” in the Latin abbreviation “et al.”.
- The abbreviation “i. e.” means “that is,” and the abbreviation “e. g.” means “for example”.

Заклучение (Conclusion)

В заключении должны быть сформулированы основные выводы по работе.

Conclusion contains the main outputs of the research/paper.

Благодарности (Acknowledgment)

Здесь можно расположить благодарности, в том числе указать гранты и другие виды спонсорства, которые способствовали проведению исследований по теме публикации.

Here you can place the gratitude, including grants and other types of sponsorship that contributed to the research on the topic of publication.

The preferred spelling of the word “acknowledgment” in America is without an “e” after the “g.” Avoid the stilted expression “one of us (R. B. G.) thanks ...”. Instead, try “R. B. G. thanks...”. Put sponsor acknowledgments in the unnumbered footnote on the first page.

Список литературы/References

Библиографический список нумеруется. При цитировании номер ссылки включается в текст в квадратных скобках. Помните, что знаки препинания следуют после скобки: [1]. Ссылка делается без пояснений вида «... в статье [3]...», за исключением случая, когда она стоит в начале предложения: «Статья [4] содержит...»

The Reference list is numbered. When quoting, the reference number is included in the text in square brackets. Note that punctuation marks come before the parentheses [1]. The reference is made without explanation (“... in the article/paper [3]...”), except when it is at the beginning of a sentence: “The article/paper [4] ...”.

Информация об авторе

Фамилия Имя Отчество, научная степень, должность, место работы, e-mail, город, страна.

Information about the author

Full name, academic degree, position, place of work, e-mail, City, Country.

URAL RADIO ENGINEERING JOURNAL

2018, vol. 2, № 4

Founded by Ural Federal University
named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira st., 620002, Ekaterinburg, Russia

Journal Registration Certificate
PI № FS77-69790 as of 18.05.2017

Address of Journal

Office 129a, Mira st.,
620002, Ekaterinburg, Russia
Phone: +7 343 375-97-02
E-mail: urejournal@gmail.com
Website: <https://journals.urfu.ru/index.php/urj>

Format 70×100 1/16. Circulation 500 cop.

Publisher — Ural Federal University
Publishing Center
4, Turgenev st., 620083 Ekaterinburg, Russia
Phone: +7 343 358-93-06, +7 343 350-58-20, +7 343 350-90-13
Fax: +7 343 358-93-06
<http://print.urfu.ru>

УРАЛЬСКИЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

2018, том 2, № 4

Учредитель — Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
«Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б.Н. Ельцина»
620002, Россия, Екатеринбург, ул. Мира, 19

Ответственный за выпуск Н.В. Папуловская
Редактор Е.Е. Крамаревская
Переводчик А.Г. Ковалева
Верстка Т.А. Лоскутовой
Дизайн обложки А.А. Кобелев

Свидетельство о регистрации
ПИ № ФС77-69790 от 18.05.2017

Адрес редакции:

Россия, 620002, Екатеринбург, ул. Мира, 32, оф. 129а
Тел.: +7 (343) 375-97-02
E-mail: urejournal@gmail.com
<https://journals.urfu.ru/index.php/urj>

Формат 70×100 1/16. Тираж 500 экз. Уч.-изд. л. 6,0.
Дата выхода в свет 29.12.2018. Заказ 326.

Отпечатано в типографии
Издательско-полиграфического центра УрФУ
620083, Екатеринбург, ул. Тургенева, 4
Тел.: +7 (343) 358-93-06, 350-58-20, 350-90-13
Факс: +7 (343) 358-93-06
<http://print.urfu.ru>



URAL JOURNAL
RADIO ENGINEERING