

**ДИНАМИКА СИСТЕМ,
МЕХАНИЗМОВ И МАШИН**
**DYNAMICS OF SYSTEMS,
MECHANISMS AND MACHINES**

Издается с ноября 1995 года
Выходит один раз в год

2023
Том 11, № 4

Учредитель
Омский государственный
технический университет

Главный редактор
В. Ф. Фефелов,
и. о. ректора ОмГТУ

Редакционная коллегия:
Е. Г. Андреева, доктор технических наук
Ю. А. Бурьян, доктор технических наук
А. В. Бубнов, доктор технических наук
Л. Г. Варепо, доктор технических наук
Е. Н. Ерёмин, доктор технических наук
П. С. Ложников, доктор технических наук
С. О. Подгорный, кандидат химических наук
А. В. Зыкина, доктор физ.-мат. наук
А. Г. Козлов, доктор технических наук
И. В. Богачков, доктор технических наук
В. А. Майстренко, доктор технических наук
В. И. Трушляков, доктор технических наук

Ответственный секретарь
И. М. Чумаченко, ведущий инженер
научно-аналитического отдела ОмГТУ

Компьютерная верстка
Е. В. Макаревиной

Язык публикаций:
русский, английский

Дата и номер договора о включении
рецензируемого научного издания в систему
Российского индекса научного цитирования:
213-04/2014 от 14.04.2014

Адрес в РИНЦ:
http://elibrary.ru/title_about.asp?id=50500

Адрес редакции:
644050, г. Омск, пр. Мира, 11, каб. Г-209
Контактный телефон:
(3812) 65-35-36
E-mail: dynamics2016@omgtu.ru
Телефон для рекламодателей: 65-35-36

© ОмГТУ, 2023

Подписано в печать 20.12.2023 г.
Дата выхода в свет 22.12.2023 г.

Формат 60×84¹/₈. Усл. печ. л. 8,25.
Бумага офсетная.
Тираж 300 экз. Заказ 82.

Отпечатано на дупликаторе
в типографии ОмГТУ.
644050, г. Омск, пр. Мира, 11; т. 23-02-12.

СОДЕРЖАНИЕ

**РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА.
ПРИБОРОСТРОЕНИЕ. ЭЛЕКТРОНИКА.
МИКРОМЕХАНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ**

- В. В. Ерохин, С. А. Завьялов**
Новые формулы расчета индуктивности планарных
симметричных катушек индуктивности квадратной формы 3
- Т. Б. Клименко**
Влияние геометрии межблочных соединений сложных
конфигураций на электромагнитную совместимость
в полевых мобильных комплексах кв-диапазона 10
- А. Н. Ляшук, П. И. Пузырев, С.А. Завьялов, Ж. Б. Садыков**
Широкополосный интегральный усилитель
с большим коэффициентом усиления для микросхемы
мгновенного измерения частоты 17
- С. Н. Несов, Ю. А. Стенькин, С. А. Матюшенко, И. А. Лобов,
К. Е. Ивлев, А. М. Бадамшин**
Влияние режимов синтеза на электрохимические характеристики
композитов на основе многостенных углеродных нанотрубок
и оксида марганца, легированного оксидом серебра 23
- Д. Б. Пономарев, А. А. Вальке, Д. Г. Лобов, А. Г. Шкаев**
Исследование возможности применения мультиспектрального датчика
для контроля температуры в производстве технического углерода 29
- В. Л. Хазан, В. Ф. Мышкин, И. И. Павлов,
В. А Хан, М. С. Завьялов**
Высокоэффективный модем для подводных систем связи 37
- А. Г. Шкаев, Д. Г. Лобов, А. А. Вальке,
Д. Б. Пономарев, А. А. Шкаев**
Электромагнитный датчик контроля вращения печей обжига 44

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

- С. Ф. Баландин, В. А. Донченко, В. Ф. Мышкин, И. И. Павлов,
В. Л. Хазан, В. А. Хан**
Вклад термозмиссии на концентрацию зарядов в лазерном пучке,
распространяющемся через аэрозоль 50
- И. В. Богачков, Н. И. Горлов**
Выявление разновидностей одномодовых оптических волокон
и определение характеристик их продольного натяжения 57
- Е. Д. Бычков, В. А. Майстренко**
Алгоритм ранжирования узлов беспроводной сенсорной сети
при их случайном пространственном распределении 65
- Н. И. Горлов, И. В. Богачков**
Распределенное зондирование волоконно-оптических линий связи
с использованием рассеяния Бриллюэна 71
- М. И. Минеева, Д. А. Корнеев**
Низкоскоростные системы сжатия речевого сигнала 76
- А. А. Мотовилов**
Совершенствование метода расчета запасов двухуровневой системы
запасных частей, имущества и принадлежностей 82
- А. М. Шабалин, А. А. Захаров, Е. А. Калиберда, Н. В. Кенжалинова**
Организация виртуальной облачной лаборатории для развития
профессиональных компетенций в области сетевого и системного
администрирования при подготовке будущих IT-специалистов 87

ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ

| | |
|---|-----|
| Н. С. Афанасьева, П. С. Ложников Обнаружение ботов на основании движения курсора компьютерной мыши | 94 |
| В. И. Вайнштейн, М. М. Кучеров, Р. С. Шиманович Автоматизированная система оценки компетенций специалистов в области информационной безопасности | 99 |
| Т. А. Золотарева Перспективы использования четырех новых модификаций классического критерия персона при проверке гипотезы независимости | 105 |
| А. В. Иванов, С. Р. Копылова Особенности исследования обнаружения и измерения побочных электромагнитных излучений широкополосных сигналов на примере интерфейса displayport | 109 |
| Д. Н. Любушкина, А. А. Оленников, А. А. Захаров Алгоритм проверки подлинности исполнительных устройств в автоматизированных системах управления технологическим процессом | 115 |
| А. А. Магазев, А. Ю. Никифорова О применимости одной марковской модели распространения компьютерных вирусов к e-mail-графам | 121 |
| Л. К. Хамдамова Защита от атак социальной инженерии типа претекстинг посредством системы обнаружения речевых паттернов | 128 |

**РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА.
ПРИБОРОСТРОЕНИЕ. ЭЛЕКТРОНИКА.
МИКРОМЕХАНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ**

УДК 621.372

DOI: 10.25206/2310-9793-2023-11-4-3-9

**НОВЫЕ ФОРМУЛЫ РАСЧЕТА
ИНДУКТИВНОСТИ ПЛАНАРНЫХ СИММЕТРИЧНЫХ
КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ КВАДРАТНОЙ ФОРМЫ**

**NEW INDUCTANCE CALCULATING
FORMULAS OF PLANAR SYMMETRICAL
SQUARE INDUCTORS**

В. В. Ерохин, С. А. Завьялов

Омский государственный технический университет, г. Омск, Россия

V. V. Erokhin, S. A. Zavyalov

Omsk State Technical University, Omsk, Russia

Аннотация. В статье представлены новые аналитические формулы расчета индуктивности планарных симметричных катушек индуктивности квадратной формы. Формулы получены путем использования модифицированного метода декомпозиции топологии катушки, заключающегося в предварительном разбиении топологии индуктивности на части (неполный виток, полные витки, выводы) и расчете индуктивности каждой части и взаимных индуктивностей между частями. Сравнение с результатами 3D моделирования методом конечных элементов в САПР ADS в идеализированном технологическом процессе показало, что предложенные формулы имеют погрешность не более 2% для номиналов индуктивности от 100 пГн до 10 нГн.

Ключевые слова: расчет индуктивности, симметричные катушки индуктивности, интегральный.

Abstract. The paper presents new analytical formulas for calculating the inductance of planar symmetrical square inductors. The formulas are obtained by using the modified method of inductors layout decomposition. The inductors layout is divided into parts (inner incomplete turn, full turns, leads) and the total inductances of each part and the mutual inductances between the parts are calculated. Comparison with the results of 3D finite element modeling in ADS CAD showed that the proposed formulas have an error of no more than 2% for inductance value from 100 pH to 10 nH.

Keywords: inductance calculation, symmetrical inductors, integral.

I. ВВЕДЕНИЕ

Катушки индуктивности используются в большинстве аналоговых устройств. Интегральные катушки имеют большие потери (добротности 10–50 единиц), поэтому поиск топологий катушек с большей добротностью является актуальной задачей. Исследования [1, 2] показали, что симметричные катушки индуктивности имеют добротности на 5% – 15% больше, чем спиральные. Однако в литературе отсутствуют аналитические формулы, позволяющие с достаточной точностью рассчитать индуктивность симметричных катушек индуктивности.

II. ИЗВЕСТНЫЕ ФОРМУЛЫ РАСЧЕТА ИНДУКТИВНОСТИ

Для расчета индуктивности планарных интегральных катушек индуктивности часто используют модифицированную формулу Уиллера (1), формулы, основанные на аппроксимации плотности тока (4), мономиальные выражения с подгонкой данных (5) [3–6]. Однако эти формулы могут иметь погрешности более 10%.

$$L_w = \frac{K_1 \cdot \mu_0 \cdot N^2 \cdot d_{avg}}{1 + K_2 \cdot p}, \quad (1)$$

$$d_{avg} = 0.5 \cdot (d_{out} + d_{in}), \quad (2)$$

$$p = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}}, \quad (3)$$

$$L_{CSA} = \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot d_{avg}}{2} \cdot \left[\ln\left(\frac{c_2}{p}\right) + c_3 \cdot p + c_4 \cdot p^2 \right], \quad (4)$$

$$L_{MON} = \beta \cdot d_{out}^{\alpha_1} \cdot w^{\alpha_2} \cdot d_{avg}^{\alpha_3} \cdot N^{\alpha_4} \cdot s^{\alpha_5}, \quad (5)$$

где μ_0 – магнитная проницаемость вакуума ($4\pi \cdot 10^{-7}$), N – количество витков, d_{in} , d_{out} , d_{avg} – внутренний, внешний и средний диаметр соответственно, w – ширина витков, s – зазор между витками, K , c , β , α – коэффициенты, приведенные в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1
КОЭФФИЦИЕНТЫ ФОРМУЛ РАСЧЕТА ИНДУКТИВНОСТИ

| Формула | Коэффициенты | | | | | |
|---------|--------------|------------|------------|------------|------------|------------|
| | K_1 | K_2 | | | | |
| (1) | 2.34 | 2.75 | | | | |
| (4) | c_1 | c_2 | c_3 | c_4 | | |
| | 1.27 | 2.07 | 0.18 | 0.13 | | |
| (5) | β | α_1 | α_2 | α_3 | α_4 | α_5 |
| | 0.00162 | -1.21 | -0.147 | 2.40 | 1.78 | -0.030 |

Наиболее точным методом расчета индуктивности планарных катушек различных конфигураций является метод, заключающийся в разбиении катушки на прямоугольные сегменты и расчете всех собственных и всех взаимных индуктивностей сегментов [7–10]. Данный метод расчета широко используется при экстрагировании индуктивностей и коэффициентов индуктивной связи эквивалентной принципиальной схемы из топологии интегрального устройства такими программными продуктами, как Calibre Parasitic Extraction и Assura Phisycal Verification в САПР Cadence Virtuoso.

Собственная индуктивность прямого проводника прямоугольного сечения находится по формуле (6), а взаимные индуктивности проводников находятся по формулам (7–13) в зависимости от их взаимного расположения, варианты которых приведены на рис. 1.

$$L_s(w, l, t) = \frac{\mu_0 \cdot l}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\ln\left(\frac{2 \cdot l}{w + t}\right) + 0,50049 + \frac{w + t}{3 \cdot l} \right], \quad (6)$$

где w , l , t – ширина, длина и толщина проводника соответственно.

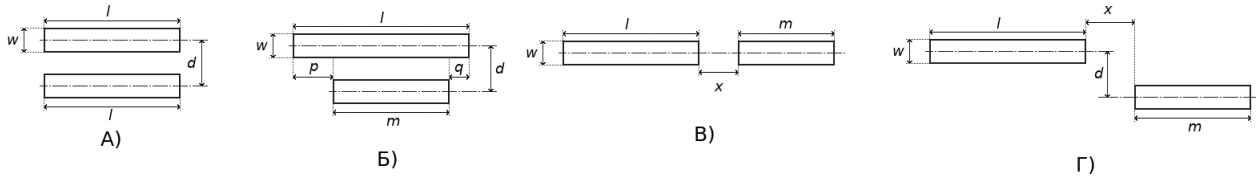


Рис. 1. Варианты расположения проводников

Для случая параллельного расположения сегментов одинаковой длины без смещения (рис. 1а) взаимная индуктивность будет рассчитываться по формуле:

$$M(w, l, d) = \frac{\mu_0}{2 \cdot \pi} \cdot l \cdot Q(w, l, d), \quad (7)$$

где $Q(w, l, d)$ – параметр взаимной индуктивности, характеризующий удельную взаимную индуктивность на единицу длины проводника:

$$Q(w, l, d) = \ln \left[\frac{l}{\text{GMD}(w, d)} + \sqrt{1 + \left(\frac{l}{\text{GMD}(w, d)} \right)^2} \right] - \sqrt{1 + \left(\frac{\text{GMD}(w, d)}{l} \right)^2} + \frac{\text{GMD}(w, d)}{l}, \quad (8)$$

где d – расстояние между осями симметрии проводников, $\text{GMD}(w, d)$ – среднегеометрическое расстояние между проводниками:

$$\text{GMD}(w, d) = \exp \left[\ln(d) - \frac{w^2}{12 \cdot d^2} - \frac{w^4}{60 \cdot d^4} - \frac{w^6}{168 \cdot d^6} - \frac{w^8}{360 \cdot d^8} - \frac{w^{10}}{660 \cdot d^{10}} \right]. \quad (9)$$

Для случая параллельного расположения проводников разной длины со смещениями (рис. 1б) взаимная индуктивность рассчитывается по формуле:

$$M_{\text{dt}}(w, l, m, d, p, q) = \frac{M(w, m + p, d) + M(w, m + q, d) - M(w, p, d) - M(w, q, d)}{2}. \quad (10)$$

В случае, когда смещения p и q равны, взаимную индуктивность параллельных сегментов разной длины можно найти по формуле (11).

$$M_{\text{dts}}(w, l, m, d) = M \left(w, \frac{l+m}{2}, d \right) - M \left(w, \frac{|l-m|}{2}, d \right). \quad (11)$$

Для случая расположения проводников на одной линии со смещением (рис. 1в) взаимная индуктивность рассчитывается по формуле:

$$M_{\text{ol}}(w, l, m, x) = M_{\text{dts}} \left(w, l, m, x + \frac{l+m}{2} \right). \quad (12)$$

Для случая, изображенного на рис. 1г взаимная индуктивность будет рассчитываться по формуле:

$$M_{\text{olx}}(w, l, m, d, x) = \frac{M(w, l + m + x, d) + M(w, x, d) - M(w, l + x, d) - M(w, m + x, d)}{2}. \quad (13)$$

III. НОВЫЕ ФОРМУЛЫ РАСЧЕТА ИНДУКТИВНОСТИ
 СИММЕТРИЧНЫХ КВАДРАТНЫХ КАТУШЕК

Для получения аналитических формул расчета индуктивности симметричных катушек был модифицирован метод декомпозиции топологии катушки. Предложенный метод заключается в разбиении топологии катушки на части (внутренний неполный виток, полные витки, выводы), нахождении полных индуктивностей каждой части и взаимных индуктивностей между частями. Декомпозиция топологии симметричной квадратной катушки представлена на рис. 2. Для расчета полных индуктивностей каждой частей они разбиваются на прямоугольные сегменты.

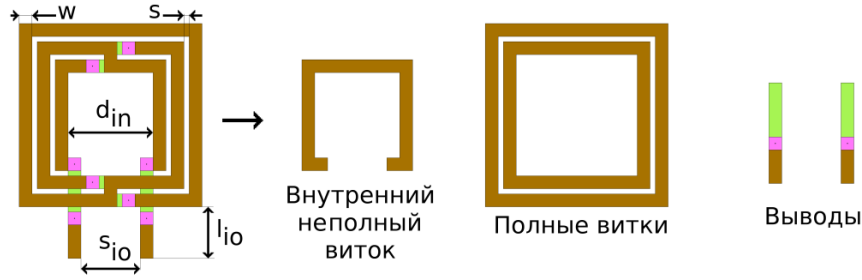


Рис. 2. Декомпозиция топологии симметричной квадратной катушки

Для нахождения собственной индуктивности сегментов выведены формулы расчета внутреннего диаметра (14) и длины сегментов (15) i -го витка катушки.

$$D(i) = d_{in} + 2 \cdot (i - 1) \cdot (w + s), \quad (14)$$

$$l_{seg}(i) = D(i) + w, \quad (15)$$

где d_{in} – внутренний диаметр катушки, w – ширина витка, s – зазор между витками.

Во внутреннем неполном витке есть короткие сегменты, которые рассчитываются по формуле (16). Полная длина выводов рассчитываются по формуле (17).

$$l_{sh} = \frac{d_{in} + w - s_{io}}{2}, \quad (16)$$

$$l_{io_full} = l_{io} + w + (N - 1) \cdot (w + s), \quad (17)$$

где s_{io} – расстояние между выводами, l_{io} – длина выводов за пределами катушки.

Расстояние между параллельными сегментами одного i -го витка равно $l_{seg}(i)$, тогда полная индуктивность полного i -го витка будет рассчитываться по формуле (18), индуктивность внутреннего неполного витка – по формуле (19), полная индуктивность выводов – по формуле (20).

$$L_{coil}(i) = 4 \cdot L_s(w, l_{seg}(i), t) - 4 \cdot M(w, l_{seg}(i), l_{seg}(i)), \quad (18)$$

$$L_{in} = 3 \cdot L_s(w, l_{seg}(1), t) + 2 \cdot L_s(w, l_{sh}, t) + 2 \cdot M_{ol}(w, l_{sh_par}, l_{sh_par}, s_{io} + w) - 2 \cdot M(w, l_{seg}(1), l_{seg}(1)) - 4 \cdot M_{dt}\left(w, l_{seg}(1), l_{sh}, l_{seg}(1), \frac{d_{in} + w + s_{io}}{2}, 0\right), \quad (19)$$

$$L_{io} = 2 \cdot L_s(w, l_{io_full}, t) - 2 \cdot M(w, l_{io_full}, s_{io} + w). \quad (20)$$

Взаимная индуктивность полных i -го и n -го витков рассчитывается по формулам (21–23). При $i=n$:

$$M_{coils}(i, n) = 0.$$

$$M_{coils}(i, n) = 8 \cdot M_{dts}(w, l_{seg}(i), l_{seg}(n), d_{pos}(i, n)) - 8 \cdot M_{dts}(w, l_{seg}(i), l_{seg}(n), d_{neg}(i, n)), \quad (21)$$

$$d_{pos}(i, n) = (i - n) \cdot (w + s), \quad (22)$$

$$d_{neg}(i, n) = D(\min(i, n)) + w + d_{pos}, \quad (23)$$

где d_{pos} – расстояние между сегментами разных витков с положительной взаимной индуктивностью, d_{neg} – с отрицательной.

Взаимная индуктивность i -го полного витка и неполного внутреннего витка:

$$M_{in}(i) = 6 \cdot M_{dts}(w, l_{seg}(i), l_{seg}(1), d_{pos}(i, 1)) + 4 \cdot M_{dt}(w, l_{seg}(i), l_{sh}, d_{pos}(i, 1), p(i), q(i)) - 6 \cdot M_{dts}(w, l_{seg}(i), l_{seg}(1), d_{neg}(i, 1)) - 4 \cdot M_{dt}(w, l_{seg}(i), l_{sh}, d_{neg}(i, 1), p(i), q(i)) \quad (24)$$

$$p(i) = (i - 1) \cdot (w + s), \quad (25)$$

$$q(i) = l_{seg}(i) - l_{sh} - p(i), \quad (26)$$

где $p(i)$, $q(i)$, – смещения коротких отрезков внутреннего неполного витка относительно сегментов i -го полного витка (рис. 16).

Взаимная индуктивность между i -ым витком (в том числе внутренним) и выводами:

$$M_{io}(i) = 2 \cdot M_{olx}(l_{seg}(i), l_{io_full}, d_{io_pos}(i), x_{io}(i)) - 2 \cdot M_{olx}(l_{seg}(i), l_{io_full}, d_{io_neg}(i), x_{io}(i)), \quad (27)$$

$$d_{io_pos}(i) = \frac{D(i) - s_{io} - w}{2}, \quad (28)$$

$$d_{io_neg}(i) = D(i) - d_{io_pos}(i), \quad (29)$$

$$x_{io}(i) = (1 - i) \cdot (w + s), \quad (30)$$

где $d_{io_pos}(i)$ – расстояние между выводами и сегментами i -го витка с положительной взаимной индуктивностью, $d_{io_neg}(i)$ – с отрицательной, $x_{io}(i)$ – смещение сегментов.

В результате применения модифицированного метода декомпозиции топологии получена формула полной индуктивности симметричной катушки квадратной формы:

$$L_{ind} = L_{in} + L_{io} + M_{io}(1) + \sum_{i=2}^N \left[L_{coil}(i) + M_{in}(i) + M_{io}(i) + \sum_{n=2}^N \left(\frac{M_{coils}(i, n)}{2} \right) \right]. \quad (31)$$

Параметрами расчета индуктивности планарной симметричной квадратной катушки по предложенным формулам (14–31) являются: w – ширина витков; s – зазор между витками; d_{in} – внутренний диаметр; N – количество витков; t – толщина металлизации катушки; s_{io} – расстояние между выводами; l_{io} – длина выводов за пределами катушки.

IV. ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ПРЕДЛОЖЕННЫХ ФОРМУЛ

Для оценки точности полученных формул расчета индуктивности были произведены 3D электромагнитные моделирования симметричных квадратных катушек индуктивности с различными параметрами методом конечных элементов в САПР Advanced Design System (ADS). Для исключения влияния паразитных элементов моделирования проходили в идеализированном технологическом процессе: слой металлизации и переходные отверстия – идеальные проводники, подложка отсутствует, в качестве диэлектрика используется воздух. На рис. 3 представлено сравнение погрешностей расчета индуктивности по полученным формулам и ранее опубликованным формулам относительно результатов моделирования.

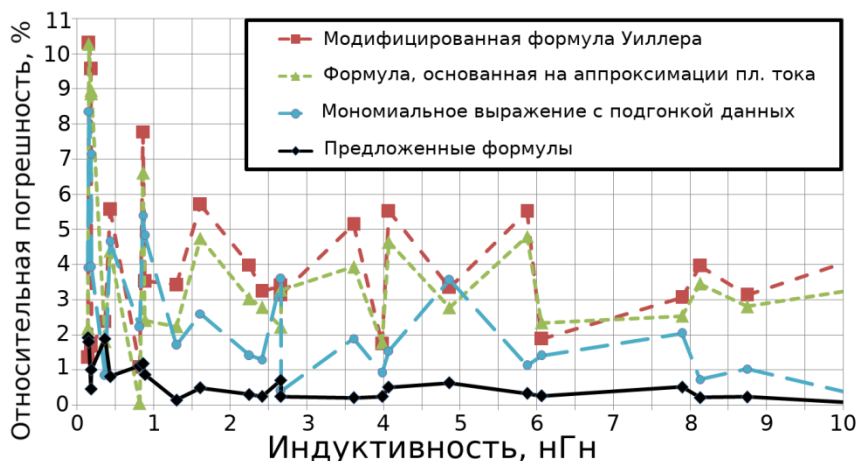


Рис. 3. Сравнение погрешностей формул расчета индуктивности катушки

Видно, что предложенные формулы имеют погрешности не более 2% для номиналов 0.1...1.0 нГн и не более 1% для номиналов 1...10 нГн. При этом погрешности ранее опубликованных формул превышают 10% при малых номиналах индуктивностей.

V. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложен модифицированный метод декомпозиции топологии катушки, заключающийся в разбиении топологии катушки на части (внутренний неполный виток, полные витки, выводы), нахождении полных индуктивностей каждой части и взаимных индуктивностей между частями. На основе предложенного метода получены аналитические формулы расчета индуктивности планарных симметричных катушек квадратной формы. Установлено, что погрешности предложенных формул не превышают 2% для номиналов катушек от 100 пГн до 10 нГн.

Выведенные формулы были использованы при разработке моделей интегральных катушек индуктивности, реализованные в качестве программ на языках Spectre и Mathcad, которые были верифицированы путем измерений АЧХ LC-фильтров, выполненных в технологическом процессе SiGe 130 нм. Это подтверждает высокую точность предложенных формул.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Danesh M., Long J. R. Differentially Driven Symmetric Microstrip Inductors // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2002. Vol. 50, no. 1. P. 332–341.
2. Chen Ji, Liou J. J. Improved and Physics-Based Model for Symmetrical Spiral Inductors // IEEE Transactions on Electron Devices. 2006. Vol. 53, no. 6. P. 1300–1309.
3. Fino M. H. Using an Integrated Inductor Model in Qucs // Proceedings of the 21st International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES) (Lublin, Poland, 19–21 June 2014). IEEE, 2014. P. 66–69.

4. Zolog M., Pitica D., Pop O. Characterization of Spiral Planar Inductors Built on Printed Circuit Boards // 30th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE) (Cluj-Napoca, Romania, 9–13 May 2007). IEEE, 2007. P. 308–313.
5. Han B., Tian Z., Wang D. Analysis of Scalable Two-p Equivalent-Circuit Model for On-Chip Spiral Inductors // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. 2015. Vol. 25, no. 2. P. 93–100.
6. Mohan S. S., Hershenson M. del Mar, Boyd S. P., Lee T. H. Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 1999. Vol. 34, no. 10. P. 1419–1424.
7. Koutsoyannopoulos Y. K., Papananos Y. Systematic Analysis and Modeling of Integrated Inductors and Transformers in RF IC Design // IEEE Transactions on Circuits and Systems. II. Analog and Digital Signal Processing. 2000. Vol. 47, no. 8. P. 699–713. DOI: 10.1109/82.861403.
8. Chen Ji, Liou J. J. On-Chip Spiral Inductors for RF Applications: An Overview // Journal of Semiconductor Technology and Science. 2004. Vol. 4. P. 149–167.
9. Shaltout A. H., Gregori S. Optimizing the Inductance Time-Constant Ratio of Polygonal Integrated Inductors // 61st International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS) (Windsor, ON, Canada, 5–8 August 2018). IEEE, 2018. P. 448–451.
10. Hsu Heng-Ming, Chang Jen-Zien, Chien Hung-Chi. Coupling Effect of On-Chip Inductor With Variable Metal Width // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2007. Vol. 17, no.7. P. 498–500.

УДК 621.396

DOI: 10.25206/2310-9793-2023-11-4-10-16

**ВЛИЯНИЕ ГЕОМЕТРИИ МЕЖБЛОЧНЫХ СОЕДИНЕНИЙ
СЛОЖНЫХ КОНФИГУРАЦИЙ НА ЭЛЕКТРОМАГНИТНУЮ СОВМЕСТИМОСТЬ
В ПОЛЕВЫХ МОБИЛЬНЫХ КОМПЛЕКСАХ КВ-ДИАПАЗОНА**

**INFLUENCE OF GEOMETRY OF CABLE INTERCONNECTIONS
OF COMPLEX CONFIGURATIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY
IN THE FIELD MOBILE HF COMMUNICATION COMPLEXES**

Т. Б. Клименко

Омский научно-исследовательский институт приборостроения, г. Омск, Россия

T. B. Klimenko

Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering, Omsk, Russia

Аннотация. В статье рассмотрены влияния геометрических параметров (расстояния между кабелями, радиусы сгиба кабелей) участков межблочных соединений более сложных конфигураций: изгибов кабельной трассы, ответвлений от общей трассы, на динамику образования наведенных помех. Приведены зависимости значений взаимной индуктивности и наведенной емкости от величины радиусов сгиба и расстояния между проводниками для рассматриваемых конфигураций участков трасс для магнитных и электрических полей.

Ключевые слова: межблочные соединения, помехи, индуктивная и емкостная паразитные связи, полевые мобильные комплексы.

Abstract. The influence of geometric parameters (distances between cables, bend radii of cables) of sections of cable connections of more complex configurations: bends of cable route, branches from the route, on the values of induced interference is considered. The dependences of the values of parasitic inductance and induced capacity on the values of bending radii and distance between conductors for configurations of cable route for magnetic and electric fields are given.

Keywords: cable interconnections, interference, inductive and capacitive connections, field mobile complexes.

I. ВВЕДЕНИЕ

При нарушении целостности экранов при изготовлении и монтаже эффективность экранирования проводников межблочных соединений существенно снижается. Согласно [1], растягивание, сдавливание, перегиб кабелей приводит к изменению и разрушению конструкций экранов и появлению источников и приемников помех в виде экранированных кабелей. В [2] отмечается, что для обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) необходимо рассматривать наихудший случай – отсутствие экранов у кабелей.

Особенность распространения помех в КВ-диапазоне и полевых мобильных комплексах в том, что расстояния между блоками аппаратуры характерны преимущественно для ближней зоны, и целесообразно рассмотреть наведение помех индуктивной и емкостной связями на проводники отдельно для магнитной и для электрической составляющих поля. В полевых мобильных комплексах КВ-связи насчитывается около двухсот межблочных соединений. В зависимости от компоновки и плотности размещения аппаратуры межблочные соединения могут быть простых и сложных конфигураций. В [3] описаны влияния геометрических параметров межблочных соединений простых формообразований (линейная параллельная прокладка кабелей и расположение кабелей под углом друг к другу) на образование наведенных помех.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Цель работы – определить влияние геометрии более сложных конфигураций межблочных соединений на способность проводников кабелей образовывать и принимать наведенные помехи.

Задача исследования заключается в получении зависимостей наведенных помех от геометрических параметров: длины и радиусов гибки проводников, расстояния между проводниками.

III. ТЕОРИЯ

Наведенная индуктивная связь возникает в магнитном поле между токовыми контурами и характеризуется величиной взаимной индуктивности M_{12} в общем случае, выраженной двойным интегрированием элементов длин участков проводников этих контуров, см. формулу (1) [4]:

$$M_{12} = \frac{\mu_0}{4\pi} \iint_{l_1 l_2} \frac{dl_1 \cdot dl_2 \cdot \cos \theta}{r}, \quad (1)$$

где μ_0 – магнитная постоянная, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м;

l_1 и l_2 – длины участков контуров 1 и 2 соответственно;

dl_1 и dl_2 – элементы участков контуров 1 и 2 соответственно;

r – расстояние между элементами dl_1 и dl_2 ;

θ – угол между элементами dl_1 и dl_2 .

Наведенная емкостная связь возникает в электрическом поле между рядом идущими проводниками. Определение значения наведенной емкости носит более сложный характер, чем нахождение взаимной индуктивности. Применяя формулу (2), можно оценить величину наведенной емкости C_{12l} [5] на единицу длины:

$$C_{12l} \approx \epsilon \mu / L_l, \quad (2)$$

где L_l – индуктивность линии, состоящей из проводников 1 и 2 на единицу длины l ;

ϵ – диэлектрическая проницаемость среды,

μ – магнитная проницаемость среды.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ТЕОРЕТИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

1. Взаимная индуктивность прямолинейного проводника и проводника идущего по дуге

На рис. 1а схематично показан участок межблочного соединения, состоящего из прямолинейного проводника 1 (траектория BR) и проводника 2, идущего по дуге ρ с центром в точке O и составляющего четверть круга радиусом R. На рис. 1 обозначены: dl – элемент длины проводника 1; $d\theta$ – элемент длины проводника 2; MA – касательная к дуге через середину $d\theta$ (точка A); X – центр элемента dl , а также точка наблюдения на проводнике 1; D – расстояние между центрами элементов dl и $d\theta$; θ – угол, образованный касательной MA и проводником 1.

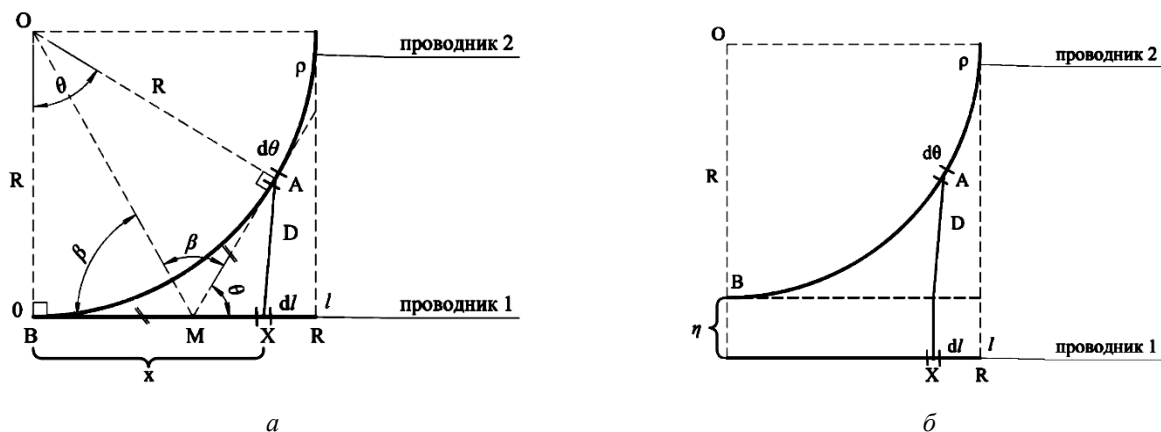


Рис. 1. Прямолинейный проводник 1 и проводник 2, изогнутый по дуге

С помощью дополнительных построений на рис. 1а и введения дополнительного угла β , используя свойства параллельных прямых, перевода декартовых координат в полярные и определений синуса и косинуса угла, умножив синус и косинус углов θ и β , и применив теорему косинусов, найдены: подынтегральная функция $f(\rho)$ для частного рассматриваемого случая формулы (1) и расстояние D между элементами длин проводников 1 и 2, см. формулу (3). Взаимная индуктивность проводника 1 и 2 на расстоянии x от точки отсчета B имеет вид:

$$M_{12} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^R dl \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{f(\rho) \cdot \cos \theta}{D} d\theta = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^R dl \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\sin 2\theta \cdot R}{D} d\theta = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^R dl \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\sin 2\theta \cdot R}{\sqrt{2\left(\frac{R \cos \beta}{\cos \theta/2}\right)^2 + x^2 - 2x \frac{R \cos \beta}{\cos \theta/2} - 2 \frac{R \cos \beta}{\cos \theta/2} \cos \theta \left(x - \frac{R \cos \beta}{\cos \theta/2}\right)}} d\theta, \quad (3)$$

где $\beta = \frac{180^\circ - \theta}{2}$

Чтобы рассмотреть влияние расстояния между проводниками участка межблочных соединений, введем параметр η – расстояние удаления проводника 1 и 2 одинаковое на всем промежутке, см. рис.1б и формулу (4):

$$M_{12} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^R dl \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\sin 2\theta \cdot R}{\eta + \sqrt{2\left(\frac{R \cos \beta}{\cos \theta/2}\right)^2 + x^2 - 2x \frac{R \cos \beta}{\cos \theta/2} - 2 \frac{R \cos \beta}{\cos \theta/2} \cos \theta \left(x - \frac{R \cos \beta}{\cos \theta/2}\right)}} d\theta, \quad (4)$$

где $\beta = \frac{180^\circ - \theta}{2}$.

На рис. 2 изображены найденные значения взаимной индуктивности проводников M_{12} в конкретном положении точки наблюдения X . Сплошной кривой обозначена взаимная индуктивность при радиусе дуги проводника 2 $R=20$ см, прерывистой кривой обозначена взаимная индуктивность при радиусе дуги проводника 2 $R=15$ см при значении расстояния между проводниками $\eta = 0.3$ м.

Для оценки влияния радиуса дуги проводника 2 на формирование взаимной индуктивности с проводником 1 рассмотрены два варианта (см. рис. 3а и рис. 3б): первый как на рис. 1 – длина линейного проводника равна радиусу сгиба проводника 2 и второй – длина проводника 1 больше радиуса сгиба проводника 2.

Для оценки взаимной индуктивности M_{12} примем значения $R=0.2$ м, $R_1=0.15$ м, $l=0.2$ м. Взаимная индуктивность сложных контуров, т. е. второго варианта, согласно [4], равна сумме взаимных индуктивностей каждого участка проводника 1 с каждым участком проводника 2. Достаточно определить несколько слагаемых, чтобы сравнить значения M_{12} для обоих вариантов, см. табл. I, где индексы соответствуют номерам участков рис. 3. $M_{56}=M_{35}=M_{45}= 0$, т. к. участки перпендикулярны [3]. M_{24} определена из формулы (4), M_{13} определена из [3].

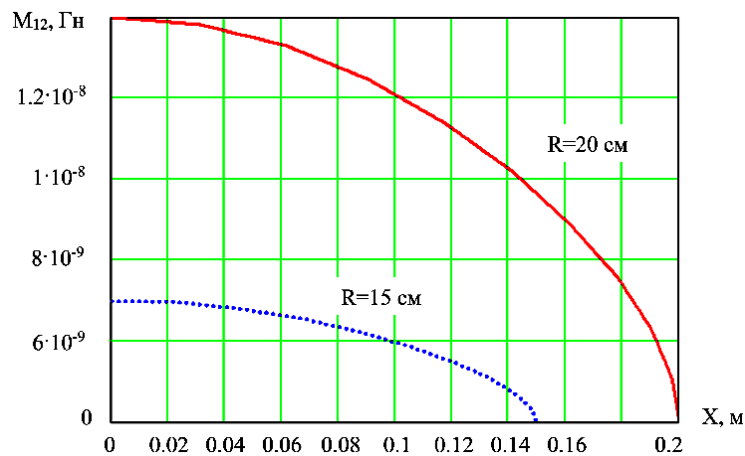


Рис. 2. Взаимная индуктивность прямого проводника и проводника, изогнутого по дуге

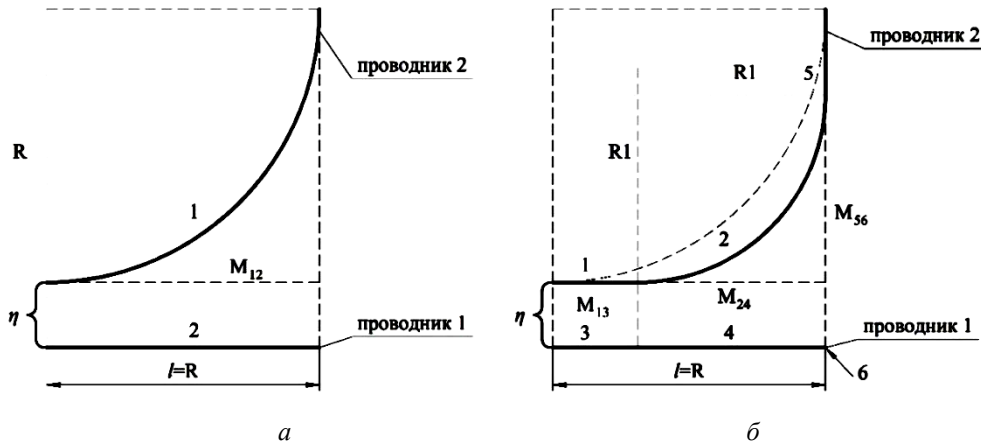


Рис. 3. Рассматриваемые варианты геометрии и расположения проводников

ТАБЛИЦА I
ВЗАИМНАЯ ИНДУКТИВНОСТЬ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ЗНАЧЕНИЯХ РАССТОЯНИЯ η

| Расстояние η, м | Взаимная индуктивность, Гн | | | |
|-----------------|----------------------------|-----------------------------------|------------------------|------------------------|
| | Вариант 1-ый | Вариант 2-ой | | |
| | M ₁₂ | M ₁₃ + M ₂₄ | M ₁₃ | M ₂₄ |
| 0.05 | 1.6·10 ⁻⁸ | 3.9·10 ⁻⁸ | 2.650·10 ⁻⁸ | 1.250·10 ⁻⁸ |
| 0.30 | 8.0·10 ⁻⁹ | 1.878·10 ⁻⁸ | 1.387·10 ⁻⁸ | 5.000·10 ⁻⁹ |
| 0.80 | 4.0·10 ⁻⁹ | 1.017·10 ⁻⁸ | 7.806·10 ⁻⁹ | 2.368·10 ⁻⁹ |

Анализ показал, что при равной прямолинейной длине рассматриваемых участков, взаимная индуктивность больше в случае, когда проводники протяженнее идут параллельно с меньшим радиусом изогнутого проводника.

2. Взаимная индуктивность проводников, идущих по дугам разных радиусов с центром в одной точке

Для определения влияния геометрии при изгибе межблочных соединений также рассмотрены два варианта, см. рис. 4. Подынтегральная функция изогнутого проводника определена аналогично, как в предыдущем случае, тогда взаимную индуктивность можно определить по формуле (5):

$$M_{12} = \frac{\mu_0}{4\pi} \iint_{\varphi_1 \varphi_2} \frac{f(\rho_1) d\varphi_1 f(\rho_2) d\varphi_2 \cos \theta}{\eta} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} R ((\cos \varphi_1)^2 + (\sin \varphi_1)^2) d\varphi_1 \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{(R+\eta)((\cos \varphi_2)^2 + (\sin \varphi_2)^2)}{\eta} d\varphi_2, \quad (5)$$

где ρ1 и ρ2 – проводники 1 и 2 соответственно;

dφ1 и dφ2 – элементы длин проводников 1 и 2 соответственно;

η – расстояние между центрами элементов dφ1 и dφ2;

φ1, φ2 – углы, образующие сектора дуг проводников 1 и 2, θ – угол между элементами dφ1 и dφ2, cos θ = 1.

На рис. 5. изображена найденная зависимость взаимной индуктивности M₁₂ для первого варианта (рис. 4а) от значения расстояния η между двумя проводниками, изогнутыми по дуге с разными значениями радиусов.

Значения взаимной индуктивности проводников 1 и 2 для первого варианта определены по найденной формуле (5). Для второго варианта найдено расстояние η₃₂, η₂₆ между центрами участков 2 и 3; 2 и 6, тогда:

$$\eta_{32} = \eta_{26} = \sqrt{(R1 + \eta + l/2)^2 + (\sqrt{2(R1 + \eta)^2 - R1^2} - R1)^2} - \sqrt{2(R1 + \eta + l/2)(\sqrt{2(R1 + \eta)^2 - R1^2} - R1)},$$

и

$$M_{32} = M_{26} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^{R1} dl \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\sqrt{2} \sin \varphi R1}{\eta_{32}} d\varphi \quad (6)$$

Пусть $R=0.2$ м, $l=0.05$ м. Значения взаимной индуктивности первого варианта (рис. 4а), второго варианта (рис. 4б) занесены в табл. II. Для сравнения определено достаточно слагаемых: $M_{53}=M_{16}=0$ (для перпендикулярных участков), M_{24} определена из формулы (5), $M_{13}=M_{56}$ рассчитаны по [3], $M_{32}=M_{26}$ см. формулу (6).

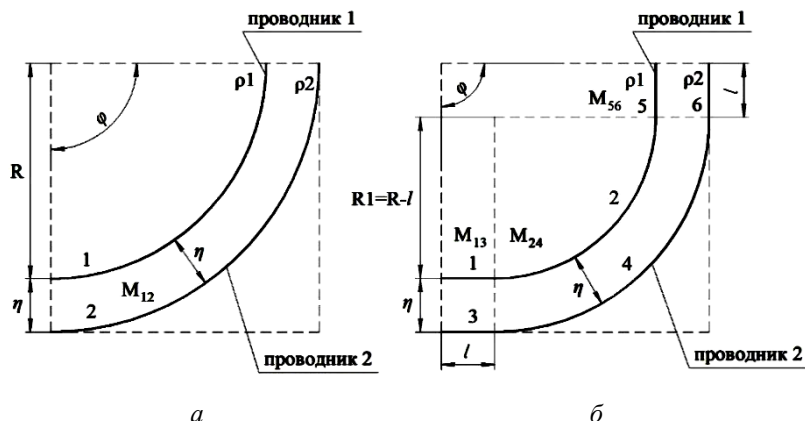


Рис. 4. Рассматриваемые варианты геометрии и расположения проводников

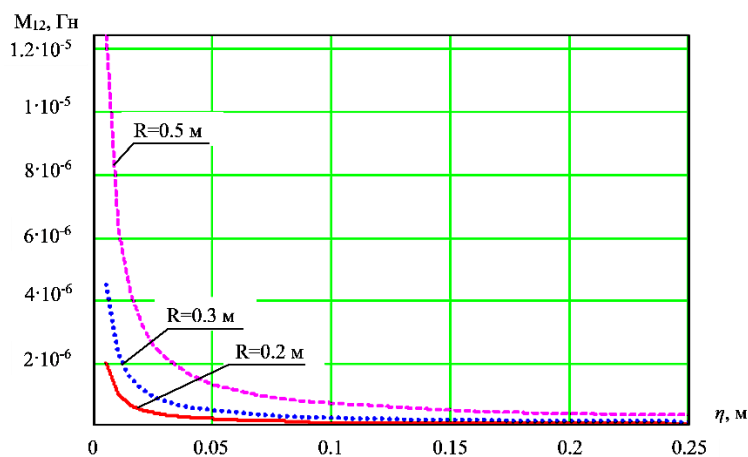


Рис. 5. Взаимная индуктивность двух проводников, изогнутых по дуге

ТАБЛИЦА II
ВЗАИМНАЯ ИНДУКТИВНОСТЬ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ЗНАЧЕНИЯХ РАССТОЯНИЯ η

| Расстояние η , м | Взаимная индуктивность, Гн | | | | |
|-----------------------|----------------------------|-----------------------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
| | Вариант 1-ый | Вариант 2-ой | | | |
| | M_{12} | $M_{13}+M_{56}+M_{24}+M_{32}+M_2$ | $M_{32}=M_{26}$ | $M_{13}=M_{56}$ | M_{24} |
| 0.05 | $2.467 \cdot 10^{-7}$ | $2.253 \cdot 10^{-7}$ | $1.215 \cdot 10^{-8}$ | $2.650 \cdot 10^{-8}$ | $1.48 \cdot 10^{-7}$ |
| 0.30 | $8.225 \cdot 10^{-8}$ | $9.39 \cdot 10^{-8}$ | $5.323 \cdot 10^{-9}$ | $1.387 \cdot 10^{-8}$ | $5.552 \cdot 10^{-8}$ |
| 0.80 | $6.169 \cdot 10^{-8}$ | $6.415 \cdot 10^{-8}$ | $2.294 \cdot 10^{-9}$ | $7.806 \cdot 10^{-9}$ | $4.368 \cdot 10^{-8}$ |

Рассмотренные варианты показали, что при увеличении радиуса сгиба проводника, идущего по внешней траектории прокладки трассы и расстояния между проводниками, взаимная индуктивность будет уменьшаться.

3. Наведенная емкость прямолинейного проводника и проводника, идущего по дуге, а также участка проводников, идущих по дугам разных радиусов с центром в одной точке

Зависимости значений наведенной емкости C_{12} проводника 1 и 2, изображенных на рис. 1б от значений радиуса сгиба R проводника 2 и расстояний η между проводниками найдены используя формулы (2), (7–9) [4], для M_{12} формулу (4) (см. рис. 6а):

$$L = L_1 + L_2 + 2M_{12}, \quad (7)$$

$$L_1 = \frac{\mu_0^{-1}}{2\pi} \left(\ln \frac{2l}{r} - 0,75 \right), \quad (8)$$

$$L_2 = \frac{\mu_0}{2\pi} \left(R \left[\varphi (\ln 8R - 2) - 4I + 4 \sin \frac{\varphi}{2} \right] - l_2 \cdot \ln r \right), \quad (9)$$

где L_1, L_2 – индуктивности линейного проводника 1 длиной $l=R$ и идущего по дуге проводника 2 длиной $l_2 = \pi R/2$ соответственно;

r – сечение проводников, на рис. 6 $r = 4 \text{ мм}^2$;

φ – угол, образующий дугу проводника 2;

I – коэффициент, зависящий от значения угла φ . $I = 0,7529$ [4] при $\varphi = 90^\circ$.

Зависимости значений наведенной емкости C_{12} проводника 1 и 2, изображенных на рис. 4а от значений радиусов сгиба R проводника 1, $R+\eta$ проводника 2 и расстояний η между ними определены из формул (2), (7), (9) [4], для индуктивностей, идущих по дугам проводников 1 и 2, и формулы (5) для M_{12} , (см. рис. 6б).

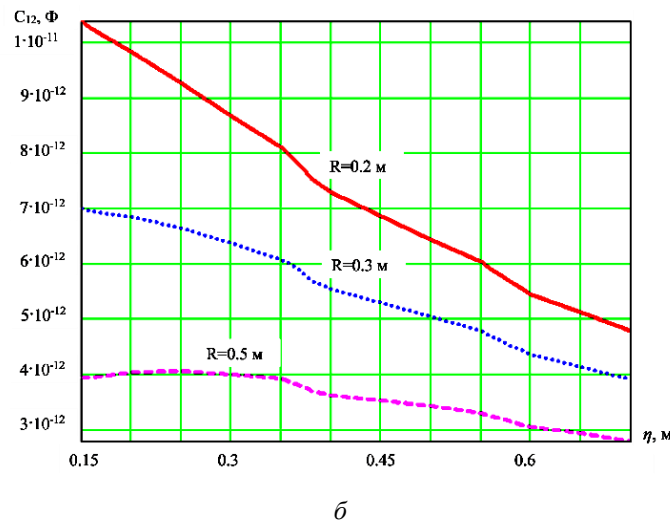
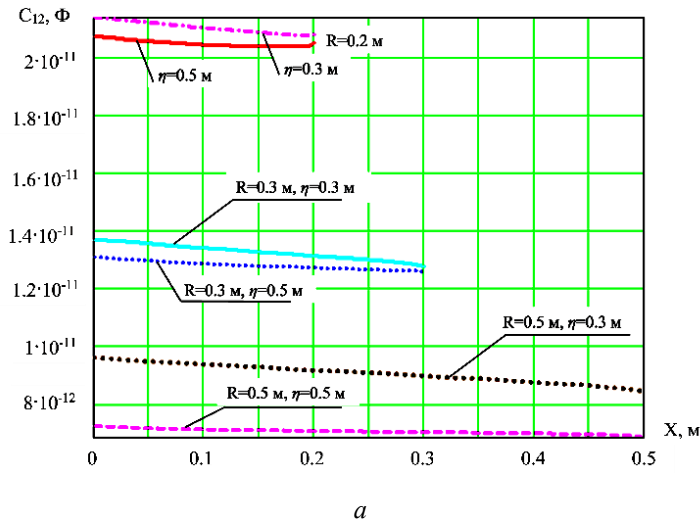


Рис. 6. Наведенная емкость между проводниками прямолинейным и радиальным проводником (а), наведенная емкость между проводниками, идущими по дугам разных радиусов (б)

Согласно рис. 6а, наведенная емкость возрастает при уменьшении радиуса проводника 2, расстояния между прямым и изогнутым проводниками, согласно рис. 6б, наведенная емкость растёт при снижении значений радиуса сгиба проводника внутренней траектории и уменьшении расстояний между проводниками.

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Результаты полученных зависимостей имеют практическую значимость и могут быть использованы для обеспечения ЭМС при проектировании кабельных трасс в полевых мобильных комплексах КВ-диапазона.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Найденные зависимости влияния геометрических параметров (длины и расстояния между проводниками, радиусов гибки) межблочных соединений сложной конфигурации на значения взаимной индуктивности и наведенной емкости, при разрушении экранов кабелей, показали, что для снижения влияния помех, необходимо:

- Согласно табл. I и рис. 6а, при ответвлениях кабелей от общей трассы, кабели-приемники и кабели-источники помех разносить на большие расстояния и сгибать с максимальным возможным радиусом.
- Согласно табл. II, и рис. 6б, при повороте трассы кабелей увеличивать расстояния между разными группами кабелей и увеличивать внешние радиусы сгиба трассы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Armstrong K. Design Techniques for EMC. Part 2. Cables and Connectors. Stafford. Cherry Clough Consultants, 2007. 17 p.
2. Morrison R. Grounding and shielding: Circuits and interference. Hoboken, New Jersey : John Wiley & Sons, 2007. 206 p.
3. Клименко Т. Б. Влияние геометрии проводников на электромагнитную совместимость в аппаратной полевых мобильных комплексов КВ-диапазона // Техника радиосвязи. 2023. № 2 (57). С. 20–30.
4. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей : справ. кн. 3-е изд., перераб. и доп. Л. : Энергоатомиздат. Ленингр. отд-е, 1986. 488 с.
5. Иоссель Ю. Я., Кочанов Э. С., Струнский М. Г. Расчет электрической емкости. 2-е изд., перераб. и доп. Л. : Энергоиздат, 1981. 288 с.

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ИНТЕГРАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С БОЛЬШИМ КОЭФФИЦИЕНТОМ УСИЛЕНИЯ ДЛЯ МИКРОСХЕМЫ МГНОВЕННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ

HIGH GAIN BROADBAND INTEGRATED AMPLIFIER FOR INSTANTANEOUS FREQUENCY MEASUREMENT IC

А. Н. Ляшук, П. И. Пузырев, С.А. Завьялов, Ж. Б. Садыков
Омский государственный технический университет, г. Омск, Россия

A. N. Lyashuk, P. I. Puzyrev, S. A. Zavyalov, Z. B. Sadykov
Omsk State Technical University, Omsk, Russia

Аннотация. В статье описывается проектирование широкополосного интегрального усилителя-ограничителя. Приводятся результаты моделирования разработанной топологии усилителя в технологическом процессе GaAs 150 нм с коэффициентом усиления свыше 80 дБ. Отличительной особенностью усилителя является реализация по многокаскадной структуре, которая за счет высокоэффективного однокаскадного усилителя позволяет наращивать коэффициент усиления и получать усилитель с усилением десятки децибел. Усилитель обладает большим перекрытием по частоте в диапазоне от 1 до 8 ГГц. В отличие от реализации подобных решений на выводных компонентах предложенное схемно-топологическое решение для микросхемы позволяет заметно сократить массогабаритные параметры.

Ключевые слова: усилитель-ограничитель, широкополосный усилитель, мгновенное измерение частоты, усилитель GaAs, интегральный усилитель.

Abstract. The article describes the design of a broadband integrated amplifier-limiter. The results of simulation of the developed amplifier topology in the GaAs 150 nm process with a gain of over 80 dB are presented. A distinctive feature of the amplifier is the implementation of a multi-stage structure, which allows you to increase the gain and get an amplifier with a gain of tens of decibels. The amplifier has a large frequency band in the range from 1 to 8 GHz. In contrast to the implementation of such solutions on lumped components, the proposed IC topology can significantly reduce the weight and size parameters.

Keywords: limiting amplifier, broadband amplifier, instantaneous frequency measurement, GaAs amplifier, integrated amplifier.

1. ВВЕДЕНИЕ

Анализ литературных источников показал, что описание интегральных усилителей-ограничителей (УО), реализованных в технологическом процессе GaAs на рНЕМТ транзисторах практически отсутствуют, нередко проблематика моделирования радиочастотных свойств связана с моделями транзисторов и методик [1–6]. УО, как правило, реализуют в виде отдельных функциональных модулей [7–10]. Обусловлено это прежде всего тем, что подобный усилитель обладает очень большим коэффициентом усиления и содержит очень много каскадов усиления. Поэтому одной из важнейших характеристик является стабильность коэффициента усиления в широкой полосе частот, которая для современных устройств, где применяется УО, может достигать нескольких октав. Поэтому часто структуры УО реализуют, распределяя усиление и (или) ограничение и ослабление [11]. Такая конфигурация позволяет более оптимально сформировать передаточную характеристику УО и оптимизировать такие, в том числе важные характеристики, как уровень выше гармоник и величину мало сигнального подавления.

УО предназначен для работы в составе системы мгновенного измерения частоты (МИЧ). Несмотря на то что история измерения мгновенного измерения частоты и уходит в 1950-е годы [12], принцип работы, за-

дачи и узловые требования не изменились. Одной из наиболее часто используемых структур МИЧ является структура на основе линии задержки, которая позволяет заметно упростить требования к быстродействию аналого-цифровых преобразователей [7, 13]. Одним из ключевых элементов МИЧ является частотный дискриминатор [2, 9, 14] (ЧД), недостатком которого является неспособность работать с большим динамическим уровнем сигналов, поступающих из радиоэфира [15, 16]. Поэтому необходимо обязательное уменьшение динамического диапазона входного сигнала на входе ЧД. Другой проблемой в работе ЧД частоты является то, что для корректного определения частоты на входе должен присутствовать только полезный сигнал, поэтому УО должен обладать способностью подавлять мешающие сигналы. Поэтому актуальной является задача проектирования УО, который бы обеспечивал большой коэффициент усиления со сверхмалой неравномерностью коэффициента усиления в широкой полосе частот.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

На рис. 1 приведены характеристики идеального и реального УО. Динамический диапазон УО начинается примерно с 1 дБ точки компрессии усилителя. В отличие от идеального у реального УО переход не является жёстким, а имеет некоторую сглаженность. Значение точки компрессии, то есть вместо перегиба над амплитудой характеристики (АХ) определяется во многом чувствительностью ЧД. Требования к данной величине определяется рабочим диапазоном частот МИЧ. Так, в [17, 18] показано, что для МИЧ на линиях задержки при полосе канала 30 МГц и учете только теплового шума чувствительность будет ограничена на уровне -69 дБм. Необходимо отметить, что данный уровень очень сильно зависит от того, по какой структуре реализована система измерения частоты. Поэтому при проектировании топологии реального УО важным является структура УО, которая позволяла бы наращивать единицы и (или) десятки децибел усиления для регулирования нижнего уровня динамического диапазона УО без ухудшения радиочастотных характеристик всего усилителя.

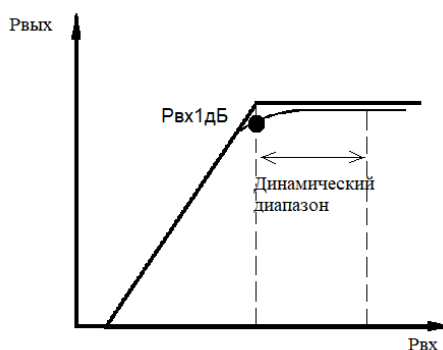


Рис. 1. АХ идеального и реального УО

III. ТЕОРИЯ

Структурная схема УО показана на рис. 2. Усилитель состоит из N идентичных усилителей с коэффициентом усиления примерно 8 дБ каждый. Данное значение коэффициента относительно легко реализуется на одиночном транзисторе в широкой полосе частот и является «дискретом» в общей структуре. Одним из основных требований к «дискрету» является требование к КСВ по входу и выходу не более 1.4 в рабочей полосе частот для каскадирования. Такая топология УО позволяет с минимальными затратами выполнить разработку УО с необходимым фиксированным коэффициентом усиления, а при введении коммутации отдельных «дискретов» – реализовать регулировку динамического диапазона УО.

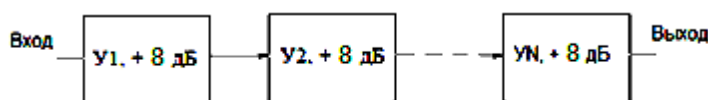


Рис. 2. Структура многокаскадного УО

Выходной сигнал УО при работе в режиме ограничения можно описать математическим выражением на основе модели УО, состоящего из жесткого ограничителя и полосового фильтра [19, 20]:

$$s(t) = U_1 \cos(2\pi f_1 t) + \frac{U_2}{2} \cos(2\pi f_2 t) - \frac{U_2}{2} \cos[2\pi(2f_1 - f_2)t], \quad (1)$$

где сигналы с частотами и амплитудами f_1 и U_1 (полезным сигналом) и f_2 и U_2 (мешающим сигналом) соответственно подаются на вход усилителя. Данная модель может быть использована для определения величины малосигнального подавления, которое следует ожидать на выходе УО. В соответствии с выражением (1), малосигнальное подавление составляет 6 дБ. Гарантировать большее подавление в широкой полосе частот является весьма сложной задачей [21].

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Для реализации усилителя с коэффициентом усиления порядка 80...90 дБ была разработана топология модуля усилителя с усилением 40...45 дБ каждый (рис. 3). Для каждого усилительного каскада (или «дискрета» выведена отдельная клемма для подключения питания Упит1...Упит5).

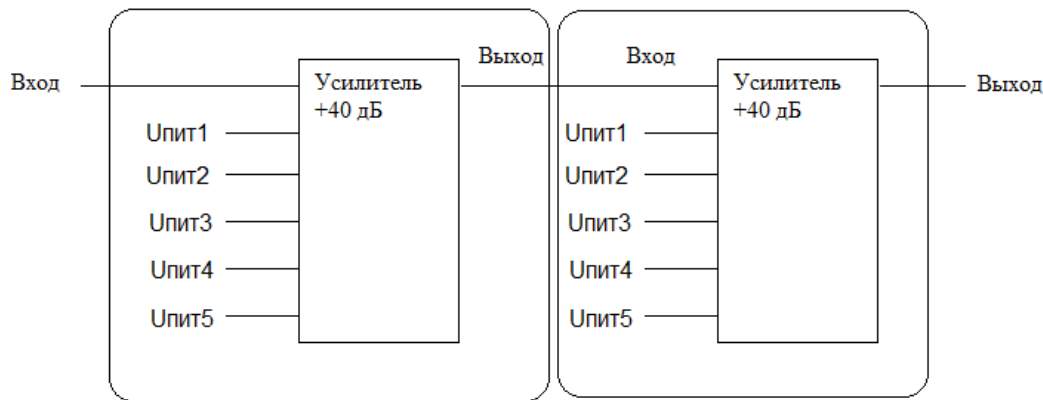


Рис. 3. Структурная схема УО с коэффициентом усиления порядка 80 дБ

На рис. 4 приведена топология модуля усилителя УО (для $N=5$, рис. 2), а на рис. 5 – схема электрическая принципиальная «дискрета». УО реализован на рНЕМТ транзисторах, ширина и количество затворов – 90 мкм и 4 соответственно. В силу того, что усилитель обладает очень большим коэффициентом усиления для уменьшения вероятности самовозбуждения, топология вытянута в «линейку», где наибольший размер (длина) составляет 5500 мкм, а ширина – 800 мкм. В полосе пропускания 1...8.5 ГГц изменение коэффициента передачи примерно 5.5 дБ (рис. 6а), наихудшее значение КСВ 1.8 наблюдается по выходу на частоте среза 8.5 ГГц (рис. 6б). Зависимости коэффициентов устойчивости УО от частоты показаны на рис. 7. Для оценки схемы как «безусловно устойчивая», коэффициент К-фактор (StabFact1, рис. 7а) должен быть больше 1, а дополнительный коэффициент устойчивости $B1 > 0$ (StabMeas1, рис. 7б). Коэффициент шума усилителя в полосе не превышает 5.2 дБ (рис. 8а). Уровень выходной мощности в режиме ограничения 7...12 дБм (рис. 8б).

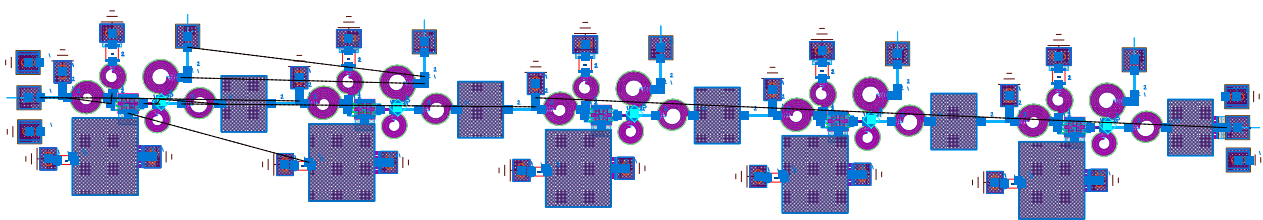


Рис. 4. Топология УО 5-ти каскадного модуля УО

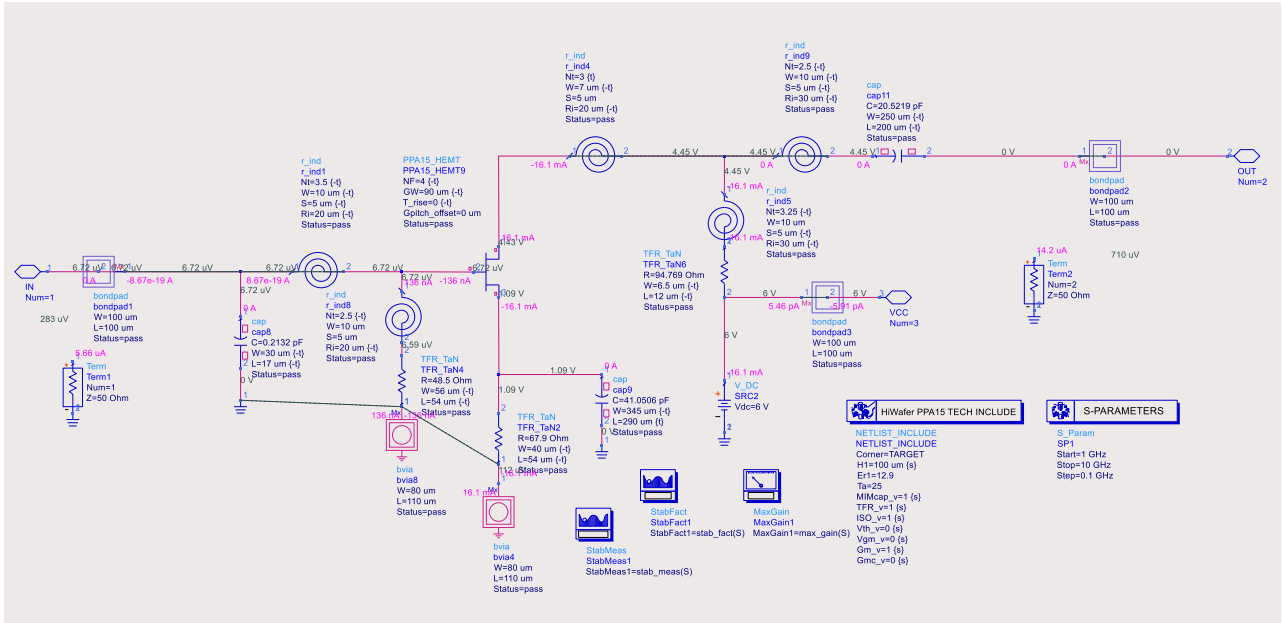


Рис. 5. Схема электрическая принципиальная «дискрета»

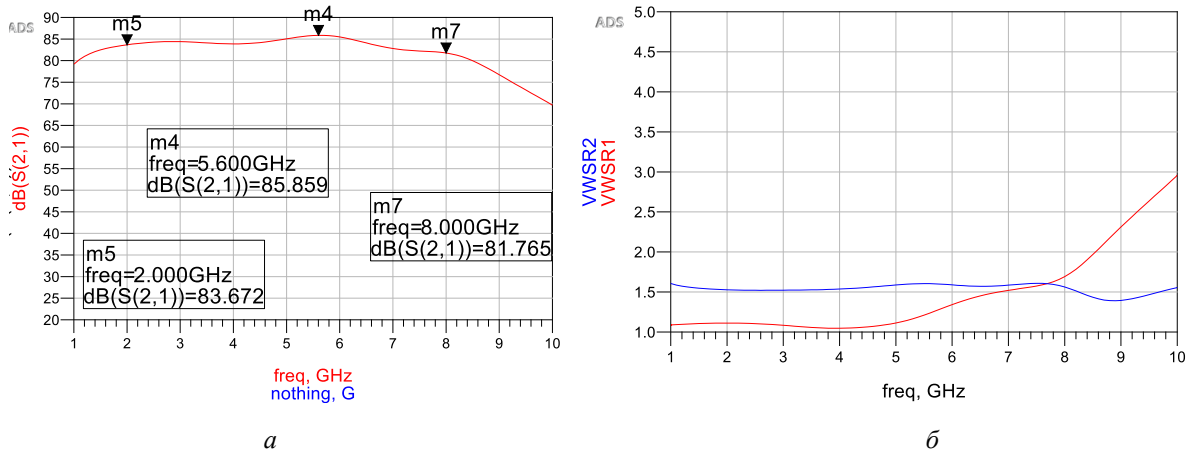


Рис. 6. Зависимость коэффициента усиления от частоты (а) КСВ по входу и выходу (б) для топологии

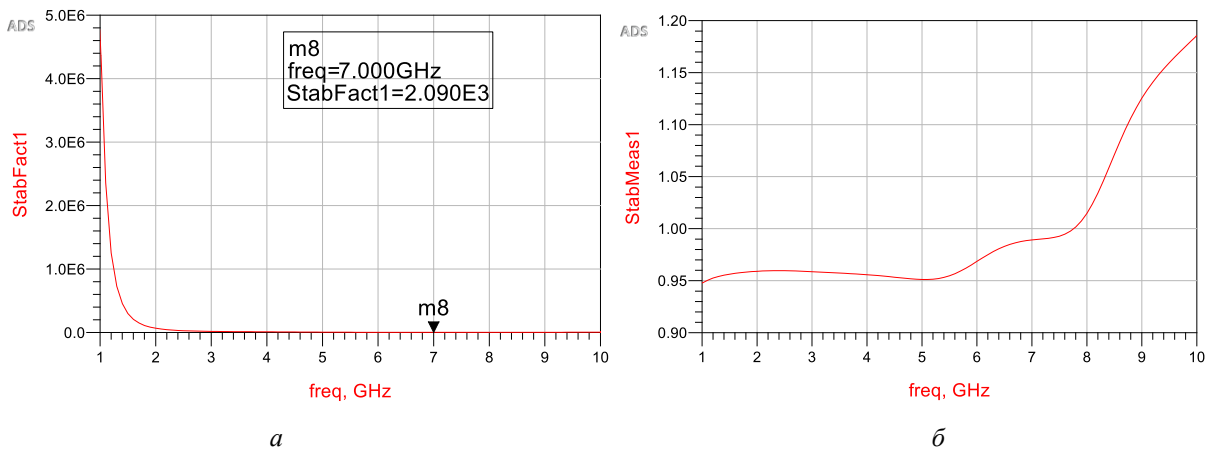


Рис. 7. Коэффициент устойчивости К (а) коэффициент стабильности B1 (б); должно быть – $K>1$, $B1>0$

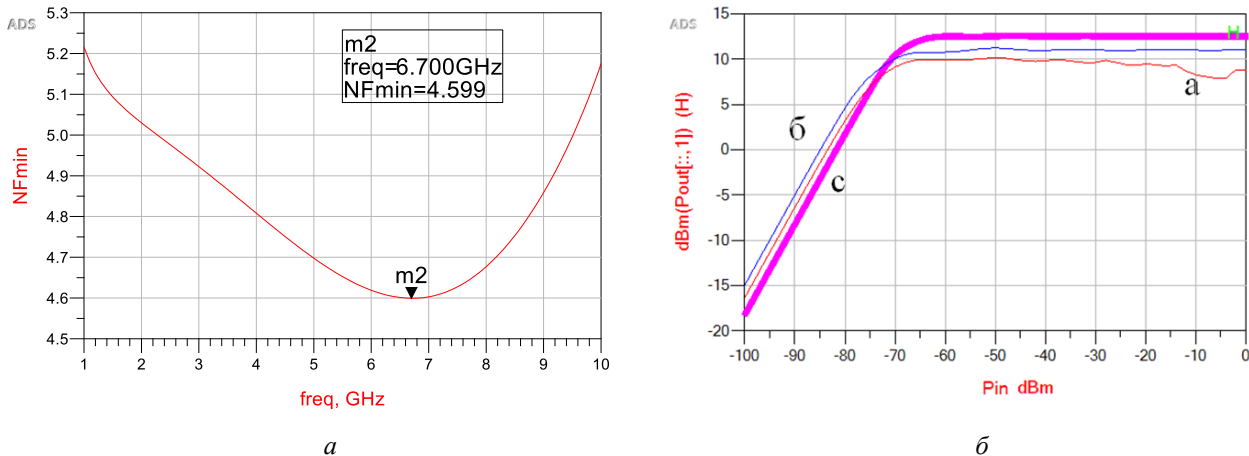


Рис. 8. Коэффициент шума в полосе (а) и амплитудные характеристики на частотах (б):
а – 2 ГГц, б – 5 ГГц, с – 8 ГГц

V. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанная топология УО в технологическом процессе GaAs 150 мкм позволяет реализовать микросхему УО с высоким коэффициентом усиления в диапазоне частот 1...8 ГГц и обеспечить разный уровень начала ограничения в соответствии с требуемым значением чувствительности для частотного дискриминатора благодаря гибкой структуре УО, а минимальный шаг по регулировке чувствительности соответствует коэффициенту усиления одного усилителя 8 дБ. Изменение уровня мощности на выходе в ограничении в рабочем диапазоне частот примерно ± 2 дБ. Коэффициент шума УО не превышает 5.2 дБ с минимальным значением 4.6 дБ на частоте 6.7 ГГц.

Отдельное исследование необходимо для поведения УО у области верхней границы динамического диапазона при работе в низкочастотной части рабочего диапазона частот 1...8 ГГц, что заметно на графиках амплитудных характеристик. Разработанная топология микросхемы при сокращении числа усилителей до одного или двух может быть использована в качестве сверхширокополосного малощумящего усилителя на входе микросхемы МИЧ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Wakimoto T., Akazawa Y., Kawarada K. 4-GHz band GaAs monolithic limiting amplifier // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 1986. Vol. 21, no. 7. P. 1103–1108.
2. Tajima K., Kawakami K., Kagohara A., Itoh K. Phase noise effect on frequency measurement error of IFM receivers // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Baltimore, MD, USA, 7–12 June 1998). IEEE, 1998. Vol. 3. P. 1815–1818.
3. Su Yu, Jiang D. Digital Instantaneous Frequency Measurement of a Real Sinusoid Based on Three Sub-Nyquist Sampling Channels // Mathematical Problems in Engineering. 2020. Vol. 2020. P. 1–11. DOI: 10.1155/2020/5089761.
4. Helms D., Komiak J. J., Egtvedt M., Jacomb-Hood A. Wideband very fast set-on receiver // 12th Annual Symposium on Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) (New Orleans, LA, USA, 7–10 October 1990). IEEE, 1990. P. 291–294.
5. East P. W. Design techniques and performance of digital IFM // IEE Proceedings, Part F. Communications, Radar and Signal Processing. 1982. Vol. 129, no. 3. P. 154–163.
6. Saul P. H., Urquhart J. S. A Broadband GaAs Limiting Amplifier // ESSCIRC-82: Eighth European Solid-State Circuits Conference (Brussels, Belgium, 22–24 September 1982). IEEE, 1982. P. 134–136.
7. Rahimpour H., Masoumi N. Design and Implementation of a High-Sensitivity and Compact-Size IFM Receiver // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 2019. Vol. 68, no. 7. P. 2602–2609. DOI: 10.1109/TIM.2018.2866312.
8. Auffray D., Lacombe J. A. Wide band filter IFM // 20th European Microwave Conference (Budapest, Hungary, 9–13 September 1990). IEEE, 1990. P. 1777–1781.

9. Kus J. Instantaneous Frequency Measuring Receiver for L band // International Conference on Microwaves, Radar & Wireless Communications (Krakow, Poland, 22–24 May 2006). IEEE, 2006. P. 1156–1159. DOI: 10.1109/MIKON.2006.4345392.
10. Rahimpour H., Masoumi N., Keshani S., Safavi-Naeini S. A High Frequency Resolution Successive-Band Shifted Filters Architecture for a 15-bit IFM Receiver // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2019. Vol. 67, no. 5. P. 2028–2035. DOI: 10.1109/TMTT.2019.2904259.
11. Winter A., Cornwell J. Wideband High Dynamic Range Limiting Amplifier. Technical article. Analog Devices. URL: <https://www.mpdigest.com/2016/04/25/wideband-high-dynamic-range-limiting-amplifier/> (date accessed: 14.07.2023).
12. Robinson S. J. Comment on «Broadband Microwave Discriminator» (Correspondence) // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1964. Vol. 12, no. 2. P. 255–256.
13. East P. W. Fifty years of instantaneous frequency measurement // IET Radar, Sonar & Navigation. 2012. Vol. 6, no. 2. P. 112–122.
14. Rutkowski A., Stadnik H. IFM receiver based on microwave frequency discriminator that uses rat-race directional couplers // 22nd International Microwave and Radar Conference (MIKON) (Poznan, Poland, 14–17 May 2018). IEEE, 2018. P. 646–648. DOI: 10.23919/MIKON.2018.8405314.
15. Khalid M. R., Jawad M., Abid M., Waqar S. A Novel Approach for Robust Instantaneous Frequency Measurement of Simultaneous Complex Signals // 17th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST) (Islamabad, Pakistan, 14–18 January 2020). IEEE, 2020. P. 627–632.
16. Gruchaila-Węsierski H., Czyżewski M., Słowik A. The performance of the IFM receiver in a dense signal environment // 18-th International conference on microwaves, radar and wireless communications (Vilnius, Lithuania, 14–16 June 2010). IEEE, 2010. P. 1–4.
17. Kvachev M. A., Puzyrev P. I., Semenov K. V. Research of Instantaneous Frequency Measurement Receiver // Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics) (Omsk, Russia, 10–12 November 2020) / Omsk State Technical University. IEEE, 2020. P. 1–5. DOI: 10.1109/Dynamics50954.2020.9306185.
18. Sullivan W. B. Instantaneous frequency measurement receivers for maritime patrol // J. Electronic Defense, 2002. Vol. 25, no. 10. P. 55–62.
19. Neethling M. A broadband microwave limiting amplifier : Thesis presented in partial fulfilment of the requirements for the degree of Master of Science in Engineering at the University of Stellenbosch. Stellenbosch, 2004. 266 p.
20. Max J. Envelope Fluctuations in the Output of a Bandpass Limiter // IEEE Transactions on Communication Technology. 1970. Vol. 18, no. 5. P. 597–605.
21. Virdee A. S., Virdee B. S. Broadband Limiting Amplifier for Instantaneous Frequency Measurement System // European Microwave Conference (Manchester, UK, 10–15 September 2006). IEEE, 2006. P. 216–219.

**ВЛИЯНИЕ РЕЖИМОВ СИНТЕЗА
НА ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОМПОЗИТОВ
НА ОСНОВЕ МНОГОСТЕННЫХ УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК
И ОКСИДА МАРГАНЦА, ЛЕГИРОВАННОГО ОКСИДОМ СЕРЕБРА**

**EFFECT OF SYNTHESIS MODES
ON ELECTROCHEMICAL CHARACTERISTICS OF COMPOSITES
BASED ON MULTI-WALLED CARBON NANOTUBES
AND MANGANESE OXIDE DOPED WITH SILVER OXIDE**

С. Н. Несов^{1,2}, Ю. А. Стенькин², С. А. Матюшенко^{1,2}, И. А. Лобов^{1,2}, К. Е. Ивлев², А. М. Бадамшин¹

¹Омский государственный технический университет, г. Омск, Россия

²Омский научный центр СО РАН, г. Омск, Россия

S. N. Nesov^{1,2}, Yu. A. Stenkin², S. A. Matushenko^{1,2}, I. A. Lobov^{1,2}, K. E. Ivlev², A. M. Badamshin¹

¹Omsk State Technical University, Omsk, Russia

²Omsk Scientific Center SB RAS, Russia, Omsk, Russia

Аннотация. В работе получены и исследованы перспективные электродные материалы для асимметричных суперконденсаторов на основе многостенных углеродных нанотрубок и оксида марганца, легированного оксидом серебра. Для формирования композитов применялся метод экспозиции углеродного материала в водном растворе перманганата калия с добавлением нитрата серебра в различных количествах. Установлено, что увеличение количества нитрата серебра в процессе формирования композита приводит к увеличению массовой загрузки композита, как оксидом серебра, так и оксидом марганца, что обеспечивает более высокие электрохимические характеристики материала. Максимальная удельная емкость композита с повышенным содержанием марганца и серебра составила около 146 и 65 Ф/г при плотностях тока разряда 0.1 и 1.0 А/г соответственно. Высокие емкостные характеристики композита обеспечиваются сочетанием электрохимической активности оксида марганца и низкого электросопротивления оксида серебра.

Ключевые слова: суперконденсаторы, композиты, углеродные нанотрубки, оксид марганца, оксид серебра, удельная ёмкость.

Abstract. In this work, promising electrode materials for asymmetric supercapacitors based on multi-walled carbon nanotubes and manganese oxide doped with silver oxide were obtained and studied. To form the composites, the method of exposure of carbon material in an aqueous solution of potassium permanganate with the addition of silver nitrate in various quantities was used. It has been established that an increase in the amount of silver nitrate during the formation of the composite leads to an increase in the mass loading of the composite with both silver oxide and manganese oxide, which provides higher electrochemical characteristics of the material. The maximum specific capacity of the composite with a high content of manganese and silver was about 146 and 65 F/g at discharge current densities of 0.1 and 1.0 A/g, respectively. The high capacitive characteristics of the composite are ensured by a combination of the electrochemical activity of manganese oxide and the low electrical resistance of silver oxide.

Key words: supercapacitors, composites, carbon nanotubes, manganese oxide, silver oxide, specific capacity.

I. ВВЕДЕНИЕ

Суперконденсаторы (СК) в настоящее время широко используются в приборостроении, электронике и автомобилестроении. В первую очередь СК применяются там, где требуется сочетание высокой плотности мощности и стабильности характеристик при многократных циклах заряда-разряда. Также СК применяются в качестве источников питания для импульсных излучателей, приводов, электронных замков [1]. На основе суперконденсаторов разработаны интерфейсные устройства для сглаживания колебаний мощности электросетей, возникающих в момент пиковых нагрузок [1, 2]. В системах накопления энергии, получаемой за счет нестабильной работы ветрогенераторов или фоточувствительных панелей, также применяются СК, поскольку они способны эффективно накапливать заряд при низкой плотности тока, а также менее чувствительны к превышению напряжения заряда по сравнению с аккумуляторами [1, 3].

В классическом СК с углеродными электродами накопление энергии происходит за счет формирования двойного электрического слоя (ДЭС) на границе контакта электродного материала с электролитом, поэтому такие СК называют двойнослойными [4]. Если один или оба электрода СК содержат активный компонент, на поверхности которого при взаимодействии с электролитом протекают обратимые окислительно-восстановительные реакции (ОВР), то такие СК называют псевдоконденсаторами [4]. В качестве активных компонентов применяют оксиды различных переходных металлов [4, 5]. Теоретические значения удельной емкости оксидов Ru, Mn, V в несколько раз превосходят значения емкости углеродных материалов, применяемых в двойнослойных СК. Однако практическое применение оксидов металлов в СК ограничивается их высоким электросопротивлением [5]. Оптимальным решением в данном случае является формирование композитов с использованием углеродных материалов, обладающих высокой электропроводностью. Углеродные нанотрубки (УНТ), имеющие кроме низкого удельного сопротивления еще и высокую механическую прочность при относительно низкой плотности, являются подходящей матрицей для распределения в ней оксидов металлов [5, 6]. Оксид марганца (MnO_2) имеет высокое теоретическое значение удельной емкости (более 1300 Ф/г) и при этом является доступным и экологически безопасным материалом [6]. Композиты на основе УНТ и оксидов марганца показывают высокие характеристики при использовании в качестве электродного материала для СК с водными электролитами [5, 6]. В [7] показано, что дополнительно повысить электрохимические характеристики оксида марганца можно путем его легирования различными металлами, обладающими высокой электропроводностью.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Целью работы являлось получение и исследование структуры и электрохимических характеристик композитов на основе многостенных углеродных нанотрубок и оксида марганца, легированного оксидом серебра, в зависимости от условий их формирования. Для этого был проведен сравнительный анализ структуры и состава композитов, полученных путем экспозиции МУНТ в водном растворе $KMnO_4$ и $AgNO_3$ с различным массовым содержанием последнего. Также было исследовано изменение удельной емкости полученных композитов в зависимости от плотности тока разряда.

III. ТЕОРИЯ

Формирование композитов проводилось путем длительной экспозиции МУНТ в водном растворе перманганата калия с добавлением различного количества нитрата серебра. Растворы для формирования композитов содержали 75 мл дистиллированной воды, 1 г $KMnO_4$ и 50 мг (Композит-1) либо 100 мг (Композит-2) $AgNO_3$. В данные растворы добавлялось по 500 мг МУНТ, предварительно обработанных в 0.5М HNO_3 в течение 5 мин для повышения гидрофильности. Экспозиция МУНТ в растворах проводилась при температуре 60°C. Время экспозиции в случае раствора с содержанием 50 мг нитрата серебра (Композит-1) составляло 48 часов, в случае раствора с содержанием 100 мг нитрата серебра (Композит-2) – 24 часа. Полученные таким образом композиты многократно промывались дистиллированной водой, а затем сушились при давлении ~1 Па и температуре 80°C в течение 6 ч. Для формирования композитов применялись коммерческие МУНТ (производство ИК СО РАН, Новосибирск), синтезированные по методике, представленной в [8]. Диаметр МУНТ составлял 7-7.5 нм, удельная площадь поверхности ~360 м²/г.

Анализ структуры и состава полученных композитов проводился с применением растровой электронной микроскопии (РЭМ) с использованием микроскопа JEOL 6610 LV с приставкой для элементного энергодисперсионного анализа (ЭДА) INCA-350.

Для анализа электрохимических характеристик полученных композитов на их основе были подготовлены электроды. В качестве связующего применялся поливинилденфторид (ПВДФ), который добавлялся к композитам в количестве 10 масс.%. Для растворения ПВДФ использовался 1-метил-2-пирролидон. Полученная суспензия с помощью валика раскатывалась в пластинку толщиной ~ 100 мкм. Далее пластинка сушилась при давлении ~ 1 Па и температуре 90°C в течение 6 ч. После этого из пластинки с помощью скальпеля были получены прямоугольные электроды с размерами 10×15 мм. Для сравнения по такой же методике был подготовлен электрод на основе МУНТ, использованных при формировании композитов. Анализ удельной емкости полученных электродов проводился методом гальваностатического заряда-разряда с применением потенциостата-гальваностата Elins P-40X (Россия). Измерения выполнялись по трехэлектродной схеме с применением стандартного хлорсеребряного электрода сравнения. В качестве электролита применялся $1\text{M Na}_2\text{SO}_4$. Удельная емкость (C_s , Ф/г) определялась по разрядным кривым как произведение плотности тока разряда (I , А/г) на время разряда (t , с), отнесенное к диапазону потенциала (0.8 В). Анализ электрохимического поведения материалов электродов проводился с применением метода циклической вольтамперометрии (ЦВА).

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ И ОБСУЖДЕНИЕ

На рис. 1 представлены РЭМ-изображения полученных композитов. Анализ изображений при различном увеличении показал, что композиты обладают схожей морфологией. Основной объем композитов представлен пористой “сетью” МУНТ, покрытых слоями оксидов металлов с наличием достаточно крупных (с размерами до нескольких микрометров) агломератов, которые, предположительно, являются частицами оксида марганца, легированного оксидом серебра. Результаты элементного ЭДА-анализа композитов, проведенного в областях, отмеченных на рис. 1а и 1б, приведены в таблице 1. Видно, что содержание серебра в составе Композита-2 (~ 3.8 ат.%), более чем в три раза превосходит содержание серебра в составе Композита-1 (~ 0.9 ат.%). Количество марганца также практически на 25% выше в составе Композита-2, а содержания калия, напротив, несколько ниже по сравнению с Композитом-1.

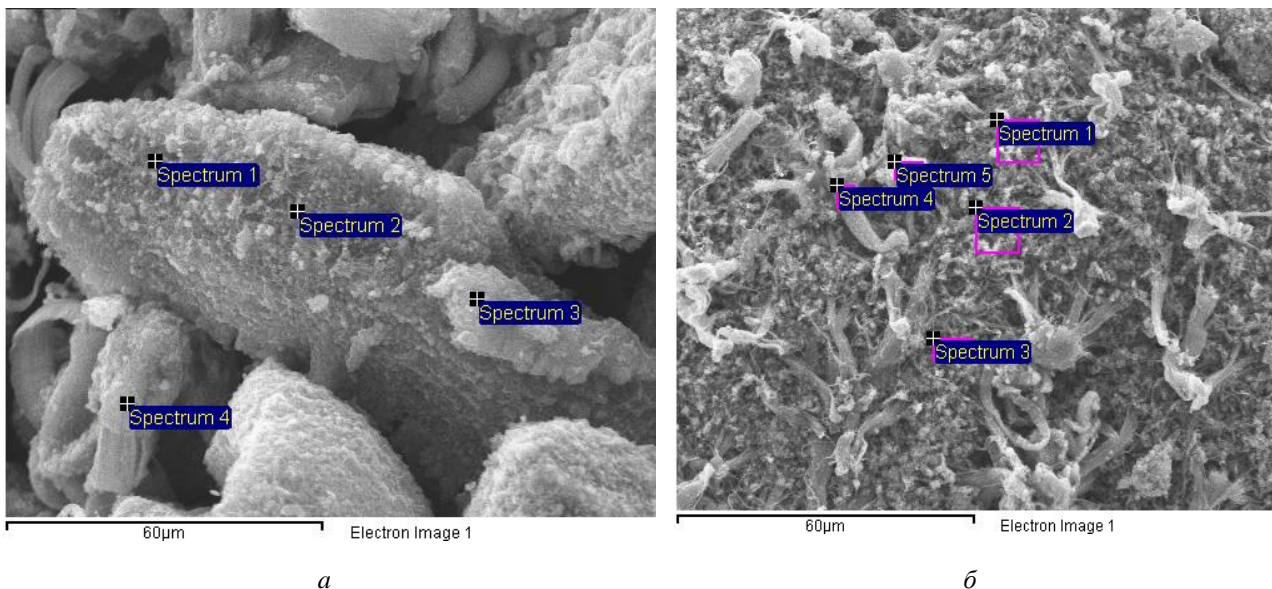


Рис. 1. РЭМ-изображения композитов:
 а – Композит-1; б – Композит-2
 (на рисунках отмечены области,
 в которых был проведен элементный ЭДА)

ТАБЛИЦА 1
ЭЛЕМЕНТНЫЙ СОСТАВ КОМПОЗИТОВ ПО ДАННЫМ ЭДА

| Композит-1 | | | | | |
|------------------|---------------------|------|------|-----|-----|
| Номер точки | Концентрация, ат. % | | | | |
| | С | О | Мn | Ag | К |
| 1 | 38.4 | 40.6 | 15.9 | 0.8 | 4.3 |
| 2 | 32.2 | 42.2 | 19.4 | 0.9 | 5.2 |
| 3 | 32.4 | 45.5 | 16.8 | 0.8 | 4.5 |
| 4 | 27.1 | 49.5 | 17.9 | 1.0 | 4.5 |
| Среднее значение | 32.6 | 44.4 | 17.5 | 0.9 | 4.6 |
| Композит-2 | | | | | |
| Номер точки | Концентрация, ат. % | | | | |
| | С | О | Мn | Ag | К |
| 1 | 42.8 | 29.8 | 21.3 | 3.5 | 2.6 |
| 2 | 43.3 | 29.1 | 21.2 | 3.6 | 2.8 |
| 3 | 39.6 | 29.9 | 22.5 | 4.4 | 3.6 |
| 4 | 43.9 | 28.6 | 22.0 | 3.0 | 2.5 |
| 5 | 34.2 | 31.3 | 26.0 | 4.5 | 4.0 |
| Среднее значение | 40.8 | 29.7 | 22.6 | 3.8 | 3.1 |

Результаты анализа электрохимических характеристик электродов представлены на рис. 2.

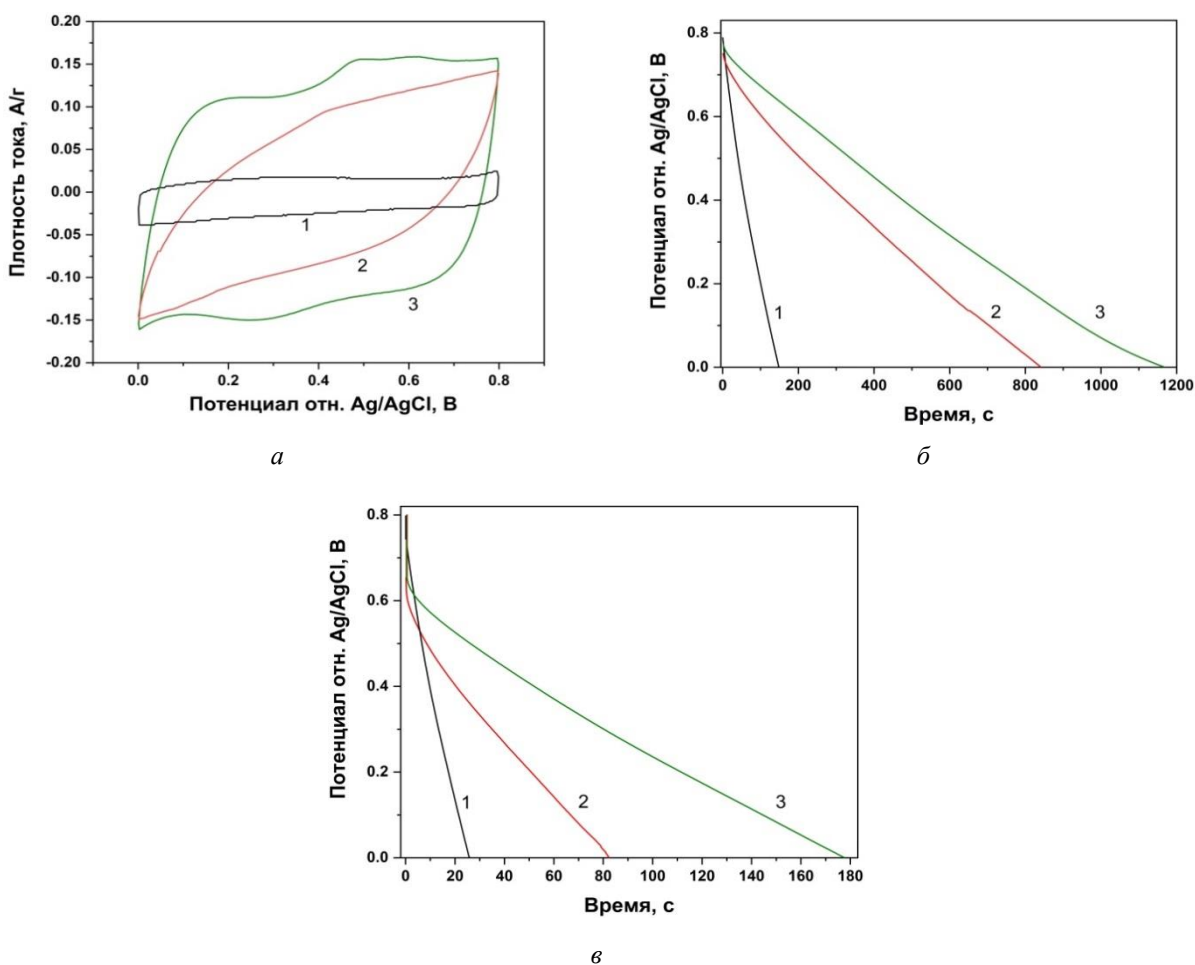


Рис. 2. Электрохимические характеристики электродов:
а – ЦВА-кривые, измеренные при скорости развертки потенциала 1 мВ/с; б и в – кривые гальваностатического разряда, измеренные при плотности тока 0.1 и 0.5 А/г соответственно (1 – электрод на основе МУНТ; 2 – электрод на основе Композита-1; 3 – электрод на основе Композита-2)

ЦВА-кривая электрода на основе МУНТ обладает квазипрямоугольной формой, что характерно для материалов, запасающих заряд за счет формирования ДЭС [9]. Из рис. 2а также видно, что площадь, ограниченная ЦВА-кривыми электродов на основе композитов (рис. 2а, кривые 2 и 3), значительно превышает площадь, которую ограничивает ЦВА-кривая электрода на основе МУНТ (рис. 2а, кривая 1). Это указывает на более высокую емкость композитов, которая обеспечивается протеканием обратимых окислительно-восстановительных реакций при взаимодействии оксида марганца с ионами электролита. Однако при этом ЦВА-кривая электрода на основе композита с меньшим содержанием серебра (рис. 2а, кривая 2) имеет эллипсоидную форму, что указывает на высокое электросопротивление материала. ЦВА-кривая электрода на основе Композита-2 (рис. 2а, кривая 3) обладает достаточно симметричной квазипрямоугольной формой, а также имеет достаточно интенсивные максимумы на зарядной и разрядной ветвях кривой. Это указывает на более высокую электропроводность материала, доступность поверхности электрода для ионов электролита, а также интенсивное протекание ОВР при взаимодействии электрода с электролитом [9]. Анализ кривых гальваностатического разряда показывает, что при плотности тока 0.1 А/г (рис. 2б) время разряда электрода на основе Композита-2 на ~20% превышает время разряда для электрода на основе Композита-1. При увеличении плотности тока разряда до 0.5 А/г время разряда электродов на основе композитов различается более чем в два раза (рис. 2в). Значения удельной емкости исследуемых электродов при различной плотности тока гальваностатического разряда представлены в таблице 2.

ТАБЛИЦА 2
УДЕЛЬНАЯ ЕМКОСТЬ ЭЛЕКТРОДОВ
ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ГАЛЬВАНОСТАТИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

| Материал электрода | Удельная емкость, Ф/г (при различной плотности тока разряда) | | |
|--------------------|---|---------|-------|
| | 0.1 А/г | 0.5 А/г | 1 А/г |
| МУНТ | 21.0 | 18.3 | 15.7 |
| Композит-1 | 107.3 | 51.5 | 20.8 |
| Композит-2 | 146.0 | 106.5 | 65.0 |

Видно, что максимальными значениями удельной емкости при всех значениях плотности тока разряда обладает электрод на основе композита с большей массовой загрузкой оксидами марганца и серебра (Композит-2). При увеличении плотности тока от 0.1 до 1.0 А/г удельная емкость электрода на основе композита с меньшим содержанием серебра (Композит-1) снижается на ~80%, тогда как снижение емкости для электрода на основе композита с большим содержанием серебра (Композит-2) составляет ~50% при аналогичном увеличении плотности тока разряда.

V. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе путем экспозиции МУНТ в водном растворе KMnO_4 с добавлением AgNO_3 синтезированы перспективные композитные материалы для применения при производстве электродов СК. Исследовано влияние условий синтеза на морфологию и состав композитных материалов. Методом ЭДА показано, что увеличение концентрации нитрата серебра в растворе при формировании композита обеспечивает заметное увеличение массовой загрузки композита оксидами марганца и серебра. С использованием метода ЦВА показано, что более высокая степень легирования композита серебром обеспечивает высокую электрохимическую активность поверхности и повышает электропроводность материала. По результатам гальваностатических измерений установлено, что удельная емкость электродов на основе полученных композитов (~146.0–107.0 Ф/г) в 5-7 раз превышает удельную емкость электродов на основе МУНТ (~21.0 Ф/г) при низких значениях плотности тока разряда (0.1 А/г). Однако при высокой плотности тока разряда (1.0 А/г) заметное преимущество в удельной емкости наблюдается только для композита с более высоким содержанием серебра. Полученные в работе результаты могут быть использованы при разработке эффективных электродных материалов для гибридных СК с водными электролитами.

ИСТОЧНИК ФИНАНСИРОВАНИЯ. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при поддержке программы развития Омского государственного технического университета (“Приоритет 2030”).

Авторы благодарят руководство Омского регионального центра коллективного пользования СО РАН за помощь в проведении исследований методом РЭМ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Şahin M. E., Blaabjerg F., Sangwongwanich A. A. Comprehensive Review on Supercapacitor Applications and Developments // *Energies*. 2022. Vol. 15, no. 3. P. 674.
2. Lee J. R., Boys J. T., Covic G. A. Improved Grid Dynamics Using a Localized Demand Control System // *IEEE Transactions on Smart Grid*. 2014. Vol. 5, no. 6. P. 2748–2756.
3. Liu S., Wei L., Wang H. Review on the reliability of supercapacitors in energy storage applications // *Applied Energy*. 2020. Vol. 27, no. 4. P. 115436. DOI:10.1016/j.apenergy.2020.115436.
4. Forouzandeh P., Kumaravel V., Pillai S. C. Electrode Materials for Supercapacitors: A Review of Recent Advances // *Catalysts*. 2020. Vol. 10, no. 9. P. 969.
5. Ren K., Liu Z., Wei T., Fan. Z. Recent Developments of Transition Metal Compounds-Carbon Hybrid Electrodes for High Energy/Power Supercapacitors // *Nano-Micro Lett*. 2021. Vol. 13, no. 1. P. 129.
6. Wu D., Xie X., Zhang Y. [et al.]. MnO₂/Carbon Composites for Supercapacitor: Synthesis and Electrochemical Performance // *Frontiers in Materials*. 2020. Vol. 7. P. 2. DOI: 10.3389/fmats.2020.00002.
7. Kim J. H., Choi C., Lee J. M. [et al.]. Ag/MnO₂ Composite Sheath-Core Structured Yarn Supercapacitors // *Scientific reports*. 2018. Vol. 8, no. 1. P. 13309.
8. Romanenko A. I., Anikeeva O. B., Buryakov T. I. [et al.]. Electrophysical properties of multiwalled carbon nanotubes with various diameters // *Physica Status Solidi. B*. 2009. Vol. 246, no. 11–12. P. 2641–2644.
9. Conway B. E. *Electrochemical Supercapacitors: Scientific Fundamentals and Technological Applications*. Springer Science & Business Media, 2013. 698 p.

**ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ
МУЛЬТИСПЕКТРАЛЬНОГО ДАТЧИКА ДЛЯ КОНТРОЛЯ ТЕМПЕРАТУРЫ
В ПРОИЗВОДСТВЕ ТЕХНИЧЕСКОГО УГЛЕРОДА**

**INVESTIGATION OF THE POSSIBILITY OF USING
A MULTISPECTRAL SENSOR FOR TEMPERATURE CONTROL
IN THE PRODUCTION OF CARBON BLACK**

Д. Б. Пономарев, А. А. Вальке, Д. Г. Лобов, А. Г. Шкаев
Омский государственный технический университет, г. Омск, Россия

D. B. Ponomarev, A. A. Valke, D.G. Lobov, A. G. Shkaev
Omsk State Technical University, Omsk, Russia

Аннотация. Работа посвящена исследованию возможности использования датчика APDS-9960 в качестве приемника излучения для высокотемпературного пирометра спектрального отношения. Приведены результаты расчетов коэффициентов эффективности использования датчиков APDS-9960 и TCS34725. Рассчитаны зависимости отношения сигналов различных каналов датчика APDS-9960 от температуры, погрешности квантования. Установлено, что при использовании дополнительного ИК фильтра, датчик APDS-9960 имеет больший коэффициент эффективности использования и погрешность квантования в 1.5 раза меньшую, чем TCS34725. Рассмотрены результаты натурных испытаний опытного пирометра спектрального отношения с датчиком APDS-9960.

Ключевые слова: датчик цвета, мультиспектральный приемник излучения, тепловой контроль, пирометр, бесконтактное измерение температуры.

Abstract. The work is devoted to the study of the possibility of using the APDS-9960 sensor as a radiation receiver for a high-temperature pyrometer of spectral ratio. The results of calculations of the efficiency coefficients of the use of APDS-9960 and TCS34725 sensors are presented. The dependences of the ratio of signals of various channels of the APDS-9960 sensor on temperature and quantization errors are calculated. It was found that when using an additional IR filter, the APDS-9960 sensor has a higher efficiency coefficient and a quantization error 1.5 times less than TCS34725. The results of field tests of an experimental spectral ratio pyrometer with an APDS-9960 sensor are considered.

Keywords: color sensor, multispectral radiation receiver, thermal control, pyrometer, non-contact temperature measurement.

I. ВВЕДЕНИЕ

При производстве технического углерода точный контроль температуры в зоне сажеобразования обеспечивает получение продукции необходимого качества и свойств. Для достижения максимально возможного выхода технического углерода из сырья в камере горения химического реактора желательнее поддерживать как можно более высокую температуру. С другой стороны, максимальная действительная температура ограничена предельным значением, при котором начинают разрушаться корундовые огнеупоры. В современных химических реакторах температура в камере горения может достигать величины выше 1900 °С.

Для определения действительной температуры в камере горения реактора необходимо обеспечить требуемую методическую и инструментальную точность бесконтактного измерения температуры, которая опре-

деляется выбором спектрального диапазона чувствительности фотоприемника пирометра, учетом расстояния от апертуры оптической системы пирометра до объекта измерения, диаметром визирного канала в футеровке реактора и точностью визирования. Запыление оптической системы пирометра и защитного смотрового стекла требует периодической их проверки и очистки. Ещё одной проблемой эксплуатации является осаждение сажи на внутренних стенках смотрового канала пирометра, что приводит к уменьшению его диаметра и занижению показаний измеренной температуры относительно истинной.

Одним из вариантов решения задачи занижения показаний является применение пирометров с меньшим показателем визирования, но они не решают проблему запыленности оптической системы. Существенного снижения ошибки измерений в таких условиях можно достичь, применив в работе пирометра принцип спектрального отношения, который основан на регистрации излучения в двух и более спектральных диапазонах. При этом определение температуры осуществляется по отношению сигналов, соответствующих разным спектральным диапазонам регистрируемого теплового излучения от объекта контроля [1–3]. Реализация этого принципа позволяет уменьшить неопределенности в процессе пирометрических измерений: зависимость результатов измерений от расстояния и коэффициента излучения объекта контроля, поглощение промежуточной средой и защитным стеклом. Однако недостатками таких пирометров, как правило, является сложная оптическая система со сменными оптическими фильтрами или несколькими фотоприемными элементами, имеющими разные диапазоны спектральной чувствительности. В конечном итоге это значительно усложняет конструкцию и увеличивает стоимость прибора. К таким пирометрам относятся, например, «С-3000.1 "Сталь"», «Термоконт-ТЦ5П», «Raytek MR1S» и другие.

Поэтому актуальной задачей является разработка пирометра спектрального отношения со стоимостью сопоставимой с пирометрами с одним спектральным диапазоном.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Решением поставленной задачи может быть использование доступного мультиспектрального приёмника излучения – датчика цвета. В работе [4] рассматривается возможность создания пирометра на основе датчика цвета типа TCS34725 производства AMS-TAOS USA Inc. (США). В ходе исследований проведены расчеты выходных сигналов датчика для измерения температуры в диапазоне от 1200 до 2100 °С, характерного для технологического процесса производства технического углерода. Однако использование датчика типа TCS34725 целесообразно при введении в оптическую систему дополнительного коротковолнового фильтра с длиной волны отсечки 700 нм. В данной работе предлагается провести аналогичное исследование для датчика цвета типа APDS-9960 производства Avago Technologies (США). Также необходимо провести апробацию работы опытного образца пирометра спектрального отношения на имеющейся модели абсолютно черного тела (АЧТ) с максимальной рабочей температурой 1100 °С.

III. ТЕОРИЯ

Из теории квантовой механики известно, что физические тела с температурой выше абсолютного нуля излучают электромагнитную энергию, мощность излучения и спектр которой зависит от абсолютной температуры тела. Функция Планка описывает распределение потока падающего на приемник излучения от длины волны, при заданной температуре абсолютно черного тела:

$$F(\lambda, T) = c_1 \cdot (\lambda)^{-5} \cdot \left(e^{\frac{c_2}{\lambda \cdot T}} - 1 \right)^{-1}, \quad (1)$$

где $F(\lambda, t)$ – спектральная плотность потока, λ – длина волны теплового излучения, T – абсолютная температура тела, c_1 и c_2 – константы,

$$c_1 = 2 \cdot \pi \cdot h \cdot c^2,$$

$$c_2 = \frac{h \cdot c}{k},$$

где c – скорость света в вакууме, h – постоянная Планка, k – постоянная Больцмана.

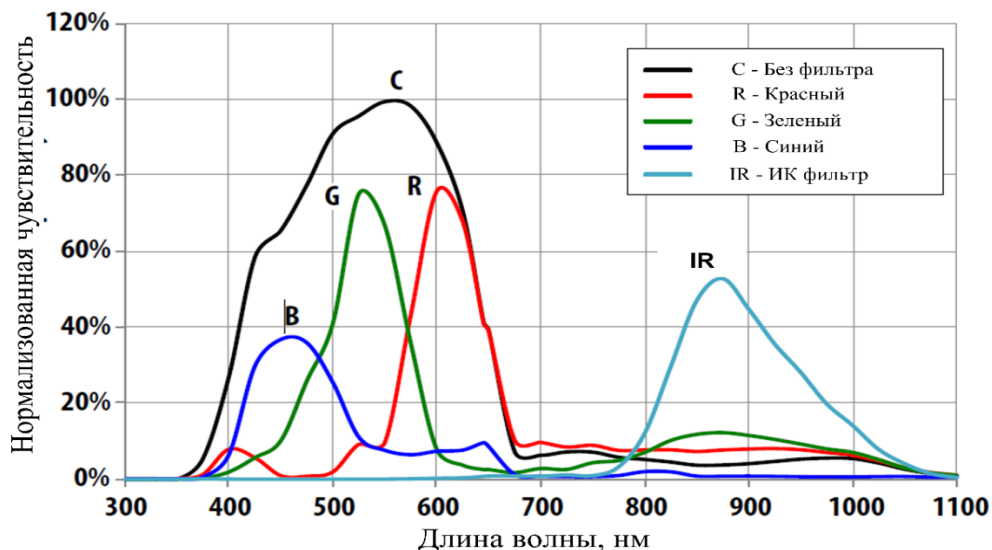


Рис. 1. Нормализованная спектральная характеристика датчика APDS-9960

Для каждого из трех каналов датчиков цвета APDS-9960 и TCS34725 в диапазоне температуры 1200°C и 2100°C был произведен расчет коэффициентов использования приемников излучения в соответствии с выражением:

$$K = \frac{\int_0^{\infty} F(\lambda, t) \cdot S(\lambda) d\lambda}{\int_0^{\infty} F(\lambda, t) d(\lambda)}$$

где $F(\lambda, t)$ – функция Планка; $S(\lambda)$ – спектральная характеристика чувствительности приемника излучения.

Коэффициент использования показывает, какая доля попадающего на фотоприемник потока излучения от абсолютно черного тела с известной температурой соответствует спектральной чувствительности фотоприемника и может быть зарегистрирована.

При этом функция Планка $F(\lambda, t)$ рассчитывалась в соответствии с выражением (1), а функции спектральных характеристик $S(\lambda)$ для R-, G-, и B-каналов датчиков APDS-9960 и TCS34725 определялись путем сплайн-интерполяции нормированных спектральных характеристик, представленных на рис. 1 и в работе [5] соответственно. Полученные в результате расчетов значения коэффициента эффективности использования для каждого оптического канала датчика APDS-9960 без применения дополнительных внешних фильтров представлены в таблице 1. Для сравнения в таблице представлены также аналогичные данные, полученные в работе [5] для многоспектрального приёмника излучения TCS34725.

ТАБЛИЦА 1
КОЭФФИЦИЕНТЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ БЕЗ ВНЕШНЕГО ФИЛЬТРА

| Канал | TCS34725 | | APDS-9960 | |
|-------|-------------|---------|-------------|---------|
| | Температура | | Температура | |
| | 1200 °C | 2100 °C | 1200 °C | 2100 °C |
| R | 0.073 | 0.1 | 0.075 | 0.122 |
| G | 0.067 | 0.085 | 0.079 | 0.103 |
| B | 0.066 | 0.07 | 0.015 | 0.027 |

В таблице 2 приведены значения коэффициента эффективности при использовании дополнительного внешнего фильтра, отсекающего излучение с длиной волны более 700 нм. Как видно из данных, представленных в таблице 2, коэффициенты использования каналов G и B сопоставимы, а у канала R датчика APDS-9960 выше примерно в 1.5 раза, чем TCS34725.

ТАБЛИЦА 2
КОЭФФИЦИЕНТЫ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ С ВНЕШНИМ ФИЛЬТРОМ

| Канал | TCS34725 | | APDS-9960 | |
|-------|-------------|---------|-------------|---------|
| | Температура | | Температура | |
| | 1200 °C | 2100 °C | 1200 °C | 2100 °C |
| R | 0.259 | 0.283 | 0.387 | 0.402 |
| G | 0.129 | 0.22 | 0.104 | 0.207 |
| B | 0.063 | 0.107 | 0.07 | 0.106 |

Величина выходного сигнала любого канала зависит от его спектральной характеристики и температуры, и определяется по формуле:

$$I(T) = \int_0^{\infty} \Phi(\lambda, T) \cdot S(\lambda) d\lambda,$$

где $\Phi(\lambda, T)$ – функция Планка, $S(\lambda)$ – спектральная характеристика соответствующего канала R, G или B.

Проходной характеристикой пирометра спектрального отношения является зависимость отношения сигналов от температуры. При этом форма и крутизна этой зависимости определяет разрешающую способность и в конечном счете пригодность фотоприемников для практической реализации пирометра спектрального отношения. На рис. 2 показаны расчетные зависимости отношения сигналов SR каналов G и R, B и R, а также каналов B и G датчика APDS-9960 в диапазоне измеряемых температуры от 1200 до 2100 °C без использования внешнего дополнительного фильтра.

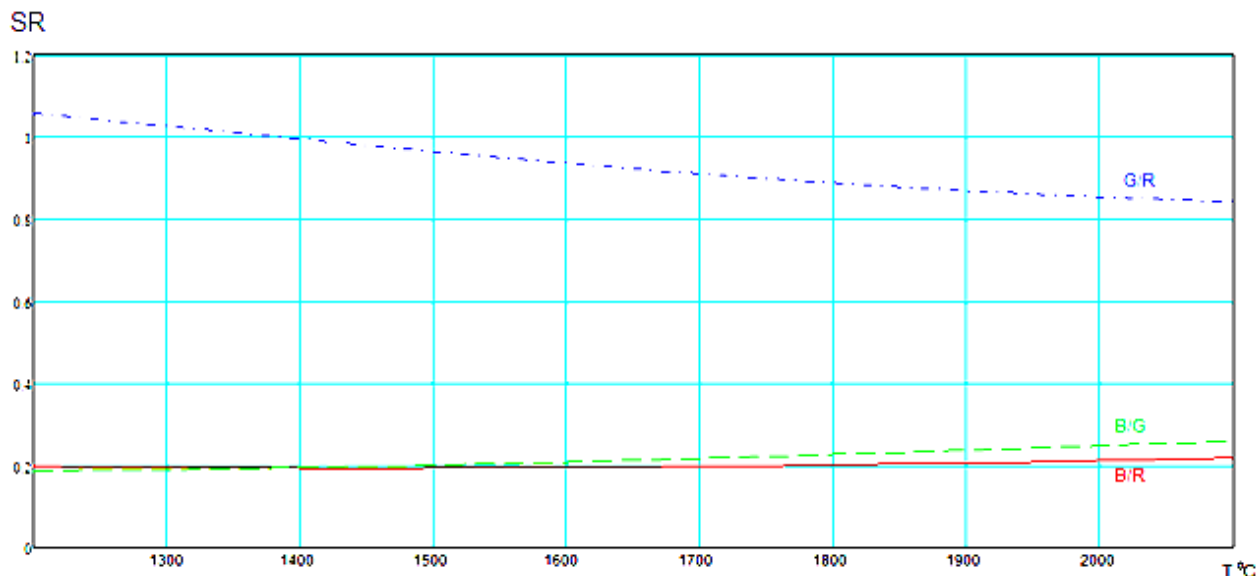


Рис. 2. Зависимости отношения сигналов SR для датчика APDS-9960 от температуры без использования внешнего дополнительного фильтра

Как показали расчеты для APDS-9960, крутизна отношения сигналов увеличивается при использовании внешнего дополнительного оптического фильтра на 700 нм. Соответствующие зависимости представлены на рис. 3.

Погрешность квантования АЦП определяется по формуле:

$$\Delta K(T) = \frac{ID_1(T)+1}{ID_2(T)-1} - \frac{ID_1(T)}{ID_2(T)},$$

где $ID1(T)$ – дискретизированный сигнал первого канала, $ID2(T)$ – дискретизированный сигнал второго канала, T – температура. При этом полная шкала АЦП определяется максимальным уровнем сигнала в данном канале R при температуре $2100\text{ }^\circ\text{C}$ – $IDR(2373)$ и в целочисленной системе соответствует величине, равной 65535, которая определяется максимальным значением выходного кода 16-разрядного АЦП, встроенного в датчик APDS-9960.

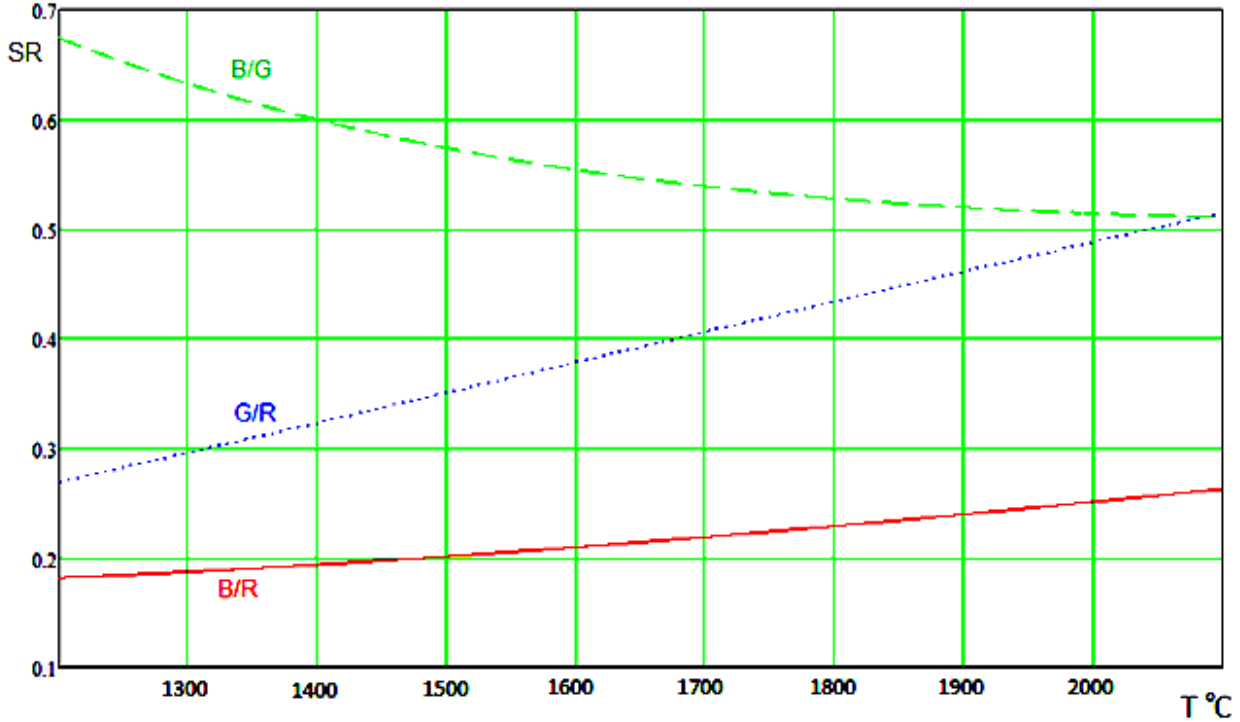


Рис. 3. Зависимости отношения сигналов SR для датчика APDS-9960 от температуры с внешним оптическим фильтром на 700 нм

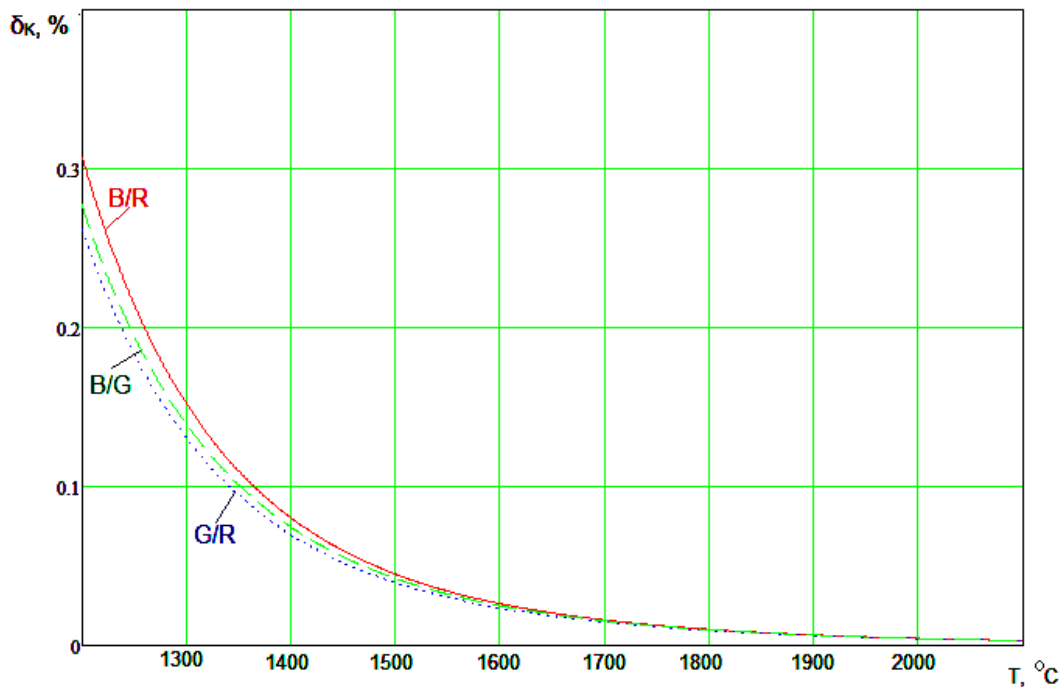


Рис. 4. График зависимости относительной погрешности квантования от температуры для APDS-9960 (окончание см. на с. 34)

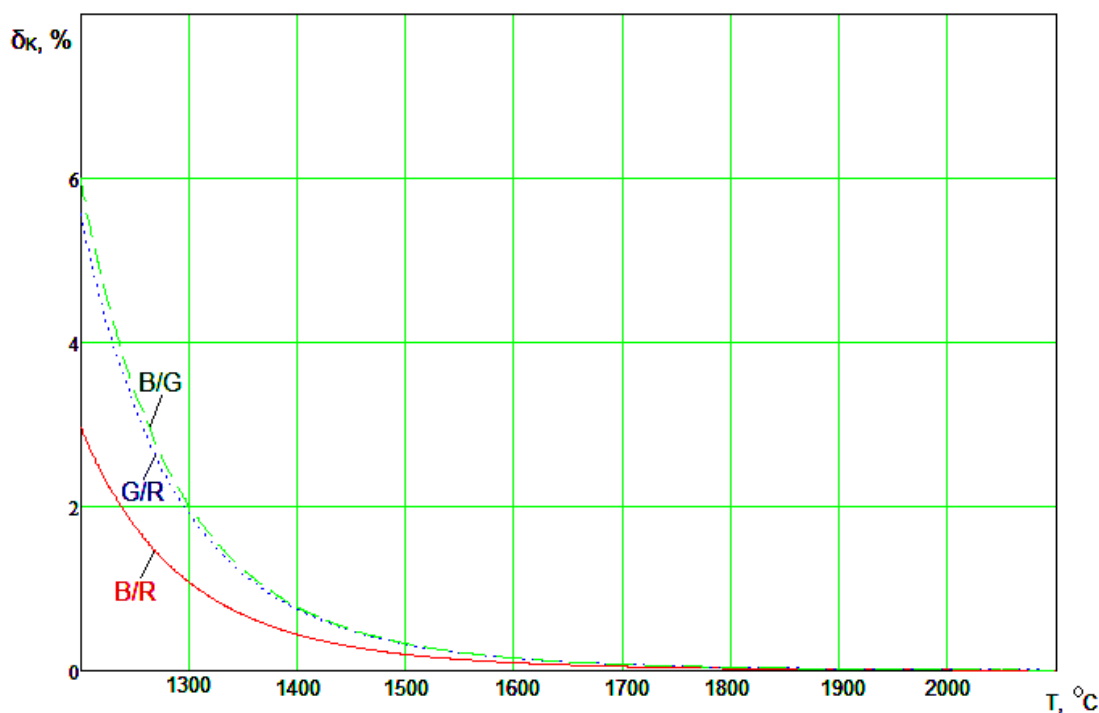


Рис. 4. График зависимости относительной погрешности квантования от температуры для APDS-9960 (начало см. на с. 33)

Относительная погрешность квантования определяется по формуле:

$$\delta_k(T) = \frac{\Delta K(T) \cdot 100\%}{\frac{ID1(T)}{ID2(T)}}$$

На рис. 4 приведен график зависимости относительной погрешности квантования от температуры АЧТ, рассчитанной для датчика APDS-9960 по каналам В/Р, В/Г и Г/Р без внешнего фильтра (а) и с внешним фильтром (б).

Как видно из графиков на рис. 3 и 4, для APDS-9960 погрешность квантования при нижней границе измерений 1200 °С максимальна и составляет от 0.25 до 0.3% без использования фильтра и от 3% (отношение В/Р) до 6% с дополнительным фильтром на 700 нм. Стоит отметить, что по результатам расчетов для датчика TCS34725 погрешность квантования без дополнительных фильтров сопоставима и составила 0.21 до 0.23%, а с дополнительным фильтром выше в 1.5 раза – от 4.5% до 8%.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

На основе датчика APDS-9960 был изготовлен опытный образец пирометра спектрального отношения, внешний вид которого представлен на рис. 5. Управление датчиком реализовано на платформе Arduino-nano при помощи интерфейса I2C, в качестве оптической системы использован объектив «Гелиос».

Экспериментальные исследования опытного пирометра проведены на имеющейся в распоряжении авторов установке с моделью абсолютно черного тела, схема которой представлена на рис. 6. Экспериментальная установка (рис. 6) состоит из модели абсолютно черного тела МЧТ-1100 производства ОАО НПП «Эталон» (АЧТ), регулятора температуры БУ-1М (РТ), ирисовой диафрагмы (ИД), пирометра спектрального отношения (ПСО) и персонального компьютера (ПК). Модель абсолютно черного тела, ирисовая диафрагма и пирометр спектрального отношения размещены на оптической скамье (ОС).

В ходе проведения эксперимента была установлена зависимость выходного сигнала с датчика APDS-9960 по каналам R, G и B (рис. 7) от температуры в диапазоне от 850 °С до 1050 °С. На рис. 8 показаны экспериментальные зависимости отношения сигналов SR каналов В и G, В и R, а также каналов G и R датчика APDS-9960 от температуры без использования внешнего дополнительного фильтра.



Рис. 5. Оптическая система опытного пирометра спектрального отношения

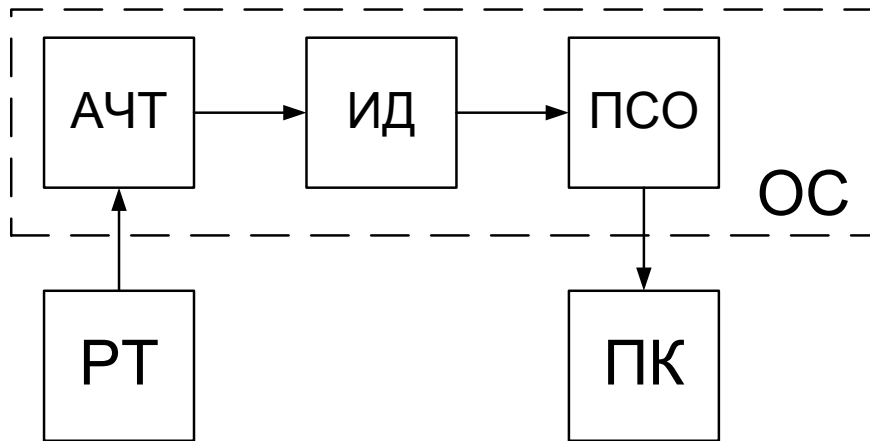


Рис. 6. Схема экспериментальной установки для исследования пирометра спектрального отношения

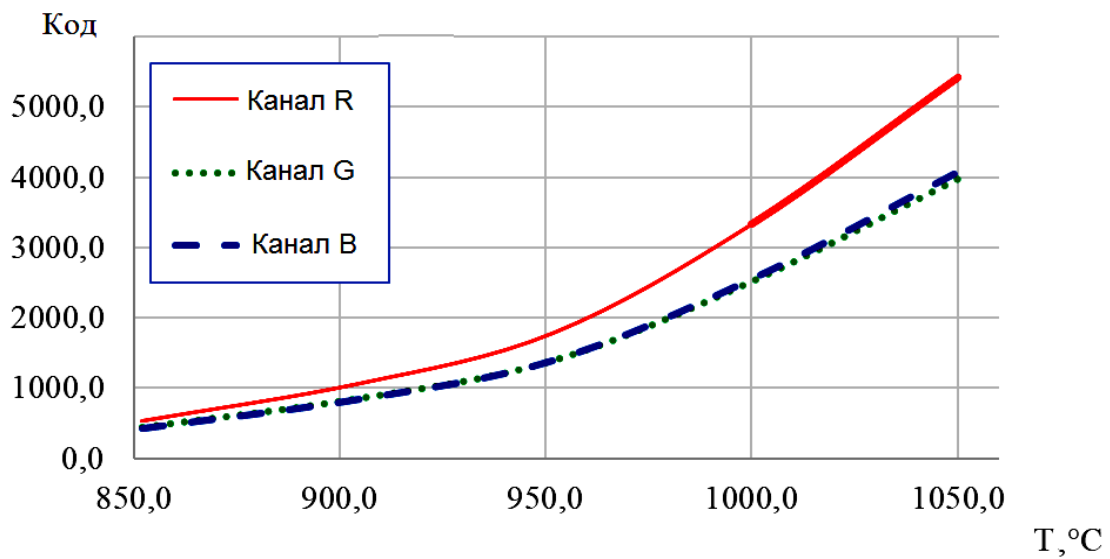


Рис. 7. График экспериментальной зависимости выходного сигнала каналов R, G и B от температуры АЧТ для датчика APDS-9960

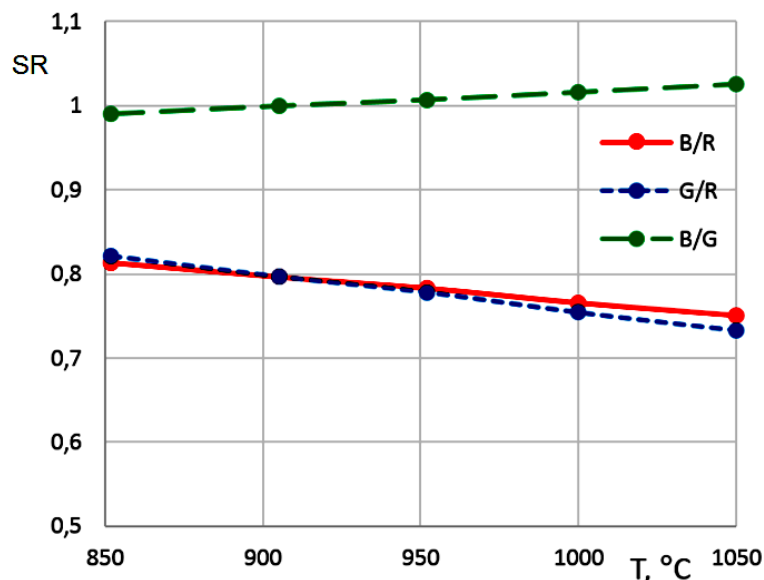


Рис. 8. Экспериментальные зависимости отношения сигналов SR от температуры каналов В и G, В и R, а также каналов G и R датчика APDS-9960

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Проведенные расчеты показывают возможность применения датчика цвета APDS-9960 для пирометра спектрального отношения с диапазоном измеряемой температуры от 1200 до 2100 °C. Использование внешнего фильтра, отсекающего излучение с длиной волны более 700 нм, позволяет увеличить коэффициент эффективности использования фотоприемников датчика. При этом полученная минимальная среди трех вариантов погрешность квантования для отношения В и R в нижнем диапазоне составила около 3% что может быть уменьшено введением дополнительной цифровой фильтрации сигналов. При использовании дополнительного ИК фильтра, датчик APDS-9960 имеет погрешность квантования в 1.5 раза меньшую, чем TCS34725 [5].

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Из вышеизложенных результатов исследований можно сделать вывод о принципиальной возможности использования датчиков цвета в качестве мультиспектральных приемников для пирометра спектрального отношения. Данный прибор на основе датчика APDS-9960 может быть использован для задач контроля технологического процесса получения технического углерода. В дальнейшем планируется проведение экспериментального исследования работы пирометра спектрального отношения на основе датчика APDS-9960 на высокотемпературной модели АЧТ в рабочем диапазоне измеряемой температуры от 1200 до 2100 °C.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Zhang Y., Lang X., Hu Z. [et. al.]. Development of a CCD-based pyrometer for surface temperature measurement of casting billets // Measurement Science and Technology. 2017. Vol. 28, no. 6. DOI: 10.1088/1361-6501/aa6928.
2. Wang W., Lin J., Zhong W. [et. al.]. Analysis of infrared temperature measurement for flue gas shielding metal surface using source multi-flux method // Thermal science. 2018. Vol. 22, no. 1. Pt. A. P. 313–321. DOI: 10.2298/TSCI150904067W.
3. Fu T. R., Zhao H., Zeng J. [et. al.]. Improvements to the three-color optical CCD-based pyrometer system // Applied Optics. 2010. Vol. 49, no 31. P. 5997–6005. DOI: 10.1364/AO.49.005997.
4. Valke A. A., Lobov D. G., Shkaev A. G. Color sensor application in high-temperature spectral ratio pyrometer // IOP Conference Series Materials Science and Engineering. 2022. Vol. 1211, no. 1. P. 012022-1–012022-7. DOI: 10.1088/1757-899X/1211/1/012022.

ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫЙ МОДЕМ ДЛЯ ПОДВОДНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

HIGH PERFORMANCE MODEM FOR UNDERWATER COMMUNICATION SYSTEMS

В. Л. Хазан¹, В. Ф. Мышкин², И. И. Павлов³, В. А. Хан^{2,4}, М. С. Завьялов^{1,5}

¹Омский государственный технический университет, г. Омск, Россия

²Национальный исследовательский Томский политехнический университет, г. Томск, Россия

³Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики, г. Новосибирск, Россия

⁴Институт оптики атмосферы имени академика В.Е. Зуева СО РАН, г. Томск, Россия

⁵Омский научно-исследовательский институт приборостроения, г. Омск, Россия

V. L. Khazan¹, V. F. Myshkin², I. I. Pavlov³, V. A. Khan^{2,4}, M. S. Zavyalov^{1,5}

¹Omsk State Technical University, Omsk, Russia

²Tomsk Polytechnic University, Tomsk, Russia

³Siberian state University of telecommunications and Information Science, Novosibirsk, Russia

⁴Institute of Atmospheric Optics named after Academician V.E. Zuev SB RAS, Tomsk, Russia

⁵Omsk Scientific Research Institute of Instrument Making, Omsk, Russia

Аннотация. Описан алгоритм работы модема с повышенной энергетической эффективностью с квадратурной внутриимпульсной фазовой модуляцией (КВИФМ) в радиолиниях, использующих крайне низкие частоты для подводной связи. При этом повышение энергетической эффективности модема с КВИФМ достигается за счет снижения его частотной эффективности и внесения дополнительной кодовой избыточности. Это позволяет увеличить в 2 раза глубину при подводной связи. При этом снижается до минимума вероятность ошибочного приема кодовых комбинаций.

Ключевые слова: квадратура сигнала, ортогональные бинарные последовательности, внутриимпульсная модуляция, фазовая модуляция, кодовая матрица, вероятность ошибки.

Abstract. The algorithm of operation of the modem with increased energy efficiency with quadrature intrapulse phase modulation (QIPPM) in radio lines using extremely low frequencies for underwater communication is described. In this case, the increase in energy efficiency of the modem with QIPPM is achieved by reducing its frequency efficiency and introducing additional code redundancy. This allows for a 2-fold increase in depth for underwater communication. At the same time the probability of erroneous reception of code combinations is reduced to a minimum.

Keywords: signal quadrature, orthogonal binary sequences, intra-pulse modulation, phase modulation, code matrix, error probability.

I. ВВЕДЕНИЕ

Освоение ресурсов мирового океана требует использования систем связи с объектами подводной инфраструктуры. Надёжность работы систем связи зависит от глубины, на которой она используется [1–4].

В [3, 4] описан помехоустойчивый модем для связи с глубоководными аппаратами с использованием радиоволн крайне низких частот с квадратурной внутриимпульсной фазовой модуляцией (КВИФМ). В [5, 6] предложен способ повышения энергетической эффективности модема за счет введения дополнительной кодовой избыточности во взаимно ортогональные бинарные последовательности, которыми манипулируются

фазы квадратур радиоимпульса. Это позволяет увеличить помехоустойчивость модема с КВИФМ и уменьшить практически до нуля вероятность ошибочного приема информации, передаваемой на глубоководные аппараты.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Глубина, на которую возможно передавать на команды управления на глубоководные аппараты, определяется диапазоном радиочастот, мощностью передатчика, видом и скоростью манипуляции сигнала, способом кодирования передаваемого сообщения. На рис. 1 приведены графики зависимости глубины, на которой возможно принимать радиосигналы на различных частотах с фазовой модуляцией (ФМ), с обычной КВИФМ [3, 4] и с КВИФМ с повышенной энергетической эффективностью (ПЭЭ) [5, 6].

Из рис. 1 видно, что помехоустойчивый модем с КВИФМ без ПЭЭ позволяет в 2 раза увеличить глубину связи с подводными аппаратами по сравнению с модемом с ФМ. Модем с КВИФМ с ПЭЭ обеспечивает увеличение глубины связи с подводными аппаратами в 2 раза, по сравнению с модемом с КВИФМ без ПЭЭ. Таким образом, если в настоящее время прием сигналов с ФМ осуществляется глубоководными аппаратами на глубине 200 м, то при использовании модема с КВИФМ с ПЭЭ глубина приема сигнала увеличивается до 700÷800 м.

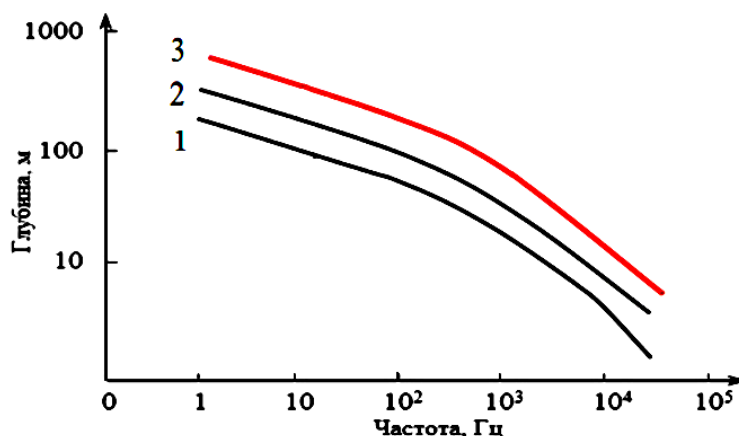


Рис. 1. Зависимость глубины приема радиосигнала от его частоты:
1 – сигнал с ФМ, 2 – сигнал с обычной КВИФМ,
3 – сигнал с КВИФМ с повышенной энергетической эффективностью

III. ТЕОРИЯ

В модеме с КВИФМ одним радиоимпульсом передается фрагмент сообщения, который содержит, например, 8 бит (1 байт) сообщения. Квадратуры несущего колебания в модеме с КВИФМ манипулируются взаимно ортогональными бинарными последовательностями, например, функциями Уолша [7]. В [3, 4] описан вариант КВИФМ, когда для передачи одного байта сообщения одним импульсом требуется 24 функции Уолша, с помощью которых формируется матрица, содержащая 16 столбцов и 8 строк и позволяющая совокупностью 2-х функций Уолша (с учетом начальной фазы одной из них) передавать значения 256 команд. Однако такой метод формирования сигнала допускает ошибочный прием команды управления глубоководным аппаратом, если одна из функций Уолша будет принята неправильно. Поэтому предлагается построить матрицу с избыточностью, которая содержит 128 столбцов и 128 строк. Разрешенными комбинациями сигнала являются только те, которые соответствуют ячейкам матрицы, расположенным на ее диагонали. Все сигналы, которые при приеме соответствуют остальным ячейкам матрицы признаются недостоверными и не учитываются при декодировании сигнала (стираются).

Определение порядков функций Уолша i и j соответственно для столбцов и строк матрицы производится с помощью эмпирически полученных выражений, которые соответствуют передаваемому K -ому числу:

$$i = K \bmod(2^7); \quad (1)$$

$$j = \left(K \bmod (2^7) + 2^7 \right) (2^7 + 0.5 - K) / \text{abs}(2^7 + 0.5 - K). \quad (2)$$

Чтобы определить знак (\pm) у функции Уолша порядка j , т. е. ее начальную фазу (0° или 180°), необходимо множитель $(2^7 + 0.5 - K) / \text{abs}(2^7 + 0.5 - K)$. В случае, когда при передаче $K = 128$, возникает неопределенность вида $0/0$, необходимо использовать слагаемое 0.5. Если, например, передавать число 136, то, согласно формулам (1) и (2), $i = 8$, а $j = -136$.

Определение значения принимаемого байта осуществляется с помощью эмпирически полученных формул:

$$K = i, \text{ если } j < 0$$

$$K = i + \left(1 - \frac{j}{|j|} \right) 2^6, \text{ если } j \geq 0. \quad (3)$$

Например, если при приеме определены значения индексов функций Уолша $i = 9$ и $j = -112$, то, подставив данные значения в выражение (3), находим значение принимаемого байта – число 137.

В таблице 1 приведена кодовая матрица, соответствующая передаче байтов сообщения с использованием функций Уолша порядков $0 \div 255$. Передаваемые значения байтов сообщения записываются в диагональ матрицы.

При этом числовые значения байтов сообщения меньше 128 указаны в числителе дроби, а числовые значения байтов сообщения больше 128 указаны в знаменателе дроби. Значения байтов, указанные в числителе, принимаются в виде решения в случае, когда функции Уолша j -х порядков не трансформированы ($j \geq 0$), а значения байтов, указанные в знаменателе дроби, принимаются в виде решения в том случае, когда функции Уолша j -х порядков трансформированы ($j < 0$).

Рассмотрим алгоритм формирования линейного сигнала в радиолинии. Генерируются 2 взаимно ортогональных колебания $u_{10}(t)$ и $u_{20}(t)$, которые представляют собой квадратуры несущего колебания:

$$u_{10}(t) = 0.707 A \cos(2\pi ft + \varphi)$$

$$u_{20}(t) = 0.707 A \sin(2\pi ft + \varphi)$$

ТАБЛИЦА 1
КОДОВАЯ МАТРИЦА ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ 1 БАЙТА ИНФОРМАЦИИ
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФУНКЦИЙ УОЛША ПОРЯДКОВ $0 \div 255$

| i и j – порядки функций Уолша | | | | | | | | | |
|-------------------------------|-------|-------|-----|-------------|-----|-------------|-----|---------|---------|
| j\i | 0 | 1 | ... | (i-1) | i | (i+1) | ... | 126 | 127 |
| ± 128 | 0/128 | - | - | - | - | - | - | - | - |
| ± 129 | - | 1/129 | - | - | - | - | - | - | - |
| ... | - | - | ... | - | - | - | - | - | - |
| $\pm(j-1)$ | - | - | - | (i-1)/(j-1) | - | - | - | - | - |
| $\pm j$ | - | - | - | - | i/j | - | - | - | - |
| $\pm(j+1)$ | - | - | - | - | - | (i+1)/(j+1) | - | - | - |
| ... | - | - | - | - | - | - | ... | - | - |
| ± 254 | - | - | - | - | - | - | - | 126/254 | - |
| ± 255 | - | - | - | - | - | - | - | - | 127/255 |

С помощью выражений (1) и (2) определяются порядки функций Уолша i и j , которые соответствуют числовому значению передаваемого байта сообщения K . Косинусоидальная квадратура $u_{10}(t)$ манипулируется

по фазе функций Уолша порядка i , а синусоидальная квадратура $u_{20}(t)$ манипулируется по фазе функцией Уолша порядка j :

$$\begin{aligned} u_1(t) &= u_{10}(t)W_i(t) = W_i(t)0.707A \cos(2\pi ft + \varphi) \\ u_2(t) &= u_{20}(t)W_j(t) = W_j(t)0.707A \sin(2\pi ft + \varphi) \end{aligned}$$

Сформированные таким образом на передающей стороне радиолинии квадратуры суммируются:

$$u_{nep}(t) = W_i(t)0.707A \cos(2\pi ft + \varphi) \pm W_j(t)0.707A \sin(2\pi ft + \varphi)$$

и с помощью передатчика излучаются в свободное пространство. Знак «+» соответствует числовому значению передаваемого байта меньше числа 128, а знак «-» соответствует числовому значению передаваемого байта больше числа 128.

В канале связи амплитуда передаваемого сигнала $u_{nep}(t)$ затухает с коэффициентом K_3 , и приходит в точку приема с запаздыванием на время Δt . В точке приема сигнал регистрируется вместе с аддитивными помехами $u_{an}(t)$:

$$\begin{aligned} u_{np}(t) &= W_i(t - \Delta t)K_3 0.707A \cos(2\pi f(t - \Delta t) + \varphi) \pm \\ &\pm W_j(t - \Delta t)K_3 0.707A \sin(2\pi f(t - \Delta t) + \varphi) + u_{an}(t) \end{aligned}$$

На выходе приемного устройства (на входе демодулятора) принятый сигнал разветвляется на 256 параллельных ветвей, представляющих собой деманипуляторы, которые одновременно нивелируют фазовую манипуляцию квадратур всеми возможными функциями Уолша:

$$\begin{aligned} u_{npl}(t) &= W_n(t - \Delta t)W_i(t - \Delta t)K_3 0.707A \cos(2\pi f(t - \Delta t) + \varphi) \pm \\ &\pm W_n(t - \Delta t)W_j(t - \Delta t)K_3 0.707A \sin(2\pi f(t - \Delta t) + \varphi) + W_n(t - \Delta t)u_{an}(t) \end{aligned}$$

В нашем случае передачи одним радиоимпульсом байта сообщения должно выполняться условие:

$$0 \leq n \leq 255.$$

Известно, что перемножение функций Уолша одного и того же порядка дает функцию Уолша нулевого порядка, а перемножение функций Уолша разных порядков дает функцию Уолша нового порядка, который не равен 0. Поэтому при $n=i$:

$$\begin{aligned} W_i(t - \Delta t)W_i(t - \Delta t) &= 1, \\ a \quad W_i(t - \Delta t)W_j(t - \Delta t) &= W_r(t - \Delta t) \end{aligned}$$

В итоге для случая $n = i$ имеем:

$$\begin{aligned} u_{npi}(t) &= K_3 0.707A \cos(2\pi f(t - \Delta t) + \varphi) \pm \\ &\pm W_q(t - \Delta t)K_3 0.707A \sin(2\pi f(t - \Delta t) + \varphi) + W_i(t - \Delta t)u_{an}(t) \end{aligned}$$

а для случая $n = j$ имеем:

$$\begin{aligned} u_{npj}(t) &= W_r(t - \Delta t)K_3 0.707A \cos(2\pi f(t - \Delta t) + \varphi) \pm \\ &\pm K_3 0.707A \sin(2\pi f(t - \Delta t) + \varphi) + W_j(t - \Delta t)u_{an}(t) \end{aligned}$$

Сигналы после каждого деманипулятора подаются на входы узкополосных фильтров, которые согласованы с длительностью передаваемого импульса. На выходы этих фильтров имеют возможность проходить

только те радиоимпульсы, у которых отсутствует фазовая модуляция функциями Уолша, то есть радиоимпульсы, которые представляют собой гармонические колебания.

На выходах i -го и j -го узкополосных фильтров в этом случае появляются соответствующие сигналы:

$$\begin{aligned} u_{\phi i}(t) &= K_3 0.707 A \cos(2\pi f(t - \Delta t) + \varphi) + W_i(t - \Delta t) u_{an}(t), \\ u_{\phi j}(t) &= \pm K_3 0.707 A \sin(2\pi f(t - \Delta t) + \varphi) + W_j(t - \Delta t) u_{an}(t). \end{aligned}$$

На выходах остальных n -х фильтров напряжения будут обусловлены лишь аддитивными помехами:

$$u_{\phi n}(t) = W_n(t - \Delta t) u_{an}(t).$$

Таким образом, на выходах узкополосных фильтров i и j при отношении сигнал/шум достаточно большого значения будут иметь место сигналы большого уровня в то время, как на выходах всех остальных фильтров будут иметь место напряжения, обусловленные уровнем аддитивного шума. Если выполняется условие $j = i + 128$, то можно считать, что значение принятого байта сообщения соответствует значению переданного. Вероятность ошибок при приеме байта в этом случае чрезвычайно мала. Например, при отсутствии сигнала «на шумах» она равна $(1/128)^2 \approx 0.00006$, т. е. при отсутствии сигнала на выходе демодулятора будут иметь место сплошные «стирания» [8], когда решение о значении принятого символа не удовлетворяет критерий надежности.

Следует заметить, что в обычных каналах связи обнаружение недостоверных элементов в принимаемом сообщении и их стирание требует в два раза меньшей избыточности кода, чем исправление ошибочно принятых элементов, т. е. использование в системах связи стирания недостоверных элементов в 2 раза повышает их информационную эффективность [8–11].

Вероятность ошибочного решения при выборе одного из двух каналов, по которым передается принимаемый элемент сигнала, по аналогии с частотной модуляцией определяется с помощью формулы [9]:

$$P_{ош} = \frac{1}{2} e^{-\frac{h^2}{2}},$$

где h^2 – отношение энергии сигнала, соответствующей одному биту передаваемого сообщения, к спектральной мощности шума на входе радиоприемника.

С учетом того, что байт содержит в себе 8 элементов сообщения, имеем вероятность правильного решения при сравнении уровней сигнала на выходах двух узкополосных фильтров равным:

$$P_{np2} = 1 - \frac{1}{2} e^{-4h^2}.$$

В нашем случае производится сравнение сигналов на выходе двух комплектов фильтров, каждый из которых содержит 128 узкополосных фильтров. Поэтому вероятность правильного решения при приеме 7 элементов сообщения:

$$P_{np256} = \left(1 - \frac{1}{2} e^{-4h^2}\right)^{254}.$$

Помимо выбора двух фильтров, на выходах которых имеют место сигналы с наибольшими уровнями, мы определяем разность фаз между квадратурами радиоимпульса. Вероятность правильного решения для этой операции с учетом того, что решение принимается на длительности 8 элементов равна:

$$P_{np\Phi M} = 1 - \frac{1}{2} e^{-8h^2}.$$

Вероятность правильного решения о значении принимаемого байта на выходе демодулятора сигналов с КВИФМ с ПЭЭ:

$$P_{\text{прКВИФМ}} = \left(1 - \frac{1}{2}e^{-4h^2}\right)^{254} \cdot \left(1 - \frac{1}{2}e^{-8h^2}\right).$$

Неправильно принятое решение является стиранием байта. В этом случае можно записать для вероятности стирания байта следующее выражение:

$$P_{\text{ст.Байт(КВИФМ с ПЭЭ)}} = 1 - \left(1 - \frac{1}{2}e^{-4h^2}\right)^{254} \left(1 - \frac{1}{2}e^{-8h^2}\right). \tag{4}$$

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

На рис. 2 приведены кривые зависимости вероятностей ошибочного приема байтов сообщения ($P_{\text{ош}}$) для сигналов с ФМ (кривая 1) и КВИФМ (кривая 2) от отношения сигнал/шум (в разях) [3]. Красная кривая вероятности стирания ($P_{\text{ош}}$) для сигналов с КВИФМ с ПЭЭ (КВИФМ*) рассчитана по формуле (4).

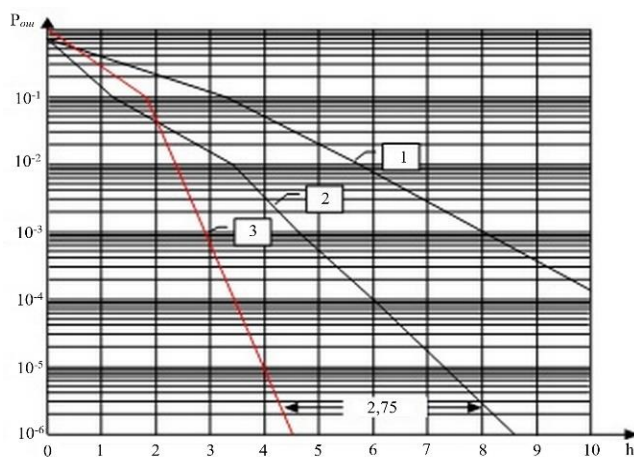


Рис. 2. Зависимость вероятности ошибочного приема (1) и (2) и стирания (3) байта сообщения от отношения сигнал/шум h^2 для модемов: 1 – ФМ, 2 – КВИФМ без кодовой избыточности, 3 – КВИФМ* с кодовой избыточностью

В таблице 2 приведены значения мощности, при которых реализуются одинаковые уровни надежности приема сообщений модемами с ФМ, КВИФМ без ПЭЭ и КВИФМ с ПЭЭ. Таблица соответствует графикам на рис. 2.

ТАБЛИЦА 2
ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/ПОМЕХА ПРИ ЗАДАННОМ УРОВНЕ НАДЕЖНОСТИ СВЯЗИ
ДЛЯ РАЗНЫХ МОДЕМОВ

| Вероятность ошибки | 10^{-1} | | 10^{-2} | | 10^{-3} | | 10^{-4} | | 10^{-5} | |
|---------------------|--|-----|-----------|-----|-----------|-----|-----------|------|-----------|------|
| | Отношение сигнал/шум h^2 для заданной вероятности стирания байта сообщения | | | | | | | | | |
| Вид модема | Разы | дБ | Разы | дБ | Разы | дБ | Разы | дБ | Разы | дБ |
| ФМ ¹ | 3.3 | 5.2 | 5.6 | 7.5 | 8 | 9.0 | 10.5 | 10.2 | 13.2 | 11.2 |
| КВИФМ ¹ | 2.1 | 3.2 | 3.4 | 5.3 | 4.6 | 6.6 | 6 | 7.8 | 7.24 | 8.6 |
| КВИФМ* ² | 1.8 | 2.5 | 2.3 | 3.6 | 2.9 | 4.6 | 3.5 | 5.4 | 4 | 6.0 |

¹ соответствует отношению сигнал/шум h^2 при вероятности ошибочного приема байтов,

² соответствует отношению сигнал/шум h^2 при вероятности стирания недостоверных байтов.

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты проведенных исследований показывают, что модем с КВИФМ с повышенной энергетической эффективностью (с кодовой избыточностью) выигрывает по мощности у модема с КВИФМ без кодовой избыточности порядка 1.7–2.75 дБ, а у модема с ФМ порядка 3.9–5.2 дБ. Кроме того, для модема с КВИФМ с ПЭЭ вероятность ошибочно принятого байта не превышает 0.00006.

Модем с КВИФМ, имеющим ПЭЭ, обеспечивает энергетический выигрыш по отношению к КВИФМ модему без кодовой избыточности около 3-х дБ, что позволяет увеличить глубину связи в 2 раза, дополнительно к ранее описываемому варианту передачи команд управления на подводные аппараты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кудюров Е. М., Гуламов А. А. Анализ производительности оптических каналов связи в свободном пространстве // Инфокоммуникации и космические технологии: состояние, проблемы и пути решения : сб. науч. ст. по материалам IV Всерос. науч.-практ. конф. (Курск, 17 апр. 2020 г.) / Юго-Запад. гос. ун-т. Курск : Изд-во ЮЗГУ, 2020. С. 55–64.
2. Кузнецов С., Огнев Б., Поляков С. Система оптической связи в водной среде // Первая миля. 2014. № 2. С. 46–51.
3. Хазан В. Л., Мышкин В. Ф., Хан В. А. [и др.]. Помехоустойчивый модем для связи с глубоководными морскими аппаратами // Оптика атмосферы и океана. 2021. Т. 34, № 12. С. 986–992.
4. Khazan V. L., Myshkin V. F., Khan V. A. [et. al.]. Noise-resistant modem for communication with deep-sea vehicles // Atmospheric and oceanic optics. 2022. Vol. 35. P. 176–182.
5. Хазан В. Л., Дворянчиков В. А., Завьялов М. С. Метод передачи дискретных сообщений с использованием квадратурной внутриимпульсной фазовой модуляции // Техника радиосвязи. 2022. № 4 (55). С. 56–69.
6. Пат. 2765981 Российская Федерация, МПК Н 04 L 5/12. Способ квадратурной внутриимпульсной фазовой модуляции. № 2021114904 ; заявл. 26.05.2021 ; опубл. 07.02.2022 / В. Л. Хазан, В. А. Дворянчиков, М. С. Завьялов ; заявитель Ом. гос. техн. ун-т.
7. Никитин Г. И. Применение функций Уолша в сотовых системах связи с кодовым разделением каналов : учеб. пособие / С.-Петерб. гос. ун-т аэрокосм. приборостроения. СПб. : Изд-во СПбГУАП, 2003. 85 с.
8. Булова Ю. О. Кодовые методы нейтрализации ошибок типа «Стирание» в каналах передачи двоичной информации. Труды БГТУ. Сер. 3. Физико-математические науки и информатика. 2012. № 6. С. 142–145.
9. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М. : Изд. дом «Вильямс», 2003. 1104 с. ISBN 5-8459-0497-8.
10. Прокис Дж. Цифровая связь. М. : Радио и связь, 2000. 800 с. ISBN 5-256-01434-X.
11. Гладких А. А. Основы теории мягкого декодирования избыточных кодов в стирающем канале связи : моногр. / Ульянов. гос. техн. ун-т. Ульяновск : Изд-во УГТУ, 2010. 379 с. ISBN 978-5-9795-0672-2.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ ДАТЧИК КОНТРОЛЯ ВРАЩЕНИЯ ПЕЧЕЙ ОБЖИГА

ELECTROMAGNETIC SENSOR FOR KILNS ROTATION CONTROL

А. Г. Шкаев, Д. Г. Лобов, А. А. Вальке, Д. Б. Пономарев, А. А. Шкаев
Омский государственный технический университет, г. Омск, Россия

A. G. Shkaev, D. G. Lobov, A. A. Valke, D. B. Ponomarev, A. A. Shkaev
Omsk State Technical University, Omsk, Russia

Аннотация. Разработан бесконтактный электромагнитный датчик вращения печей обжига обладающий, повышенной чувствительностью. Работа датчика основана на эффекте намагничивания сердечника трансформатора до насыщения при воздействии внешнего магнитного поля объекта контроля. Рассмотрена работа датчика, его конструкция, приведена его функциональная схема. Представлены результаты эксплуатации опытных образцов датчиков для контроля за вращением сушильных барабанов в технологическом процессе производства технического углерода.

Ключевые слова: бесконтактный электромагнитный датчик, насыщение сердечника, магнитопровод, постоянный магнит, ферритовый сердечник, сушильный барабан.

Abstract. The non-contact electromagnetic sensor of kilns rotation was developed, having an increased sensitivity. The sensor operation is based on the effect of magnetizing the transformer core to saturation under the external magnetic field influence of the control object. The sensor's work, its design, its functional circuit is considered. The sensors prototypes operation results for drying drums rotation control in carbon black production technological process are presented.

Keywords: contactless electromagnetic sensor, core saturation, magnet core, permanent magnet, ferrite core, drying drum.

I. ВВЕДЕНИЕ

На сегодняшний день во многих технологических процессах применяются бесконтактные датчики для обнаружения положения объекта контроля (часто их называют датчиками положения [1]). Область применения таких датчиков – это металлургическая, машиностроительная, обрабатывающая, горнорудная промышленности [2], железнодорожный транспорт [3], вращающиеся печи обжига и др.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Проблемы, возникающие при эксплуатации таких датчиков, определяются тяжёлыми условиями применения: воздействием пыли, загрязнений, влаги, люфты между частями оборудования, на котором установлен датчик в процессе его эксплуатации.

Основным параметром датчиков обнаружения является диапазон расстояний, с которых регистрируется объект контроля. Современные датчики обеспечивают диапазон расстояний от долей миллиметра до 60–100 миллиметров [4]. Однако ряд технологических задач, например контроль за вращением печей обжига, требуют осуществления контроля в диапазоне расстояний до 150–200 мм.

В настоящее время контроль на таких расстояниях могут обеспечить только датчики сверхслабых магнитных полей на основе аморфных ферромагнитных сплавов [5] и оптические датчики положения. Однако датчики сверхслабых магнитных полей обладают существенной функциональной сложностью и низкой по-

мехозащищенностью, а оптические датчики малопригодны для работы в условиях больших запыленностей и загрязнений, в том числе смазочными материалами, сопровождающими эксплуатацию промышленного технологического оборудования, так как требуют периодической очистки оптических узлов. В этой связи применение таких датчиков в производственных условиях затруднительно.

III. ТЕОРИЯ

Сотрудниками кафедры «Электроника» ОмГТУ разработан датчик вращения. Физический принцип работы датчика поясняется при помощи рис. 1. Чувствительным элементом такого датчика служит трансформатор 2 с ферритовым сердечником из материала с малой индукцией насыщения. Для увеличения чувствительности датчика к внешним магнитным полям в конструкции трансформатора предусмотрены фокусирующие приставки П1 и П2, позволяющие увеличить напряженность внешнего магнитного поля в сердечнике датчика.

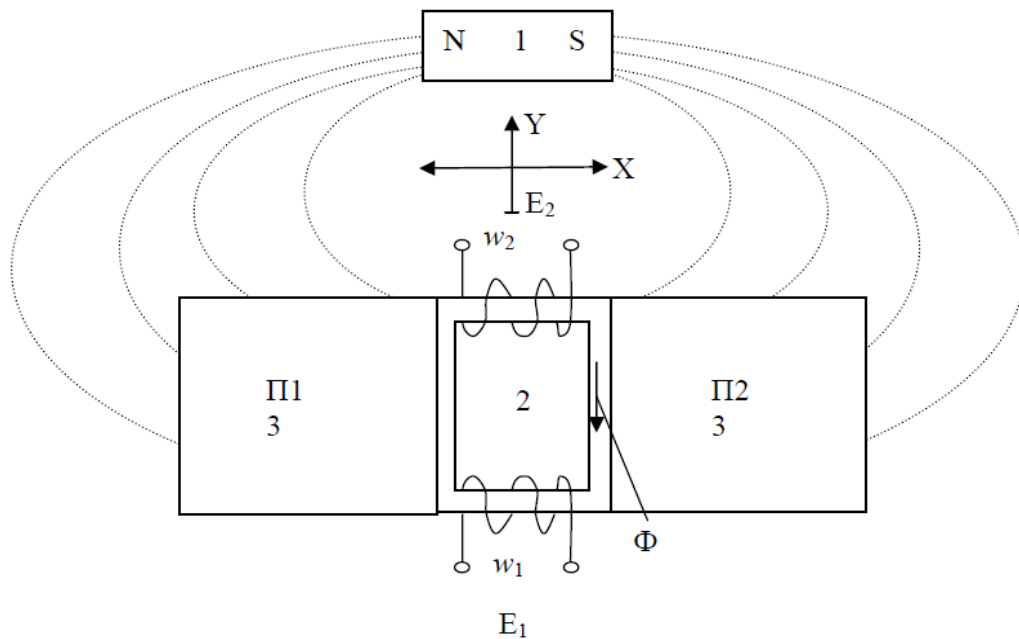


Рис. 1. Принцип работы датчика

1 – постоянный магнит; 2 – сердечник трансформатора; 3 – фокусирующие приставки

Функциональная схема датчика приведена на рис. 2.

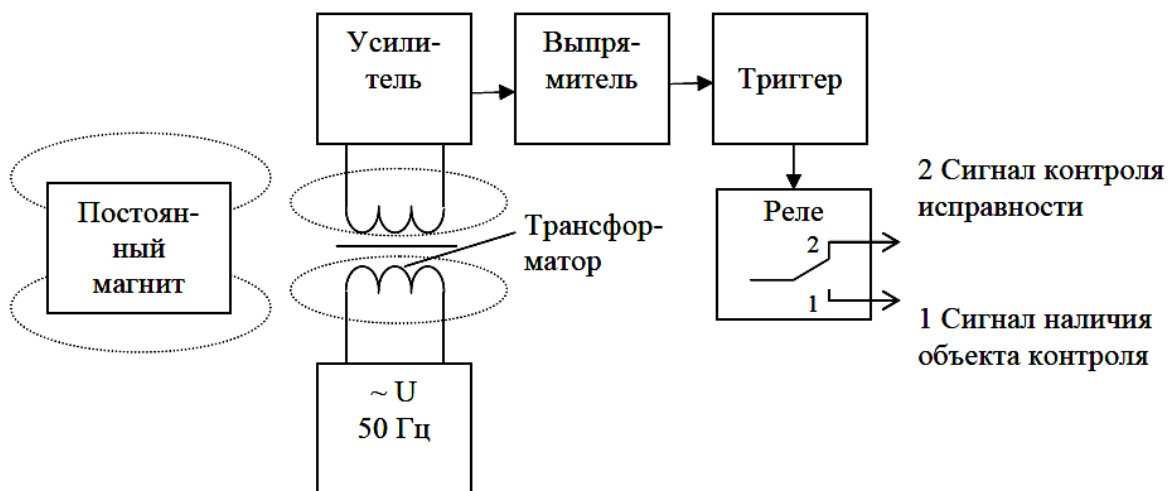


Рис. 2. Функциональная схема электромагнитного датчика

Датчик работает следующим образом. Первичная обмотка трансформатора датчика подключена к генератору синусоидального напряжения, а вторичная обмотка подключена к усилителю. Напряжение U_1 первичной обмотки вызывает протекание тока $I(t) = I_{\max}\sin(\omega t)$, который создаёт магнитный поток Φ сердечника трансформатора. В соответствии с законом электромагнитной индукции, при этом во вторичной обмотке трансформатора индуцируется ЭДС E_2 .

$$E_2 = -w \cdot \frac{d\Phi}{dt}, \quad (1)$$

где w – число витков вторичной обмотки; Φ – значение магнитного потока в сердечнике трансформатора.

В случае отсутствия насыщения сердечника перемагничивание происходит по петле гистерезиса (рис. 3, а). Переменный ток первичной обмотки с амплитудой I_{\max} создает в сердечнике магнитный поток амплитудой Φ_{\max} , соответствующий индукции B_{\max} . В этом случае во вторичной обмотке трансформатора наводится ЭДС E_2 с амплитудой E_{\max} .

При сближении с сердечником трансформатора постоянного магнита, закрепленного на объекте контроля, в сердечнике создается напряженность магнитного поля H_0 , что приводит к насыщению магнитопровода трансформатора (рис. 3, б). Из-за этого сердечник трансформатора перестаёт перемагничиваться. В соответствии с формулой (1) ЭДС E_2 уменьшается и в случае сильного подмагничивания становится равной 0.

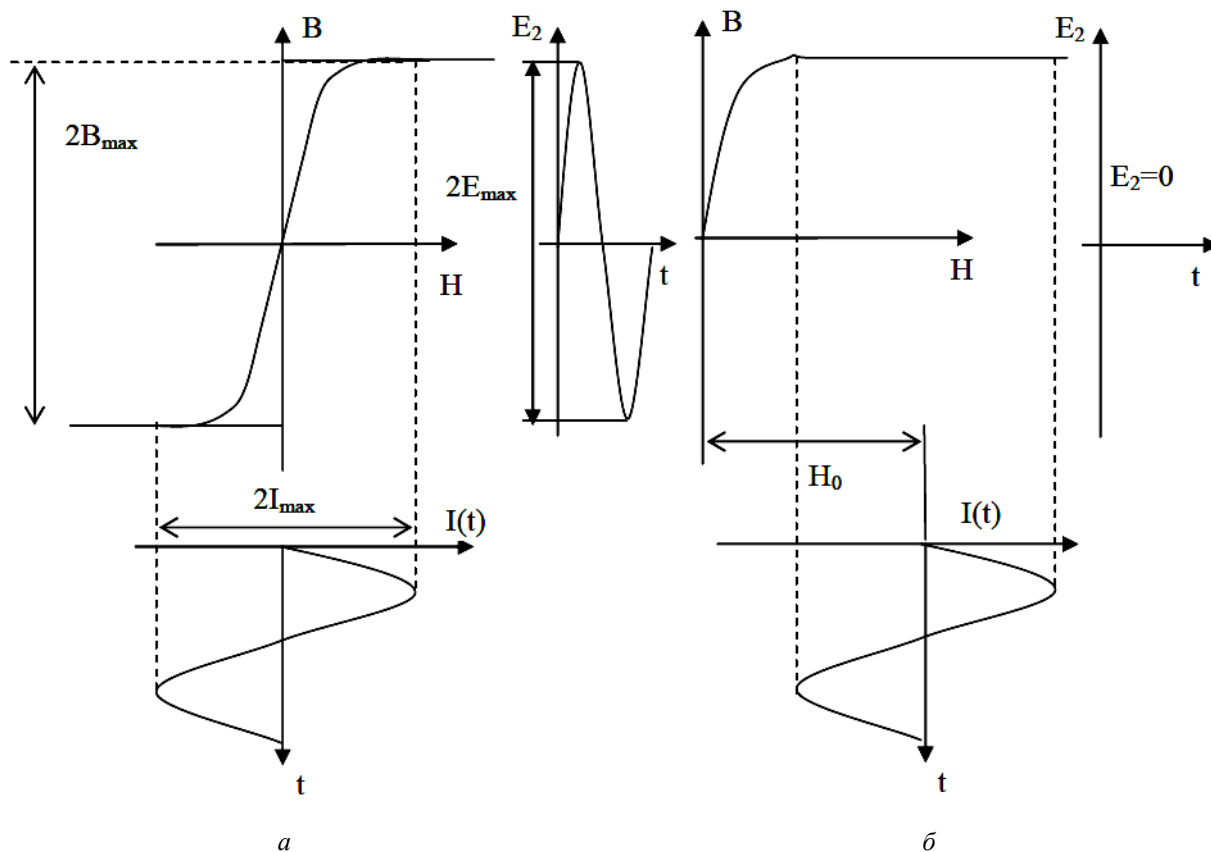


Рис. 3. Зависимости перемагничивания сердечника трансформатора при различных значениях напряженности внешнего магнитного поля

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Опытные образцы разработанных датчиков смонтированы на предприятии ООО «Омсктехуглерод» для контроля вращения 12 сушильных барабанов. Датчики позволяют выявлять аварийные режимы работы и остановку сушильных барабанов, а также отслеживать скорость их вращения.

Функциональная схема датчика вращения сушильного барабана представлена на рис. 4.

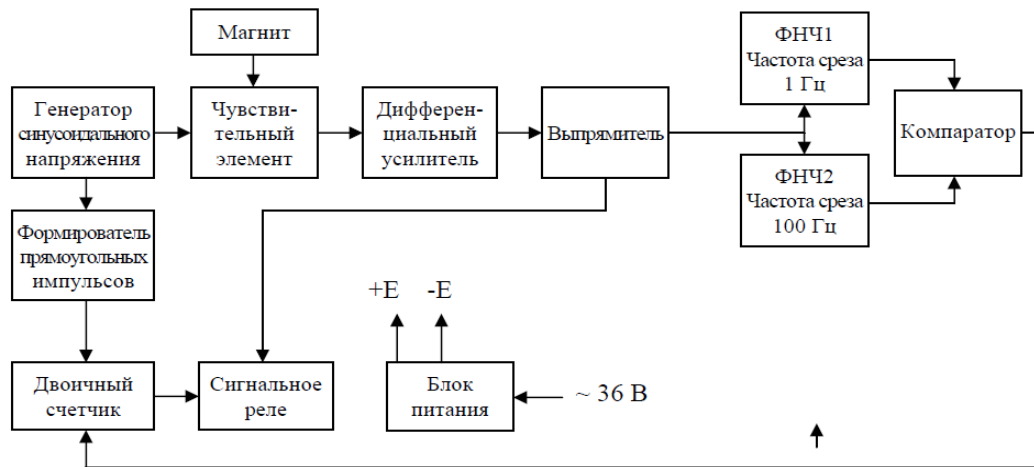


Рис. 4. Функциональная схема датчика остановки сушильного барабана

Работа разработанного датчика заключается в следующем. Напряжение с выхода генератора синусоидального напряжения поступает на первичную обмотку трансформатора и формирователь прямоугольных импульсов, с выхода которого поступает на вход двоичного счетчика. На вторичной обмотке чувствительного элемента возникает переменное напряжение. После усиления дифференциальным усилителем и последующего выпрямления сигнал с чувствительного элемента поступает на два фильтра низкой частоты. Эти ФНЧ имеют разные значения частоты среза. При нормальной работе сушильного барабана магнит, прикрепленный к его корпусу, каждый оборот барабана насыщает сердечник чувствительного элемента. В этот момент напряжение на вторичной обмотке трансформатора уменьшается или исчезает вовсе. Соответственно сигнал на выходе выпрямителя пропорционально этому уменьшается или становится равным 0. В связи с тем, что постоянные времени у ФНЧ1 и ФНЧ2 различны, то на входе компаратора будут различные уровни сигнала. На выходе фильтра с меньшей частотой среза сигнал остается неизменным, а на выходе фильтра с большей частотой среза уровень сигнала уменьшается. Компаратор настроен так, что изменение уровня сигнала чувствительного элемента на 30% соответствует его срабатыванию. При высоком уровне сигнала компаратора, соответствующего логической единице, происходит сброс двоичного счётчика, что приводит к началу отсчета заново до следующего срабатывания (насыщения) сердечника датчика. При исчезновении периодического насыщения сердечника чувствительного элемента на счетчик сигнал сброса не поступает и счетчик, по прошествии количества прямоугольных импульсов, соответствующих одному обороту сушильного барабана, переключает сигнальное реле в режим тревоги. Выход реле представляет собой нормально разомкнутый и нормально замкнутый контакты, что позволяет реализовать сигнализацию и об аварийной остановке сушильного барабана и осуществлять контроль работоспособности датчика вращения в соответствии с функциональной схемой, приведённой на рис. 2.

Конструкция чувствительного элемента электромагнитного датчика представлена на рис. 5.

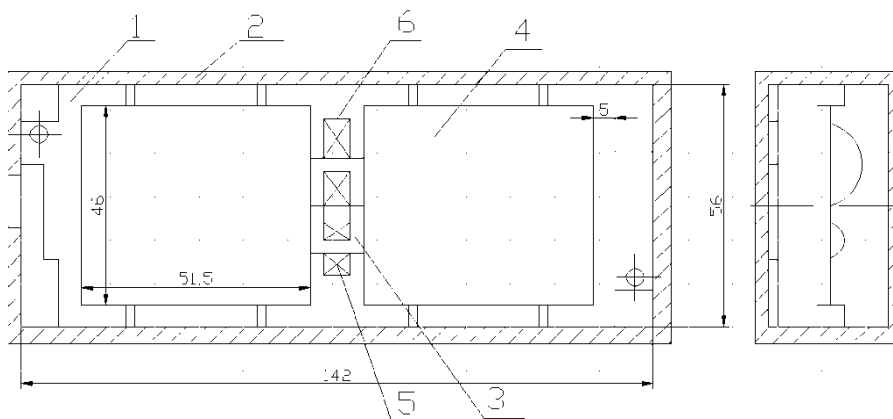


Рис. 5. Конструкция чувствительного элемента

Датчик состоит из платы 1, на которой закреплен сердечник трансформатора 3, фокусирующей магнитный поток пластины 4, первичной обмотки трансформатора 5, вторичной обмотки 6 и корпуса 2. Корпус чувствительного элемента датчика выполнен из алюминиевого сплава BS1490 LM24 (рис. 6).

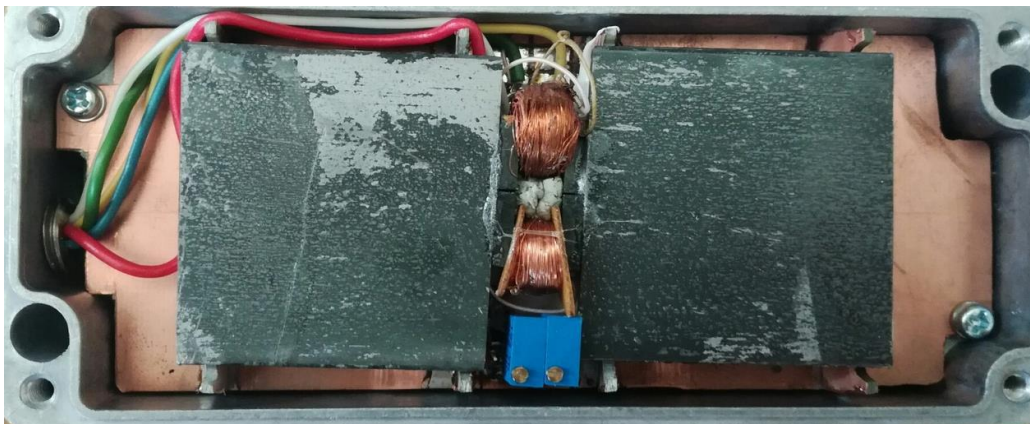


Рис. 6. Внешний вид чувствительного элемента

Габаритные размеры корпуса: (150 x 60 x 30) мм. Трансформатор датчика выполнен из ферритового сердечника с прямоугольной петлей гистерезиса габаритами: 12 x 20 x 3 мм. Число витков трансформатора: $w_1 = 900$ витков, $w_2 = 2500$ витков. Постоянный магнит из феррита стронция марки 28СА250 размерами 80X60X15 мм устанавливается на подвижной части объекта контроля.

По результатам эксперимента были получены данные зависимости расстояния срабатывания датчика от частоты генератора и величины тока подмагничивания сердечника постоянным магнитным полем для смещения петли гистерезиса в область насыщения. Подмагничивание осуществлялось путем введения постоянной составляющей тока в обмотке трансформатора датчика. Данные представлены на рис. 7.

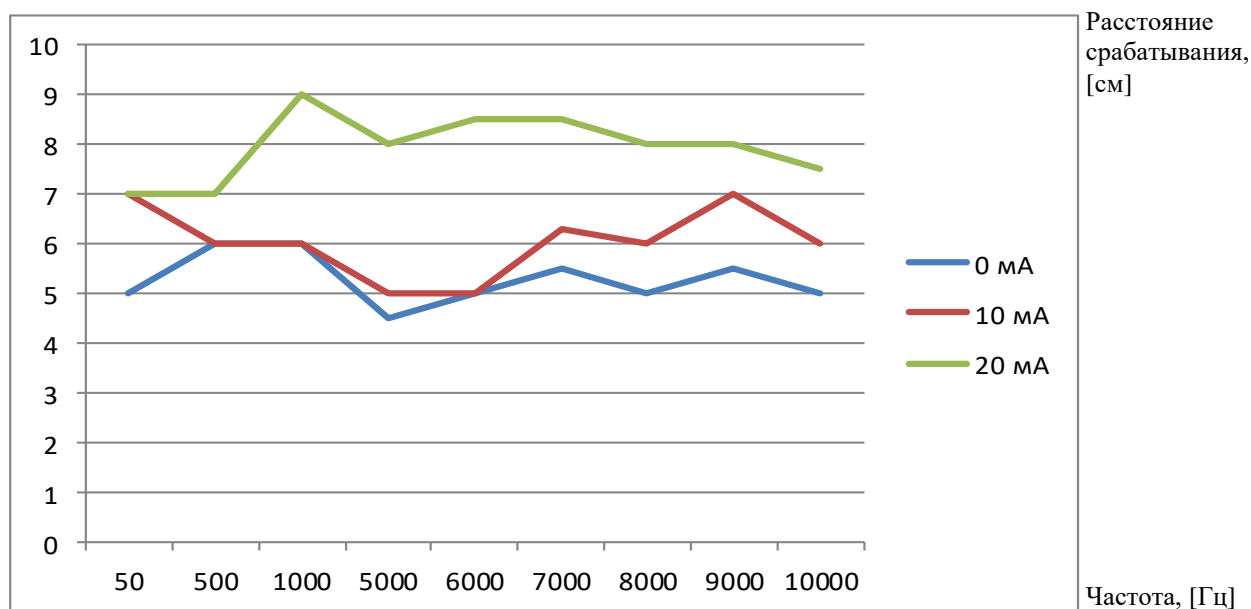


Рис. 6. Зависимости расстояния срабатывания датчика от частоты генератора и величины тока подмагничивания сердечника

Из полученных данных видно, что частота генератора не влияет на чувствительность датчика. Также из полученных данных следует, что по мере предварительного насыщения сердечника увеличивается чувствительность.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Принципиальным отличием принципа работы разработанного электромагнитного датчика от существующих аналогов является то, что при наличии внешнего магнитного поля выходной электрический сигнал чувствительного элемента не наводится под действием электромагнитной индукции, а наоборот, его амплитуда уменьшается (вплоть до полного исчезновения).

Следует отметить, что для повышения чувствительности такого датчика следует дополнительно ввести подмагничивание сердечника постоянным магнитным полем для смещения петли гистерезиса в область насыщения. Это позволит предварительно насытить магнитопровод сердечника трансформатора, что будет приводить к его полному насыщению при меньших значениях напряженности внешнего магнитного поля.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Криворученко А. Бесконтактные датчики положения. Проблемы выбора и практика применения // Компоненты и технологии. 2007. № 1. С. 32–35.
2. Sammarco J. J. Mining machine orientation control based on inertial, gravitational, and magnetic sensors // IEEE Transactions on Industry Applications. 1992. Vol. 28, no. 5. P. 1126–1130. DOI: 10.1109/28.158838.
3. Захаренко В. А., Шахова А. Г., Шкаев А. Г. Двухкоординатный электромагнитный датчик положения // Приборы и методы измерений, контроля качества и диагностики в промышленности и на транспорте : материалы III Всерос. науч.-техн. конф. с междунар. участием (Омск, 18–19 окт. 2018 г.) / Ом. гос. ун-т путей сообщения. Омск : Изд-во ОмГУПС, 2018. С. 8–13.
4. Системы высокотехнологических решений. Компоненты для комплексной автоматизации : каталог / Simatic. Siemens. М., 2017. 134 с.
5. Сокол-Кутыловский О. Л. Измерение слабого магнитного поля магнито-модуляционным преобразователем с аморфным ферромагнитным сердечником // Датчики и системы. 2018. № 10. С. 39–44.

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

УДК 537.523; 533. 915

DOI: 10.25206/2310-9793-2023-11-4-50-56

ВКЛАД ТЕРМОЭМИССИИ НА КОНЦЕНТРАЦИЮ ЗАРЯДОВ В ЛАЗЕРНОМ ПУЧКЕ, РАСПРОСТРАНЯЮЩЕМСЯ ЧЕРЕЗ АЭРОЗОЛЬ

CONTRIBUTION OF THERMAL EMISSION TO THE CHARGE CONCENTRATION IN A LASER BEAM PROPAGATING THROUGH AN AEROSOL

С. Ф. Баландин¹, В. А. Донченко², В. Ф. Мышкин³, И. И. Павлов⁴, В. Л. Хазан⁵, В. А. Хан^{1,3}

¹Институт Оптики Атмосферы им. В. Е. Зуева СО РАН, г. Томск, Россия

²Сибирский физико-технический институт им. Кузнецова Томского государственного университета, г. Томск, Россия

³Национальный исследовательский Томский политехнический университет, Инженерная школа ядерных технологий, г. Томск, Россия

⁴Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики, г. Новосибирск, Россия

⁵Омский государственный технический университет, г. Омск, Россия

S. F. Balandin¹, V. A. Donchenko², V. F. Myshkin³, I. I. Pavlov⁴, V. L. Khazan⁵, V. A. Khan^{1,3}

¹Institute of Atmospheric Optics named after Academician V.E. Zuev SB RAS,

²V. D. Kuznetsov Siberian Physical-Technical Institute at Tomsk State University, Tomsk, Russia

³Tomsk Polytechnic University, Tomsk, Russia

⁴Siberian state University of telecommunications and Information Science, Novosibirsk, Russia

⁵Omsk State Technical University, Omsk, Russia

Аннотация. Составлена математическая модель процессов, протекающих в аэродисперсных средах с твёрдыми частицами, при взаимодействии с лазерным излучением. В модели учитываются термоэмиссия электронов с поверхности микрочастиц и лазерный пробой. Расчетами показана возможность возникновения слабой сплошной ионизации воздушной среды на расстоянии нескольких сантиметров от очага пробоя за счёт ионизации молекул NO и протекания термохимических реакций в длинной лазерной искре.

Ключевые слова: оптический пробой, термоэмиссия, ионизация, фотоионизация, проводимость.

Abstract. Physical processes occurring in aerodisperse media with solid particles during thermal emission of electrons from the particle surface and primary optical breakdown are considered. The possibility of weak ionization of the air medium at a distance of several centimeters from the breakdown center is shown, due to the ionization of NO molecules and the course of a number of thermochemical reactions suitable for use in a long laser spark.

Keywords: optical breakdown, thermal emission, ionization, photoionization, conductivity.

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время остается актуальной разработка методов дистанционного формирования в воздухе проводящего канала. Такие каналы планируется использовать в качестве элементов антенн телекоммуникационных устройств [1, 2]. Теоретически и экспериментально изучаются параметры плазменных антенн, теория формирования ионизованных каналов проводимости [1, 3].

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Проводящий канал можно сформировать при лазерном пробое. Известно, что наличие в воздухе аэрозольных частиц существенно понижает порог оптического пробоя [4]. Наряду с процессом образования плазмы в лазерном пучке важным является взаимодействие излучения с атмосферой и плазменным образованием. Эти процессы имеют место при создании протяженного проводящего ионизованного канала [5]. Основную роль при распространении излучения в аэрозольной среде играют распределение диэлектрической проницаемости вокруг микрочастиц, подвергаемых лазерному воздействию. При лазерном воздействии возможно образование ионизационных и плазменных ореолов, которые могут вносить большой вклад в рассеяние и ослабление излучения. Поэтому цель исследования – изучение закономерностей взаимодействия электромагнитного излучения с плазменными ореолами вокруг твёрдофазной частицы на процессы рассеяния и экранирования излучения при распространении в аэрозольной среде.

III. ТЕОРИЯ

Известно [4], что распространение мощного лазерного излучения в аэродисперсных средах сопровождается нелинейными эффектами, которые возникают из-за температурных, акустогидродинамических и термомеханических возмущений среды и изменения диэлектрической проницаемости среды вокруг частиц. Особый интерес представляет процесс термоэлектронной эмиссии при нагреве частиц лазерным излучением. Термоэлектронная эмиссия (эффект Ричардсона, эффект Эдисона) – явление испускания электронов нагретыми телами. С повышением температуры число электронов, кинетическая энергия теплового движения которых больше работы выхода, увеличивается, и явление термоэлектронной эмиссии становится заметным. Значение показателя преломления n плазменного ореола вблизи поверхности твёрдой частицы оценивается следующей формулой [6]:

$$n = \sqrt{\frac{\varepsilon + 2\sqrt{\varepsilon^2 + \left(\frac{4\pi\sigma}{w}\right)^2}}{2}},$$

$$\text{Если } w^2 \gg v_m^2, \text{ то } \varepsilon_\omega = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2}, \quad \omega_p = \sqrt{\frac{4\pi e^2 n_e}{m}} = 2e\sqrt{\frac{\pi n_e}{m}} = 2e\sqrt{\frac{\pi}{m} n_e}^{1/2} c^{-1}, \quad \sigma_\omega = \frac{e^2 v_m}{m w^2} n_e.$$

$$\text{Если } w^2 \ll v_m^2, \text{ то } \varepsilon_\omega = 1 - \frac{4\pi e^2}{m v_m^2} n_e, \quad \sigma_\omega = \frac{e^2}{m v_m} n_e,$$

где v_m – частота столкновений электронов с атомами и молекулами, e – заряд электрона, m – масса электрона, n_e – концентрация электронов.

Плотность тока термоэмиссии можно записать в виде [7]:

$$j = 4\pi m_e e (k_B T)^2 h^{-3} \cdot \exp\left(\frac{\Phi_{ПТ}}{k_B T}\right), \quad (1)$$

где $m_e e$ – масса и заряд электрона, h , k_B – постоянные Планка и Больцмана, $\Phi_{ПТ}$ – работа выхода электронов из вещества микрочастицы. На рис. 1 приведены графики зависимости плотности тока эмиссии j от температуры и работы выхода [7]. Из рис. 1 видно, что для вещества частиц с работой выхода 3-6 эВ эффект термоэмиссии существует только при температурах поверхности более 1500 К.

Электрический заряд Q вокруг частицы может быть выражен как

$$Q = j S_a \Delta t. \quad (2)$$

Здесь j – площадь поверхности частицы $S_a = 4\pi R^2$, Δt – время жизни электрона до первого столкновения. Учитывая, что средняя длина свободного пробега электрона в газе приблизительно в 5.7 раза больше

средней длины свободного пробега молекул газа, которая равна $\sim 5.2 \times 10^{-5}$ см, получим для электрона длину свободного пробега $\sim 3 \times 10^{-6}$ м. Таким образом, на расстоянии 3 мкм электрон испытывает 1 столкновение с молекулами газа, а на расстоянии 10 мкм – более 3 столкновений при термодинамическом равновесии. В случае, если температура электронов значительно больше газовой, длина свободного пробега электронов возрастает. При электронной температуре $T_e = 1-10$ эВ длина свободного пробега l_e может быть выражена [8] в виде:

$$l_e = \frac{1}{\sigma_{ea} n_a}, \quad (3)$$

где σ_{ea} – сечение столкновений электронов с молекулами газа, n_a – концентрация молекул газа. При типичных параметрах $\sigma_{ea} = 10^{-16}$ см², $n_a = 10^{19}$ см⁻³, получим $l_e = 10^{-3}$ см.

Образуется двойной электрический слой сферической формы, внешняя область которого заряжена отрицательно. Возникает электрическое поле, препятствующее дальнейшей эмиссии электронов. При этом растекание электронной плотности не единственная причина, вызывающая появление двойного слоя.

В ионизированной среде протекают такие процессы, как: столкновение с передачей импульса, колебательное возбуждение, упругое и неупругое рассеяния, возбуждение, ионизация, прилипание к молекулам газа [9]. Среднее время между двумя последовательными столкновениями электрона t_e равно:

$$t_e = l_e / v_e. \quad (4)$$

При $v_e = 10^5$ см/с и $l_e = 10^{-3}$ см это время составляет $\approx 10^{-8}$ с. При учете указанных выше процессов, это время составляет $10^{-7} - 10^{-8}$ с. Это связано с тем, что потеря электронов происходит в основном за счет его прилипания к молекулам газа. Время жизни электрона значительно больше, если рассматривать не одиночный электрон, а ореол низкотемпературной плазмы вокруг частиц. Так, при создании ионизации импульсным рентгеновским излучением, время распада ионизованного облака по уровню 0.5 составляет ≈ 20 мкс [10, 11].

Количество образовавшихся электронов N_e через его заряд Q может быть выражен в виде:

$$N_e = Q N_e^{к/л},$$

где $N_e^{к/л} = 0.625 \cdot 10^{19}$ эл. – количество электронов, образующих 1 Кл электрического заряда.

Тогда средняя концентрация электронов n_e в сферическом слое вокруг частицы будет:

$$n_e = \frac{N_e}{v_{сф.о.}}. \quad (5)$$

Если R_1 – радиус внешней оболочки накопления электронов (плазменного ореола), R – радиус частицы, то формула для объема сферической оболочки имеет вид:

$$v_{сф.о.} = \frac{4}{3} \pi (R_1^3 - R^3). \quad (6)$$

Учитывая уравнения (1, 2, 4–6), можем записать:

$$n_e = \frac{3 \Delta t N_e^{к/л} R^2}{\pi (R_1^3 - R^3)} j. \quad (7)$$

Для $\Delta t = 10^{-8}$ с, $R = 10^{-4}$ см, $R_1 = 10^{-3}$ см, $N_e^{к/л} = 1.6 \cdot 10^{19}$ эл., $j = 1 \frac{A}{см^2}$, получим:

$$n_e = 1.53 \cdot 10^{12} \frac{эл.}{см^2}.$$

При такой концентрации электронов в сферическом слое вокруг микрочастицы при термоэмиссии, она полностью отражает СВЧ излучение с длиной волны 10 см и более. Такой же результат получается при этой концентрации для частиц с работой выхода: 3 эВ при 1800 К, 4 эВ – 2400 К, 5 эВ – 2800 К. На рис. 2 приведен график зависимости концентрации электронов в плазменном ореоле вокруг частицы от работы выхода, полученный в результате расчетов по формуле (7) и данных, представленных на рис. 1.

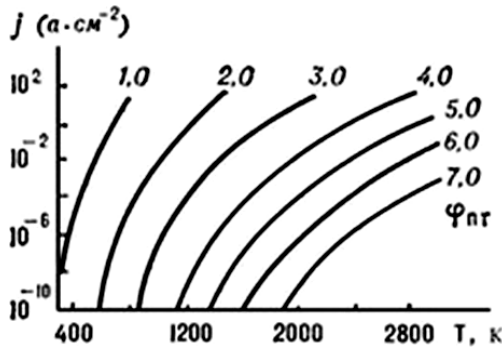


Рис. 1. Зависимость плотности тока термоэмиссии от температуры и работы выхода

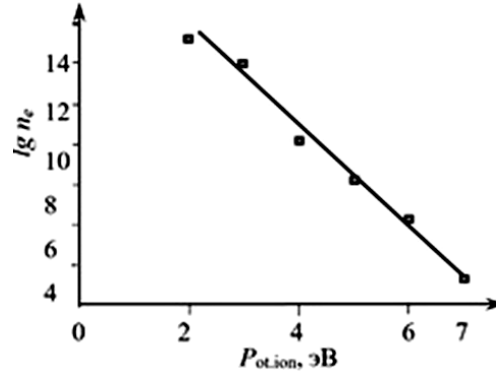


Рис. 2. Зависимость концентрации электронов вокруг микрочастицы от работы выхода при: $\Delta t = 10^{-8}$ с, $R = 10^{-4}$ см, $R_1 = 10^{-3}$ см, $T = 2000$ К

Видно, что для частиц с работой выхода электронов 4–6 эВ средняя концентрация электронов в слое толщиной 1-10 мкм составляет 10^{10} - 10^5 см⁻³. При такой концентрации электронов частицы практически не отражают излучение СВЧ диапазона длин волн. Это означает, что термоэмиссия увеличивает отражательную способность микрочастиц с потенциалом ионизации вещества 5 эВ и менее только при нагреве более 2000 К. При более низких температурах ионизация происходит при статистическом равновесии электронного газа, например, в пылевой плазме с учетом энергии Ферми вещества микрочастицы.

Формулу для распределения концентрации электронов в этом случае на основании решения уравнения Пуассона – Ферми – Дирака можно представить в виде [12]:

$$n_e = n_{e0} \exp \left[\frac{\Theta e^{ax} - \Psi e^{-ax}}{x} - 1 \right],$$

$$\Theta = \frac{1 - \bar{n}_i e^{ax_1} (1 + ax_1) + (a+1) \bar{n}_i e^{-a}}{2a},$$

$$\Psi = \frac{\bar{n}_i e^{ax_1} (1 - ax_1) - 1 + (a-1) \bar{n}_i e^a}{2a}.$$

При условии $R_1=0$, то

$$\Theta = \frac{1 - \bar{n}_i + (a+1) \bar{n}_i e^{-a}}{2a},$$

$$\Psi = \frac{1 - \bar{n}_i + (a-1) \bar{n}_i e^a}{2a},$$

$$\bar{n}_i = \frac{e^{-2a\mu} (a\mu+1) + a\mu - 1}{e^{-2a\mu} (a\mu+1) + e^a (a-1) + (a\mu-1) + e^{-a} (a+1)},$$

где $\mu = \frac{l}{R}$, n_{e0} – концентрация электронов вблизи поверхности частицы, \bar{n}_i – средняя концентрация ионов, $2l$ – среднее расстояние между двумя соседними частицами, R – радиус частицы; $x = \frac{r}{R}$, r – расстояние от центра частицы; $x_1 = \frac{R_1}{R}$, R_1 – радиус полости, $a = \frac{1}{2} \left(\frac{h^2}{2\pi\theta m_e} \right)^{3/2}$, $\theta = kT$ – статистическая температура.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

На рис. 3–6 приведены результаты расчётов. На рис. 3 показаны профили концентрации свободных электронов при разных температурах как внутри частицы, так и вне её при следующих параметрах: $\bar{n}_i = 10^{19} \text{ м}^{-3}$, $R = 2 \cdot 10^{-6} \text{ м}$, $R_1 = 5 \cdot 10^{-7} \text{ м}$, $l = 2.4 \cdot 10^{-6} \text{ м}$. Видно, что на расстоянии от 0 до $1.75 r$ концентрация свободных электронов при температуре 1000 К превышает концентрацию при температуре более 2000 К. Это может быть связано с увеличением и потока электронов за счёт роста эффекта термоэмиссии с поверхности частицы в окружающую среду. Из рис. 4, видно, что с ростом размера частиц при сравнительно низкой температуре они приобретают положительный заряд, а при температурах более 2000 К – отрицательный, что связано с балансом электронов и ионов в наблюдаемой системе [12].

Без учёта плазмохимических и ионизационных процессов, учитывая, что поток электронов с поверхности микрочастицы с расстоянием изменяется по квадратичному закону, получим:

$$n_e = n_{e0} \left(\frac{R}{r} \right)^2.$$

Как показывают исследования [13, 14] микрочастицы, в зависимости от их природы и способа воздействия, могут приобретать как положительный, так и отрицательный потенциал. Так, в электрическом поле даже не нагретые частицы приобретают заряд: Al – -2 Кл/кг, плавный кварц – -2.9 Кл/кг, бикарбонат натрия – +4 Кл/кг. Отрицательный потенциал связан с накоплением электронов вокруг нагретой частицы. При высоких температурах электроны могут рассеяться в окружающем воздухе и прилипнуть к молекулам газа – частица приобретает положительный заряд [14]. Суммарный заряд частицы Q , включая электронное облако, окружающее частицу, определяется многими факторами, такими как термоэмиссия, процессы взаимодействия электронов ионов, атомов и молекул, диффузией и рассеиванием электронов.

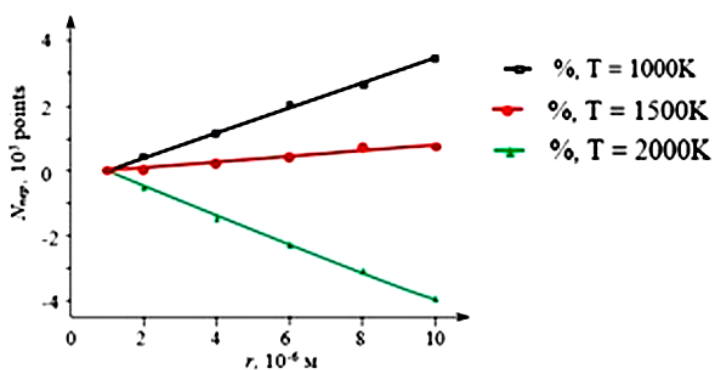


Рис. 3. Концентрация электронов на различных расстояниях от центра твёрдой микрочастицы $\bar{n}_i = 10^{19} \text{ м}^{-3}$, $R_1 = 5 \cdot 10^{-7} \text{ м}$, $R = 2 \cdot 10^{-6} \text{ м}$, $l = 2.4 \cdot 10^{-6} \text{ м}$

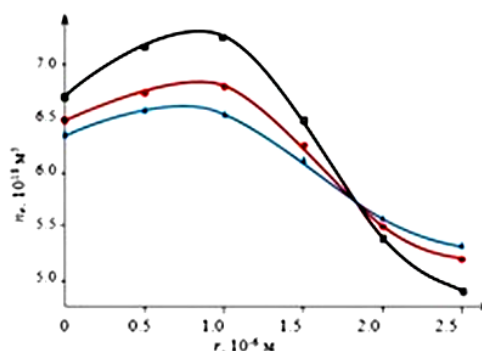


Рис. 4. Зависимость заряда твёрдых частиц от их радиуса при разных температурах

На рис. 5 приведены расчетный график зависимости от радиуса количества электронов, покидающих микрочастицу, а рис. 6 демонстрирует зависимость от размера частицы концентрация образовавшихся ионов. В обоих случаях с ростом размера частицы наблюдается возрастание концентрации электронов и ионов. При температуре 1000 К вокруг частицы преобладают положительные ионы и полный заряд положительный. При

температуре 2000 К усиливается эффект термоэмиссии и образовавшиеся электроны накапливаются вокруг частицы и её заряд становится отрицательным.

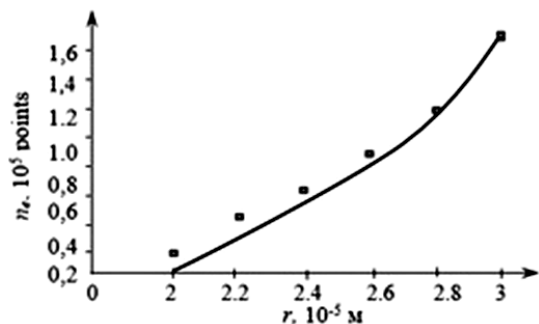


Рис. 5. Число электронов, покинувших частицу, в зависимости от её радиуса

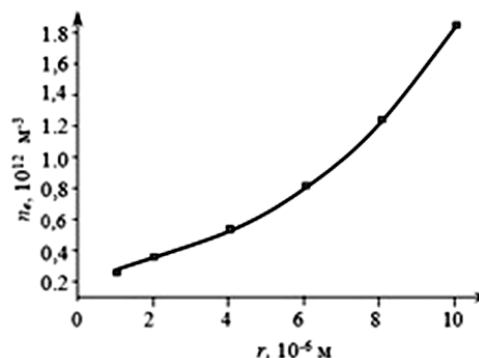


Рис. 6. Концентрация положительных ионов n_i в плазме вокруг частицы

При учёте только поверхностной ионизации, вследствие термоэмиссии, максимальное число электронов, образовавшихся при ионизации поверхностного слоя атомов или молекул частицы, равно:

$$N_{es} = \frac{4R_q^2}{r_a^2},$$

где r_a – радиус атома или молекулы вещества частицы.

Если образовавшиеся электроны накапливаются в окрестности частицы в промежутке $R_2 > R_1 > R_q$, где $R_1 = \alpha_1 R_q$, $R_2 = \alpha_2 R_q$ и $\alpha_2 > \alpha_1 > 1$, то максимальная концентрация электронов в ореоле частицы составляет:

$$N_{e\max} = \frac{3}{R_q (\alpha_2^3 - \alpha_1^3) r_a^2}.$$

Из (3), (7) находим радиус частицы, при котором обеспечивается условие полного отражения излучения от электронного ореола вокруг микрочастицы:

$$R_q \leq \frac{3\lambda^2 e^2}{c^2 m_e (\alpha_2^3 - \alpha_1^3) r_a^2}.$$

Например, для $r_a \cong 10^{10}$ м, $\alpha_2^3 - \alpha_1^3 = 10$, получим $R_q \leq 1,3 \cdot 10^{-8}$ м.

Так как длина свободного пробега электрона $\lambda_{ea} \approx 10^{-7}$ м [14], то естественно предположить, что электронное облако вокруг частицы будет формироваться в пределах этого расстояния. Образовавшиеся электроны удерживаются положительным зарядом частицы. В свою очередь ионы, находящиеся в плазменном слое, удерживаются электронным облаком. Таким образом, возникает устойчивая конфигурация зарядов. Эффективная толщина заряженного слоя в такой модели равна $h_n = R_q(\alpha_2 - \alpha_1) = 10R_q = 1,3 \cdot 10^{-7}$ м. Это значение совпадает с радиусом Дебая $R_{De} = K_B T_e^2 / 4\pi N_e e^2$ [6] при $k_B T_e = 2$ эВ, $N_e = 10^{23}$ м⁻³. В [3] показано, что двойной электрический слой вблизи поверхности микрочастицы имеет размеры порядка дебаевского радиуса, что и подтверждают приведенные оценки. Отметим, что концентрация электронов на самом деле будет меньше из-за уменьшения толщины электронной оболочки [14].

Степень ионизации воздуха повышается за счет нагрева твёрдых частиц аэрозоля длинными лазерными импульсами ($t \geq (4 \chi_T N_q^{2/3})^{-1}$, где χ_T – коэффициент турбулентной теплопроводности). В этом случае в следствии инициирования термической диссоциации в воздухе при $T = 700-1500$ К вида $N_2 + O_2 \rightleftharpoons 2NO$, $2NO_2 \rightleftharpoons 2NO + O_2$, $N_2O + O_3 \rightleftharpoons 2NO + O_2$, концентрация NO в атмосфере может заметно возрасти по сравнению

с фоновой, что будет способствовать более интенсивному образованию ионов при последующим оптическом пробое на микрочастицах. Отметим также, что в течении $\approx 10^{-6}$ с в канале лазерного пучка в межплазменных промежутках существует повышенная электронная концентрация. Так, на расстоянии 0.1 м от центра очага $N_e \approx 10^{11} \text{ м}^{-3}$.

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Нагрев твёрдых частиц аэрозоля длинными лазерными импульсами приводит к дополнительному повышению концентрации зарядов в воздухе за счет термоэмиссии.

2. При первичном пробое излучение в диапазоне длин волн 110–135 нм очагов пробоя с температурой (15 000–20 000) К приводит к фотоионизации примесного газа оксида азота на расстоянии до 10 см, а электронная концентрация доходит до 10^5 см^{-3} .

3. Электронная проводимость воздуха на расстоянии 0.1 м от центра очага будет приблизительно в $5 \cdot 10^4$ раз больше ионной проводимости (для NO^+) в течение существования электронной проводимости равной $\approx 10^{-6}$ с. Существование повышенной электронной проводимости воздуха между очагами пробоя формирует значительное преимущество длиной лазерной искры перед лазерными каналами, имеющими только ионную проводимость, например, при использовании ДЛИ в качестве излучающего элемента антенной системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Donchenko V. A., Balandin S. F., Kemel'bekov B. Zh. [et al.]. Physical principles of creation of ionization channels in the atmosphere under cw and pulsed laser irradiation // Russian Physics Journal. 2018. Vol. 61, no. 5. P. 918–929. DOI: 10.1007/s11182-018-1478-3.
2. Diels J.-C., Rudolph W. Ultrashort laser pulse phenomena. Fundamentals, techniques, and applications on femtosecond time scale. Burlington : Academic Press, 2006. 680 p. ISBN 978-0-12-215493-5.
3. Зворыкин В. Д., Левченко А. О., Устиновский Н. Н. Управление протяженными высоковольтными электрическими разрядами в атмосферном воздухе УФ излучением КгF-лазера // Квантовая электроника. 2011. Т. 41, № 3. С. 227–233.
4. Зуев В. Е., Землянов А. А., Копытин Ю. Д. [и др.]. Мощное лазерное излучение в атмосферном аэрозоле. Новосибирск : Наука, 1984. 223 с.
5. Донченко В. А., Баландин С. Ф., Кемельбеков Б. Ж. [и др.]. Физические основы создания каналов ионизации в атмосфере при непрерывном и импульсном лазерном воздействии // Известия высших учебных заведений. Физика. 2018, Т. 61, № 5, С. 98–108.
6. Райзер Ю. П. Лазерная искра и распространение разрядов. М. : Наука, 1974. 308 с.
7. Добрецов Л. Н., Гомоюнова М. В. Эмиссионная электроника. М. : Наука, 1966. 564 с.
8. Пшежецкий С. Я., Дмитриев М. Т. Радиационные физико-химические процессы в воздушной среде. М. : Атомиздат, 1978. 183 с.
9. Хаксли Л., Кромптон Р. Диффузия и дрейф электронов в газах. М. : Мир, 1977. 672 с.
10. Balandin S. F., Donchenko V. A., Zemlyanov A. A. [et al.]. Electrical parameters of a laser beam channel in the atmosphere. I // Russian Physics Journal. 2019. Vol. 62, no. 5. P. 576–580. DOI: 10.1007/s11182-019-01772-2.
11. Abramova E. S., Balandin S. F., Donchenko V. A. [et al.]. Lower-threshold ionization in laser channel propagation // Russian Physics Journal. 2020. Vol. 63. P. 338–343. DOI: 10.1007/s11182-020-02040-4.
12. Файрушин И. И. Математические модели низкотемпературной плазмы. Часть 1. Моделирование процессов в равновесной пылевой плазме ; Казан. (Приволж.) Федер. ун-т. Казань : Изд-во КФУ, 2014. 35 с.
13. Apollonov V. V., Baitsur G. G., Ermachenko A. V. [et al.]. High-power molecular lasers pumped by a volume self-sustained discharge // Journal of the Optical Society of America. B. 1991. Vol. 8, no. 2. P. 220–229. DOI: 10.1364/JOSAB.8.000220.
14. Kasparian J., Rodríguez M., Mejean G. [et al.]. White-light filaments for atmospheric analysis // Science. 2003. Vol. 301, no. 5629. P. 61–64. DOI: 10.1126/science.1085020.
15. Berge L., Skupin S., Nuter R. [et al.]. Ultrashort filaments of light in weakly ionized, optically transparent media // Reports on Progress in Physics. 2007. Vol. 70, no. 10. P. 1633–1713. DOI: 10.1088/0034-4885/70/10/R03.

ВЫЯВЛЕНИЕ РАЗНОВИДНОСТЕЙ ОДНОМОДОВЫХ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИХ ПРОДОЛЬНОГО НАТЯЖЕНИЯ

AN IDENTIFICATION OF VARIETIES OF SINGLE-MODE OPTICAL FIBERS AND DETERMINATION OF THEIR LONGITUDINAL TENSION CHARACTERISTICS

И. В. Богачков¹, Н. И. Горлов²

¹Омский государственный технический университет, г. Омск, Россия

²Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики, г. Новосибирск, Россия

I. V. Bogachkov¹, N. I. Gorlov²,

¹Omsk State Technical University, Omsk, Russia

²Siberian State University of Telecommunications and Computer Science, Novosibirsk, Russia

Аннотация. В этой работе представлены результаты исследований по автоматизации обработки данных измерений бриллюэновских рефлектограмм, содержащих различные виды одномодовых оптических волокон. Анализируя параметры рассеяния Мандельштама – Бриллюэна возможно различать разновидности оптических волокон в исследуемых оптических кабелях, а также оценивать изменение бриллюэновского частотного сдвига и определять степень продольного натяжения. Начальные значения бриллюэновского частотного сдвига и спектр рассеяния Мандельштама – Бриллюэна для каждой разновидности оптических волокон отличаются. Представлены разработанные программы для обработки бриллюэновских рефлектограмм. Сделаны выводы о точности оценок, полученных по различным алгоритмам, на основании накопленного опыта по работе с представленными программами.

Ключевые слова: оптическое волокно, натяжение волокон, бриллюэновская рефлектометрия, рефлектограмма, спектр рассеяния Мандельштама – Бриллюэна, бриллюэновский частотный сдвиг, профиль спектра, ранняя диагностика волокон.

Abstract. This paper presents the results of studies on the automation of the processing of measurements of Brillouin reflectograms containing various types of single-mode optical fibers. By analyzing the Mandelstam-Brillouin scattering parameters, it is possible to distinguish the varieties of optical fibers in the studied optical cables, as well as to estimate the change in Brillouin frequency shift and determine the degree of longitudinal tension. The initial values of the Brillouin frequency shift and the Mandelstam-Brillouin scattering spectrum for each type of optical fiber differ. Developed programs for processing Brillouin reflectograms are presented. Conclusions were made about the accuracy of estimates obtained according to various algorithms, based on the accumulated experience in working with the presented programs.

Keywords: optical fiber, fiber tension, Brillouin reflectometry, reflectogram, Mandelstam-Brillouin scattering spectrum, Brillouin frequency shift, spectrum profile, early fiber diagnosis.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для выявления участков оптических волокон (ОВ) с изменёнными натяжением и температурой в оптических кабелях (ОК) применяются бриллюэновские рефлектометры (БОИР – бриллюэновский оптический импульсный рефлектометр). В основу работы БОИР положен анализ характеристик рассеяния Мандельштама – Бриллюэна (РМБ).

В настоящее время для различных назначений разработано множество разновидностей ОВ [1, 5–7].

Оценка оптических характеристик ОВ в проложенных ОК, а также классификация разновидностей ОВ в ОК (в том числе ОВ, схожих по свойствам и назначению, но разных производителей) являются актуальными задачами [4–6].

Для их решения целесообразно получить и проанализировать бриллюэновские рефлектограммы. С помощью графиков, полученных с использованием БОИР, можно классифицировать тип ОВ в проложенном ОК, поскольку даже волокна одной разновидности, но разных производителей имеют заметные различия в частотных характеристиках РМБ [4–7].

В структуре современных ОВ может существовать несколько слоёв, оптические и акустические свойства которых различны, что оказывает влияние на формирование спектра РМБ (СРМБ) [6–9].

Для изучения параметров РМБ (СРМБ и вычисления частоты главного максимума СРМБ – бриллюэновского сдвига частоты – БЧС) для всех тестируемых разновидностей ОВ требуются данные из рефлектограмм БОИР [6, 10–12].

Имея набор параметров РМБ (профилей СРМБ) различных видов ОВ, можно классифицировать ОВ в ОК, а также ускорить выявление потенциально ненадёжных участков ОВ ВОЛС за счёт автоматизирования процесса [10–15].

Ранее авторами уже проводились исследования характеристик РМБ во многих разновидностях одномодовых ОВ, результаты которых приведены в работах [1–7].

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

С целью изучения параметров РМБ (частотных характеристик РМБ (спектра РМБ (СРМБ)) и оценки величин БЧС) в одномодовых ОВ необходимо получить бриллюэновские рефлектограммы. Для этого были проведены экспериментальные исследования с БОИР «Ando AQ 8603».

По полученным данным от БОИР необходимо провести автоматизированную обработку результатов для классификации разновидности ОВ и определения характеристик продольного натяжения.

III. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

На рис. 1 показана рефлектограмма БОИР (распределение СРМБ по длине световода по данным от БОИР «Ando AQ 8603») для ОВ «Fujikura» разновидности G.654 (рекомендация МСЭ–Т G.654 – ОВ со смещенной длиной волны отсечки, равной 1530 нм) [1, 5].

В правом нижнем углу показан профиль СРМБ в выбранном поперечном сечении световода (на расстоянии 1103.72 м). Там же указаны БЧС ($f_B = 11.0032$ ГГц), ширина полосы СРМБ ($f_w = 179.5$ МГц) и уровень обратно отражённого сигнала в максимуме ($A_m = A(f_B) = 82.380$ дБ).

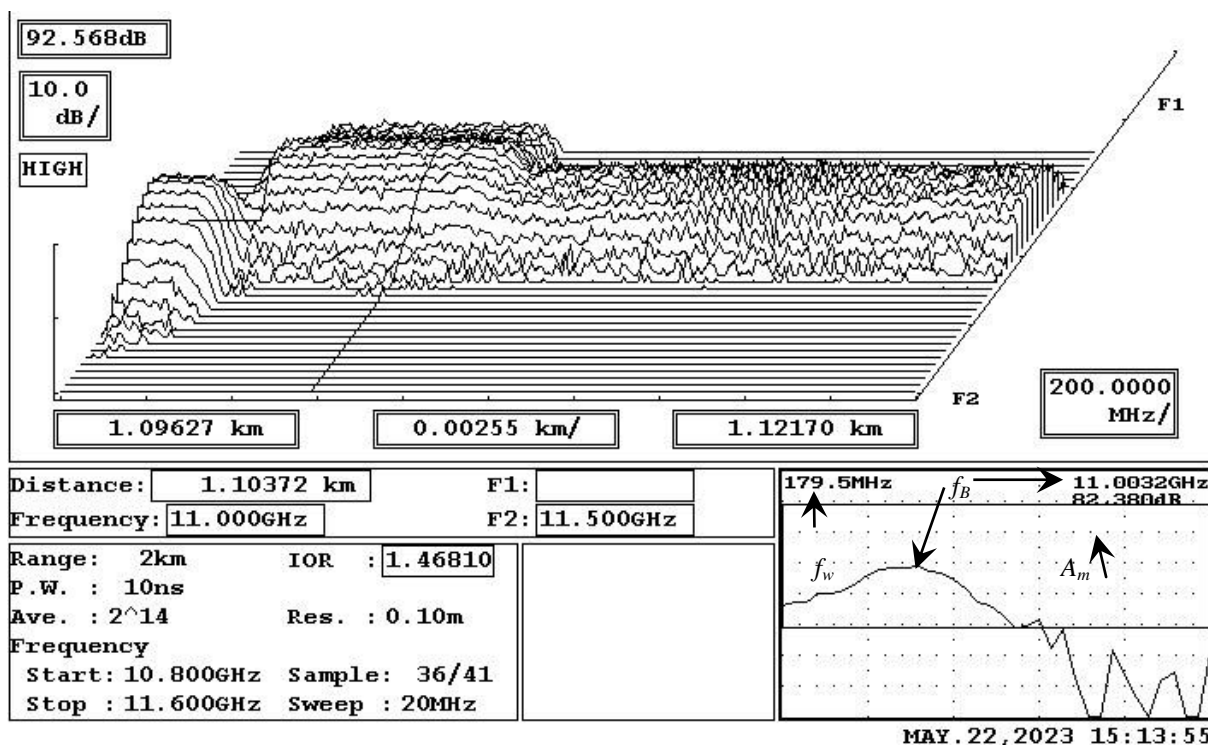


Рис. 1. Пример исходной бриллюэновской рефлектограммы световода

В левом нижнем углу приведены данные о предельной дистанции измерений (2 км), показателе преломления (1.468), длительности зондирующего импульса (10 нс), о количестве усреднений (2^{14}), о представляемом после обработки результатов разрешении по длине световода (0.1 м), а также данные частотных характеристик сканирования, которые отдельно рассмотрены на рис. 2.

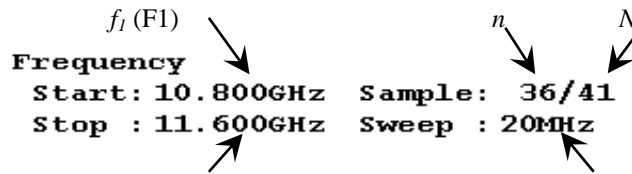


Рис. 2. Данные, которые требуются для получения значений в точках сетки по оси частот [10–13]

Для формирования рефлектограммы БОИР проводится частотное сканирование, которое в данном примере стартует с частоты f_1 ($f_1 = 10.8$ ГГц = F1) с шагом h ($h = 20$ МГц). Конечная частота (F2 = 11.6 ГГц) достигается только при прохождении всех точек сканирования ($n = N = 41$).

Поскольку процесс сканирования при работе БОИР можно останавливать на любом шаге n (для примера на рис. 2 $n = 36$), то частота завершения сканирования в этом случае равна:

$$f_2 = f_1 + h(n - 1). \tag{1}$$

Для примера на рис. 2 $f_2 = 11.5$ ГГц. Наибольшее значение уровня обратно отражённого сигнала (A_m) будет наблюдаться на частоте, равной БЧС (f_B).

На рис. 3 приведён пример профиля СРМБ, взятый при том же измерении на другом участке того же световода. Но на этом участке использовано ОВ другого производителя (“Corning”), хотя и той же разновидности (ОВ–G.654).

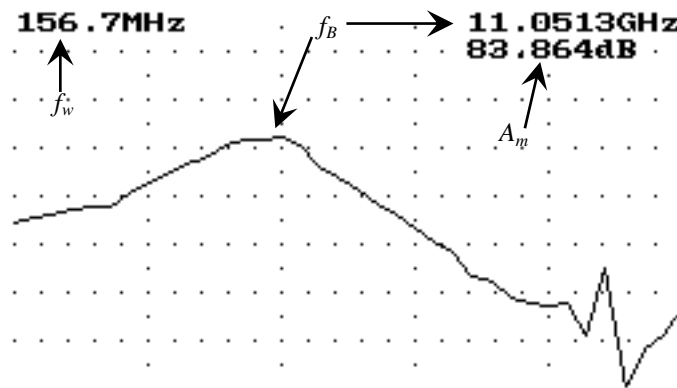


Рис. 3. СРМБ ОВ

При этом БЧС (f_B) равен 11.0513 ГГц. Сравнивая профили СРМБ, представленные на рис. 1 и рис. 3, можно заметить их отличия, которые можно использовать для классификации разновидностей ОВ.

Проанализируем алгоритмы, используемые для определения типа ОВ при наличии образцов бриллиантовых рефлектограмм (шаблонов) ранее изученных ОВ.

Ранее в работах [6, 10–13] уже были рассмотрены некоторые алгоритмы, которые на основе корреляционной оценки совпадения загруженного изображения СРМБ с шаблонами из базы рефлектограмм, в том числе по критерию г-Пирсона.

Анализ показал, что с учётом специфики процесса обработки данных результатов измерений в БОИР (бриллиантовых рефлектограмм), корреляционную оценку (K_c) по критерию г-Пирсона удобно переписать в следующей форме:

$$K_r = \frac{\sum_{i=1}^N (A_i - A_A)(A_i^1 - A_A^1)}{\sum_{i=1}^N \sqrt{(A_i - A_A)^2} \sum_{i=1}^N \sqrt{(A_i^1 - A_A^1)^2}}, \quad (2)$$

где A_i – значение ординат в i -м узле сетки частот (абсцисс) загруженного массива, A_A – среднее арифметическое значение ординат загруженного массива, A_i^1 – значение ординат в i -м узле сетки частот оцениваемого шаблона, A_A^1 – среднее арифметическое значение ординат оцениваемого шаблона, N – количество координат диапазона частот для анализа [13–15].

Процесс вычисления K_r проводится для всех образцов из базы рефлектограмм ОВ, и в результате выбирается «образец» с максимальным значением K_r .

При совпадении частотных диапазонов (или после приведение в соответствие графиков по частоте) оценку совпадения рефлектограмм следует проводить по такой формуле:

$$K_r = \sum_{i=1}^N (A_i - A_i^1)^2 \cdot k_i(A_i) / N, \quad (3)$$

где k_i – коэффициент «важности» i -го отсчёта.

«Образец» с минимальным значением K_r по формуле (3) будет считаться как шаблон, имеющий наилучшее совпадение [12].

Если данные по оси ординат (i -тое значение в массиве частот – f_i) отличаются от сетки ординат шаблона, то необходимо сделать интерполяцию по соседним значениям. Так как профиль СРМБ в области максимума имеет параболическую форму, то удобно применить интерполяцию второго порядка. Для сокращения вычислений при обработке массивов следующих шаблонов следует сохранять результаты дополнительных вычислений для исследуемого массива. (Это позволит избежать повторных вычислений, а также сделать возможные последующие интерполяции более точными.)

Так как значимость отсчётов (значений ординат) при удалении от максимального значения уменьшается, можно повысить эффективность оценок, выбрав значение k адаптивным (зависящим от величины уменьшения уровня по отношению к значению в максимуме). Например, принять в (3) $k = 0.95$ для значений A_i , отличающихся от максимального на $-3 \dots -5$ дБ, а для значений с уровнем $-5 \dots -9$ дБ от уровня максимума – $k = 0.9$ – и т. п.

На рис. 4 приведён пример возможного «центрирования» сравниваемых профилей СРМБ и определения общего диапазона частот из бриллиэновских рефлектограмм для двух ОВ-G.652 разных производителей при нормальных условиях.

$$f_1 = 10.5 \text{ ГГц}, f_2 = 11.0 \text{ ГГц}, f_{11} = 10.6 \text{ ГГц}, f_{21} = 11.1 \text{ ГГц}.$$

По осям абсцисс отложены номера отсчётов.

Для более точной классификации типа ОВ алгоритм оценки подобия следует усовершенствовать. При оценке степени совпадения рефлектограмм необходимо сделать единым масштаб графиков по осям абсцисс и ординат.

Перед сравнением исследуемых графиков СРМБ следует выделять совпадающую часть частотного диапазона (в примере, представленном на рис. 4, для анализа выделена полоса частот от 10.6 ГГц до 11.0 ГГц).

Так как натяжение и температура исследуемого ОВ может отличаться от аналогичных характеристик «образцового» ОВ, то в этом случае возможна ошибочная классификация (будет выбран неправильный шаблон). В этом случае будет целесообразно перед сравнением массивов данных выровнять положение основных максимумов и привести оси в единый масштаб. Для этого потребуется пересчитать для шаблона масштаб и координаты по оси абсцисс. Также можно сдвинуть все точки по оси ординат на величину разности значений в максимумах, что приведёт к их одинаковым значениям.

После анализа данных загруженного массива можно определить величину смещения БЧС (отличие f_B от f_{B0}) и изменение уровня сигнала обратного отражения в области максимума СРМБ. Это позволяет определить изменения натяжения ОВ при воздействии различных внешних факторов [12, 13].

Для обработки данных рефлектограмм БОИР, автоматизации вычислений и классификации факторов, вызвавших изменения БЧС и продольного натяжения, в ОмГТУ были созданы программы [14, 15], работа которых кратко описана ниже.

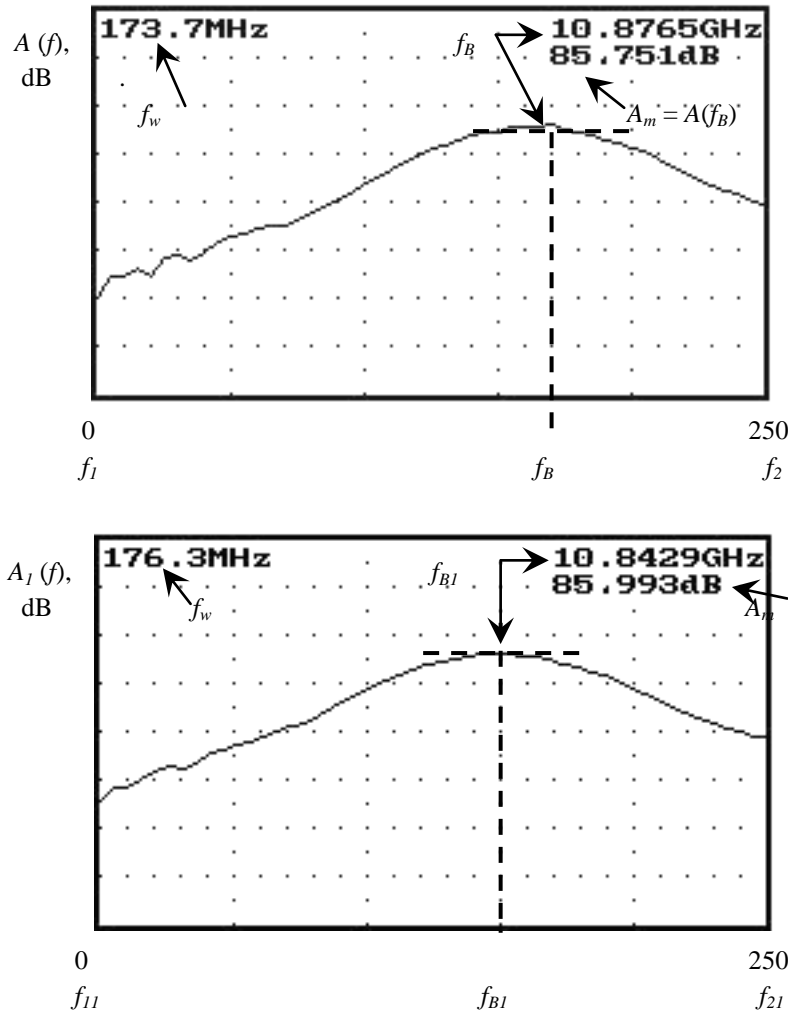


Рис. 4. Масштабирование профилей СРМБ исследуемого ОВ и шаблона

Пример экрана программы, используемой для классификации разновидности ОВ (ОВ–G.655 – NZDSF), представлен на рис. 5.

После запуска программы необходимо загрузить файл выходной рефлектограммы БОИР. На рис. 5 в левом верхнем углу показана загруженная мультирефлектограмма с указанием характерных участков и БЧС. В ней приведены зависимости натяжения, ширины СРМБ, уровня сигнала и профиль СРМБ.

(Может использоваться любая другая разновидность рефлектограмм БОИР, которая содержит характеристики СРМБ.) После этого запускается процесс выделения данных, соответствующих графику СРМБ. Этот график СРМБ выводится справа от изображения мультирефлектограммы (рис. 5), а после него следует график нормированного массива, который будет сравниваться с базой шаблонов.

После проведённого анализа (в данном примере – на основе формулы (2)) «образец» (шаблон), который по итоговым оценкам получил наилучшую оценку совпадения с анализируемым изображением (максимальное значение оценки по формуле (2)), подсвечивается программой зелёным цветом (на рис. 5 отмечен стрелкой, как и исходный график СРМБ). «Образцы» с меньшей (но близкой) степенью подобия подсвечиваются жёлтым цветом (приведены на рис. 5 ниже рассмотренных выше изображений).

В последующих версиях программы были добавлены функции определения натяжения ОВ и дополнительные корректирующие действия.

На первом этапе программа автоматически определяет данные о частотном диапазоне, максимальной амплитуде и т. п. Пользователь может получить доступ к графическим изображениям всех «образцов» из базы рефлектограмм.

В усовершенствованной версии программы [15] после определения СРМБ определяются также параметры РМБ и оценивается величина продольного натяжения вдоль ОВ.

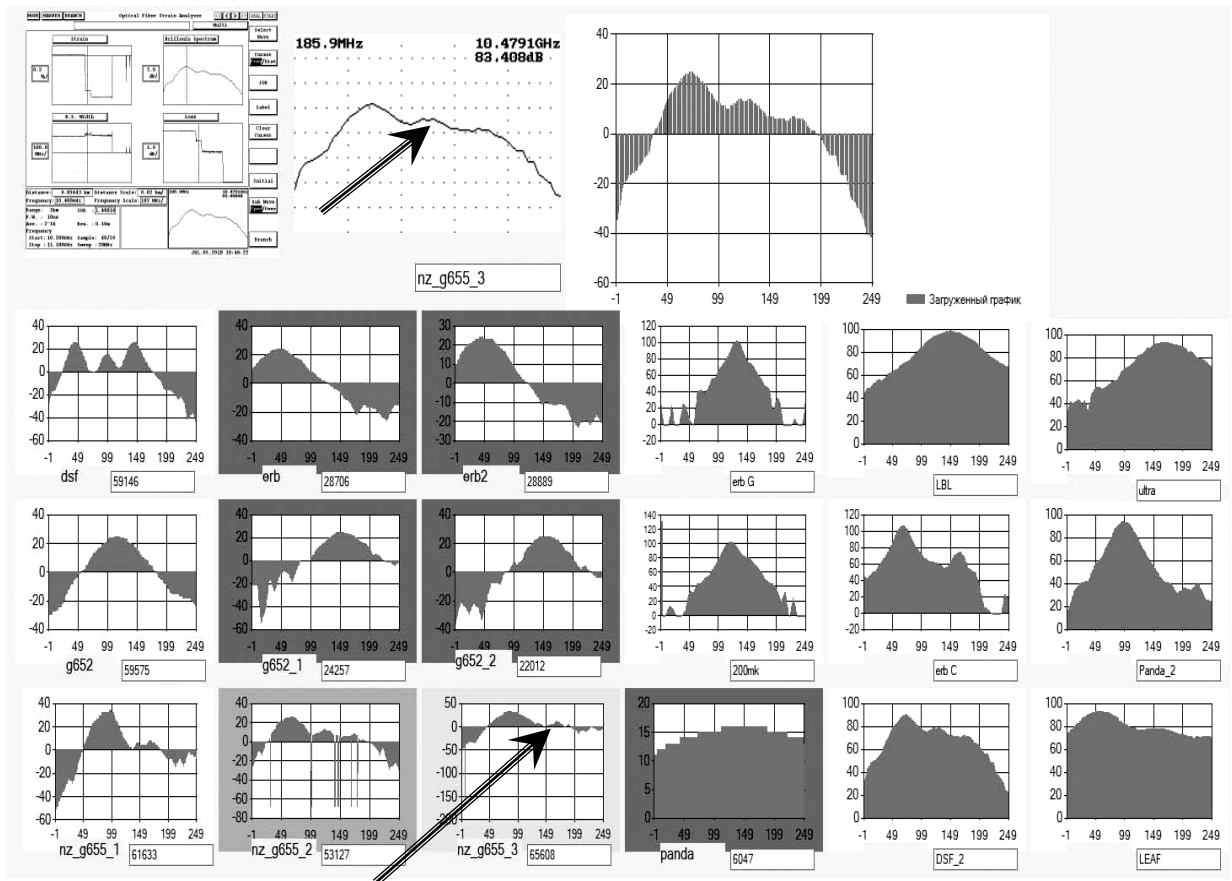


Рис. 5. Скриншот экрана программы при классификации типа ОВ

При анализе мультирефлектограмм БОИР можно выявлять участки с изменённой температурой и проводить коррекцию значений БЧС и продольного натяжения на основе выделения и компенсации изменений, которые были обусловлены только температурными воздействиями. В результате вычисляется величина продольного натяжения ОВ, которое было вызвано продольными силовыми нагрузками.

На рис. 6 приведена копия экрана (пример работы программы в режиме «Мульти») при расчете БЧС, температуры и натяжения, на котором в правом нижнем углу отображается график изменений БЧС из-за температурных воздействий.

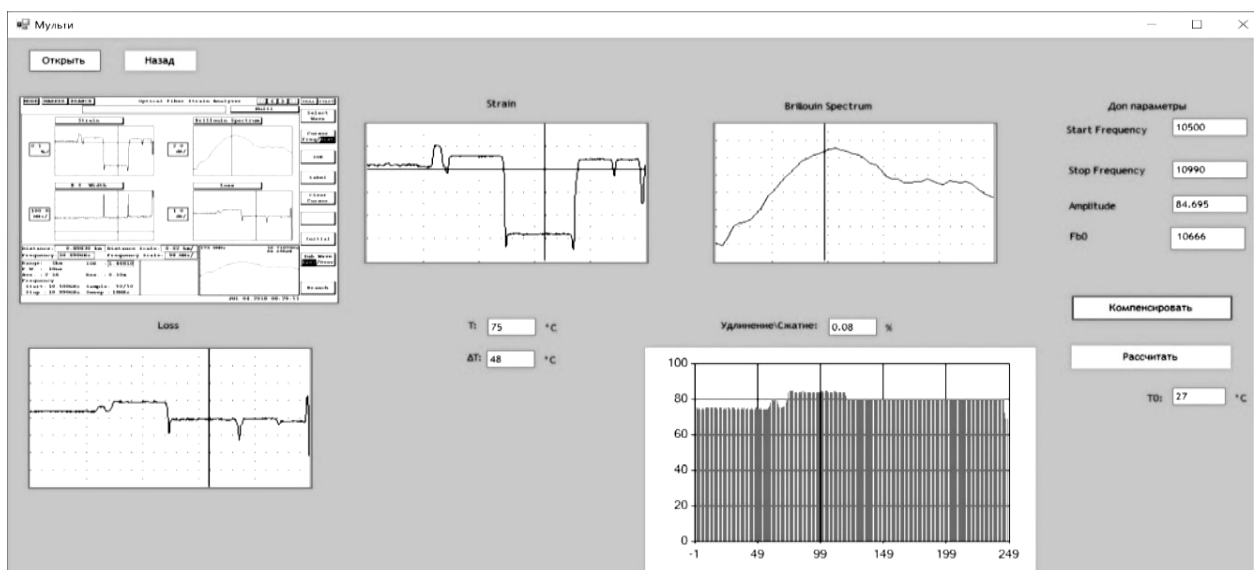


Рис. 6. Пример экрана программы после компенсации изменений натяжения из-за температуры

Кроме определения БЧС (и его возможного изменения относительно начального значения), рассчитывается величина натяжения ОВ, а также находится температура анализируемого ОВ и её изменения (« ΔT ») относительно начальной (« T_0 »).

По рефлектограмме уровня обратного сигнала (“Loss”) с помощью алгоритма, подробно описанного в [12, 13], можно определить изменение БЧС, которое вызвано исключительно температурными воздействиями.

После нажатия кнопки «Компенсировать» в правом нижнем углу экрана будет сделана соответствующая компенсация изменений степени продольного натяжения из-за изменений температуры [15].

IV. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Для сравнения результатов оценок подобию, полученных различными способами, была разработана специальная разновидность представленных программ, в которой все полученные оценки были сведены вместе в единые таблицы.

Анализ показал, что первый [6] и третий (3) из рассмотренных алгоритмов дают схожие оценки.

Одной из проблем, которая была выявлена в результате анализа большого количества экспериментальных рефлектограмм БОИР, является классификация ОВ для разновидностей с единственным «пиком», имеющих близкие значения БЧС. Так как сдвиги СРМБ могут быть вызваны механическими и температурными воздействиями, это может вызывать ошибки классификации в таких случаях. Для повышения точности оценок степени подобию графиков СРМБ следует перед вычислениями совместить эти графики в области максимумов. При оценке степени подобию графиков СРМБ ОВ с единственным «пиком», имеющих близкие значения БЧС, меньшее количество ошибок классификации обнаружилось при оценках по второму алгоритму (2). Коррекция коэффициентов важности в (3) позволяет улучшить точность третьего алгоритма.

V. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, представленные программы позволяют по рефлектограммам БОИР классифицировать ОВ, рассчитать характеристики БЧС и степени продольного натяжения, а также выявить фактор воздействия на ОВ и компенсировать влияние температурных воздействий.

Различия в частотных зависимостях РМБ позволяют выявлять тип ОВ.

Дальнейшее совершенствование программ автоматизированной обработки рефлектограмм БОИР связано с проведением дополнительных оценок, связанных с совмещением исследуемых графиков по положениям максимумов СРМБ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Богачков И. В., Горлов Н. И. Экспериментальные исследования характеристик рассеяния Мандельштама - Бриллюэна в некоторых разновидностях оптических волокон // Динамика систем, механизмов и машин. 2022. Т. 10, № 3. С. 65–71. DOI: 10.25206/2310-9793-2022-10-3-65-71.
2. Barkov F. L., Konstantinov Y. A., Krivosheev A. I. A novel method of spectra processing for brillouin optical time domain reflectometry // Fibers. 2020. Vol. 8, no. 9. P. 0060-1–0060-11. DOI: 10.3390/FIB8090060.
3. Krivosheev A. I., Barkov F. L., Konstantinov Y. A. [et al.]. State-of-the-art methods for determining the frequency shift of brillouin scattering in fiber-optic metrology and sensing // Instruments and Experimental Techniques. 2022. Vol. 65. P. 687–710. DOI: 10.1134/S0020441222050268.
4. Bogachkov I. V. Research of the features of Mandelstam-Brillouin backscattering in optical fibers of various types // T-Comm. 2019. Vol. 13, no. 1. P. 60–65. DOI: 10.24411/2072-8735-2018-10216.
5. Богачков И. В., Горлов Н. И. Экспериментальные исследования характеристик рассеяния Мандельштама - Бриллюэна в одномодовых оптических волокнах различных видов // Приборы и техника эксперимента. 2023. № 5. С. 70–77. DOI: 10.31857/S0032816223050063.
6. Богачков И. В. Совершенствование алгоритмов определения натяжения оптических волокон с помощью бриллюэновских рефлектометров // Динамика систем, механизмов и машин. 2019. Т. 7, № 4. С. 178–184. DOI: 10.25206/2310-9793-7-4-178-184.
7. Bogachkov I. V., Trukhina A. I. Researches of initial value of the brillouin frequency shift in optical fibers of different types // Systems of signals generating and processing in the field of onboard communications : Proceedings (Moscow, 14–15 March 2018). IEEE, 2018. P. 1–4. DOI: 10.1109/SOSG.2018.8350574.

8. Ruffin A. B., Li M.-J., Chen X. Brillouin gain analysis for fibers with different refractive indices // *Optics Letters*. 2005. Vol. 30, no. 23. P. 3123–3125. DOI: 10.1364/OL.30.003123.
9. Koyamada Y., Sato S., Nakamura S. [et al.]. Simulating and designing brillouin gain spectrum in single-mode fibers // *Journal of Lightwave Technology*. 2004. Vol. 22, no. 2. P. 631–639. DOI:10.1109/JLT.2003.822007.
10. Bogachkov I. V. Automatized determination of types and characteristics of the optical fibers state located in the laid cables // *Journal of Physics Conference Series*. 2020. Vol. 1546, no. 1. P. 012044-1–012044-9. DOI: 10.1088/1742-6596/1546/1/012044.
11. Богачков И. В., Горлов Н. И. Основы автоматизированной обработки рефлектограмм оптических волокон для оценки характеристик рассеяния Мандельштама - Бриллюэна // *Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов*. 2020. Т. 11, № 2. С. 18–24.
12. Bogachkov I. V., Gorlov N. I. The basics of automated processing of optical fiber reflectograms for evaluating characteristics of the mandelstam - brillouin backscatter // *Systems of signal synchronization, generating and processing in telecommunications : Proceedings (Svetlogorsk, 1–3 July 2020)*. IEEE, 2020. P. 1–6. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166114.
13. Богачков И. В. Классификация факторов, вызывающих изменение натяжения оптических волокон, на основании бриллюэновских рефлектограмм // *Динамика систем, механизмов и машин*. 2019. Т. 7, № 4. С. 184–191.
14. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2019610752 Российская Федерация. Программа для классификации разновидностей оптических волокон по бриллюэновским рефлектограммам / И. В. Богачков. № 2018662391 ; заявл. 07.11.2018 ; опубл. 18.01.2019, Бюл. № 1.
15. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2019667360 Российская Федерация. Программа для выявления типа воздействия на оптические волокна и определения их натяжения / И. В. Богачков. № 2019666447 ; заявл. 13.12.2019 ; опубл. 23.12.2019, Бюл. № 1.

АЛГОРИТМ РАНЖИРОВАНИЯ УЗЛОВ БЕСПРОВОДНОЙ СЕНСОРНОЙ СЕТИ ПРИ ИХ СЛУЧАЙНОМ ПРОСТРАНСТВЕННОМ РАСПРЕДЕЛЕНИИ

ALGORITHM FOR RANKING WIRELESS SENSOR NETWORK NODES WITH THEIR RANDOM SPATIAL DISTRIBUTION

Е. Д. Бычков¹, В. А. Майстренко²

¹Омский государственный университет путей сообщения, г. Омск, Россия

²Омский государственный технический университет, г. Омск, Россия

E. D. Bychkov¹, V. A. Maistrenko²

¹Omsk State Transport University, Omsk, Russia

²Omsk State Technical University, Omsk, Russia

Аннотация. Рассматривается методика принятия решения о ранжировании сенсорных узлов в беспроводной сенсорной сети случайно распределенной на некоторой плоскости, которая функционирует в условиях постоянно меняющейся сетевой обстановке. В качестве априорной информации о сетевой обстановке используется экспертиза, оформленная в виде матрицы отношений полезности. Даная матрица заполняется целочисленными бальными оценками. Решением ранжирования базовых станций является рассчитанное апостериорное нечеткое множество. Рассматривается числовой пример решения задачи.

Ключевые слова: матрица полезности, нечеткое множество, вероятность нечеткого события, математическое ожидание, дисперсия нечеткого случайного множества.

Abstract. The method of making a decision on the ranking of sensor nodes in a wireless sensor network randomly distributed on a certain plane, which operates in a constantly changing network environment, is considered. As a priori information about the network environment, expertise is used, framed in the form of a matrix of utility relations. The given matrix is filled with integer point estimates. The solution to the ranking of base stations is a calculated a posteriori fuzzy set. A numerical example of solving the problem is considered.

Keywords: utility matrix, fuzzy set, probability of a fuzzy event, mathematical expectation, variance of a fuzzy random set.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время контроль и мониторинг состояний окружающей среды, сельского хозяйства, технических сооружений, технологических процессов и других областей деятельности человека крайне необходим в реальном масштабе времени без непосредственного участия человека с целью быстрого и своевременного реагирования на состояния среды, т. е. управления.

Одной из технологий решения таких задач по сбору данных о состоянии среды является использование беспроводных сенсорных узлов (БСУ), в основе которых лежат чувствительные (сенсорные) датчики различного назначения: температурные, давления, вибрации, ускорения, движения и др. На основе этих узлов развертываются на плоскости беспроводные сенсорные сети (БСС), позволяющие создавать оперативные сети по сбору информации и передачи данных об окружающей среде и событиях в центр управления. Однако сенсорные узлы, в виду их автономности, имеют ограниченные возможности по обеспечению электропитанием, восстановлению и рельефа местности. В связи с этим выбор способа организации передачи и обмена между сенсорными узлами и базовой станцией является одной из основных проблем. Ограниченность ресурсов сенсорных узлов сильно влияет разработку протоколов и алгоритмов, используемых в БСС.

Поэтому одним из эффективных факторов функционирования БСС является необходимость выбора такого головного сенсорного узла (ГСУ), который бы удовлетворил требования по обеспечению максимальной длительности жизненного цикла и максимального покрытия зоны мониторинга при сложной электромагнитной обстановке и других неблагоприятных факторов.

Проблемой, связанной с выбором ГСУ в беспроводной сенсорной сети, выполнено достаточно много исследований [1–7], однако приложение БСС постоянно расширяется в различных областях знаний, техники, природопользования и др. В связи с этим выбор ГСУ или ранжирования сенсорных узлов в БСС является актуальной задачей. Поэтому целью настоящей работы является разработка алгоритма и метода выбора ГСУ на основе концепций нечеткого множества и вероятности нечеткого события.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Задача принятия решений. Необходимо определить главный сенсорный узел в БСС в зависимости от показаний параметров сенсорного узла и состояний внешней среды. Пусть в базе центра управления (ЦУ) известна площадь покрытия некоторого участка поверхности известным количеством БСУ, $S = \{s_1, \dots, s_n\}$. Решение выбора ГСУ зависит от показаний параметров контроля (уровней напряжений, токов, мощности сигналов и помех, коэффициентов ошибок, искажений и т. д.) и мониторинга состояний внешней среды (электромагнитной обстановки, рельефа местности, погодных условий, механических и электрохимических воздействий и т. д.) $X = \{x_1, \dots, x_m\}$, оценить которые точно часто невозможно. Определение или выбор БСУ при различных показаниях параметров мониторинга и состояниях среды характеризуются различной величиной степени *полезности (ценностью, важностью)*, анализ которой и позволяет принять приемлемое решение. Решение данной задачи будет определяться двумя информационными моделями.

III. ТЕОРИЯ

Информационная модель 1. Рассматривается нечеткое множество $\tilde{A}_Q = \{(s_i, x_j), \mu_{R_A}(s_i, x_j)\}_{i,j=1}^{n,m}$, полученное в результате композиции полного множества пространственно распределенных БСУ (датчиков, сенсоров) $S = \{s_1, \dots, s_n\}$, возможных состояний среды $X = \{x_1, \dots, x_m\}$ и нечетким бинарным отношением R_A на $S \times X$, определяемым функцией принадлежности $\mu_{R_A}(s_i, x_j) \in [0, 1]$. В качестве нечеткого бинарного отношения могут быть использованы нечеткие частичные порядки, нечеткий порядок, нечеткий линейный порядок и другие нечеткие отношения.

Информационная модель 2 [8]. Рассматривается нечеткое полное случайное событие. $\tilde{A}_Q = \{(s, \mu_A(s)), P\{s = s_i\} = p_i (i = 1, \dots, m)\}$, порождаемое заданием полного множества $S = \{s_1, \dots, s_n\}$, возможных состояний среды X и распределения $p_s = (p_1, \dots, p_n)$, причем под $\mu_A(s)$ понимается степень принадлежности элемента

$$s_i \in Q \text{ к } A_Q, \text{ при этом } Q \subset S.$$

Приведем выражения для трех основных вероятностных характеристик нечеткого полного случайного события:

$$\tilde{P}[\tilde{A}_Q] = \sum_{i=1}^m \mu_i p_i, \quad (1) \quad \tilde{M}[\tilde{A}_Q] = \frac{\sum_{i=1}^m s_i \mu_i p_i}{\sum_{i=1}^m \mu_i p_i}, \quad (1)$$

$$\sigma^2[\tilde{A}_Q] = \frac{\sum_{i=1}^m [s_i - \tilde{M}[\tilde{A}_Q]]^2 \mu_i p_i}{\sum_{i=1}^m \mu_i p_i}, \quad (2)$$

где $\tilde{P}[\tilde{A}_Q]$ – вероятность нечеткого случайного множества; $\tilde{M}[\tilde{A}_Q]$ – математическое ожидание нечеткого случайного множества; $\sigma^2[\tilde{A}_Q]$ – дисперсия нечеткого случайного множества.

Будем считать, что априорно известно множество беспроводных сенсорных узлов $S = \{s_1, s_2, \dots, s_m\}$. Выбор этих узлов находится в зависимости от рельефа местности, окружающей среды и их технических параметров: $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$. Необходимо определить из множества S подмножество БСУ наиболее эффективных для создания локальной сети с целью сбора и передачи информации об окружающей среде. Для решения такой многопараметрической задачи строится априорная матрица полезности отношений заданного множества S и возможных значений множества параметров X , которая формируется экспертами. Значения матрицы заполняются бальными оценками [9]:

$$U = \begin{matrix} & \begin{matrix} x_1, & x_2, & \dots, & x_n \end{matrix} \\ \begin{matrix} s_1 \\ s_2 \\ \dots \\ s_m \end{matrix} & \begin{matrix} u_{11}, & u_{12}, & \dots, & u_{1n} \\ u_{21}, & u_{22}, & \dots, & u_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ u_{m1}, & u_{m2}, & \dots, & u_{mn} \end{matrix} \end{matrix} \quad (3)$$

Также априорно находится нечеткое множество параметров

$$\tilde{X} = \bigcup_k \mu_{\tilde{X}}(x_k) / x_k, x_k \in X, \quad (4)$$

и определяется вероятности распределения базовых узлов $S = \{s_1, s_2, \dots, s_n\}$ на некоторой площади $p_S = (p_1, \dots, p_n)$.

Значения матрицы U заполняются экспертами, в зависимости ситуационной обстановки среды и характеристик сенсоров, в виде баллов $u_{mn} \in [0, D]$. Здесь D – действительные целочисленные значения. Принятие решения о главном БСУ s_m из множества S , при условии определения значений параметров $x_j \in X$, лучшей будет БСУ s_0 , имеющий наибольшую полезность (вес) и находится так:

$$s_0 = \arg \max_{i=1}^m V(s_m / x_{1m}, \dots, x_{nm}), \quad (5)$$

где $V(s_m / x_{1m}, \dots, x_{nm}) = \max_{i=1}^n V(s_m / x_{im}), V(s_m / x_{im}) = u_{n,m}$

В случае, когда параметры среды и характеристики сенсорных узлов заданы нечетко, с учетом этого апостериорное подмножество компактно расположенных $S_0 \subset S$ на поверхности представляется только в виде упорядоченного нечеткого множества $\tilde{S}_0 = \{\text{при условии регистрации нечетких параметров } x_j \in X \text{ наблюдается примерное количество сенсорных узлов } s_i\}$, которое математически представляется условной функцией принадлежности $\mu_{\tilde{S}_0}(s_i / x_1, \dots, x_j) \in [0, 1]$ по условию параметров $x_j, j = 1, \dots, n$. Данное нечеткое множество определяется решением композиции множеств $S \times X$ в виде выражения

$$\tilde{S}_0 = \bigcup_i \mu_{\tilde{S}_0}(s_i / x_1, \dots, x_j) / s_i. \quad (6)$$

Рассмотрим алгоритм решения (7). Предположим, определены параметры среды и сенсорных узлов при некоторой ситуационной обстановке $h_l \in H$, что описывается нечетким множеством

$$\tilde{X}_h = \bigcup_k \mu_{\tilde{X}_h}(x_k) / x_k, x_k \in X.$$

Учитывая многопараметричность данной задачи, однозначное определение подмножества $S_0 \subset S$ для этого случая является сложной задачей. В связи с этим воспользуемся нечеткими значениями параметров \tilde{X}_h для вычисления нечеткого подмножества баллов \tilde{U}_i матрицы (4) по каждому типу параметров x_j по условию s_i в виде

$$\tilde{U}_i = \bigcup_k \mu_{\tilde{U}_i}(u_{ik}/s_i)/u_{ik}, i=1, \dots, m, \quad (7)$$

где $\mu_{\tilde{U}}(u_k/s_i) = \mu(x_k)$. В результате проведенной операции $i=m$ подмножеств \tilde{U}_i .

В случае, когда значения баллов u в строке матрицы U при вычислении появятся r раз с различными степенями принадлежности, то результирующее значение степени принадлежности u в нечетком множестве (8) определяется так:

$$\mu_k = \mu_1 + \mu_2 + \dots + \mu_r, \mu_k \in \tilde{X}, \quad (8)$$

где μ_k – степень принадлежности определяется через вероятностную сумму, $\mu_k = \mu_1 + \mu_2 - \mu_1 \cdot \mu_2$.

Далее определяется четкое множество Y , которое содержит всевозможные значения баллов (важности) для данного нечеткого состояния параметров, что определяется выражением

$$Y = \bigcup_{i=1}^m B(U_i), \quad (9)$$

где $B(*)$ определяет базовые значения множества баллов каждой строки матрицы (4). Выражение (9) необходимо для построения максимизирующего множества \tilde{U}_{im} в виде

$$\tilde{U}_{im} = \bigcup_k \mu_{\tilde{U}_{im}}(u_{ik})/u_{ik}, \quad (10)$$

где $\mu_{\tilde{U}_{im}}(u_k) = \left(\frac{u_k}{u_{\max}}\right)^v$; $u_{\max} = \sup Y$; v – целое число, задается в зависимости от условий решения задачи. При решении этой задачи берется равным 1.

Затем вычисляется нечеткое максимизирующее множество \tilde{U}_{i0} на основе операции \min нечетких множеств \tilde{U}_{im} и \tilde{U}_i для каждой строки матрицы (4), т. е. s_i :

$$\mu_{\tilde{U}_{i0}}(u_k) = \min(\mu_{\tilde{U}_{im}}(u_k), \mu_{\tilde{U}_i}(u_k)); \quad (11)$$

$$\tilde{U}_{i0} = \bigcup_k \mu_{\tilde{U}_{i0}}(u_k)/u_k, i=1, \dots, m. \quad (12)$$

Взяв максимум по каждому нечеткому множеству (12), строится оптимальное нечеткое подмножество \tilde{S}_0 сенсорных узлов с учетом влияния всех параметров $x_n \in X$, т. е.

$$\mu_{\tilde{S}_0}(s_i/x_1, x_k, \dots, x_n) = \max_{k=1}^n \mu_{\tilde{U}_{i0}}(u_k),$$

$$\tilde{S}_0 = \bigcup_i \mu_{\tilde{S}_0}(s_i/x_1, x_k, \dots, x_n)/s_i. \quad (13)$$

Принятие решения о наиболее возможном главном сенсорном узле в БСС при условии наблюдения значений контролируемых параметров и состояния окружающей среды определяется выражением

$$s_0^* = \arg \max_i \mu_{\tilde{S}_0}(s_i/x_1, x_k, \dots, x_n)/s_i. \quad (14)$$

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Проиллюстрируем вышеприведенный алгоритм принятия решения на простом числовом примере. В данном примере будем иметь нечеткое проявление значений параметров и четкие значения важности БСУ. Пусть определено множество БСУ $S = \{s_1, s_2, s_3, \dots, s_{10}\}$ и множество возможных параметров $X = \{x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6\}$. Исходными данными примера являются числовые значения матрицы полезности (см. табл. 1) выбираются из интервала $u_{nm} \in [0, 10]$, значения параметров среды X (см. табл. 2) и априорная вероятность распределения БСУ в БСС (см. табл. 3).

ТАБЛИЦА 1
МАТРИЦА ПОЛЕЗНОСТИ

| | | | | | | |
|----------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| | x_1 | x_2 | x_3 | x_4 | x_5 | x_6 |
| s_1 | 3 | 8 | 4 | 6 | 3 | 2 |
| s_2 | 3 | 3 | 5 | 7 | 4 | 5 |
| s_3 | 2 | 5 | 3 | 2 | 3 | 6 |
| s_4 | 5 | 3 | 0 | 8 | 9 | 5 |
| s_5 | 0 | 2 | 7 | 8 | 7 | 2 |
| s_6 | 6 | 9 | 6 | 7 | 2 | 8 |
| s_7 | 4 | 8 | 5 | 3 | 0 | 5 |
| s_8 | 0 | 1 | 4 | 6 | 6 | 0 |
| s_9 | 5 | 3 | 0 | 8 | 9 | 5 |
| s_{10} | 8 | 1 | 3 | 5 | 7 | 3 |

ТАБЛИЦА 2
МАТРИЦА СТРОКА ФУНКЦИИ ПРИНАДЛЕЖНОСТИ СРЕДЫ

| | | | | | | |
|-------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| \tilde{X} | x_1 | x_2 | x_3 | x_4 | x_5 | x_6 |
| u_{nm} | 0.1 | 0.7 | 0.8 | 1 | 0.8 | 0.6 |

ТАБЛИЦА 3
АПРИОРНАЯ ВЕРОЯТНОСТЬ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ БСУ ПО ПОВЕХНОСТИ

| | | | | | | | | | | |
|-----|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|----------|
| S | s_1 | s_2 | s_3 | s_4 | s_5 | s_6 | s_7 | s_8 | s_9 | s_{10} |
| p | 0.025 | 0.063 | 0.11 | 0.153 | 0.176 | 0.151 | 0.125 | 0.089 | 0.068 | 0.04 |

В результате проведенных расчетов по выражениям (7) – (14) получим нечеткое множество (6) в виде распределения

$$\tilde{S}_0 = \{0,7 / s_1; 0,77 / s_2; 0,6 / s_3; 0,9 / s_4; 0,88 / s_5; 0,77 / s_6; 0,88 / s_7; 0,66 / s_8; 0,66 / s_9; 0,75 / s_{10}\}.$$

Данное апостериорное распределение показывает важность (ранжирование) каждой БСУ по значению их весов, что дает возможность выбрать наиболее приемлемую стратегию управления оператору с БСС.

Взяв операцию $\arg \max$ по данному множеству (15), находим наиболее возможный (или главный) БСУ s_4 . Таким образом, по результатам проведенного контроля параметров БСУ и мониторинга состояния среды в качестве главного БСУ в подмножестве S_0 БСС предлагается использовать сенсорный узел s_4 .

По второй информационной модели. Используя формулы (1–3) вычисляются вероятностные характеристики апостериорного нечеткого множества \tilde{S}_0 , которые равны: вероятность нечеткого события $\tilde{P}[\tilde{A}_Q] = 0.779$; математическое ожидание случайного нечеткого множества $\tilde{M}[\tilde{A}_Q] = 5.44$; дисперсия $\sigma^2[\tilde{A}_Q] = 4.13$ и среднее квадратичное отклонение $\sigma = 2.03$.

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Оперативное и оптимальное развертывание сети сенсорных беспроводных узлов с целью сбора и обработки информации об окружающей среде при отсутствии полной априорной информации о ней является актуальной задачей. Предложенный подход позволяет использовать априорную экспертную информацию сформированной в виде матрицы отношений известного множества сенсорных узлов с учетом известных контролируемых параметров и состояния среды при принятии решения о выборе главного СУ в БСС. В дальнейшем с помощью ГСУ организуется оптимальная конфигурация беспроводной сети передачи данных. Это позволяет значительно быстрее принять решение центром управления об организации передачи данных, с учетом технических характеристик БСУ с приемлемой достоверностью.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бузюков Л. Б., Окунева Д. В. Анализ влияния алгоритма выбора головного узла на параметры функционирования БСС при различном распределении узлов по территории // Информационные технологии и телекоммуникации. 2016. Т. 4. № 3. С. 40–48.
2. Гольдштейн Б. С., Кучерявый А. Е. Сети связи пост-NGN. СПб. : БХВ-Петербург, 2014. 160 с. ISBN 978-5-9775-0900-8.
3. Кучерявый А. Е. Интернет Вещей // Электросвязь. 2013. № 1. С. 21–24.
4. Кучерявый А. Е., Прокопьев А. В., Кучерявый Е. А. Самоорганизующиеся сети. СПб. : Любавич, 2011. 312 с.
5. Кучерявый А. Е., Аль-Кадами Н. А. Адаптивный алгоритм кластеризации беспроводных сенсорных сетей с мобильными узлами // Электросвязь. 2015. № 3. С. 22–26.
6. Sridevi R., Sinthu Janita Prakash V. Idiosyncratic fuzzy low-energy adaptive clustering hierarchy // International Journal of Intelligent Engineering and Systems. 2023. Vol. 16, no. 3. P. 552–564. DOI: 10.22266/ijies2023.0630.44.
7. Rani S., S. Ahmed S. H., Rastogi R. Dynamic clustering approach based on wireless sensor networks genetic algorithm for IoT applications // Wireless Networks. 2020. Vol. 26, no. 6. P. 2307–2316. DOI: 10.1007/s11276-019-02083-7.
8. Трухаев Р. И. Модели принятия решений в условиях неопределенности. М. : Наука. 1981. 258 с.
9. Борисов А. Н., Крумберг О. А., Федоров И. П. Принятие решений на основе нечетких моделей : Примеры использования. Рига : Зинатне, 1990. 184 с. ISBN 5-7966-0459-7.

УДК 621.372.8: 621.396: 621.315
DOI: 10.25206/2310-9793-2023-11-4-71-75

**РАСПРЕДЕЛЕННОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ
ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЙ СВЯЗИ
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РАССЕЯНИЯ БРИЛЛЮЭНА**

**DISTRIBUTED SENSING
OF FIBER-OPTIC COMMUNICATION LINES
USING BRILLOUIN SCATTERING**

Н. И. Горлов¹, И. В. Богачков²

¹Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики, г. Новосибирск, Россия

²Омский государственный технический университет, г. Омск, Россия

N. I. Gorlov¹, I. V. Bogachkov²

¹Siberian State University of Telecommunications and Informatics, Novosibirsk, Russia

²Omsk State Technical University, Omsk, Russia

Аннотация. В докладе рассмотрены основные аспекты распределенного зондирования волоконно-оптических линий связи с использованием рассеяния Бриллюэна. Представлены результаты исследования основных функциональных возможностей метода когерентной рефлектометрии и метода встречных распространяющихся волн. Особое *внимание* уделено принципам построения рефлектометрических систем и анализу требований к источникам оптического излучения. В заключении сформулированы основные проблемы и перспективы практического внедрения исследуемого метода в практику мониторинга волоконно-оптических линий связи.

Ключевые слова: мониторинг оптического волокна, рассеяние Бриллюэна, пространственное разрешение, динамический диапазон, рэлеевское рассеяние.

Abstract. The report discusses the main aspects of distributed sensing of fiber-optic communication lines using Brillouin scattering. The results of the study of the main functional capabilities of the method of coherent reflectometry and the method of counter propagating waves are presented. Special attention is paid to the principles of construction of reflectometric systems and the analysis of requirements for optical radiation sources. In conclusion, the main problems and prospects of practical implementation of the investigated method in the practice of monitoring fiber-optic communication lines are formulated.

Keywords: optical fiber monitoring, Brillouin scattering, spatial resolution, dynamic range, Rayleigh scattering.

I. ВВЕДЕНИЕ

Традиционно распределенное зондирование волоконно-оптических линий связи базировалось на использовании рассеяния Рэлея. Оно позволяло проводить неразрушающие измерения потерь в оптическом волокне посредством алгоритмической обработки обратного рэлеевского рассеяния. Этот вид измерения имеет место на всех этапах строительства и технической эксплуатации волоконно-оптических линий связи. Приборы, реализующие этот метод, получили название: оптические рефлектометры во временной области. Поскольку рэлеевское рассеяние очень слабое, особенно в одномодовых волокнах и на длинных волнах, многие исследователи пытались расширить динамический диапазон рефлектометров для одномодовых волокон. Это было реализовано путем увеличения мощности зондирующего оптического импульса и повышения чувствительности фотоприемного устройства. Тем не менее, максимальное значение измеряемых потерь не превышало 42 дБ. Кроме этого, наличие «мертвых зон», обусловленных френелевскими отражениями от нерегулярностей, ограничивали функциональные возможности этого класса приборов.

В данной статье описывается альтернативная технология распределенного зондирования, использующая бриллюэновское рассеяние и позволяющая измерять распределенную деформацию оптического волокна, от которой зависят потери в оптическом волокне [1]. Оно примерно на 20 дБ слабее рэлеевского рассеяния. Однако бриллюэновское рассеяние может быть усилено за счет процесса стимулированного бриллюэновского рассеяния (СБР). Известно, что СБР может быть использовано в оптическом усилителе для получения высокого коэффициента усиления при малых значениях мощности накачки. Благодаря свойствам СБР системы на принципе рассеяния Бриллюэна используют маломощные лазеры, имеет высокий динамический диапазон для неразрушающего измерения затухания оптического волокна. Это обеспечивает портативность и безопасность по сравнению с традиционной рефлектометрией, использующей мощные лазеры. Кроме этого, они не критичны к френелевским отражениям.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Высокая конкуренция среди операторов связи обуславливает необходимость автоматизированного мониторинга передаточных параметров оптических волокон. Он включает в себя решение следующих основных задач:

- автоматическую идентификацию неоднородностей в оптическом волокне;
- прогнозирование показателей надежности оптического тракта;
- обеспечение высокой скорости измерения контролируемых параметров;
- измерения параметров активных и пассивных волокон в оптическом кабеле;
- сравнение результатов зондирования с эксплуатационными нормами;
- обеспечение необходимых метрологических характеристик;
- принятие решений по выбору альтернативных каналов связи.

Системы мониторинга должны соответствовать следующим техническим требованиям:

- они должны иметь модульную структуру;
- иметь возможность передачи результатов зондирования по альтернативным каналам;
- в своем составе иметь оптические коммутаторы;
- должны использовать специальные геоинформационные системы;
- функционировать в режиме управления сети связи оператора;
- получать полную информацию о сети в реальном времени, не требуя сотрудничества клиентов или их партнеров.

Для мониторинга оптических линий связи были предложены как централизованный, так и распределенный подходы. В стратегиях распределенного (децентрализованного) мониторинга активные модули размещаются внутри здания оператора связи. Эти модули периодически проводят измерения параметров зондируемых линий связи. Распределенный подход предполагает размещение модулей удаленного контроля в протяженных волоконно-оптических линиях связи. Он наиболее эффективно выявляет ухудшение состояния оптоволоконной линии связи.

Для обеспечения эффективности функционирования автоматизированных систем мониторинга являются весьма актуальными исследования функциональных возможностей бриллюэновской рефлектометрии, а также возможностей когерентного приема.

III. ТЕОРИЯ

A. Механизм зондирования

Рассеянный по Бриллюэну свет сталкивается с акустическими фононами, и вследствие эффекта Доплера происходит сдвиг частоты, определяемый по формуле [2]

$$v_B = 2n v_a / \lambda, \quad (1)$$

где n – показатель преломления сердцевины волокна;

v_a – скорость звука в оптическом волокне;

λ – длина волны света.

Если $n = 1.46$, $V_a = 5945$ м/с для кварцевого стекла и $\lambda = 1.31$ мкм сдвиг частоты составляет 13.2 ГГц. Установлено, что бриллюэновский сдвиг частоты линейно возрастает с увеличением деформации [11].

$$v_B(\varepsilon) = v_B(0)[1 + C_s \varepsilon], \quad (2)$$

где ε – деформация растяжения;

$v_B(0)$ – сдвиг частоты без натяжения;

C_s – коэффициент пропорциональности от деформации, равный $C_s = 4.6$ [4].

В работе [4] было предложено использовать эту зависимость в качестве механизма зондирования распределенной деформации. Она в основном обусловлена изменением акустической скорости, а не изменением показателя преломления волокон. Следует отметить, что под деформацией в данной работе понимается осевая составляющая, вызванная напряжением вдоль длины волокна, а не боковая. Было установлено, что боковое давление до 2.2 кг/м мало влияет на сдвиг частоты Бриллюэна. Эксперименты показывают, что в волокнах с различной концентрацией и типом легирующих добавок в сердцевине коэффициенты деформации существенно не различаются [4].

Б. Минимальное обнаруживаемое изменение

Спектр Бриллюэна достаточно точно аппроксимируется лоренцевой функцией с резонансной частотой v_B . Ширина спектральной линии и отношения сигнал/шум определяет минимально обнаруживаемое изменение δv_B :

$$\delta v_B = \Delta v_B / \sqrt{2} (\text{SNR})^{1/4}, \quad (3)$$

где SNR – отношение мощности электрического сигнала к мощности шума.

Минимальное обнаруживаемое изменение деформации определяется следующей формулой

$$\delta \varepsilon = \delta v_B / C_s v_B(0). \quad (4)$$

Ширина линии Бриллюэна для кварцевого стекла оценивается в 23 МГц при длине волны 1.3 мкм. Однако, по имеющимся данным, ширина линии Бриллюэна оптоволоконна несколько больше (обычно 35 МГц). Считается, что это связано с неоднородностью профиля сердцевины.

В. Пространственное разрешение

В методе рефлектометрии Бриллюэна измеряется интенсивность обратно рассеянного света как функция времени таким же способом, как и в импульсной рефлектометрии во временной области. Если фотоприемное устройство является достаточно быстродействующим, то пространственное разрешение определяется соотношением

$$\delta z = vW/2, \quad (5)$$

где v – скорость света в волокне;

W – длительность зондирующего импульса

Г. Конфигурации и динамические диапазоны

Общепринятым методом измерения линии Бриллюэна является использование интерферометров Фабри-Перо. Однако этим методом трудно точно измерить сдвиг частоты Бриллюэна из-за нестабильности интерферометра и слабости рассеяния Бриллюэна. В этой связи были разработаны два метода преодоления этих проблем: метод когерентного обнаружения и метод встречных волн. На рис. 1 показана схема первого метода.

В волокно запускается импульсный свет и измеряется обратное спонтанное бриллюэновское рассеяние с помощью когерентного приемника путем смешивания рассеянного света со светом локального генератора. Этот метод называется волоконно-оптической рефлектометрией во временной области Бриллюэна. Когерентный приемник может работать с высокой чувствительностью, которая ограничивается квантовомеханическим пределом. При этом приемник способен устранить линию Рэлея, которая на 20–30 дБ больше линии Бриллюэна, так и обеспечить достаточно высокое частотное разрешение за счет электрической фильтрации.



Рис. 1. Метод когерентного обнаружения

На рис. 2 показана схема второго метода.

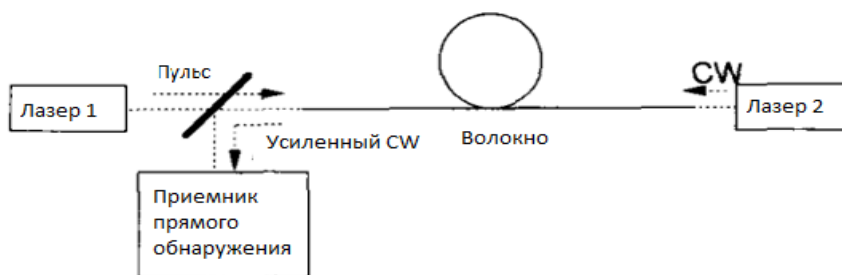


Рис. 2. Метод встречных волн

Во втором методе используется спектроскопия бриллюэновского усиления, при которой в волокно запускается импульсный свет и встречно распространяющийся непрерывный свет (cw). Когда разность частот зондирующего импульсного и непрерывного света подстраивается под бриллюэновский сдвиг частоты $\Delta\nu$ волокна, интенсивность непрерывного света испытывает усиление за счет процесса стимулированного бриллюэновского рассеяния. Мощность сигнала на входе приемника может превышать более чем в 100 раз мощность обратного рэлеевского рассеяния. Оптический фильтр перед приемником еще больше повышает контрастность отношения мощности бриллюэновского сигнала к мощности рэлеевского обратного рассеяния. Кроме того, высокое частотное разрешение может быть получено при использовании лазеров с узкой полосой пропускания как для импульсного, так и для непрерывного излучения.

Динамический диапазон в первом методе может быть оценен по формуле [4]

$$L_f = \frac{1}{2} \left\{ P_p + R_B + T_s - L_c - P_d + \frac{SNIR}{2} - \frac{SNR_f}{2} \right\}, \quad (6)$$

где L_f – потери в волокне (дБ);

P_p – входная пиковая мощность импульсного излучения (дБм);

R_B – коэффициент обратного рассеяния Бриллюэна (дБ)

T_s – коэффициент выделения рассеяния Бриллюэна (дБ)

L_c – потери в направленном ответвителе (дБ)

P_d – минимальная обнаруживаемая мощность приемника (дБм)

$SNIR$ – улучшение отношения сигнал/шум путем усреднения (дБ)

SNR_f – отношение сигнал/шум, необходимое для измерения температуры деформации

Коэффициент обратного рассеяния Бриллюэна R_B определяется аналогично коэффициенту обратного рассеяния Рэлея

$$R_B = 10 \text{Log} \left(S \alpha_B \frac{w^2}{2} \right), \quad (7)$$

где α_B – коэффициент рассеяния Бриллюэна, заданный формулой $7,1 \times 10^{-30} / \lambda^4 \text{ м}^{-1}$ при комнатной температуре; S – доля улавливания обратного рассеяния, определяемая как $0,25(\lambda/\pi w)^2$; w – радиус модового поля волокна.

Максимальная входная мощность P_p ограничивается оптическими нелинейными эффектами, такими как четырехволновое смешение и самофазовая модуляция, и составляет от 20 дБм до 25 дБм. Эти нелинейные явления могут быть подавлены с помощью высокодисперсного волокна в качестве чувствительного волокна и с использованием идеального импульса прямоугольной формы в качестве зонда, соответственно. Чувствительность приемника будет улучшена до предельного квантового предела.

Уравнение динамического диапазона для BOTDA может быть получено с учетом обмена энергией между импульсным и непрерывным светом, а также затухания, вызванного оптическим волокном и соединителем.

$$L_f = \frac{1}{2} \left\{ P_p + R_{cw} + \beta - L_c - P_d + \frac{SNIR}{2} - \frac{SNR_r}{2} \right\}, \quad (8)$$

где P_{cw} – входная мощность постоянного источника света (дБм);

β – коэффициент усиления по Бриллюэну (дБ), определяемый по формуле

$$\beta = 10 \text{Log} \left(\frac{\gamma E_0 v W}{2 \pi w^2} \right) - 30. \quad (9)$$

IV. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Мы рассмотрели методы измерения распределенных деформаций с помощью бриллюэновского рассеяния. Описаны два метода: метод когерентной рефлектометрии и метод встречных распространяющихся волн. Первый метод имеет меньший динамический диапазон, чем второй. Он применяется в приложениях, требующих односторонних измерений, например, в оптических сетях доступа. Недостатком второго метода является необходимость размещения лазеров на обоих концах тестируемого волокна, причем эти лазеры должны иметь фиксированную частотную зависимость друг от друга. Любое изменение в частотном разделении лазеров приведет к изменению коэффициента усиления сигнала и ухудшит соотношение сигнал/шум. Проблема шума может быть решена путем использования высокостабилизированных по частоте лазеров. Другим недостатком второго метода является невозможность поиска обрывов волокна. Несмотря на эти недостатки, превосходные характеристики метода по дальности очень привлекательны. Кроме того, в этом методе отражения Френеля от неоднородностей не оказывают влияния на точность измерения и контроля характеристик затухания одномодовых волокон.

V. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Одним из ключевых вопросов для реальных приложений распределенного зондирования волоконно-оптических линий связи с использованием рассеяния Бриллюэна является стоимость системы. Другой проблемой является одновременная зависимость сдвига частоты от деформации и температуры. В большинстве работ предполагалось, что температура постоянна во время измерения деформации. Тем не менее, рассмотренные методы являются безальтернативными для измерения механических нагрузок, испытываемых оптическими кабелями связи, а также для мониторинга разветвленных волоконно-оптических пассивных сетей, содержащих множество разветвителей.

ИСТОЧНИК ФИНАНСИРОВАНИЯ.

Работа выполнена в рамках Государственного задания № 071-03-2023-001.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Zhu N. H., Ke J. H., Zhang H. G. [et al.]. Wavelength coded optical time-domain reflectometry // Journal of Lightwave Technology. 2010. Vol. 28, no. 6. P. 972–976.
2. Cotter D. Stimulated Brillouin scattering in monomode optical fiber // Journal of Optical Communications. 1983. Vol. 4, no. 1. P. 10–19. DOI: 10.1515/JOC.1983.4.1.10.
3. Kurashima T., Tateda M. Thermal effects on Brillouin frequency shift in jacketed optical silica fibers // Applied Optics. 1990. Vol. 29, no. 15. P. 2219–2222. DOI: 10.1364/AO.29.002219.
4. Horiguchi T., Shimizu K., Kurashima T. [et al.]. Development of a distributed sensing technique using Brillouin scattering // Journal of Lightwave Technology. 1995. Vol. 13, no. 7. P. 1296–1301. DOI: 10.1109/50.400684.

НИЗКОСКОРОСТНЫЕ СИСТЕМЫ СЖАТИЯ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА

LOW-SPEED SPEECH COMPRESSION SYSTEMS

М. И. Минеева, Д. А. Корнеев

Омский государственный технический университет, г. Омск, Россия

M. I. Mineeva, D. A. Korneev

Omsk State Technical University, Omsk, Russia

Аннотация. В статье приведены краткие сведения об алгоритмах, использующихся или потенциально применимых для низкоскоростного сжатия речевого сигнала. Оцениваются достоинства и недостатки алгоритмов, приводятся сведения об эффективности сжатия, дается краткая информация о структуре и системных требованиях.

Ключевые слова: сжатие речевого сигнала, вокодер, классификация вокодеров, Lyra, WaveNet, LPCNet, MELP, Codec2.

Abstract. This article presents a summary of algorithms used for low-speed speech compression. The strengths and shortcomings of algorithms are considered, information about compression efficiency and brief information about the structure and system requirements is provided.

Keyword: compression of speech signal, vocoder, classification of vocoders, Lyra, WaveNet, LPCNet, MELP, Codec2.

I. ВВЕДЕНИЕ

Алгоритмы сжатия речи имеют множество применений, в том числе при разработке вспомогательных устройств для людей с нарушениями речи [1], услуг языкового перевода [2, 3] и систем с голосовым управлением [3], а также систем передачи речи [3]. Такие алгоритмы позволяют лучше использовать полосу пропускания, улучшить качество передачи речи в сравнении с аналоговыми сигналами, что делает их исключительно важными для таких отраслей, как телекоммуникации, радиовещание, специальные системы связи и других областей.

Одной из основополагающих работ по данной теме является работа Бишну Атал и Сьюзанн Ханауэр [4], написанная еще в 70х годах. В настоящее время в большинстве современных вокодеров используется анализ посредством LPC (Linear predictive coding), или подобные техники. В дальнейших работах, касающихся сжатия и синтеза речевого сигнала, рассматривались новые типы вокодеров [5–7], которые отличаются друг от друга соотношением степени сжатия голосового сообщения к его качеству [7, 8], а также системными требованиями [7, 8]. В связи с тем, что данные технологии находят применение во многих областях, в том числе, например, для стриминговых сервисов, то периодически появляются новые требования к вокодерам [9].

Общие требования к вокодерам хорошо известны и являются противоречивыми по своей природе [10]: возможно низкая скорость передачи, высокое качество синтезируемой речи, независимость работы системы от языка и особенностей речи говорящего, надежность работы системы при передаче с ошибками, возможность работы с неречевыми типами сигналов, устойчивость к внешнему шуму, низкая вычислительная сложность. Все эти требования в меньшей степени реализуются в низкоскоростных системах, к которым условно можно отнести системы со скоростью преобразования менее 2 кбит/с.

В данной работе кратко будут рассмотрены некоторые алгоритмы, позволяющие преобразовывать речь с низкой скоростью. Будут рассмотрены как классические линейные алгоритмы, основанные на LPC-анализе, так и некоторые современные системы, работающие с использованием алгоритмов машинного обучения

и позволяющие кодировать речь на низкой скорости. Будут рассмотрены преимущества и ограничения этих систем, а также примерные системные требования для реализации некоторых из алгоритмов.

II. ЛИНЕЙНЫЕ ВОКОДЕРЫ

Вокодер в общем смысле – это устройство, позволяющее обработать аудиосигнал с целью его представления в цифровой форме, используя наименьшее возможное количество информационных бит с одновременным требованием сохранения качества сигнала на приемлемом уровне. В простой интерпретации, сигнал из аналоговой формы преобразуется в цифровую, затем происходит сжатие информации с целью экономии пропускной способности линии связи или памяти устройства. Существует также ряд систем, где невозможно применять более эффективные системы обработки речи, нежели низкоскоростные [11].

На сегодняшний день существуют различные способы классификации вокодеров: по способу анализа и синтеза речи (речевые и параметрические), по применению (музыкальные и речевые), по степени сжатия (низкочастотные и высокочастотные) и т. д.

Линейные вокодеры основывались на различных подходах формирования алгоритма обработки речи, среди которых можно выделить следующие [12].

– Полосные/канальные – вокодер, в котором происходит разбитие спектра речи на несколько полос частот (каналов), а их ширина обычно равняется 200–400 Гц. Качество звучания речи, естественность и разборчивость напрямую зависит от количества данных каналов.

– Формантные – тип вокодера, огибающая спектра аудиосигнала которого описывается определенными резонансными пиками в спектре речи (формантами). Форманты определяют звучание голоса, поскольку характеризуются частотой, амплитудой, шириной полосы частот.

– Кепстр/гомоморфные – данные вокодеры используют разбиение речевого сигнала на отрезки для каждого из которых вычисляется два параметра: огибающая спектра и возбуждающий сигнал.

– На основе линейного предсказания – одни из самых актуальных на сегодняшний день вокодеров, поскольку для быстроты работы используют метод линейного предсказания. Вокодеры данного типа применяются во всех современных системах связи и во всех других системах, где требуется работа с речью.

Одними из наиболее известных алгоритмов низкоскоростной обработки речи являются MELP (Mixed-excitation linear prediction) [13, 14] и codec2 [15]. Оба вокодера базируются на теории линейного предсказания [7], когда в качестве модели голосового тракта выступает обычный БИХ-фильтр (фильтр с бесконечной импульсной характеристикой). Подобрать нужные коэффициенты такого фильтра, а также параметры требуемого сигнала возбуждения, можно воспроизвести практически любой звук заданной длительности (типичная длительность анализируемого/синтезируемого участка речи составляет 10–40 мс) с достаточной степенью точности. В таких вокодерах основная информация, которая передается по каналу связи или хранится на устройстве, может быть разделена на несколько основных групп.

Первая группа – параметры линейного предсказания, или LPC-параметры, которые определяют АЧХ (амплитудно-частотная характеристика) БИХ-фильтра возбуждения.

Вторая группа параметров – параметры сигнала возбуждения, которым накачивается БИХ-фильтр. Здесь среди алгоритмов встречается значительное разнообразие, в одном из самых простых вариантов [10] поток участков речи делится на гласные/согласные звуки, при этом гласные возбуждаются последовательно импульсами, а согласные – шумом.

Третья группа параметров – параметры основного тона. Частота основного тона – это параметр речевого сигнала, определяющий, собственно, тон голоса, насколько он высокий или низкий. Например, частота основного тона мужского голоса (80–210 Гц) ниже, чем женского (150–320 Гц). Именно с частотой основного тона подается импульсный сигнал возбуждения в БИХ-фильтр при синтезе гласных звуков.

Четвертая группа параметров – усиление речевого отрезка и другие параметры, например, параметры определяющие гласный звук передается в текущий момент или согласный.

Все эти параметры сжимаются с использованием векторного квантования и специальных кодовых книг, что обеспечивает значительную степень сжатия, вплоть до 600–700 бит/с.

Разнятся в вокодерах, как правило, алгоритмы, обеспечивающие формирование второй группы параметров, то есть параметров сигнала возбуждения. Например, в алгоритме MELP используются смешанные сигналы возбуждения, то есть сумма импульсного и шумового сигнала в зависимости от того, какой звук анализируется. Каждый звук классифицируется по 5-ти балльной шкале, что позволяет обеспечить удовлетворительное звучание смешанных звуков, которые формируются на границах формант. Также MELP отличается

устойчивостью к сложным условиям фонового шума, что является одним из самых важных критериев, учитывая то, что данный кодек, как правило, применяется в аппаратуре специального назначения, кроме того является лицензируемым.

В отличие от MELP, codec2 является открытым кодеком, который используется радиолюбителями. Основное отличие codec2 – оригинальный способ формирования сигнала возбуждения с использованием гармонического синусоидального кодирования речи, который был разработан автором кодека Дэвидом Роу [15-16].

Кодеки MELP и codec2 обеспечивают схожее качество речи при одинаковых скоростях преобразования, при этом качество речи можно охарактеризовать как «приемлемое» на скоростях близких к 2400 бит/с, а при снижении скорости преобразования качество синтезируемой речи быстро ухудшается. Требования к вычислительным ресурсам для данных кодеков сравнительно небольшие, они легко могут обрабатываться с использованием сигнальных процессоров или микроконтроллеров.

III. СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ

Одной из первых систем обработки и синтеза речи на основе машинного обучения является WaveNet [17, 18] – модель глубокой нейронной сети, разработанная DeepMind для генерирования аудиосигналов. Он использует расширенную архитектуру сверточной нейронной сети для изучения шаблонов в аудиоданных. WaveNet способна генерировать высококачественный звук, практически неотличимый от человеческой речи. WaveNet – это не кодек, а инструмент для создания синтетической речи, который в исходной модели имеет более 20 миллионов параметров.

WaveNet формирует высококачественную синтетическую речь с естественной интонацией и просодией, может формировать другие звуки. Спектр применения алгоритма огромен, например, преобразование текста в речь, распознавание речи, голосовые помощники, и др. WaveNet способен генерировать речь на нескольких языках и диалектах, что позволяет использовать данный алгоритм в службах перевода или на специальных для этого платформах.

Наряду с достоинствами, WaveNet имеет и недостатки [19]. Данный алгоритм требует значительных вычислительных мощностей и памяти для обучения, не работает с некоторыми типами речи, такими как речь шепотом или криком. WaveNet является одной из первых систем работы с речью на основе машинного обучения, кроме того, целью разработки системы было не сжатие речи, а ее генерирование, что определило сравнительно высокие системные требования. Для работы с WaveNet требуется многоядерный процессор уровня Core i7, желательным является наличие видеокарты с поддержкой CUDA.

Интересный вариант системы на основе машинного обучения был предложен Жан-Марком Валеном и Яном Скоглундом [8, 17] – LPCNet (Linear predictive coding with neural network). Основная идея системы LPCNet – использование традиционных методов цифровой обработки сигналов (DSP – Digital signal processing) и LPC-анализа с механизмами синтеза речи на основе рекуррентной нейронной сети. Такой гибридный подход позволяет системе LPCNet запускаться в режиме реального времени на процессоре обычного сотового телефона, при этом обеспечивается высокое качество синтезируемой сжатой речи на скорости от 1600 бит/с. Система использует LPC-анализ для формирования «будущего» отсчета речи, затем этот отсчет поступает в нейронную сеть в качестве одного из входных параметров. Благодаря такому подходу удается значительно снизить количество параметров нейронной сети, как следствие – снизить вычислительную сложность алгоритма.

LPCNet обеспечивает качественный синтез речи даже при низкоскоростном кодировании, способен обрабатывать различные языки и диалекты [20].

Недостатки LPCNet – большие требования к вычислительной мощности и памяти в сравнении с линейными вокодерами, значительные требования к объему обучающих данных, несовместимость с синтезом и воспроизведением музыки. Также у LPCNet могут возникнуть проблемы с диалектами и акцентами из-за больших требований к объему обучающих данных.

Свой вклад в развитие низкоскоростных вокодеров внесла компания Google, разработавшая кодек Luqa [21], который использует методы машинного обучения для достижения высококачественного сжатия голоса при низких скоростях передачи данных – 3200, 6000 и 9200 кбит/с. Данный кодек использует вариант традиционной генеративной модели, называемый PQ (Product Quantizer), своего рода, «поиск сходства», который помогает уменьшить вычислительную сложность модели.

Luqa имеет ряд преимуществ, таких как качественная оптимизация для сжатия речи в условиях низкого битрейта, низкие требования к вычислительной мощности по сравнению с аналогами, за счет чего имеется

возможность работы и использования на недорогих устройствах, например, IoT (Internet of Things) или смартфонах. В отличие от большинства аналогов, данный кодек может быть использован для сжатия не только речевых аудиосигналов, но и музыкальных, что дает возможность для применения на потоковых сервисах и в различных приложениях.

В сравнении с другими системами сжатия речи на основе машинного обучения, кодек Lyra разрабатывался для использования в современных инфокоммуникационных системах и сети Интернет на участках с низкой пропускной способностью, можно сказать, что кодек Lyra является определённой заменой традиционному кодеку Opus. Для таких систем минимальная скорость преобразования 3200 бит/с является более чем удовлетворительной, однако может оказаться значительной, например, для специальных систем со значительным ограничением полосы.

Системные требования у кодека Lyra вполне умеренные, он может работать практически на любом современном процессоре, включая мобильные.

На рис. 1 показано сравнение различных систем сжатия речевого сигнала, а именно, Lyra [23], Opus [8, 23, 24, 26], Codec2 [25], LPCNet [8, 26], MELP [8, 25, 26] по критерию качество синтезируемой речи – скорость преобразования. По оси ординат указан балл по методу анализа качества речи MUSHRA (Multiple Stimuli with Hidden Reference and Anchor), позволяющий дать объективную сравнительную оценку качества [22]. На оси абсцисс указана скорость преобразования кодека.

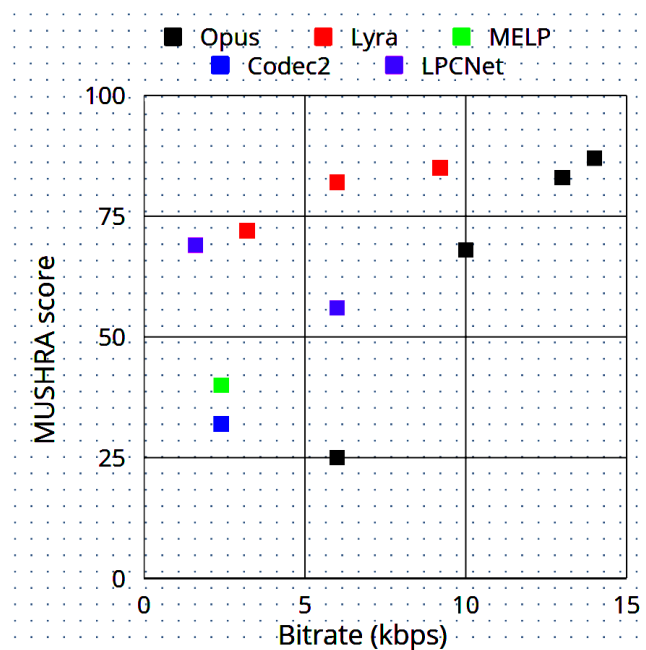


Рис. 1. Объективная оценка качества речи для различных систем сжатия

Из рис. 1 видно, линейные вокодеры (Opus, Codec2, MELP) по качеству воспроизводимой речи значительно уступают современным вокодерным системам на основе машинного обучения (LPCNet, Lyra). Например, на минимальных скоростях порядка 2-3 кбит/с, линейные вокодеры уступают около 40 баллов по шкале MUSHRA современным решениям на основе машинного обучения. Наивысший балл по соотношению качество синтезируемой речи/скорость преобразования получает вокодер на основе LPCNet.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрев основные алгоритмы, позволяющие осуществлять низкоскоростное кодирование речи, можно прийти к выводу, что в настоящее время наибольшее распространение в системах общего и специального применения имеют линейные вокодеры благодаря сравнительно низкой вычислительной мощности, требованиям к памяти устройства обработки сигнала. Вместе с тем получают свое развитие системы и вокодеры на основе машинного обучения, которые позволяют при сравнимой скорости преобразования обеспечить гораздо лучшее качество синтезируемой речи, однако при этом требуют значительной вычислительной мощно-

сти исполняющего устройства. Несмотря на то, что системы на основе машинного обучения в настоящий момент обеспечивают более высокую скорость преобразования (1600, 3200 бит/с) в сравнении с линейными вокодерами (600, 700, 2400 бит/с), они также обеспечивают значительно более высокое качество синтезируемой речи и являются на сегодняшний момент наиболее перспективными алгоритмами для дальнейшего снижения скорости преобразования.

Дальнейшее изучение в области низкоскоростных вокодеров представляется перспективным по направлению изучения указанных моделей (codec2, LPCNet) с использованием их практической реализации с целью объективного и субъективного анализа и сравнения синтезируемых сигналов. По возможности необходимо изучить работу вокодеров при скорости преобразования ниже 1 кбит/с при одновременном сохранении качества синтезируемой речи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Turner C. W., Hurtig R. R. Proportional frequency compression of speech for listeners with sensorineural hearing loss // *The Journal of the Acoustical Society of America*. 1999. Vol. 106, no. 2. P. 877–886. DOI: 10.1121/1.427103.
2. Левин М. Многоязычный синтез речи с клонированием // *Orion-int.ru* : сайт. URL: <http://orion-int.ru/iz-pesochnicy-mnogoyazychnyj-sintez-rechi-s-klonirovaniem/> (дата обращения: 23.07.2023).
3. Al-Radhi M. S., Csapó T. G., Németh G. Advances in speech vocoding for text-to-speech with continuous parameters // *Artificial Intelligence and Speech Technology*. 2021. P. 203–209.
4. Atal B. S., Hanaver S. L. Speech analysis and synthesis by linear prediction of the speech wave // *The Journal of the acoustical society of America*. 1971. Vol. 50, no. 2. P. 637–655. DOI: 10.1121/1.1912679.
5. Markel J., Gray A. A linear prediction vocoder simulation based upon the autocorrelation method // *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. 1974. Vol. 22, no. 2. P. 124–134. DOI: 10.1109/TASSP.1974.1162554.
6. Маркел Дж. Д., Грэй А. Х. Линейное предсказание речи. М. : Связь, 1980. 154 с.
7. McCree A. V., Barnweell T. P. A mixed excitation LPC vocoder model for low bit rate speech coding // *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*. 1995. Vol. 3, no. 4. P. 242–250. DOI: 10.1109/89.397089.
8. Valin J.-M., Skoglund J. A real-time wideband neural vocoder at 1.6 kb/s using LPCNet. URL: <https://www.semanticscholar.org/reader/75b1934626e05bc295e57517a915e40b9908f1ee> (дата обращения: 13.07.2023).
9. OTA: QO-100 FreeDV transmissions, Lime-Powered 5G Testbeds, O-RAN Code, and More // *MYRIAD.RF* : сайт. URL: <https://myriadr.org/news/ota-qo-100-freedv-transmissions-lime-powered-5g-testbeds-o-ran-code-and-more/> (дата обращения: 08.11.2022).
10. Chu W. C. *Speech coding algorithms: foundation and evolution of standardized coders*. Hoboken : John Wiley & Sons, 2003. 558 p. ISBN 0-471-37312-5.
11. Mustafa A., Büthe J., Korse S. [et al.]. A Streamwise GAN Vocoder for Wideband Speech Coding at Very Low Bit Rate // *IEEE Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics (New York, 17–20 October 2021)*. IEEE, 2021. P. 66–70. DOI: 10.1109/WASPAA52581.2021.9632750.
12. Невдяев Л. М. *Телекоммуникационные технологии : англ.-рус. толковый слов.-справ. М. : Мобильные коммуникации, 2002. 569 с. ISBN 5-93184-001-X.*
13. Supplee L. M., Cohn R. P., Collura J. S. [et al.]. MELP: the new Federal Standard at 2400 bps // *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal (Munich, 21–24 April 1997)*. IEEE, 1997. P. 1591–1594. DOI: 10.1109/ICASSP.1997.596257.
14. MELP (Mixed-Excitation Linear Predictive) Codec // *Vocal* : сайт. URL: <https://vocal.com/speech-coders/melp/> (дата обращения: 23.09.2023).
15. Codec 2 // *Rowetel* : сайт. URL: http://www.rowetel.com/?page_id=452 (дата обращения: 23.09.2023).
16. Drowe67 / *OpenSource Codec2* // *GitHub* : сайт. URL: <https://github.com/drowe67/codec2> (дата обращения: 13.07.2023).
17. Valin J.-M., Skoglund J. LPCNet: Improving Neural Speech Synthesis Through Linear Prediction // *International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (Brighton, 12–17 May 2019)*. IEEE, 2019. P. 5891–5895. DOI: 10.1109/ICASSP.2019.8682804.

18. Gupta A., Shillingford B., Assael Y. [et al.]. Speech Bandwidth Extension with Wavenet // IEEE Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics (New York, 20–23 October 2019). IEEE, 2019. P. 205–208. DOI: 10.1109/WASPAA.2019.8937169.
19. Kleijn W. B., Lim F. S. C., Luebs A. [et al.]. Wavenet based low rate speech coding // International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (Calgary, 15–20 April 2018). IEEE, 2018. P. 676–680. DOI: 10.1109/ICASSP.2018.8462529.
20. A Real-Time Wideband neural vocoder at 1.6 kb/s Using LPCNet // Mozilla : сайт. URL: https://jmvalin.ca/demo/lpcnet_codec/ (дата обращения: 11.12.2022).
21. Lyra 1.3.0 // GitHub. URL: <https://github.com/google/lyra/releases/tag/v1.3.0> (дата обращения: 15.11.2022).
22. Минеева М. И. Алгоритмы анализа качества аудиосигнала и речи // Нанотехнологии. Информация. радиотехника (НИР-23) : материалы Всерос. молодеж. науч.-практ. конф. (Омск, 18 апр. 2023 г.) / Ом. гос. техн. ун-т. Омск : Изд-во ОмГТУ, 2023. С. 416–420.
23. Lyra V2 - a better, faster, and more versatile speech codec // Google Open Source : сайт. URL: <https://opensource.googleblog.com/2022/09/lyra-v2-a-better-faster-and-more-versatile-speech-codec.html> (дата обращения: 15.07.2023).
24. Zeghidour N., Luebs A., Omran A. [et al.]. SoundStream: An end-to-end neural audio codec. URL: https://www.researchgate.net/publication/353066582_SoundStream_An_End-to-End_Neural_Audio_Codec (дата обращения: 15.07.2023).
25. Garbacea C., Oord A., Li Y. [et al.]. Low bit-rate speech coding with vq-vae and a wavenet decoder // International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (Brighton, 12–17 May 2019). IEEE, 2019. P. 735–739. DOI: 10.1109/ICASSP.2019.8683277.
26. Jassim W. A., Skoglund J., Chinen M. [et al.]. Speech quality factors for traditional and neural-based low bit rate vocoders // International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (Athlone, 26–28 May 2020). IEEE, 2020. P. 1–6. DOI: 10.1109/QoMEX48832.2020.9123109.

**СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МЕТОДА РАСЧЕТА ЗАПАСОВ
ДВУХУРОВНЕВОЙ СИСТЕМЫ ЗАПАСНЫХ ЧАСТЕЙ,
ИМУЩЕСТВА И ПРИНАДЛЕЖНОСТЕЙ**

**IMPROVEMENT OF THE METHOD FOR CALCULATING RESERVES
OF A SPARE PARTS, TOOLS AND ACCESSORIES SYSTEM**

А. А. Мотовилов

Омский государственный технический университет, г. Омск, Россия

A. A. Motovilov

Omsk State Technical University, Omsk, Russia

Аннотация. В статье рассматривается методика расчета оптимальных запасов двухуровневой системы запасного имущества и принадлежностей (системы ЗИП), состоящей из группового комплекта ЗИП (ЗИП-Г), который обслуживает несколько одинаковых одиночных комплектов ЗИП (ЗИП-О). Обосновывается, что в имеющейся методике существует методическая погрешность, и предлагается изменение для избавления от выявленной погрешности. По исходной и предложенной методикам проведены расчеты системы ЗИП на основании одинаковых исходных данных, показана разница в полученных результатах.

Ключевые слова: запасные части, имущество и принадлежности; ЗИП; система ЗИП; одиночный комплект ЗИП; групповой комплект ЗИП.

Abstract. In the article we describe improvement of the method for optimal reserves calculating of a two-level spare parts, tools and accessories system that consist of one spare parts, tools and accessories group package and some spare parts, tools and accessories local packages. It is reasoned that the existing method has systematic error in itself, and we suggest a modification of the method. Modified and unmodified method are both applied for the same data, and we can see difference in results.

Keyword: spare parts, tools and accessories; SPTA system, SPTA local package, SPTA group package.

I. ВВЕДЕНИЕ

Системы обеспечения запасными элементами (далее в статье будем использовать традиционное название «системы запасных частей, имущества и принадлежностей» («системы ЗИП»)) являются в большинстве случаев необходимыми для поддержания надежности изделия на требуемом уровне. Часто состав системы ЗИП (СЗИП) по количеству и стоимости сопоставимы по количеству запасных частей (ЗЧ) и итоговой стоимости с изделием, к которому СЗИП прилагается [1]. Ввиду выше сказанного и того, что обеспечить искомую надежность возможно посредством различного комплектования СЗИП, разработаны методики расчета оптимальных запасов СЗИП [1–6].

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Методики расчета оптимальных запасов СЗИП, применяемые в настоящее время, имеют различные, в том числе методические, погрешности. Так, в методике расчета оптимальных запасов двухуровневой СЗИП [3] не учитывается, что среднее время доставки ЗЧ i -го типа из группового комплекта ЗИП (ЗИП-Г) в одиночный комплект ЗИП (ЗИП-О) (T_{dio}) зависит от среднего времени задержки в удовлетворении заявок на ЗЧ i -го

типа в комплекте ЗИП-Г ($\Delta t_{3iГ}$), а не от среднего времени задержки в удовлетворении заявок за ЗЧ комплектом ЗИП-Г в целом ($\Delta t_{3ИП-Г}$).

Изменим методику расчета оптимальных запасов двухуровневой СЗИП таким образом, чтобы избавиться от описанной методической погрешности.

III. ТЕОРИЯ

Рассмотрим методику расчета оптимальных запасов двухуровневой СЗИП, состоящей из одного комплекта ЗИП-Г, пополняемого из не отказывающего источника пополнения (НИП) и S комплектов ЗИП-О, пополняемых из состава ЗИП-Г по стратегии непрерывного пополнения [1, 3] (предполагается, что в качестве требуемого показателя достаточности (ПД) СЗИП задан коэффициент готовности СЗИП ($K_{с.ЗИП-О}^{mp}$) не менее 0.9):

- 1) сформировать исходные данные;
- 2) определить оптимальный ПД ЗИП-Г – требуемое среднее время задержки в удовлетворении заявок за ЗЧ комплектом ЗИП-Г ($\Delta t_{3ИП-Г}^{mp}$) (по алгоритму золотого сечения минимизируется функция стоимости СЗИП от среднего времени задержки в удовлетворении заявок за ЗЧ комплектом ЗИП-Г $C_{с.ЗИП}(\Delta t_{3ИП-Г}^{mp})$ [1]);
- 3) скорректировать параметры стратегий пополнения запасов в комплектах ЗИП-О, входящих в СЗИП по формуле

$$T_{oio} = T_{oio,\infty} + \Delta t_{3ИП-Г}^{mp}, \quad (1)$$

где T_{oio} – среднее время доставки ЗЧ i -го типа из ЗИП-Г в ЗИП-О;

$T_{oio,\infty}$ – среднее время доставки ЗЧ i -го типа из ЗИП-Г в ЗИП-О, первоначально выбранное в предположении, что запасы в ЗИП-Г не ограничены;

- 4) по методике расчета оптимальных запасов ЗИП-О (методика 10.1 [3]) при скорректированных значениях T_{oio} рассчитать для каждого из S комплектов ЗИП-О запасы, удовлетворяющие заданному для СЗИП значению ПД $K_{с.ЗИП-О}^{mp}$;

- 5) по методике расчета оптимальных запасов ЗИП-Г (методика 10.2 [3]) рассчитать для комплекта ЗИП-Г запасы, удовлетворяющие определенному ПД $\Delta t_{3ИП-Г}^{mp}$;

- б) определить суммарные затраты на ЗЧ в системе по формуле

$$C_{с.ЗИП} = \sum_{i=1}^{N_G} n_{iГ} \cdot c_{iГ} + S \cdot \sum_{i=1}^{N_O} n_{iO} \cdot c_{iO}, \quad (2)$$

где $n_{iГ} (n_{iO})$ – уровень запаса i -го типа в ЗИП-Г(ЗИП-О);

$c_{iГ} (c_{iO})$ – затраты (стоимость, объем, масса и т.п.) на одну ЗЧ i -го типа в комплекте ЗИП-Г(ЗИП-О);

$N_G (N_O)$ – количество типов ЗЧ в комплекте ЗИП-Г(ЗИП-О).

Расчет оптимальных запасов ЗИП-О по приведенной методике основан на коррекции всех T_{oio} на одну и ту же величину $\Delta t_{3ИП-Г}^{mp}$, отражающую достаточность всего комплекта ЗИП-Г в целом, но не отдельных его запасов. Среднее время доставки в ЗИП-О ЗЧ i -го типа T_{oio} зависит от среднего времени задержки в удовлетворении заявки на пополнение запаса $\Delta t_{3iГ}$, которое может отличаться от $\Delta t_{3ИП-Г}^{mp}$ достаточно, чтобы расчет оптимальных запасов СЗИП по методике, приведенной выше, имел заметную погрешность в определении необходимого уровня запасов ЗИП-О и ЗИП-Г, входящих в СЗИП.

Для решения поставленной задачи изменим корректировку (1) следующим образом:

$$T_{dio} = T_{dio,\infty} + \Delta t_{zi\Gamma}. \quad (3)$$

ПД $\Delta t_{zi\Gamma}$ рассчитывается по формуле [1, 3]

$$\Delta t_{zi\Gamma} = \frac{R_{i\Gamma}(n_{i\Gamma}, a_{i\Gamma})}{\Lambda_{i\Gamma}},$$

где $a_{i\Gamma}$ – среднее число заявок, поступивших в комплект ЗИП-Г на ЗЧ i -го типа за период пополнения;

$R_{i\Gamma}(n_{i\Gamma}, a_{i\Gamma})$ – промежуточный расчетный показатель для комплекта ЗИП-Г [3];

$\Lambda_{i\Gamma}$ – интенсивность спроса на ЗЧ i -го типа в комплект ЗИП-Г от всех изделий группы.

Тогда измененная методика будет выглядеть следующим образом:

- 1) сформировать исходные данные;
- 2) определить оптимальный ПД ЗИП-Г – требуемое среднее время задержки в удовлетворении заявок за ЗЧ комплектом ЗИП-Г $\Delta t_{ЗИП-Г}^{mp}$ (при расчете по алгоритму золотого сечения минимизируется зависимость $C_{\Sigma СЗИП}(\Delta t_{ЗИП-Г}^{mp})$, расчет уровней запасов ЗИП-О проводится с учетом корректировки (3));
- 3) по методике расчета оптимальных запасов ЗИП-Г (методика 10.2 [3]) рассчитать для комплекта ЗИП-Г запасы, удовлетворяющие определенному ПД $\Delta t_{ЗИП-Г}^{mp}$;
- 4) скорректировать параметры стратегий пополнения запасов в комплектах ЗИП-О, входящих в СЗИП по формуле (3);
- 5) по методике расчета оптимальных запасов ЗИП-О (методика 10.1 [3]) при скорректированных значениях T_{dio} рассчитать для каждого из S комплектов ЗИП-О запасы, удовлетворяющие заданному для СЗИП значению ПД $K_{\Sigma ЗИП-О}^{mp}$;
- 6) определить суммарные затраты на ЗЧ в системе по формуле (2).

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Проведем расчет оптимальных запасов двухуровневой СЗИП, применяя исходную и предложенную методики, по следующим исходным данным:

- требуемый коэффициент готовности СЗИП $K_{\Sigma ЗИП-О}^{mp} = 0.995$;
- количество обслуживаемых комплектом ЗИП-Г комплектов ЗИП-О $S = 3$;
- стратегия пополнения ЗИП-Г из НИП – периодическая с периодом пополнения $T_{i\Gamma} = 2200$ ч для запасов всех типов;
- среднее время доставки запаса из ЗИП-Г в ЗИП-О, выбранное в предположении, что запасы в ЗИП-Г не ограничены, $T_{dio,\infty} = 72$ ч.

Типы ЗЧ, их количество в изделии m_i , интенсивность замен в изделии λ_{zi} и стоимость c_i приведены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1
ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ ДЛЯ РАСЧЕТА ОПТИМАЛЬНЫХ ЗАПАСОВ СИСТЕМЫ ЗИП

| i | m_i | $\lambda_{zi}, 10^{-6} \text{ 1/ч}$ | $c_i, \text{ тыс. руб.}$ |
|-----|-------|-------------------------------------|--------------------------|
| 1 | 2 | 35.0526 | 23 |
| 2 | 1 | 65.5788 | 42 |
| 3 | 4 | 27.5330 | 33 |
| 4 | 2 | 100.0000 | 5 |
| 5 | 1 | 54.8721 | 45 |

Уровни запасов ЗИП-Г и ЗИП-О, входящих в СЗИП, полученные в результате применения предложенной методики, представлены в таблице 2.

ТАБЛИЦА 2
УРОВНИ ЗАПАСОВ КОМПЛЕКТОВ ЗИП,
РАССЧИТАННЫЕ ПО ПРЕДЛОЖЕННОЙ МЕТОДИКЕ

| i | $n_{iГ}$ | $n_{iО}$ |
|-----|----------|----------|
| 1 | 1 | 1 |
| 2 | 1 | 1 |
| 3 | 1 | 1 |
| 4 | 3 | 1 |
| 5 | 1 | 1 |

Стоимость СЗИП, уровни запасов комплектов которой соответствуют таблице 2, составляет $C_{\Sigma\text{СЗИП}} = 602$ тыс. руб .

Уровни запасов ЗИП-Г и ЗИП-О, входящих в СЗИП, полученные в результате применения исходной методики представлены в таблице 3.

ТАБЛИЦА 3
УРОВНИ ЗАПАСОВ КОМПЛЕКТОВ ЗИП,
РАССЧИТАННЫЕ ПО ИСХОДНОЙ МЕТОДИКЕ

| i | $n_{iГ}$ | $n_{iО}$ |
|-----|----------|----------|
| 1 | 2 | 1 |
| 2 | 2 | 1 |
| 3 | 2 | 1 |
| 4 | 4 | 1 |
| 5 | 2 | 1 |

Стоимость СЗИП, уровни запасов комплектов которой соответствуют таблице 3, составляет $C_{\Sigma\text{СЗИП}} = 750$ тыс. руб .

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Как можно видеть по результатам эксперимента, состав СЗИП, рассчитанный по предложенной методике, отличается от состава СЗИП, рассчитанного по исходной методике, и имеет меньшую стоимость.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведя изменение методики расчета оптимальных запасов СЗИП, получили при ее применении более оптимальный вариант состава СЗИП, что делает оправданным применение предложенной методики на практике.

Так как с точки зрения вычислительной сложности измененная методика хуже исходной, задачей дальнейших исследований является рассмотрение условий, при которых применение обеих методик будет давать одинаковые результаты. По итогам этих исследований будет возможно выделить условия, при которых целесообразно применять ту или иную методику.

ИСТОЧНИК ФИНАНСИРОВАНИЯ. БЛАГОДАРНОСТИ

Научный руководитель: Лутченко Сергей Святославович, Омский Государственный Технический Университет.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Головин И. Н., Чуварыгин Б. В., Шура-Бура А. Э. Расчет и оптимизация комплектов запасных элементов радиоэлектронных систем. М. : Радио и связь, 1984. 176 с.
2. Долгополов Б. А., Зайко Ю. Г., Михайлов В. А. [и др.]. Расчет комплекта ЗИП с использованием комплекса имитационных программ «Диалог». Часть 1. Общие положения для расчета комплекта ЗИП // Надежность. 2020. Т. 20, № 1. С. 32–38.
3. ГОСТ 27.507-2015. Надежность в технике. Запасные части, инструменты и принадлежности. Оценка и расчет запасов. Введ. 2017-03-01. М. : Стандартиформ, 2017. 48 с.
4. Чепурко В. А., Черняев А. Н. Методика оценки объема ЗИП с неснижаемым уровнем // Надежность. 2021. Т. 21, № 3. С. 13–19. DOI: 10.21683/1729-2646-2021-21-3-13-19.
5. Антонов А. В., Чепурко В. А. К вопросу расчета состава запасных элементов, имеющих отказы двух типов // Надежность. 2022. Т. 22, № 3. С. 21–28. DOI: 10.21683/1729-2646-2022-22-3-21-28.
6. Вараксина Я. М., Ившина Н. С., Бухаров А. Е. Разработка методики расчета ЗИП-Г для авиационных радиовысотомеров // Труды международного симпозиума «Надежность и качество». 2015. Т. 1. С. 318–321.

**ОРГАНИЗАЦИЯ ВИРТУАЛЬНОЙ ОБЛАЧНОЙ ЛАБОРАТОРИИ
ДЛЯ РАЗВИТИЯ ПРОФЕССИОНАЛЬНЫХ КОМПЕТЕНЦИЙ
В ОБЛАСТИ СЕТЕВОГО И СИСТЕМНОГО АДМИНИСТРИРОВАНИЯ
ПРИ ПОДГОТОВКЕ БУДУЩИХ ИТ-СПЕЦИАЛИСТОВ**

**VIRTUAL CLOUD LABORATORY ORGANIZATION
FOR THE PROFESSIONAL COMPETENCIES DEVELOPMENT
IN TRAINING FUTURE IT SPECIALISTS
OF THE NETWORK AND SYSTEM ADMINISTRATION**

А. М. Шабалин¹, А. А. Захаров¹, Е. А. Калиберда², Н. В. Кенжалинова²

¹Тюменский государственный университет, г. Тюмень, Россия

²Омский государственный университет, г. Омск, Россия

A. M. Shabalin¹, A. A. Zaharov¹, E. A. Kaliberda², N. V. Kenzhalinova²

¹Tyumen State University, Tyumen, Russia

²Omsk State Technical University, Omsk, Russia

Аннотация. В данной статье обосновывается необходимость применения в профессиональном образовании современных средств виртуализации при моделировании облачной инфраструктуры корпоративной сети с целью развития у студентов профессиональных компетенций сетевого и системного администрирования. Использование специально организованной с этой целью виртуальной облачной лаборатории позволяет эффективно развивать не только теоретическую, но и практическую составляющую процесса обучения будущих конкурентоспособных ИТ-специалистов, а также апробировать технологии обеспечения надежной работы распределенного высоконагруженного веб-приложения в частном облачном сервисе корпоративной компьютерной сети.

Ключевые слова: подготовка ИТ-специалистов, профессиональные компетенции, виртуальная облачная лаборатория, сетевая инфраструктура, средства виртуализации, гипервизоры, Kernel-based Virtual Machine (KVM), Huawei FusionCompute.

Abstract. The article proves the importance of modern virtualization tools usage in professional education by modeling the cloud infrastructure of a corporate network for the student professional competencies development of the network and system administration.

The use of the specially organized virtual cloud laboratory allows effectively developing not only theoretical, but also practical component in training future competitive IT specialists. It also helps to test technologies for ensuring reliable operation of a distributed, high-load web application in the private cloud service of a corporate computer network.

Keyword: IT specialists training; professional competencies; virtual cloud laboratory; network infrastructure; virtualization tools; hypervisors; Kernel-based Virtual Machine (KVM); Huawei FusionCompute.

I. ВВЕДЕНИЕ

На сегодняшний день в работу ИТ-компаний всё более активно внедряются облачные вычисления, представляющие собой «парадигму для предоставления возможности сетевого доступа к масштабируемому и эластичному пулу общих физических или виртуальных ресурсов с предоставлением самообслуживания и администрированием по требованию» [1].

По результатам исследования IDC от июля этого года, объём рынка облачных сервисов за 2022 год составляет \$545.8 млрд., что примерно на четверть больше по сравнению с 2021-м годом, где аналогичный показатель равен \$444.2 млрд. [2].

Такой темп развития предполагает, что профессиональные учебные заведения должны использовать эти открывающиеся возможности в подготовке будущих ИТ-специалистов, традиционно актуальными для которых является развитие их профессиональных компетенций.

Ряд исследователей активно занимается вопросами применения в системе профессионального образования облачных вычислений [3, 4]. Бурно расширяются сферы использования данных технологий в отечественном образовании [5–7], а также – в изучении программирования [8], высокопроизводительных вычислений [9], кибербезопасности [10], мобильных приложений и устройств интернета вещей [11]. Однако данные методики не применимы для подготовки системных администраторов, поскольку студенты во время обучения используют уже работающие сервисы и не участвуют в процессе их подготовки и настройки в составе корпоративной компьютерной сети, что требует разработки и применения соответствующих методик, отличных от уже имеющихся. Использование современных средств виртуализации предоставляет обучаемым возможность овладеть не только теоретическими знаниями, но и практическими навыками этого вида деятельности, то есть способствует развитию их профессиональных компетенций.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В настоящее время существует широкий спектр промышленных сертификаций различного уровня от известных облачных провайдеров. Признанными в мировом сообществе программами подготовки ИТ-специалистов являются учебные курсы от известных облачных провайдеров Google, Microsoft, Amazon и других. Современные выпускники профессиональных учебных заведений, специализирующиеся на информационной безопасности и системном администрировании, должны иметь знания по организации и сопровождению облачных инфраструктур на уровне дата-инженера (Associate). Однако все перечисленные вендоры проводят обучение на своих сервисах, к которым на сегодняшний день ограничен доступ у российских пользователей.

К тому же большинство подобных учебных программ строится на взаимодействии пользователя с уже рабочим облаком, в то время как в отечественном ИТ-сегменте есть большой запрос на умения системных администраторов устанавливать и настраивать облачную инфраструктуру «с нуля», формируя тем самым так называемое «частное облако» (Private Cloud).

Авторы статьи продолжительное время занимаются разработкой различных методик применения систем виртуализации при подготовке ИТ-специалистов [12]. В предыдущих публикациях ими рассматривалось использование средств виртуализации при организации лабораторных занятий по сетевой безопасности [13] и беспроводным компьютерным сетям [14].

Задачами данного исследования являются разработка и реализация подхода к организации виртуальной облачной лаборатории на основе современных инструментов и технологий для подготовки к работе с серверными системами будущих конкурентоспособных ИТ-специалистов, дата-инженеров, системных администраторов высокого уровня.

III. ТЕОРИЯ

Организация виртуальной облачной лаборатории начинается с выбора программного обеспечения, которое может запускать нескольких виртуальных машин на одном компьютере (гипервизоры), различные варианты которых и были предварительно рассмотрены авторами. В результате сравнительно-сопоставительного анализа ими был выбран Huawei FusionCompute (обязательный компонент облачной операционной системы в пакете виртуализации FusionSphere) по ряду имеющихся преимуществ:

- 1) мировая известность дистрибутива;
- 2) возможности функционирования в режиме гипервизора 1 и 2 типов;
- 3) доступность программного продукта для российского пользователя;
- 4) поддержка открытых операционных систем семейства Linux;
- 5) доступность открытой бесплатной лицензии для учебных целей на компьютерах с процессорами до 6 ядер.

FusionCompute виртуализирует аппаратные ресурсы и централизованно управляет виртуальными, сервисными и пользовательскими ресурсами облачной инфраструктуры. Программный продукт обеспечивает высокую безопасность и надежность системы, а также снижает эксплуатационные расходы, помогая облачным провайдерам и корпоративным клиентам создавать функциональные центры обработки данных.

FusionCompute базируется на открытом гипервизоре KVM и состоит из двух частей: агента вычислительного узла (Computing Node Agent, CNA) и диспетчера виртуальных ресурсов (Virtual Resource Manager, VRM). Помимо этого, в состав пакета входит разработанная компанией Huawei единая платформа виртуализации (Unified Virtualization Platform, UVP).

Модуль CNA распределяет свои аппаратные ресурсы между виртуальными машинами. Модуль VRM, в свою очередь, позволяет системным администраторам получать доступ к платформе через единый веб-интерфейс для управления облачной инфраструктурой и мониторинга ее ресурсов, а также для организации запросов об использовании ресурсов. Диспетчер виртуальных ресурсов предоставляет системному администратору следующие функции:

- 1) управление ресурсами дискового хранилища и сетевыми ресурсами кластера (IP-адресами и идентификаторами VLAN);
- 2) управление жизненным циклом виртуальных машин в кластере, а также распределение и миграцию виртуальных машин между CNA;
- 3) динамическое масштабирование ресурсов в кластере;
- 4) реализацию централизованного управления виртуальными ресурсами и пользовательскими данными.

Таким образом, CNA управляет своими виртуальными машинами и ресурсами, а VRM – кластерами из различных CNA и общими системами хранения дисков. Когда системные администраторы облачной инфраструктуры вносят изменения в виртуальную машину на VRM, диспетчер отправляет команду на узел агента, который ее выполняет и возвращает результат обратно, чтобы VRM записала его в свою базу данных. Таким образом достигается синхронизация данных между VRM и CNA.

Huawei FusionCompute работает с серверами на базе процессоров x86 и совместим с многими системами хранения данных. В один кластер можно объединить до 64-х CNA, на которых может быть развернуто до 3000 виртуальных машин. FusionCompute предоставляет комплексные функции управления правами, позволяя авторизованным пользователям управлять системными ресурсами на основе их конкретных ролей и назначенных разрешений.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Организация виртуальной облачной лаборатории на основе Huawei FusionCompute 6.5.0 требует достаточно мощное аппаратное обеспечение. Для шести студентов, одновременно работающих со своими независимыми инфраструктурами, рекомендуется использовать выделенный сервер с техническими характеристиками, подобными представленным см. табл. 1.

ТАБЛИЦА 1
ТАБЛИЦА РЕКОМЕНДУЕМЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СЕРВЕРА

| Компонент | Описание | Количество |
|--------------------|---|------------|
| Процессор | Intel Xeon Silver 4116(2.1GHz/12-core/16.5MB/85W) | 2 |
| Оперативная память | DDR4 RDIMM Memory,32GB,2933MT/s,2Rank(2G*4bit),1.2V,ECC | 8 |
| Жесткий диск | HDD,1200GB,SAS 12Gb/s,10K rpm,128MB or above,2.5inch | 5 |

Данные требования обусловлены в первую очередь тем, что у каждого студента должен быть в распоряжении стенд, на который необходимо суммарно выделить 32 гигабайта оперативной памяти и около 0,5 терабайт дискового пространства.

При отсутствии выделенного сервера стенд можно развернуть на двух рабочих станциях, находящихся в локальной сети компьютерного класса. Главное требование к персональным компьютерам – многоядерная архитектура и поддержка аппаратной виртуализации у процессоров (Intel-VT, AMD-V). Организация подоб-

ной лаборатории осуществлялась авторами не на выделенном сервере, а на персональных компьютерах с восьмью ядерными процессорами Intel, шестнадцатью гигабайтами оперативной памяти и двумя терабайтовыми жесткими дисками, гипервизором для рабочих станций VMWare Workstation 16.x и системой эмуляции компьютерной сети GNS3 2.x, работающими на операционной системе MS Windows 10.

В случае выбора варианта с использованием двух рабочих станций важно обращать внимание на сопряжение реального аппаратного обеспечения и создаваемой виртуальной инфраструктуры. Методика подобного сопряжения ранее была уже описана авторами статьи [14] а итоговая топология стенда для виртуальной облачной лаборатории студента представлена на рисунке 1. Все виртуальные машины работают под управлением операционной системы Debian Linux 11.

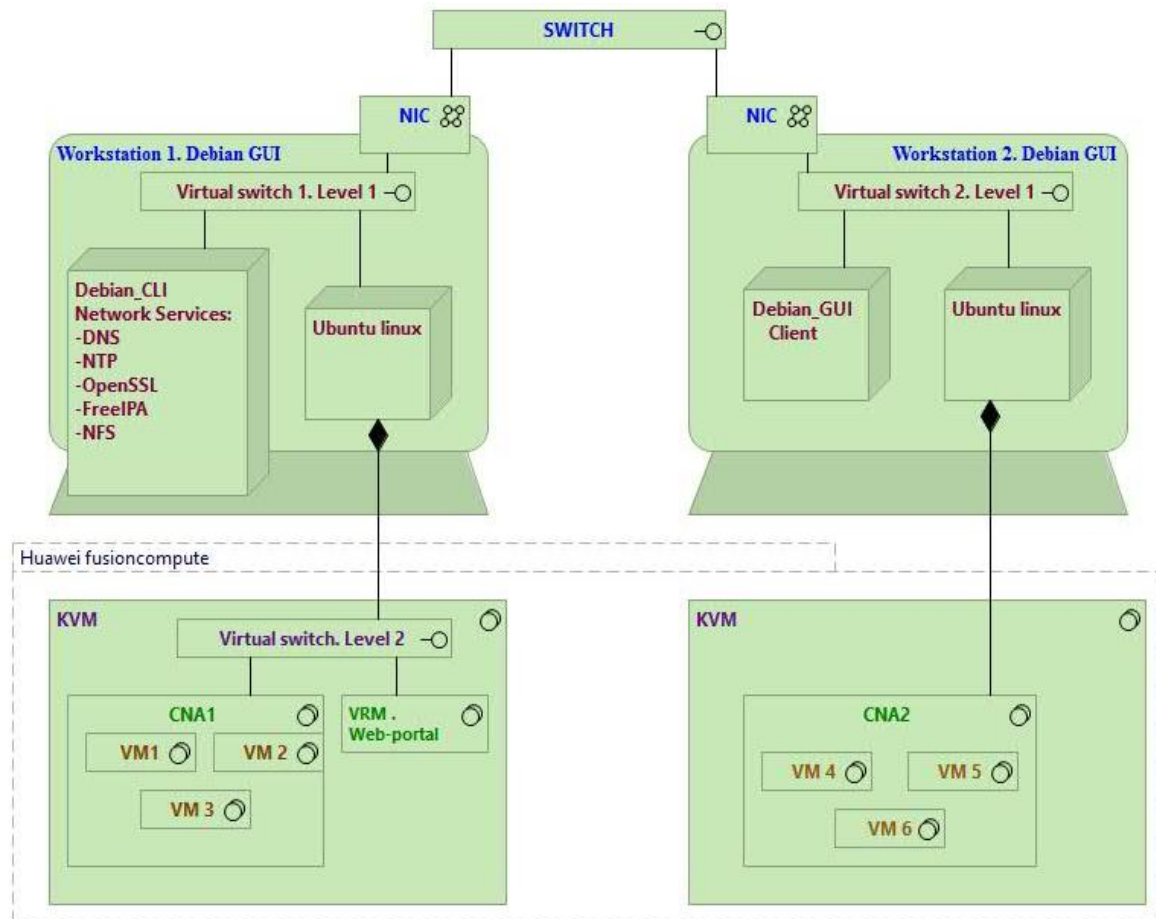


Рис. 1. Топология стенда виртуальной облачной лаборатории

На первой рабочей станции размещаются:

1. Виртуальная машина с 1 гигабайтом оперативной памяти в режиме сервера для установки и конфигурирования на ней базовых служб, необходимых для работы облачной инфраструктуры (DNS, NTP, OpenSSL, FreeIPA, NFS).

2. Виртуальная машина с 11 гигабайтами оперативной памяти и с гостевой операционной системой Linux Ubuntu, внутри которой устанавливается гипервизор KVM, а затем с его помощью, используя аппаратную вложенную виртуализацию, создаются две виртуальные машины для VRM и CNA1 с 4 и 3 гигабайтами оперативной памяти соответственно.

На второй рабочей станции находятся:

1. Виртуальная машина с графической оболочкой для обращения к облачным ресурсам, имеющая 3 гигабайта оперативной памяти.

2. Виртуальная машина с 7 гигабайтами оперативной памяти, внутри которой устанавливается CNA2 (по аналогии с первой рабочей станцией) с использованием гостевой операционной системы Linux Ubuntu, гипервизора KVM и вложенной виртуализации.

Поэтапная настройка стенда для виртуальной облачной лаборатории включает в себя следующие операции:

1. Настройка BIOS обеих рабочих станций.

2. Установка и конфигурирование клиентской виртуальной машины и сервера для вспомогательных сетевых сервисов.

3. Установка и конфигурация Huawei FusionCompute на VRM, CNA1 и CNA2 с применением механизмов вложенной виртуализации и использованием гипервизора KVM.

4. Проверка работоспособности стенда.

На базе данной виртуальной облачной лаборатории была разработана система учебных занятий для студентов IT-направлений, которая включает изучение основных аспектов работы облачных сервисов с виртуальными машинами и выполнение практических заданий по следующей тематике.

1. *Знакомство с системами управления виртуализацией.* Технологии, архитектуры, программные продукты.

2. *Установка и настройка клиентского компьютера и сервера вспомогательных служб.* Службы доменных имен и синхронизации времени, сертификационный центр, служба каталогов.

3. *Конфигурирование систем виртуализации.* Установка и начальная настройка CNA и VRM, организация доступа к порталу администрирования.

4. *Управление компьютерными сетями в виртуальной среде.* Создание сети виртуальных машин. Подключение виртуальных машин к физической компьютерной сети.

5. *Управление дисковыми хранилищами в виртуальной среде.* Типы хранилищ. RAID-массивы. Создание доменов хранения и управление ими.

6. *Масштабирование облачной инфраструктуры.* Добавление и удаление CNA. Обеспечение миграции виртуальных машин.

7. *Расширенная работа с виртуальными машинами.* Настройка оборудования, редактирование свойств, клонирование, создание мгновенных снимков виртуальной машины.

8. *Миграция, высокая доступность и балансировка виртуальных машин.* Настройка пользовательских сервисов и обеспечение их безотказной работы.

9. *Организация безопасной работы с виртуальными машинами.* Работа с пользователями, разграничение прав доступа, мониторинг системных событий и инцидентов безопасности.

10. *Резервное копирование и восстановление виртуальных машин.* Настройка возможностей построения отказоустойчивого решения для VRM и виртуальных машин. Создание резервных копий.

При выполнении этих работ студенты еще в процессе их обучения получают навыки создания и обеспечения безопасности, администрирования и резервирования облачной инфраструктуры корпоративной компьютерной сети.

Область применения лаборатории часто выходит за рамки образовательных задач: например, она может быть успешно использована для моделирования работы серверного сегмента корпоративной компьютерной сети. Так, авторами статьи проводилось тестирование распределенного высоконагруженного веб-приложения, которому требовалось обеспечить надежность и автоматическое восстановление работы после выхода из строя одного из серверов.

Приобретение подобных знаний и умений также способствует развитию профессиональных компетенций будущих IT-специалистов.

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Разработанный авторами подход к организации виртуальной облачной лаборатории уже три года применяется в учебном процессе Тюменского государственного университета, студенты которого с помощью данной лаборатории активно изучают принципы функционирования современных серверных систем. Семь студентов по окончании обучения успешно сдали международные экзамены H13-611 (HCIA Storage) и H13-811 (HCIA Cloud) на дата-инженеров центров обработки данных.

В 2021 году студент пятого курса университета вышел в финал Международной олимпиады по информационным технологиям «Huawei Honor Cup – 2021» в номинации «Cloud», а в феврале 2022 года студент третьего курса занял третье место в номинации «Cloud» во Всероссийском финале олимпиады «Huawei ICT Competition 2022».

Необходимым направлением развития данной работы авторы считают организацию виртуальной облачной лаборатории на основе российских решений. Отечественная виртуализация очень динамично развивается: на сегодняшний день существует около 30 решений, различных по области применения и степени проработанности. Наиболее перспективными представляются программные продукты: «АСТРА БРЕСТ», «ORIONsoft zVirt», «Альт Виртуализация», «ROSA Virtualization». Однако внедрение в учебный процесс отечественных решений требует достаточно серьезного подхода к выбору среды виртуализации и знания особенностей ее функционирования [15, 16], поэтому данный вопрос требует отдельной проработки.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, виртуальная облачная лаборатория, разработанная и организованная по предложенному авторами подходу в учебном заведении, позволяет создать и настроить прототип частного облака в корпоративной компьютерной сети. Лаборатория обладает клиентской машиной для проверки работоспособности и сервером сервисных служб, необходимых для функционирования облака, а также – одной VRM и двумя CNA с виртуальными машинами, где работают прикладные сервисы, к которым получают доступ пользователи облака.

Разработанная структура виртуальной облачной лаборатории и поэтапность ее настройки предоставляют возможность преподавателю создать систему практических занятий различной тематической направленности, а студентам – детально разобраться в принципах функционирования современных облачных технологий.

Организация и использование виртуальных облачных лабораторий, по мнению авторов, очень перспективны для массовой подготовки студентов ИТ-специальностей, поскольку помогают развить их профессиональные компетенции еще в процессе обучения.

ИСТОЧНИК ФИНАНСИРОВАНИЯ. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант № 20-47-720005.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГОСТ Р 70289-2022. Информационные технологии. Облачные вычисления. Особенности обработки различных категорий данных в облачных службах : нац. стандарт Российской Федерации. Введ. 2023-03-30 // Кодекс : сайт. URL: <https://docs.cntd.ru/document/1200192701> (дата обращения: 27.09.2023).
2. Shirer M. Worldwide Public Cloud Services Revenues Surpass \$500 Billion in 2022, Growing 22.9% Year Over Year, According to IDC Tracker // IDC : сайт. URL: <https://www.idc.com/getdoc.jsp?containerId=prUS51009523> (дата обращения: 26.09.2023).
3. Bataev A. V. Cloud technology as innovative way in engineering and economic education // International Conference «Quality Management, Transport and Information Security, Information Technologies» (St. Petersburg, 24–30 September 2017). IEEE, 2017. P. 634–639. DOI: 10.1109/ITMQIS.2017.8085904.
4. Heim S., Baur L., Wittges H. [et al.]. Teaching Business Skills in the Cloud: A Process Model for Cloud-Based Enterprise Software Integration in Higher Education // IEEE Global Engineering Education Conference (Kuwait, 1–4 May 2023). IEEE, 2023. P. 1–9. DOI: 10.1109/EDUCON54358.2023.10125159.
5. Давыдова Е. В., Ерохин А. Г., Фролова Е. А. Обучение облачным технологиям и применение облачных технологий в обучении студентов // Методические вопросы преподавания инфокоммуникаций в высшей школе. 2017. Т. 6, № 3. С. 7–9.
6. Коваленко М. И., Соболев Б. В., Ступина М. В. Роль облачных технологий в процессе подготовки будущих специалистов в области информационных систем и технологий // Грани познания. 2019. № 2 (61). С. 48–52.
7. Воронцов А. А., Мартышкин А. И., Маркин Е. И. Облачные технологии на примере частного облака компьютерной сети ПЕНЗГТУ как инновационные образовательные технологии // Современные инновационные технологии подготовки инженерных кадров для горной промышленности и транспорта. 2017. № 1 (4). С. 539–548.

8. Yan J., Huang J., Pan L. [et al.]. Design and Practice of Programming Teaching Platform Based on Cloud Computing and Streaming Media Technology // 2nd Asia-Pacific Computer Technologies Conference (Wuhan, 6–8 January 2023). IEEE, 2023. P. 13–18. DOI: 10.1109/APCT58752.2023.00010.
9. Škrinárová J., Vesel E. Model of education and training strategy for the high performance computing // International Conference on Emerging eLearning Technologies and Applications (Stary Smokovec, 24–25 November 2016). IEEE, 2016. P. 1–6. DOI: 10.1109/ICETA.2016.7802080.
10. Tunc C., Hariri S., De La Peña Montero F. [et al.]. Teaching and Training Cybersecurity as a Cloud Service // 2015 International Conference on Cloud and Autonomic Computing (Boston, 21–25 September 2015). IEEE, 2015. P. 302–308. DOI: 10.1109/ICCAC.2015.47.
11. Collaguazo A., Villavicencio M., Abran A. Education Model for Developing IoT and Cloud Mobile Applications // IEEE World Congress on Services (Beijing, 18–23 October 2020). IEEE, 2020. P. 251–258. DOI: 10.1109/SERVICEST48979.2020.00057.
12. Шабалин А. М. Виртуальные машины: функциональные особенности и дидактические возможности // Информатика и образование. 2011. № 10 (228). С. 70–72.
13. Shabalin A. M., Kaliberda E. A., Kaliberda Yu. E. Development of Students' Digital Competences When Studying the Functional Capabilities of Modern DLP Systems // 2nd International Scientific and Practical Conference «Modern Management Trends and the Digital Economy: from Regional Development to Global Economic Growth» (Yekaterinburg, 16–17 April 2020). Yekaterinburg : Atlantis Press, 2020. P. 463–468. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=49456535&pff=1> (дата обращения: 02.09.2022).
14. Shabalin, A. M., Kaliberda E. A. Software and Hardware Stand Development Using Modern Virtualization Tools for Studying Computer Networks of the IEEE 802.11 Standard // Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics) Conference (Omsk, 15–17 November 2022). IEEE, 2022. P. 1–5. DOI: 10.1109/Dynamics56256.2022.10014772.
15. Уймин А. Г., Токарев Г. И. Инструментальные средства обучения компьютерным сетям. Развёртывание на базе российского программного обеспечения // Системы управления и информационные технологии. 2022. № 4 (90). С. 88–92. DOI: 10.36622/VSTU.2022.90.4.019.
16. Уймин, А. Г. Опыт развёртывания специализированных лабораторий СПО и ВО на базе отечественного ПО. Проблемы масштабирования решения / А. Г. Уймин // Восемнадцатая конференция. Свободное программное обеспечение в высшей школе : тез. докл. материалов конф. (Переславль-Залесский, 27–29 янв. 2023 г.). Москва : ООО «МАКС Пресс», 2023. С. 40–43.

ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ

УДК 004.056.52

DOI: 10.25206/2310-9793-2023-11-4-94-98

ОБНАРУЖЕНИЕ БОТОВ НА ОСНОВАНИИ ДВИЖЕНИЯ КУРСОРА КОМПЬЮТЕРНОЙ МЫШИ

BOT DETECTION USING MOUSE MOVEMENTS

Н. С. Афанасьева¹, П. С. Ложников²

¹Омский государственный университет путей сообщения, г. Омск, Россия

²Омский государственный технический университет, г. Омск, Россия

N. S. Afanaseva¹, P. S. Lozhnikov²

¹Omsk State Transport University, Omsk, Russia

²Omsk State Technical University, Omsk, Russia

Аннотация. Рассматриваются преимущества обнаружения ботов на основании динамических характеристик движения курсора компьютерной мыши. Проведен анализ существующих способов определения ботов. Рассмотрены общедоступные наборы данных, которые могут быть использованы для нахождения ботов, используя особенности перемещения курсора компьютерной мыши.

Ключевые слова: бот, вредоносный бот, детектор ботов, движение курсора компьютерной мыши, наборы данных динамики мыши.

Abstract. This article discusses the advantages of detecting bots using mouse dynamics. An analysis of existing methods for identifying bots was carried out. We consider publicly available datasets that can be used to find bots using the features of mouse movement.

Keyword: bot, malicious bot, bot detector, mouse movements, mouse dynamics datasets.

I. ВВЕДЕНИЕ

Для обнаружения ботов предлагаются различные подходы. САРТСНА (полностью автоматизированный публичный тест Тьюринга для различения компьютеров и людей) [1], будучи самым известным тестом на определение человека (НР), используется в большинстве веб-ресурсов для активного обнаружения ботов. САРТСНА предлагает задачу, которая легко решается человеком, но затруднительна для ботов. Однако применение САРТСНА в настоящее время не является абсолютной гарантией отслеживания ботов, так как данный тест научились обходить либо с помощью человека, либо используя методы распознавания изображений (OCR). Более того, с развитием глубокого обучения становится возможным взламывать различные типы САРТСНА [2]. Другой подход к обнаружению ботов – использовать пассивный мониторинг входных данных и сравнивать их с показателями человека (НОР) [3]. Его преимуществом является присущая человеку нерегулярность и сложность, что является отличительной чертой человека от бота. Динамические характеристики движения мыши, использование которых относят ко второй группе методов обнаружения, демонстрируют значительные преимущества перед известными методами обнаружения ботов. Во-первых, они могут обеспечивать непрерывное обнаружение на протяжении всего времени работы. Во-вторых, такой способ не требует от пользователя выполнять дополнительные действия, а обнаружение может быть выполнено без ведома пользователя о выполняемых работах.

II. ДЕТЕКТОРЫ БОТОВ

Динамические биометрические образы человека стали широко использоваться не только в вопросах аутентификации пользователя, но и в области обнаружения ботов. К таким образам относят голос, клавиатурный почерк, особенности жестикуляции, динамические характеристики движения мыши и другие.

Движение мыши можно рассматривать как серию движений (треков), где каждый трек представляет собой конкретный и непрерывный физический процесс, инициируемый и завершаемый пользователем [4].

Анализ движения мыши широко используется в современных исследованиях для обнаружения вредоносных ботов. Вредоносные боты представляют собой автономные интеллектуальные продукты, разработанные с целью мошенничества, причинения вреда конечным пользователям или организациям в целом [5]. Для распознавания ботов важную роль имеют следующие преимущества работы с динамическими характеристиками движения мыши:

- распространенность данного устройства и повсеместное использование в системе «человек-компьютер»;
- анализ движения мыши не требует использования дополнительного аппаратного обеспечения, что экономит ресурсы;
- движение курсора отслеживается ненавязчивым и незаметным для конечного пользователя способом [3];
- простота сбора поведенческих данных пользователей в большом масштабе;
- с точки зрения конфиденциальности пользователей обмен данными о динамике мыши гораздо менее проблематичен, чем обмен подписями или голосовыми данными.

В настоящее время существуют несколько детекторов ботов, которые имеют свои особенности и направлены на решение частных задач.

Детектор ботов ВеСАРТСНА-Mouse, представленный в работе [6], анализирует полную траекторию движения мыши, а не отдельные характеристики (продолжительность трека, средняя скорость, изменение положения курсора). Обучается ВеСАРТСНА-Mouse на данных, полученных в результате нейромоторного моделирования динамики мыши. Данный вид детектора не призывает отказаться от существующего инструмента геСАРТСНА, а служит дополнением с использованием вспомогательной информации, предоставляемой динамикой движения мыши. В данной работе представлены два метода создания синтетических траекторий мыши для улучшения обучения и оценки методов обнаружения ботов: первый основан на эвристических функциях, второй – на генеративно-состязательных сетях, в котором синтезируются траектории на основе входного гауссовского шума.

В работе Ризван Ур Рахман и Дипак Сингх Томара [7] предложено десять основных характеристик, таких как источник ввода, степень давления при щелчке мыши, величина горизонтальной прокрутки, величина вертикальной прокрутки, скорость горизонтальной прокрутки, скорость вертикальной прокрутки и энтропия времени, затраченного на перемещение между двумя страницами, время пребывания на странице и скорость набора текста, чтобы проанализировать поведение ботов в веб-приложениях. Разработанная модель основана на двух алгоритмах машинного обучения – K-medoid и наивного Байеса.

В работах Чонга, Еловича и Биндера [8] впервые применилось глубокое обучение для обнаружения ботов на основе характеристик движения мыши. Они предложили применить двумерные сверточные нейронные сети для динамических характеристик движения мыши, представив временные ряды последовательных треков. В своей работе они использовали разницу положений курсора (dx, dy) и значения скорости между двумя соседними точками трека $(\frac{dx}{dt}, \frac{dy}{dt})$. Данный подход доказал свою эффективность и продолжил развитие в работе [9] Антала и Фейера.

При обнаружении ботов на основе динамики мыши с использованием последовательного обучения [10] движение мыши представляет собой числовой вектор $(dx, dy, \frac{dx}{dt}, \frac{dy}{dt})$, на основе которого используется глубокое обучение для обнаружения ботов. В данной работе используются модели глубокого обучения с долговременной памятью (LSTM), одномерная модель сверточной нейронной сети (1D-CNN) и гибридная модель глубокого обучения сверточной нейронной сети в сочетании с долговременной памятью (CNN+LSTM).

Аналогичный подход используется в работе [11]. Но в этом случае входными данными для 1D-CNN является изображения, полученные путем двухэтапного преобразования параметров движения мыши. На первом этапе пространственные характеристики, такие как расстояние между двумя соседними точками и траек-

тория мыши, отображается в изображение. Затем, используется информация о цвете для демонстрации кинематической информации каждой точки.

Отдельным вопросом остается обнаружение ботов, воспроизводящих сеансы реальных пользователей. Существуют скрипты, которые фиксируют не только общую статистику поведения пользователей, а записывают целые сеансы работы отдельных пользователей на странице [12]. Противодействие таким ботам рассмотрено в ряде работ [6, 13, 14]. В [14] рассматривается аутентификация пользователей, а не идентификация ботов. В [13] рассматриваются блог-боты. В [6] учитывается наличие веб-сайтов, на которых возможна генерация повторяющихся сеансов настоящими пользователями, например, новостные, банковские сайты.

II. НАБОРЫ ДАННЫХ ДИНАМИКИ МЫШИ

Вышеперечисленные работы использовали для анализа два типа набора данных. Первый – общедоступные датасеты, которые выложены в открытый доступ и могут использоваться любыми желающими; второй – самостоятельно собранные данные. Причем второй тип датасетов может создаваться двумя способами: пользователи выполняют определенную заданную задачу с помощью мыши (метод управляемой среды), либо пользователей не инструктируют и они самостоятельно перемещают курсор мыши (метод неуправляемой среды).

К наиболее часто используемым наборам данных относят: Balabit [15], Bogazici [16], Attentive Cursor [17], SapiMouse [18], Chao Shen [19] и DFL [20], ReMouse [6]. Ниже представлено краткое описание каждого набора данных.

Опубликованный в 2016 году набор данных Balabit [15] относится к категории наборов неуправляемой среды и включает в себя информацию о положении курсора и времени трека для 10 пользователей, подключенных к удаленному серверу. Во время сбора данных пользователям предлагалось выполнять свои обычные повседневные действия. События мыши содержат следующие данные: временную метку, нажатую кнопку, состояние мыши и координаты указателя мыши. Основная цель сбора набора данных Balabit заключалась в том, чтобы узнать, как вовлеченные пользователи используют свою мышь, чтобы иметь возможность защитить их от несанкционированного использования их учетных записей. Данные обучения и тестирования представлены в виде сеансов в наборе данных; однако тестовые сеансы намного короче тренировочных.

Набор данных Bogazici [16], опубликованный в 2021 году, также попадает в категорию наборов неуправляемой среды и включает в себя модели поведения 24 пользователей при использовании мыши, собранные за один месяц. Участники сбора данных были выбраны с разных должностей в одной компании, чтобы получить разные модели поведения пользователей при взаимодействии с разными программами и инструментами в офисной среде. На компьютер каждого пользователя загружалась специально разработанная программа, которая собирала движения мыши пользователя, не привязываясь к конкретной задаче и не мешая пользователю выполнять свою обычную повседневную деятельность. Набор данных состоит из типа действия мыши, временной метки, пространственных координат, состояние и имя окна приложения.

В наборе данных управляемой среды 2020 года [17] перед пользователями была поставлена задача веб-поиска с целью определения областей внимания и демографической информации. Авторы зафиксировали реальное поведение примерно 3000 людей, выполняющих транзакционную задачу веб-поиска. Собранные информация включает в себя следующее: положение курсора мыши, метку времени, имя события.

Набор данных [18], собранный в 2020 году, также получен управляемым методом. Он содержит данные о движении мышей от 120 пользователей (92 мужчин и 28 женщин в возрасте от 18 до 53 лет). Участникам было предложено выполнить четыре различных действия, каждое из которых было связано с геометрическими фигурами на веб-странице, включая щелчок правой и левой кнопкой мыши, а также действия перетаскивания. В наборе данных с каждым участником было связано два файла, каждый файл соответствовал одному и трехминутным сеансам соответственно. Набор данных содержит в себе следующую информацию: положение курсора мыши, тип события (перемещение, перетаскивание, нажатие или отпускание кнопки мыши) и соответствующую временную метку.

Набор Chao Shen состоит из информации о динамике мышей 28 пользователей, собранных в течении двух месяцев [19]. Сеанс включает около тридцати минут активности мыши каждого пользователя. В наборе данных каждая операция мыши была представлена в виде характеристик: тип действия, тип приложения, область экрана и положение окна и соответствующих им временных меток. Набор данных был собран с целью непрерывной аутентификации пользователей.

Набор данных DFL [20] был собран в 2018 году в неуправляемой среде и содержит следующую информацию о действиях пользователей с мышью: отметка времени, кнопка (левая, правая, без кнопки), состояние (перемещение, нажатие, отпускание, перетаскивание) и координаты.

Набор данных ReMouse [6], собранный в 2023 году, содержит информацию о динамике мышей 100 пользователей, проживающих в различных странах и использующих разные устройства. Отличительной особенностью данного набора является наличие повторяющихся сеансов, которые получены в результате выполнения пользователями идентичных задач – повторяющаяся последовательность шагов. Данный набор включает в себя информацию о положении курсора мыши, скорости перемещения курсора и размер окна приложений.

III. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Представленные работы в области обнаружения ботов подтверждают актуальность проблемы. Стоит отметить, что имеющиеся методы и наборы данных имеют особенности и ограничения применения. Для специализированных задач есть необходимость создания дополнительных датасетов, включающих в себя динамику движения мыши.

IV. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе проведен углубленный анализ существующих подходов для определения ботов. Также представлен перечень общедоступных наборов данных о динамике мыши, на основании которых происходил поиск ботов. Эта информация может быть использована для обоснованного выбора набора данных при дальнейшем исследовании детекторов ботов.

ИСТОЧНИК ФИНАНСИРОВАНИЯ. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства цифрового развития, связи и массовых коммуникаций Российской Федерации (Минцифры России), соглашение № 40469-07/23-К от 30.06.2023.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. What is recaptcha? URL: <https://www.google.com/recaptcha/about/> (date accessed: 03.09.2023).
2. Stark F., Hazırba, S C., Triebel R., Cremers D. Captcha recognition with active deep learning // Workshop new challenges in neural computation : machine learning reports. Germany, 2015. P. 95–102.
3. Leiva L. A., Arapakis I., Iordanou C. My mouse, my rules: Privacy issues of behavioral user profiling via mouse tracking // CHIIR '21 : proceedings of the 2021 Conference on Human Information Interaction and Retrieval. Canberra, Australia, 2021. P. 51–61. <https://doi.org/10.1145/3406522.3446011>.
4. Katerina T., Nicolaos P. Mouse behavioral patterns and keystroke dynamics in End-User Development: What can they tell us about users' behavioral attributes? // Computers in Human Behavior. 2018. Vol. 83. P. 288–305. <https://doi.org/10.1016/j.chb.2018.02.012>.
5. Афанасьева Н. С., Елизаров Д. А., Ложников П. С. Вредоносные боты в современном мире. Анализ, последствия и возможные способы борьбы с ними // Информационная безопасность цифровой экономики : материалы XIX науч.-практ. конф., Улан-Удэ, 07–11 июня. 2023 г. Новосибирск : Изд-во Сибир. гос. ун-та телекоммуникаций и информатики, 2023. С. 84–92.
6. Sadeghpour S., Vlajic N. ReMouse Dataset: On the Efficacy of Measuring the Similarity of Human-Generated Trajectories for the Detection of Session-Replay Bots // Journal of Cybersecurity and Privacy. 2023. Vol. 3, no. 1. P. 95–117. <https://doi.org/10.3390/jcp3010007>.
7. Rahman R. U., Tomar D. S. A new web forensic framework for bot crime investigation // Forensic Science International: Digital Investigation. 2020. Vol. 33. P. 300943. <https://doi.org/10.1016/j.fsidi.2020.300943>.
8. Chong P., Elovici Y., Binder A. User authentication based on mouse dynamics using deep neural networks: A comprehensive study // IEEE Transactions on Information Forensics and Security. 2019. Vol. 15. P. 1086–1101. DOI: 10.1109/TIFS.2019.2930429.
9. Antal M., Fejér N., Buza K. SapiMouse: Mouse dynamics-based user authentication using deep feature learning // 2021 IEEE 15th International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics (SACI). Timisoara, Romania : IEEE, 2021. P. 61–66. DOI: 10.1109/SACI51354.2021.9465583.

10. Niu H., Chen J., Zhang Z., Cai Z. Mouse Dynamics Based Bot Detection Using Sequence Learning // *Biometric Recognition : 15th Chinese Conference, CCBR 2021, Shanghai, China, September 10–12, 2021, Proceedings* 15. Springer International Publishing, 2021. P. 49–56. https://doi.org/10.1007/978-3-030-86608-2_6.
11. Wei A., Zhao Y., Cai Z. A deep learning approach to web bot detection using mouse behavioral biometrics // *Biometric Recognition : 14th Chinese Conference, CCBR 2019, Zhuzhou, China, October 12–13, 2019, Proceedings* 14. Springer International Publishing, 2019. P. 388–395. https://doi.org/10.1007/978-3-030-31456-9_43.
12. Панасенко, А. Популярные сервисы веб-аналитики незаконно собирают персональные данные. URL: <https://www.anti-malware.ru/news/2017-11-23-3/24884> (дата обращения: 09.09.2023).
13. Chu Z., Gianvecchio S., Wang H. Bot or human? A behavior-based online bot detection system // *From Database to Cyber Security : Essays Dedicated to Sushil Jajodia on the Occasion of His 70th Birthday*. Springer, 2018. P. 432–449. https://doi.org/10.1007/978-3-030-04834-1_21.
14. Scrap: synthetically composed replay attacks vs. adversarial machine learning attacks against mouse-based biometric authentication / Solano J., Lopez C., Rivera E. [et al.] // *AISeC'20 : Proceedings of the 13th ACM Workshop on Artificial Intelligence and Security*. 2020. P. 37–47. <https://doi.org/10.1145/3411508.3421378>.
15. Antal M., Fejér N. Mouse dynamics based user recognition using deep learning // *Acta Universitatis Sapientiae, Informatica*. 2020. Vol. 12, no. 1. P. 39–50. DOI: 10.2478/ausi-2020-0003.
16. Kılıç A. A., Yıldırım M., Anarım E. Bogazici mouse dynamics dataset // *Data in Brief*. 2021. Vol. 36. P. 107094. <https://doi.org/10.1016/j.dib.2021.107094>.
17. Leiva L. A., Arapakis I. The Attentive Cursor Dataset // *Frontiers in Human Neuroscience*. 2020. Vol. 14. P. 565664. <https://doi.org/10.3389/fnhum.2020.565664>.
18. Sapimouse. URL: <https://github.com/margital68/sapimouse> (date accessed: 05.09.2023).
19. Shen C., Cai Z., Guan X. Continuous authentication for mouse dynamics: A pattern-growth approach // *IEEE/IFIP international conference on dependable systems and networks (DSN 2012)*. Boston, MA, USA : IEEE, 2012. P. 1–12. DOI: 10.1109/DSN.2012.6263955.
20. Karim M., Hasanuzzaman Md. A Study on Mouse Movement Features to Identify User // *Scientific Research Journal*. 2020. Vol. 8, no. 4. P. 77–82. DOI: 10.31364/SCIRJ/v8.i4.2020.P0420766.

**АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА
ОЦЕНКИ КОМПЕТЕНЦИЙ СПЕЦИАЛИСТОВ
В ОБЛАСТИ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ**

**UNCERTAINTY MODELS
IN AUTOMATED COMPETENCE ASSESSMENT SYSTEM
OF SPECIALISTS IN THE FIELD OF INFORMATION SECURITY**

В. И. Вайнштейн, М. М. Кучеров, Р. С. Шиманович
Сибирский федеральный университет, г. Красноярск, Россия

V. I. Vainshtein, M. M. Kucherov, R. S. Shimanovich
Siberian Federal University, Krasnoyarsk, Russia

Аннотация. В статье предлагается проект автоматизированной системы оценки формирования компетенций специалистов в области информационной безопасности. Целью исследования является улучшение традиционного подхода к оцениванию результатов обучения. Представлено обоснование выбора методов оценки сформированности компетенций.

Ключевые слова: институциональный подход, дистанционное образование, цифровизация образования, высшее образование, формирование компетенций, тестирование, система оценивания, информационная безопасность.

Abstract. The article proposes a model of an automated system for assessing the formation of competencies of specialists in the field of information security based on Dempster-Shafer theory of evidence. The aim of the study is to improve the traditional approach to assessing learning outcomes. The rationale for the choice of methods for assessing the formation of competencies is presented.

Keywords: institutionalism, remote learning, digitalization of education, higher education, ensuring competencies, testing, evaluation system, information security.

I. ВВЕДЕНИЕ

Институциональный подход, заложенный в основу федеральных государственных образовательных стандартов, обуславливает интенсивное создание и развитие подходов, моделей и цифровых средств оценки компетенций специалистов в области информационной безопасности. Компетенции не формируются для каждого предмета отдельно, а представляют собой комплексные характеристики. Такая коррелированность должна помогать лучшему установлению межпредметных связей, нивелировать фрагментарность образования, которая возможна при дисциплинарном подходе. Тестирование в настоящее время выступает основой оценивания уровня знаний в современной системе образования. На эту тему проведен ряд исследований [1–6]. Формальные рассуждения (ФР) – навык, имеющий практическое применение. Система формальных рассуждений (support logic) – это область информатики, которая широко используется для работы с неопределенностью и несогласованностью, и, в последнее время, в технологиях образования [7, 8]. Менее проработанным вопросом остается комбинирование коррелированных источников информации в формальных рассуждениях. В ряде работ корреляции или отбрасываются, или источники информации считаются независимыми. В других работах пытаются учесть отдельные формы корреляции, но в них отсутствует систематический подход. В связи с этим рассмотрим применение системы формальных рассуждений на основе теории доказательств Демпстера-Шафера [9] с целью учета корреляций.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Теория доказательства Демпстера-Шафера является центральной во многих подходах к ФР. Эта теория основана на функциях доверия – обобщении вероятностных распределений, которые отражают степени доверия для различных утверждений. Если эти «оценки доверия» поступают из разных источников, то функции доверия должны быть скомбинированы для того, чтобы получить более точную информацию. Трудностью здесь является то, что эти источники могут не быть независимыми.

Предлагается проект автоматизированной системы оценки формирования компетенций специалистов в области информационной безопасности на основе формальной логики. Эта система специально разработана для того, чтобы учесть корреляции свидетельств, полученных из информационных источников, которые не являются независимыми и, возможно, противоречивы. Система формальных рассуждений независима от выбора конкретных методов комбинирования доказательств (в данном случае, теории доказательств Демпстера-Шафера), и, фактически, несколько разных методов могут одновременно быть использованы для разных частей неопределенной информации. Важнее то, что теория Демпстера-Шафера может скоррелировать структурную информацию из правил и обеспечивает более аккуратные оценки доверия.

III. ТЕОРИЯ ДОКАЗАТЕЛЬСТВ ДЕМПСТЕРА-ШАФЕРА

Напомним здесь основы теории доказательств Демпстера-Шафера. Мотивом для ее введения послужило следующее рассуждение. Предположим, что (неопределенное) знание, предоставленное экспертом, соответствует формуле φ . В общем случае мы не можем считать, что знания эксперта совершенны. Это означает, что он необязательно знает все ситуации, в которых выполняется формула φ . Он также не знает всех ситуаций, когда φ не выполняется (т. е. выполняется $\neg \varphi$). Он моделирует долю ситуаций, в которых, как он знает, выполняется φ , как свое *доверие* к формуле φ , а долю ситуаций, в которых, как он знает, выполняется $\neg \varphi$, – как свои *сомнения*. Могут быть неизвестные эксперту ситуации, когда выполняется φ (или выполняется $\neg \varphi$). Эти неизвестные ситуации соответствуют пробелу в его знаниях. Насколько ему известно, формула φ неизвестна или не определена в этих оставшихся ситуациях. Сказать, что формула φ имеет значение $r \in [0,1]$, означает, что φ выполняется со степенью доверия r , что применимо к типичным неопределенным характеристикам, таким как рост данного человека¹.

Существует много способов объединения доказательств, поэтому существует множество полезных функций комбинации доверий. Можно использовать разные функции для разных предметных областей и даже для разных типов данных внутри одного и того же домена. В нашем случае будут использоваться широко известное правило комбинации Демпстера [7]:

$$\bullet \Phi^{DS}([0, 0], [1, 1]) = [0, 1]. \quad (1)$$

$$\bullet \Phi^{DS}([v_1, w_1], [v_2, w_2]) = [v, w], \quad (2)$$

если $\{[v_1, w_1], [v_2, w_2]\} \neq \{[0, 0], [1, 1]\}$,

$$\text{где } v = \frac{v_1 w_2 + v_2 w_1 - v_1 v_2}{K}, \quad w = \frac{w_1 w_2}{K}$$

$$\text{и } K = 1 + v_1 w_2 + v_2 w_1 - v_1 - v_2.$$

В этом случае $K \neq 0$, и v и w хорошо определены.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ВЫЧИСЛЕНИЙ

Теория доказательств Демпстера-Шафера (ДШ) основана на 2-х идеях. Первая – получение степени доверия для данной задачи из субъективных свидетельств о связанных с ней проблемах, и вторая – исполь-

¹ В отличие от присваивания вероятности $p \in [0,1]$ формуле φ , что будет означать, что формула φ является либо полностью истинной с вероятностью p , либо полностью ложной с вероятностью $1 - p$, как в высказывании «игральный кубик под чашкой показывает 3 с вероятностью p ».

зование вышеприведённого правила объединения свидетельств, если они основаны на независимых атомах. Далее описывается пример методики расчета по Демпстеру-Шаферу.

Предположим, студентка Алиса говорит, что компьютер сломался. Рассмотрим вероятность правдивости Алисы. Вероятность того, что ей можно доверять, составляет 0.9. Это утверждение обосновано с достоверностью $u = 0.9$, а то, что он исправен – с достоверностью 0. Последнее означает только то, что утверждение Алисы не дает причин считать, что компьютер исправен. Согласно теории доказательств ДШ, мера правдоподобия w в этой ситуации равна

$$w(\text{компьютер_сломался}) = 1 - \text{bel}(\text{not}(\text{компьютер_сломался})) = 1 - 0,$$

или 1, и мера доверия Алисе есть [0.9; 1.0].

Далее рассмотрим правило Демпстера для объединения свидетельств. Допустим, студент Боб также не возражает, что компьютер сломан. Мы имеем полную корреляцию, поскольку речь идет об одном и том же компьютере. Предположим, что Бобу можно доверять на 80%, а не доверять на 20%. Пока еще нет оснований считать, что компьютер работает. Тогда мера доверия Бобу также составляет [0.8; 1.0].

Используя правило комбинации Демпстера (2) получим

$$\Phi^{DS}([v_1, w_1], [v_2, w_2]) = [v, w], \text{ если } \{[v_1, w_1], [v_2, w_2]\} \neq \{[0, 0], [1, 1]\},$$

где $v = 0.9 + 0.8 - 0.72 = 0.98$; $w = 1$. Мера доверия комбинированной оценки для совместного утверждения о том, что компьютер сломался, растет и становится равной [0.98; 1].

Предположим, что Алиса и Боб расходятся во мнениях о том, что компьютер сломан. Алиса утверждает, что он сломан, а Боб говорит, что нет. В этом случае они оба не могут одновременно говорить правду, и не могут оба вызывать доверие. Боб не подтверждает, что компьютер сломан, поэтому вероятность этого события составляет $v = 0$, а мера правдоподобия того, что компьютер сломался, с учетом доверия к его словам, равна

$$w(\text{компьютер_сломался}) = 1 - \text{bel}(\text{not}(\text{компьютер_сломался})) = 1 - 0.8$$

или 0.2, поэтому мера доверия Бобу есть [0; 0.2]. Мера доверия Алисе по-прежнему равна [0.9; 1.0]. Используя правило комбинации Демпстера (2) получим

$$\Phi^{DS}([v_1, w_1], [v_2, w_2]) = [v, w], \text{ где } v = 0.18 / 0.28 = 0.643;$$

что равно апостериорной вероятности того, что верить можно только Алисе, и компьютер сломан. Правдоподобие поломки основано на апостериорной вероятности того, что сказал Боб: $w = 0.2 / 0.28 = 0.714$ и $K = 0.28$. Мера доверия к гипотезе «компьютер сломался» составляет [0.643; 0.714].

Можно предложить также оценку для альтернативной гипотезы, основанной на том, что, напротив, прав Боб, и компьютер исправен. Тогда мера доверия Бобу составит [0.8; 1], т. к. нет свидетельств в пользу того, что компьютер не работает. Алисе по этой гипотезе верить нельзя, и ее мера доверия составляет [0; 0.1]. Мера правдоподобия того, что компьютер не сломан, в этом случае равна:

$$w(\text{компьютер_работает}) = 1 - \text{bel}(\text{not}(\text{компьютер_работает})) = 1 - 0.643,$$

или 0.357. Используя правило комбинации Демпстера получим альтернативную оценку [0.286; 0.357], которую можно сопоставить с оценкой [0.643; 0.714] для выбора между гипотезами: «компьютер работает» и «компьютер сломался». В итоге получим около 70% на 30% в пользу поломки компьютера.

Обратите внимание, что оценки меры доверия для Алисы, [0; 0.1], в последнем случае, и для Боба, [0; 0.2], в предыдущем случае можно получить как обратные значения при помощи алгебры многозначной логики [10]:

$$f_{inv_{\text{Алиса}}}(\langle [0.9; 1.0], [0, 1] \rangle) = \langle [0, 1], [0; 0.1] \rangle,$$

и для Боба, соответственно,

$$f_{inv_{Боб}}(\langle [0.8; 1.0], [0, 1] \rangle) = \langle [0, 1], [0; 0.2] \rangle,$$

где оценка $[0, 1]$ обозначает неопределенность.

Покажем, как работает теория в более сложном случае [7]. Группа студентов планирует посмотреть мюзикл, но есть вероятность опоздать на спектакль. Сервис СДД генерирует вероятности задержек по запрошенным маршрутам. Студенты не собираются опаздывать на шоу, но у них также дедлайн конференции, и они не хотят уезжать слишком рано. Они решили, что если сервис покажет вероятность задержки 0.2 – 0.4, то они выедут на час раньше. При вероятности задержки 0.4 – 0.6 – на два часа раньше, а в случае, если вероятность задержки превышает 0.6, то они отправятся на поезде.

Служба дорожного движения использует следующие правила.

1. При плохой погоде и дорожных работах вероятность задержки (ВЗ) – 0.9.
2. Дорожные работы и общественные мероприятия (ОМ) – вероятность задержки – 0.8.
3. Дорожные работы и мероприятия полиции (МП) – вероятность задержки – 0.99.

Корреляция заключена в том, что любой совместный учет правил приведет к избыточному влиянию фактора дорожных работ. Наша цель – отделить вероятность задержки от оценки возможности событий, чтобы избежать двойного учета при наличии корреляций.

Предположим, что источник предсказывает плохую погоду (ПП) с вероятностью 80%, парад (ОМ) – 30%, дорожные работы (ДР) – 20% и мероприятия полиции (МП) в связи с ДТП – 30%, где мы предполагаем, что вероятность задержки связана с комбинационной функцией Φ^{DS} . Без учета корреляции фактор доверия становится $[0.31; 1]$, предлагая добавить к поездке один дополнительный час.

Распределение вероятностей m_3 приведено в табл. I.

ТАБЛИЦА 1
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРАВИЛА ДЕМПСТЕРА ДЛЯ ОБЪЕДИНЕНИЯ СВИДЕТЕЛЬСТВ

| m_1 | m_2 | m_3 |
|------------------------------|-----------------|------------------------|
| $m_1(ДР) = 0.2$ | $m_2(ПП) = 0.8$ | $m_3(ДР \& ПП) = 0.16$ |
| $m_1(ДР) = 0.2$ | $m_2(Q) = 0.2$ | $m_3(ДР) = 0.04$ |
| $m_1\{\text{успеют}\} = 0.8$ | | |

Три множества Z , представляющих все возможные способы пересечения подмножеств согласно правилу Демпстера, составляют нижнюю строку и крайний справа столбец табл. 3. Степень доверия вычисляется перемножением мер достоверности элементов указанных подмножеств, для которых заданы m_1 и m_2 .

Расширим пример, предположив, что получен новый факт, отражающий социальную активность в виде парада, который также может поспособствовать дополнительной задержке движения. Теперь $m_4(ОМ) = 0.9$ и $m_4(Q) = 0.1$. Чтобы объединить результаты предыдущего анализа m_3 с m_4 для получения m_5 можно использовать формулу Демпстера, см. табл. 2.

ТАБЛИЦА 2
ПРАВИЛО ДЕМПСТЕРА (ПРОДОЛЖЕНИЕ)

| m_3 | m_4 | m_5 |
|------------------------|-----------------|-------------------------------|
| $m_3(ДР \& ПП) = 0.16$ | $m_4(ОМ) = 0.9$ | $m_5(ДР \& ПП \& ОМ) = 0.144$ |
| $m_3(ДР \& ПП) = 0.16$ | $m_4(Q) = 0.1$ | $m_5(ДР \& ПП) = 0.016$ |
| $m_3(ДР) = 0.04$ | $m_4(ОМ) = 0.9$ | $m_5(ДР \& ОМ) = 0.036$ |
| $m_3(ДР) = 0.04$ | $m_4(Q) = 0.1$ | $m_5(ДР) = 0.004$ |

Учтем последний факт, касающийся деятельности полиции. Теперь $m_6(МП) = 0.3$ и $m_6(Q) = 0.7$. Результаты объединения предыдущего анализа m_5 с m_6 для получения m_7 приводятся в табл. 3.

ТАБЛИЦА 3
ПРАВИЛО ДЕМПСТЕРА (ОКОНЧАНИЕ)

| m_5 | m_6 | m_7 |
|---------------------------|-----------------|--------------------------------|
| $m_5(ДР\&ПП\&ОМ) = 0.144$ | $m_6(МП) = 0.3$ | $m_5(ДР\&ПП\&ОМ\&МП) = 0.0432$ |
| $m_5(ДР\&ПП\&ОМ) = 0.144$ | $m_6(Q) = 0.7$ | $m_5(ДР\&ПП\&ОМ) = 0.1008$ |
| $m_5(ДР\&ПП) = 0.016$ | $m_6(МП) = 0.3$ | $m_5(ДР\&ПП\&МП) = 0.0048$ |
| $m_5(ДР\&ПП) = 0.016$ | $m_6(Q) = 0.7$ | $m_5(ДР\&ПП) = 0.0112$ |
| $m_5(ДР\&ОМ) = 0.036$ | $m_6(МП) = 0.3$ | $m_5(ДР\&ОМ\&МП) = 0.0108$ |
| $m_5(ДР\&ОМ) = 0.036$ | $m_6(Q) = 0.7$ | $m_5(ДР\&ОМ) = 0.0252$ |
| $m_5(ДР) = 0.004$ | $m_6(МП) = 0.3$ | $m_5(ДР\&МП) = 0.0012$ |
| $m_5(ДР) = 0.004$ | $m_6(Q) = 0.7$ | $m_5\{успеют\} = 0.0028$ |

Считая объединение трех и более неблагоприятных факторов за 100% вероятность задержки, получим в табл. 4:

ТАБЛИЦА 4
РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕРОЯТНОСТЕЙ ЗАДЕРЖКИ

| 100% | 99% | 90% | 80% | 0% |
|--------|-------|--------|--------|--------|
| 0.1596 | 0.012 | 0.0112 | 0.0252 | 0.8028 |

что приводит к среднему значению [0.19; 1] и практически не отличается от оценки, сделанной на основе более строгой теории – [0.18; 1] в [7]. В итоге студенты не будут выделять лишнее время на непредвиденные обстоятельства и получат то, что так им необходимо: лишний час сна перед конференцией.

V. ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ

Из предыдущего раздела видно, как легко модель адаптируется для аналитики в области образования. Вначале проводится вводное тестирование студентов. Целью вводного тестирования является сбор информации о пробелах в области базовых знаний, которые могут затормозить освоение нового материала. Желательно использовать автоматизированные средства обработки результатов тестирования на основе Data Mining и визуализации данных. Программу, в качестве варианта, можно собрать на Python, для тематического моделирования использовать Gensim², для визуализации – Plotly или подобные инструменты. В [11] даны ссылки на соответствующие Jupyter-ноутбуки и GitHub.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По результатам проведенных исследований можно сделать вывод о том, что применение предлагаемой системы эффективно для оценки успешности формирования компетенций специалистов в области информационной безопасности. Методика, использующая имеющуюся статистическую информацию, полученную при тестировании студентов, обрабатывается согласно нестандартной логике, что позволяет отойти от субъективной оценки наличия компетенций, что является недостатком при использовании экспертного метода. Методика применима при отсутствии или недостаточной квалификации имеющих экспертов для проведения экспертизы.

С помощью методики формируется перечень актуальных для учебных информационных систем рубрик, обеспечивающих проектирование систем дистанционного образования с использованием результатов проведенных исследований.

² Gensim – библиотека Python для тематического моделирования, индексации документов и поиска сходства с большими корпусами. Целевая аудитория – сообщество специалистов по обработке естественного языка и поиску информации. Plotly – платформа разработки приложений для работы с данными на Python.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вайнштейн Ю. В., Шершнева В. А., Вайнштейн В. И., Космидис И. Ф. Компетентностный подход и средства оценки качества подготовки студентов в адаптивных электронных обучающих курсах // Современные исследования социальных проблем. 2018. Т. 9, № 5-1. С. 19–30. DOI: 10.12731/2218-7405-2018-5-19-30.
2. Вайнштейн Ю. В., Шершнева В. А., Вайнштейн В. И., Космидис И. Ф. Оценка результатов обучения в адаптивных электронных обучающих курсах // Информатизация непрерывного образования : материалы Междунар. науч. конф., Москва, 14–17 окт. 2018 г. / под общ. ред. В. В. Гриншкун. М. : Изд-во РУДН, 2018. Т. 2. С. 10–14.
3. Кевля Ф. И. Педагогические технологии: диагностика, прогнозирование и поддержка личностного развития ребенка. Вологда : Легия, 2009. 225 с. ISBN 978-5-89791-072-4.
4. Переверзев В. Ю. Технология разработки тестовых заданий: справочное руководство : учеб пособие. М. : Изд. об-ние "Е-Медиа", 2005. 271 с. ISBN 5-9900574-1-5.
5. Денисенко Л. Г. Тестовые материалы в условиях реализации ФГОС для учреждений профессионального образования (из опыта разработки). Новосибирск : Изд-во Новосиб. ин-та мониторинга и развития образования. 2014. Ч. 1. 110 с. ISBN 978-5-93889-231-6.
6. Бронов С. А., Мартынов А. В., Тесленко Д. С. Взаимосвязь дидактических единиц с тестами в контексте знаний, умений, навыков // Молодой ученый. 2017. № 20(154). С. 433–436.
7. Wan H., Kifer M. Belief logic programming: Uncertainty reasoning with correlation of evidence // LPNMR 2009: Logic Programming and Nonmonotonic Reasoning : international Conference. Berlin, Heidelberg : Springer, 2009. P. 316–328. https://doi.org/10.1007/978-3-642-04238-6_27.
8. Вайнштейн В. И., Кучеров М. М. Автоматизированная система оценки компетенций на основе нестандартной логики // Информатизация образования и методика электронного обучения: цифровые технологии в образовании : материалы VI Междунар. науч. конф. Красноярск, 20–23 сент. 2022 г. : в 3 ч. Красноярск : Изд-во Краснояр. гос. пед. ун-та им. В.П. Астафьева, 2022. Ч. 2. С. 438–442.
9. Люгер Дж. Ф. Искусственный интеллект: стратегии и методы решения сложных проблем : пер. с англ. 4-е изд. М. : ИД «Вильямс», 2003. 864 с. С. 350–354.
10. Lakshmanan Laks V. S., Sadri F. On a Theory of Probabilistic Deductive Databases // Theory and Practice of Logic Programming. 2001. Vol. 1, no. 1. P. 5–42. DOI: <https://doi.org/10.1017/S1471068400001058>.
11. Крючков П. С. На переднем крае науки: анализ статей arxiv.org. URL: <https://habr.com/ru/articles/415815/> (дата обращения: 26.03.2024).

**ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЧЕТЫРЕХ НОВЫХ МОДИФИКАЦИЙ
КЛАССИЧЕСКОГО КРИТЕРИЯ ПИРСОНА
ПРИ ПРОВЕРКЕ ГИПОТЕЗЫ НЕЗАВИСИМОСТИ**

**PROSPECTS FOR USING FOUR NEW MODIFICATIONS
OF THE CLASSIC PEARSON
TEST WHEN TESTING THE INDEPENDENCE HYPOTHESIS**

Т. А. Золотарева

*Липецкий государственный педагогический университет им. П. П. Семенова-Тян-Шанского,
г. Липецк, Россия*

*Московский государственный университет технологий и управления им. К.Г. Разумовского
(Первый казачий университет), (Москва), г. Липецк, Россия*

T. A. Zolotareva

*Lipetsk State Pedagogical P.Semenov-Tyan-Shansky University, Lipetsk, Russia
K.G. Razumovsky Moscow State University of Technologies and Management, Lipetsk, Russia*

Аннотация. В данной статье рассмотрены перспективы использования новых модификаций классического критерия Пирсона при проверке гипотезы независимости, что позволяет при использовании трех искусственных нейронов, полученных модификацией критерия Пирсона, снижать вероятность ошибок. Использование пяти модифицированных критериев Пирсона позволяет снизить вероятности ошибок до 0.053. Построена линейная экстраполяция снижения вероятностей ошибок с ростом числа, используемых совместно статистических критериев.

Ключевые слова: статистический критерий, искусственный нейрон, гипотеза независимости, свертывание кодов, численное моделирование, вероятность ошибок.

Abstract. This article discusses the prospects of using new modifications of the classical Pearson criterion when testing the hypothesis of independence, which allows using three artificial neurons obtained by modifying the Pearson criterion to reduce the probability of errors. The use of five modified Pearson criteria makes it possible to reduce the probability of errors to 0.053. A linear extrapolation of the decrease in error probabilities with an increase in the number of statistical criteria used together is constructed.

Keyword: statistical criterion, artificial neuron, independence hypothesis, code folding, numerical modeling, error probability.

I. ВВЕДЕНИЕ

Каждому статистическому критерию проверки гипотезы независимости можно поставить в соответствие эквивалентный искусственный нейрон (персептрон). Это позволяет при использовании трех искусственных нейронов, полученных модификацией критерия Пирсона, снижать вероятность ошибок с 0.09 до 0.076. Использование пяти модифицированных критериев Пирсона позволяет снизить вероятности ошибок до 0.053 [1].

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Ожидаемый ввод в действие перспективного национального стандарта [2] ставит перед научно-технической общественностью новый класс задач. Например, в прошлом веке научно-техническая общественность активно создавала статистические критерии для проверки гипотезы независимости. По данным

справочника [3] в прошлом веке было создано порядка 20 критериев для проверки гипотезы независимости. Каждый из этих критериев хорошо работает при больших выборках в 200 и более опытов. К сожалению, все эти критерии плохо работают при малых выборках, например, в 16 опытов. В частности классический критерий Пирсона-Эджуорта-Эдлтона при выборке в 16 опытов дает значительную вероятность ошибок. То есть плохо работает классическая формула:

$$corr(x1,x2) = \sum_{i=1}^{16} \frac{("x1_i"-E(x1)) \cdot ("x2_i"-E(x2))}{16 \cdot \sigma(x1) \cdot \sigma(x2)} \quad (1),$$

где E(.) – операция вычисления математического ожидания; σ(.) – операция вычисления стандартного отклонения.

Рассмотрим использование искусственных нейронов, полученных с помощью модификации критерия Пирсона, позволяющие нам снизить вероятность ошибок до различных величин.

III. ТЕОРИЯ

Использование классики (1) при попытках выделить независимые данные $r0 \approx 0.0$ на фоне сильно зависимых данных $|r0 \approx 0.7$ дает значительную вероятность ошибок на уровне 0.09.

Для снижения вероятностей ошибок [4, 5, 6] каждый статистический критерий может быть заменен эквивалентным им искусственным нейроном (персептроном). В этом случае объединение трех нейронов даст выходной код с трехкратной избыточностью, как это показано на рис. 1.

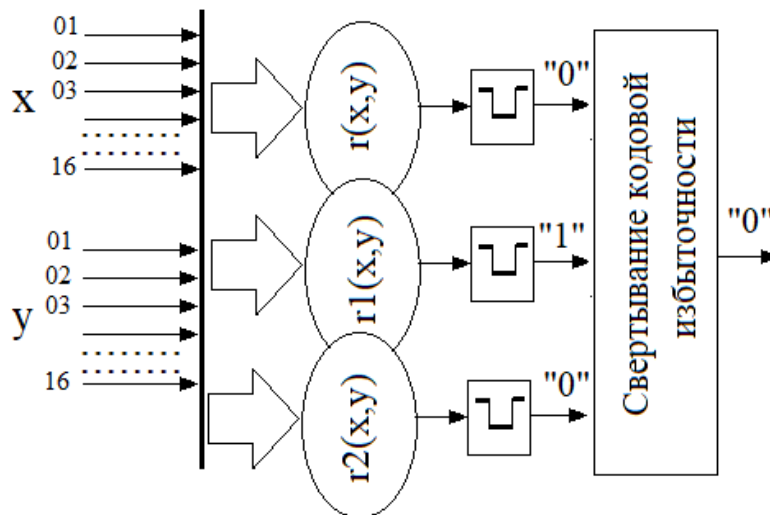


Рис. 1. Нейросетевая конструкция обучения нейросети, ориентированная на подбор входных биометрических параметров для нейросетей перспективного стандарта [1]

Очевидно, что для использования бинарных кодов с некоторой избыточностью могут быть построены корректирующие конструкции, осуществляющие свертывание кодов и устранение в них ошибок [7]. Чем больше избыточность свертываемых кодов, тем больше может быть обнаружено в них число ошибок с последующей их корректировкой.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

На плакате рис. 2 представлена программная реализация четырех новых критериев проверки гипотезы независимости малых выборок, полученных модификацией формулы классического критерия (1). В правой части рис. 2 дан перечень классических критериев прошлого века [8], которые могут дополнить четыре модифицированных критериев Пирсона.

```

r16 := | x ← momm(16,0,1)
      | y ← momm(16,0,1)
      | r0 ← com(x,y)
      | r1 ← ∑i=015  $\frac{2 \cdot (x_i - \text{mean}(x)) \cdot (y_i - \text{mean}(y))}{16 \cdot (|x_i - \text{mean}(x)| + |y_i - \text{mean}(y)|)}$ 
      | r2 ← ∑i=015  $\frac{2 \cdot (x_i - \text{min}(x)) \cdot (y_i - \text{min}(y))}{16 \cdot (|x_i - \text{min}(x)| + |y_i - \text{min}(y)|)}$ 
      | r3 ← ∑i=015  $\frac{2 \cdot (x_i - \text{max}(x)) \cdot (y_i - \text{max}(y))}{16 \cdot (|x_i - \text{max}(x)| + |y_i - \text{max}(y)|)}$ 
      | r4 ← ∑i=015  $\frac{2 \cdot (x_i - \text{max}(x)) \cdot (y_i - \text{min}(y))}{16 \cdot (|x_i - \text{max}(x)| + |y_i - \text{min}(y)|)}$ 
      | z ← (r0 r1 r2 r3 r4)T

```

Четыре модификации критерия Пирсона - r0

Использование других классических критериев

- r5 - Критерий Кенуя (1973 г.);
- r6 - критерий Нельсона (1983 г.);
- r7 - Блума-Кефира-Розенбладта (1961 г.);
- r8 - критерий Кокса-Стюарта (1955 г.);
- r9 - критерий Абе-Линника (1965 г.);
- r10 - критерий Олмстеда-Тьюки (1947 г.);
- r11 - критерий Шахани (1973 г.);
- r12 - критерий Кенделла (1971 г.);
- r13- критерий Спирмена (1971 г.);
- r14- критерий Шведа-Эйзенхарта (1971 г.);
- r15-критерий Ван дер Вандена (1967 г.);
- r16-критерий Шукни-Флори (1973 г.).

Рис. 2. Программное обеспечение на языке MathCAD, воспроизводящее четыре новые модификации классического критерия Пирсона и перечень других классических критериев проверки гипотезы независимости

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Численное моделирование первых трех критериев рис. 2 дает код с трехкратной избыточностью. Его свертывание позволяет снизить вероятность ошибок с величины 0.09 до величины 0.076. Если объединять пять первых статистических критериев, то получится код с пятикратной избыточностью. Свертывание такой избыточности позволяет снизить вероятности ошибок до величины 0.053.

На рис. 3. приведена линейная экстраполяция снижения вероятности ошибок с ростом числа параллельно используемых статистических критериев или эквивалентных им искусственных нейронов.

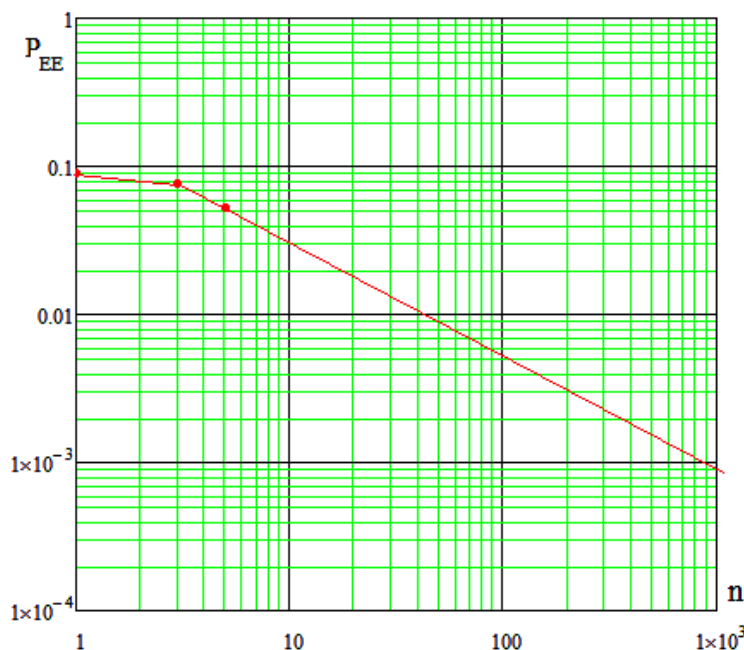


Рис. 3. Линейный прогноз снижения вероятности ошибок первого и второго рода с ростом, числа статистических критериев проверки гипотезы независимости

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Из рис. 3 видно, что для решения задачи с доверительной вероятностью 0.99 необходимо использовать примерно 40 искусственных нейронов (40 статистических критериев).

Шестнадцать статистических критериев рис. 2 позволят достичь доверительной вероятности 0.975.

Таким образом, использование искусственных нейронов, полученных с помощью различных модификацией критерия Пирсона, позволяют нам снизить вероятность ошибок до различных величин.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Золотарева Т. А. Оценка числа потенциально разделяемых классов корреляционной сцепленности, необходимых для корректного обучения квадратичных сетей искусственных нейронов // Безопасность информационных технологий : сб. науч. ст. по материалам V Всерос. науч.-техн. конф., Пенза, 27 сент. 2023 г. : в 2 т. Пенза : Изд-во Пензен. гос. ун-та, 2023. С. 116–120.

2. Проект ГОСТ Р Искусственный интеллект. Нейросетевые алгоритмы в защищённом исполнении. Автоматическое обучение нейросетевых моделей на малых выборках в задачах классификации / разраб. Ом. гос. техн. ун-т. URL: <https://docs.cntd.ru/document/351431468a> (дата обращения: 10.10.2024).

3. Кобзарь А. И. Прикладная математическая статистика : для инженеров и науч. работников. М. : Физматлит, 2006. 813 с. ISBN 5-9221-0707-0.

4. Иванов А. И., Серикова Ю. И., Золотарева Т. А., Полковникова С. А. Многокритериальная нейросетевая оценка коэффициентов корреляции для обработки малых выборок биометрических данных // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2021. № 1. С. 13–22. DOI: 10.21685/2072-3059-2021-1-2.

5. Золотарева Т. А. Направления поиска новых статистических критериев // Перспективы науки. 2021. № 8 (143). С. 17–22.

6. Золотарева Т. А., Иванов А. И. Искусственный интеллект в защищенном исполнении: синтез статистико-нейросетевых автоматов многокритериальной проверки гипотезы независимости малых выборок биометрических данных. Пенза : Изд-во Пензен. гос. ун-та, 2020. 104 с. ISBN 978-5-907364-24-0.

7. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования: методы, алгоритмы, применение : учеб. пособие. М. : Техносфера, 2006. 319 с. ISBN 5-94836-035-0.

8. Иванов А. И. Нейросетевой многокритериальный статистический анализ малых выборок. Проверка гипотезы независимости : справ. / Пензен. гос. ун-т. Пенза : Изд-во ПГУ, 2023. 216 с. ISBN 978-5-907666-49-8.

УДК 378:004

DOI: 10.25206/2310-9793-2023-11-4-109-114

**ОСОБЕННОСТИ ИССЛЕДОВАНИЯ ОБНАРУЖЕНИЯ И ИЗМЕРЕНИЯ
ПОБОЧНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ
ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ
НА ПРИМЕРЕ ИНТЕРФЕЙСА DISPLAYPORT**

**FEATURES OF THE STUDY OF DETECTION AND MEASUREMENT
OF SIDE ELECTROMAGNETIC RADIATION
OF BROADBAND SIGNALS
ON THE EXAMPLE OF DISPLAYPORT INTERFACE**

А. В. Иванов, С. Р. Копылова

Новосибирский государственный технический университет, г. Новосибирск, Россия

A.V. Ivanov, S. R. Kopylova

Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

Аннотация. В статье рассматривается технический канал утечки информации за счет побочных электромагнитных излучений широкополосных сигналов на примере интерфейса DisplayPort. Кратко изложены особенности обнаружения и измерения побочных электромагнитных излучений широкополосных сигналов современного цифрового интерфейса – DisplayPort. Рассмотрена архитектура интерфейса DisplayPort и выявлены его особенности. Детально описан лабораторный стенд, с помощью которого выполнены практические исследования по обнаружению и измерению побочных электромагнитных излучений широкополосных сигналов на примере интерфейса DisplayPort. По результатам измерений сделан вывод о правильности предположений исследования интерфейса DisplayPort.

Ключевые слова: информационная безопасность, техническая защита информации, побочные электромагнитные излучения, широкополосный сигнал, интерфейс DisplayPort.

Abstract: The article deals with the technical channel of information leakage due to the side electromagnetic radiation of broadband signals on the example of DisplayPort interface. The peculiarities of detection and measurement of side electromagnetic radiation of broadband signals of modern digital interface - DisplayPort are briefly outlined. The architecture of DisplayPort interface is considered and its peculiarities are revealed. The laboratory stand with the help of which practical research on detection and measurement of side electromagnetic radiation of broadband signals on the example of DisplayPort interface is described in detail. According to the results of measurements the conclusion is made about the correctness of the DisplayPort interface research assumptions.

Keywords: information security, technical protection of information, side electromagnetic radiation, broadband signal, DisplayPort interface.

I. ВВЕДЕНИЕ

В связи с увеличивающимся объемом обрабатываемой информации требуются интерфейсы передачи данных, имеющие большую пропускную способность, т. е. высокоскоростные интерфейсы. На сегодняшний день на рынке представлены новые мониторы, имеющие такие интерфейсы. К высокосортным интерфейсам

относится DisplayPort. Исследование и изучение побочных электромагнитных излучений (ПЭМИ) мониторов с таким родом интерфейсами порождают особый интерес, т. к. данные интерфейсы ещё мало изучены и имеют необходимость исследования.

На сегодняшний день DisplayPort стал одним из самых современных интерфейсов для подключения мониторов. В данный момент он мало используется в обработке информации ограниченного доступа, но не исключается его дальнейшее широкое применение.

Сигнал от интерфейса DisplayPort является широкополосным сигналом (ШПС) и имеет ряд особенностей для его обнаружения и измерения.

ШПС – это сигнал, который занимает большую полосу частот и имеет шумоподобный вид. Он является слабым сигналом, т. к. уровень сигнала почти не отличим от уровня шума. Сигнал ПЭМИ – это побочный сигнал, возникающий во время работы средства вычислительной техники. Поэтому он так же, как и ШПС считается слабым сигналом, т. к. специально он не создается.

В результате сигналы ПЭМИ и ШПС оба слабые и оба имеют небольшой уровень сигнала относительно уровня шумов. Исходя из этого при поиске, обнаружении и измерения ПЭМИ ШПС возникает ряд особенностей.

Для рассмотрения ряда особенностей обнаружения сигнала интерфейса DisplayPort, первоначально изучим архитектуру интерфейса DisplayPort и его особенности.

II. ТЕОРИЯ

1. Архитектура DisplayPort

Стандарт DisplayPort впервые представлен в мае 2006 года ассоциацией стандартизации видео электроники – VESA. В марте 2007 года выпущена новая версия 1.1, в которой произведен ряд изменений, касающихся питания разъемов DisplayPort (DP) и др. В декабре 2007 появляется версия 1.1, в которой исправляются ошибки. Наконец, в январе 2010 года появляется новая версия 1.2 под названием HBR2 (или High Bit Rate 2) с характеристиками пропускной способности равной 5.4 Гбит/с [2].

Каналов передачи данных в интерфейсе DisplayPort три.

1. Main Link или основной канал.
2. AUX CH – Auxiliary channel или дополнительный канал.
3. HPD – Hot Plug Detect или линия «горячего подключения».



Рис. 1. Каналы интерфейса DisplayPort

Далее разберем более подробно каждое из подключений.

Основной канал главным образом предназначен для передачи информации, представленной в графическом виде. Канал представляет собой дифференциальные пары, состоящие из одной, двух или четырех линий. Данные по линиям передаются последовательно, а использование дифференциальных пар повышает помехозащищенность линий основного канала [4]. В свою очередь он поддерживает три скорости передачи данных: 1.62 Гбит/с, 2.7 Гбит/с и 5.4 Гбит/с на каждую полосу. Зависимость пропускной способности от количества линий, представлена в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1
ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ КОЛИЧЕСТВА ЛИНИЙ

| Количество линий | Пропускная способность, Мбайт/с | | |
|------------------|---------------------------------|----------------|----------------|
| | при 1.62 Гбит/с | при 2.7 Гбит/с | при 5.4 Гбит/с |
| 1 | 162 | 270 | 540 |
| 2 | 324 | 540 | 1080 |
| 4 | 648 | 1080 | 2160 |

Основная задача дополнительного канала – это передача команд и управляющей информации. Канал является двунаправленным и работает на скорости 1 Мбит/с. В основном он используется для обслуживания работы основного канала. Помимо этого, дополнительный канал служит для передачи следующих сигналов:

- VESA EDID (идентификация дисплеев и их настройка);
- VESA DPCD (настройка и конфигурация DisplayPort);
- VESA MCCS (управление монитором) [3].

Важным предназначением линии «горячего подключения» (HPD) является определение моментов подключения и отключения дисплея. Линия HPD – это логический уровень с напряжением от 2.25 до 3.6 В, который управляется дисплеем. Низкий уровень соответствует возникновению событий, требующих реакции источника видеосигналов [4].

Для интерфейса DisplayPort определены следующие значения тактовых частот передачи в зависимости от пропускной способности, представленные в таблице 2 [5].

ТАБЛИЦА 2
ЗАВИСИМОСТЬ ТАКТОВОЙ ЧАСТОТЫ ОТ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ

| Тактовая частота, МГц | Пропускная способность, Гбит/с |
|--------------------------|-----------------------------------|
| 162 | 1.62 |
| 270 | 2.7 |
| 540 | 5.4 |

1.1. Особенности интерфейса

- данные передаются в микро-пакетном режиме;
- уменьшение электромагнитного излучения за счет исключения шины синхронизации;
- используются алгоритмы расширения спектра;
- используются методы расфазировки сигналов в линиях передачи данных;
- защита данных, основанная на 128-битном AES шифровании;
- работает с пониженным напряжением, отсюда следует пониженное энергопотребление и снижение уровня электромагнитных помех.

Вследствие всего вышесказанного, сигнал от DisplayPort интерфейса почти не отличим от шумов и является широкополосным сигналом, поэтому имеется необходимость в его дальнейшем исследовании.

2. Особенности исследования широкополосных сигналов

На основе того, что ПЭМИ ШПС является слабым сигналом то, как было уже сказано ранее, при его обнаружении и измерении существует ряд особенностей, которые достаточно сильно затрудняют работу с сигналом. Первоначально сигнал ПЭМИ ШПС был создан для сокрытия информации, передаваемой по каналу. Сокрытие информации таким подходом возможно, т. к. энергия сигнала равномерно распределяется на большую полосу частот и период времени [6].

Далее рассмотрим несколько способов обнаружения и измерения сигнала ПЭМИ ШПС.

Особенность первого способа заключается в необходимости использования специального оборудования. Главным требованием к такому оборудованию стало соблюдения неравенства $U_c/U_{ш} < 1$, т. е. отношение сигнала к шуму должно быть строго меньше 1. Использование такого способа позволяет обнаружить сигнал

в реальный момент времени без использования дополнительных тестовых программ на исследуемом средстве вычислительной техники (СВТ). Но в таком способе есть свои отрицательные стороны, одним из которых является достаточно высокая стоимость приемников

Второй способ обнаружения и измерения сигнала ПЭМИ ШПС заключается в уменьшении уровня шума. При уменьшении уровня шума мы сможем принять сигнал, меньший по уровню. Такой результат связан с тем, что неравенство сигнала к шуму, т. е. предел приемника $U_c/U_{ш} \geq 1$ перестает быть строгим. Если обе части неравенства помножить на $U_{ш}$, тогда мы получим новое неравенство $U_c \geq U_{ш}$, из которого в свою очередь следует вывод, что меньший сигнал шума позволит нам принять сигнал меньшего уровня [7, 8].

Рассмотрим несколько возможных вариантов понижения уровня шума.

1. Уменьшение уровня внешних шумов (в том числе промышленных).
2. Уменьшение собственных шумов приемного тракта.

Чтобы понизить уровень внешних шумов, первым способом необходима специально оборудованная безэховая экранированная камера, которая позволит свести к минимуму уровень промышленного электромагнитного шума, возможных помех и ограничить влияние другого оборудования в момент измерения СВТ.

Реализация второго способа понижения шумов предполагает использование узкой полосы пропускания приемника. Положительной стороной такого способа станет уменьшение собственного шума приемник, связанный с сужением его полосы пропускания. Минусом же будет невозможность восстановления формы сигнала в реальном времени, что связано с не «перекрытием» полосы приемника спектра сигнала при узкой полосе пропускания. Как итог – некорректное измерение уровня сигнала.

Для правильного измерения сигнала при сужении полосы пропускания приемника, необходимо, чтобы он оставался стационарным во времени. Для этого были разработаны специальные тесты, которые обладают свойством периодичности импульсных сигналов.

Это свойство позволит измерить сигнал по частям благодаря стационарности за всё время измерения [9, 10].

III. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Из особенностей исследования широкополосных сигналов следует, что для их обнаружения необходимо уменьшить уровень мощности электромагнитного шума и помехи.

Для решения данной задачи в ходе исследования будем использовать безэховую экранированную камеру в качестве альтернативной измерительной площадки (АИП).

В качестве исследуемого объекта использовалось средство вычислительной техники с интерфейсом DisplayPort в составе:

- 1) монитор AOC 24V2 с разрешением экрана 1920x1080 60 Гц;
- 2) операционная система AstraLinux.

Также в проводимом исследовании использовалось следующее измерительное оборудование:

- 1) анализатор спектра AgilentE4405B 9 кГц – 13.2 ГГц;
- 2) ноутбук с программой управления Легенда – 05УПс;
- 3) ручная направленная антенна HE400 30 МГц – 6 ГГц в активном режиме;
- 4) поворотный стол.

Исследуемое СВТ располагалось на диэлектрическом поворотном столе на высоте 90 см от пола. Антенна была расположена вблизи исследуемого интерфейса для более наглядного обнаружения сигнала. Режим работы программы измерения выбран в автоматическом режиме – Поиск эталона. Выбранный режим позволяет обнаружить сигнал с более высокой полосой пропускания. В данном случае в программе были выставлены следующие настройки:

- диапазон измерений 9 кГц – 3 ГГц;
- полоса пропускания – 100 кГц;
- полоса обзора – 30 МГц;
- число усреднений – 5;
- sweep – 50 мс.

В связи с отсутствием для интерфейса DisplayPort тестов для измерений, напряженность электромагнитного поля измерялась следующим образом. На первом этапе для измерения промышленного шума – монитор был выключен. На втором этапе для измерения совокупности смеси «сигнал + шум» – монитор был включен.

Результаты полученного спектра, представлены на рис. 2-3.

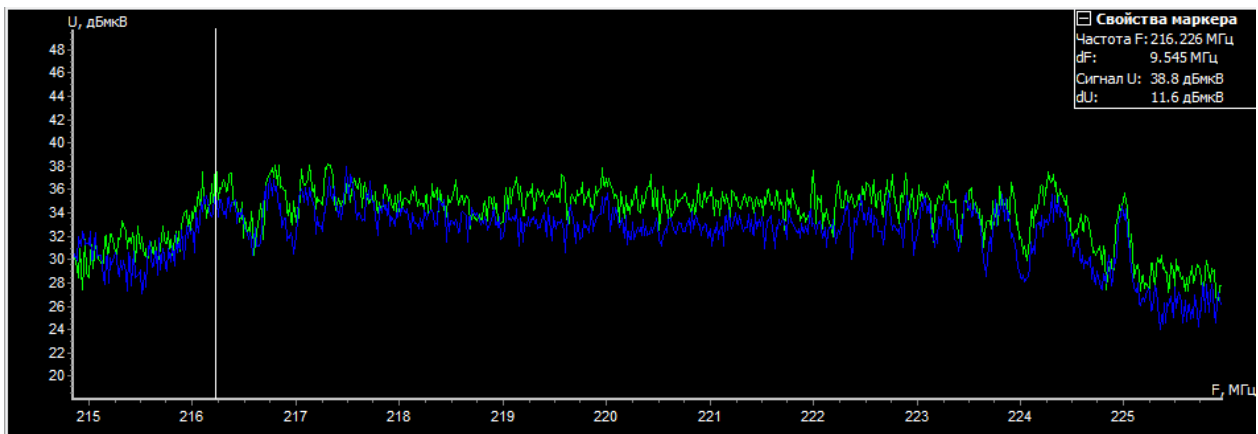


Рис. 2. Спектр сигнала

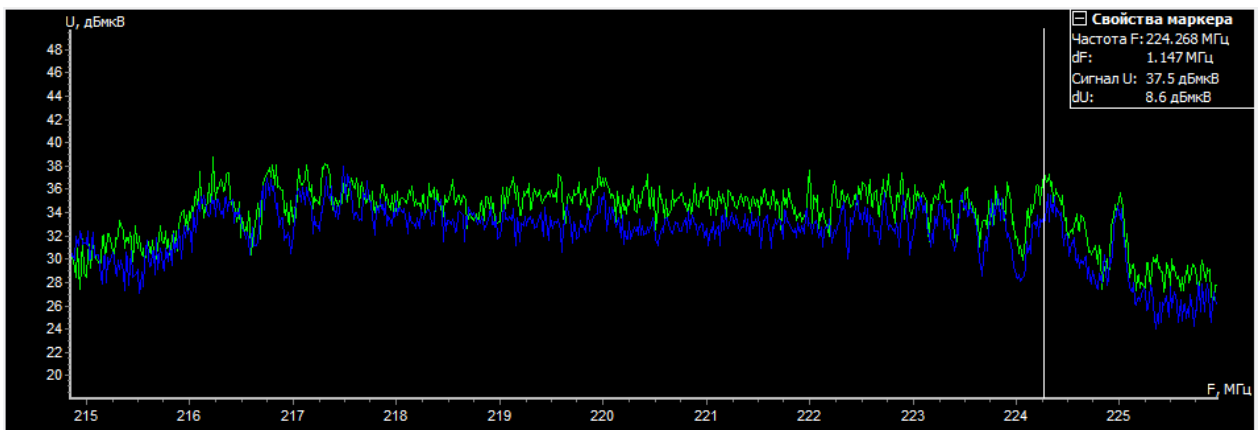


Рис. 3. Спектр сигнала (продолжение)

Как видно из рис. 2-3, ширина спектра сигнала от интерфейса DisplayPort составляет 8 МГц. Уровень «сигнал + шум» – 38 дБ (мкВ/м) – верхний спектр на рисунках, уровень шума – 34 дБ (мкВ/м) – нижний спектр на рисунках. Разница между сигналом и шумом невелика, с учетом того, что антенна расположена вплотную. Следовательно, для обнаружения сигнала на расстоянии 1 метра необходимо использовать меньшую полосу пропускания.

IV. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной статье проанализирована архитектура интерфейса DisplayPort, изучены особенности обнаружения и измерения широкополосных сигналов побочных электромагнитных излучений. На основании полученных результатов исследования можно сделать вывод о том, что тактовая частота работы монитора СВТ близка к значению 270 МГц. Отсюда следует, что пропускная способность исследуемого интерфейса равна 2.7 Гбит/с. Также на основе спектра убедились в том, что DisplayPort является широкополосным сигналом и для его обнаружения и измерения требуется использование экранированной камеры или использование приёмников, позволяющих измерять с меньшей полосой пропускания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иванов А. В., Копылова С. Р., Рожков С. А. Особенности обнаружения и измерения побочных электромагнитных излучений широкополосных сигналов // Безопасность цифровых технологий. 2021. № 4 (103). С. 54–71. DOI: 10.17212/2782-2230-2021-4-54-71.

2. VESA Display Port Standard Version 1, Revision 2, 2010. URL: <https://glenwing.github.io/docs/DP-1.2.pdf> (дата обращения: 12.10.2023).
3. Громов А., Гришанович П. DisplayPort - уже реальность // Компоненты и технологии. 2008. № 8 (85). С. 39–42.
4. Цифровой интерфейс DisplayPort: рассматриваем в подробностях. URL: <https://www.avclub.pro/articles/tsifrovoy-interfeys-displayport-rassmatrivaem-v-podrobnostyakh/> (дата обращения: 12.10.2023).
5. Симахин Е. А., Дураковский А. П., Гавдан Г. П., Кессаринский Л. Н. Анализ компонентов архитектуры интерфейса DisplayPort, влияющих на побочное электромагнитное излучение // Безопасность информационных технологий. 2022. Т. 29, №. 1. С. 108–124. DOI: <http://dx.doi.org/10.26583/bit.2022.1.10>.
6. Кондратьев А. В. Техническая защита информации. Практика работ по оценке основных каналов утечки. М. : Горячая линия - Телеком, 2016. 304 с. ISBN 978-5-9912-0574-0.
7. Kuhn M. G., Anderson R. J. Soft tempest: hidden data transmission using electromagnetic emanations // Information Hiding: Second International Work-shop, IH'98: proceedings. Berlin; Heidelberg : Springer, 1998. P. 124–142. DOI: 10.1007/3-540-49380-8_10.
8. Хорев А. А. Технические каналы утечки информации, обрабатываемой средствами вычислительной техники // Специальная техника. 2010. № 2. С. 39–57.
9. Авдеев В. Б., Катруша А. Н. Методика определения максимальной дальности перехвата побочного электромагнитного излучения при наклонных трассах его распространения // Специальная техника. 2014. № 5. С. 8–16.
10. Авдеев В. Б., Анищенко А. В. Сравнительная оценка методических подходов к расчету отношения сигнал / шум в задачах контроля защищенности информации от утечки за счет побочных электромагнитных излучений // Специальная техника. 2016. № 1. С. 54–63.

АЛГОРИТМ ПРОВЕРКИ ПОДЛИННОСТИ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ В АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМ ПРОЦЕССОМ

ALGORITHM FOR VERIFYING THE AUTHENTICITY OF ACTUATORS IN AUTOMATED PROCESS CONTROL SYSTEMS

Д. Н. Любушкина, А. А. Оленников, А. А. Захаров
Тюменский государственный университет, г. Тюмень, Россия

D. N. Lyubushkina, A. A. Olennikov, A. A. Zakharov
Tyumen State University, Tyumen, Russia

Аннотация. В работе предложен алгоритм проверки подлинности исполнительных устройств АСУ ТП, основанный на стандарте HART, который может выступать как основная либо дополнительная мера защиты от угроз нарушения целостности системы. Рассмотрен принцип работы стандарта HART, приведен теоретический алгоритм, рассмотрены дополнительные технические решения, повышающие его надежность, а также сценарии возможных атак.

Ключевые слова: угрозы безопасности информации, АСУ ТП, целостность, стандарт HART.

Abstract. The paper proposes an algorithm for verifying the authenticity of automated process control system actuators based on the HART standard, which can act as the main or additional measure of protection against threats to the integrity of the system. The principle of operation of the HART standard is considered, a theoretical algorithm is given, additional technical solutions that increase its reliability are considered, as well as scenarios of possible attacks.

Keyword: information security threats, automated control systems, integrity, HART standard.

I. ВВЕДЕНИЕ

Автоматизированная система управления технологическим процессом (АСУ ТП) является комплексной информационной системой, которая используется для управления технологическими процессами (ТП) и их контроля в различных отраслях промышленности. Особенности АСУ ТП могут варьироваться в зависимости от конкретной системы, однако имеются следующие важные особенности, которые присутствуют в таких системах.

1. Мониторинг и контроль в реальном времени: в АСУ ТП важно реагировать на любые изменения ТП в режиме реального времени, поскольку его непредвиденное нарушение может повлечь не только финансовый ущерб, но и угрозу жизни людей.

2. Управление параметрами и настройками: АСУ ТП позволяет управлять параметрами и настройками процесса производства. Операторы могут устанавливать пороговые значения, задавать временные интервалы и другие параметры, связанные с процессом, чтобы достигать оптимальных результатов и обеспечить эффективное функционирование системы.

3. Распределенная архитектура и надежность: АСУ ТП основана на распределенной архитектуре, что обеспечивает высокую доступность и надежность системы. Распределенная структура с узлами и подсистемами не имеет единой точки сбоя, что и обеспечивает непрерывность работы даже при отказе отдельных компонентов.

4. Аналитика: АСУ ТП сохраняет и архивирует данные о производственных процессах, что позволяет проводить анализ и оптимизацию системы. Данные могут быть использованы для поиска причин возникновения проблем, выявления трендов, предсказания отказов и оптимизации производственных операций.

5. Трехуровневая структура с различным набором протоколов и оборудования для каждого уровня, более серьезные и разрушительные потенциальные последствия от реализации угроз, актуальность угроз нарушения именно целостности и доступности [1].

6. Безопасность и контроль доступа: в АСУ ТП уделяется особое внимание обеспечению целостности и доступности, что включает в себя активное применение систем контроля и управления доступом, механизмы аутентификации, авторизации, мониторинга активности пользователей и различные методы проверки корректности данных, получаемых с исполнительных устройств и передаваемых со SCADA-системы.

Обеспечение информационной безопасности (ИБ) АСУ ТП является обширной темой, интересующей многих специалистов. Основными проблемами являются: отсутствие единых программно-аппаратных средств управления ТП, что усложняет подбор средств и методов обеспечения ИБ; ограниченность вычислительных мощностей оборудования; конфликты между целями обеспечения ИБ и целями производства. Важно отметить, что безопасность АСУ ТП требует комплексного и систематического подхода, включающего комбинацию различных методов и технологий. Также нельзя пренебрегать вопросами конфиденциальности: к ней относятся параметры ТП и учетные данные сотрудников.

Вопросы, касающиеся проблем ИБ АСУ ТП, рассматриваются в достаточно большом количестве работ. Так, в статье «Problems of Information Security and Availability of Automated Process Control Systems» отмечается потребность в защите не только ТП, но и информации, обрабатываемой в АСУ ТП, а также проблема защиты такой информации, ведь стандартные криптографические методы защиты могут не подойти в силу ограниченных вычислительных мощностей оборудования [2]. Специалисты предлагают различные способы аутентификации исполнительных устройств (ИУ), которые являются основным источником информации. Авторы работы «Security Assist Mechanisms for Industrial Control Systems with Authentication» рассматривают различные механизмы защиты идентификационных данных для промышленных систем управления, направленные на предотвращение того, чтобы злоумышленники выдавали себя за устройства и вызывали сбои в работе [3]. Авторы «Real-Time Sensor Validation System Developed» рассматривают алгоритм интеллектуальной проверки истинности датчиков в режиме реального времени, основываясь на байесовской сети [4]. Таким образом, в этих статьях представлены идеи и решения для аутентификации исполнительных устройств в автоматизированных системах управления, удовлетворяющие потребности в безопасном контроле доступа и надежной связи между устройствами. Данная тема поднималась также и в более ранних работах: в статье «Real-Time Sensor Validation, Signal Reconstruction, and Feature Detection for an RLV Propulsion Testbed» представляется система проверки датчиков в режиме реального времени, которая автоматически обнаруживает сбои в данных датчиков в критически важных системах, повышая целостность данных; система испытывалась на стенде [5].

Обзор других исследований по теме показал, что основными методами обеспечения ИБ АСУ ТП являются, помимо правовых, технические меры, работающие на верхнем уровне сетевой инфраструктуры: управление трафиком, его ограничение, журналы событий, физическое ограничение доступа к промышленному сегменту и так далее, а также организационные, например, регламентирование уровней допуска и так далее. Безусловно, эти методы повышают уровень защищенности, но не могут в полной мере защитить от угроз, реализуемых, например, при физическом доступе в сеть [6–8].

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Существующие решения, представленные различными программно-аппаратными комплексами, могут быть нецелесообразны для небольших систем с низким классом защищенности и (или) не относящихся к объектам КИИ в силу большой стоимости и избыточности функционала. В ходе их изучения были сформулированы следующие проблемы:

- отсутствие аутентификации и шифрования у промышленных протоколов – присутствует только контроль целостности данных обеспечивается контрольными суммами [9];
- сосредоточение существующих решений преимущественно на обеспечении защищенного канала между верхним и средним уровнями АСУ ТП, в то время как безопасность взаимодействия нижнего и среднего уровней реализована в основном за счет физических ограничений;
- контроль целостности исполнительных устройств преимущественно по наблюдению за отклонением от уставок технологического процесса.

III. ТЕОРИЯ

Алгоритм, который авторы предлагают в статье – организация защищенного канала между нижним и средним уровнями сети АСУ ТП, реализация которого основана на возможностях стандарта HART [10–14]. Это популярный стандарт связи в промышленности, в котором данные передаются посредством комбинирования цифрового сигнала, с которым передается информация об оборудовании, и аналогового, с которым передаются измерения. HART-устройства всегда содержат микроконтроллер, в числе компонентов которого имеется ППЗУ, где содержится вся информация об устройстве. У HART-устройства есть уникальный идентификатор, состоящий из ID-изготовителя, кода типа устройства и серийного номера. Этот идентификатор, ввиду сложности его подмены, можно использовать для проверки подлинности.

Блок-схема обобщенного алгоритма самодиагностики устройств с возможностями использования HART-стандарта и дополнительным контролем за соблюдением уставок представлен на рис. 1.

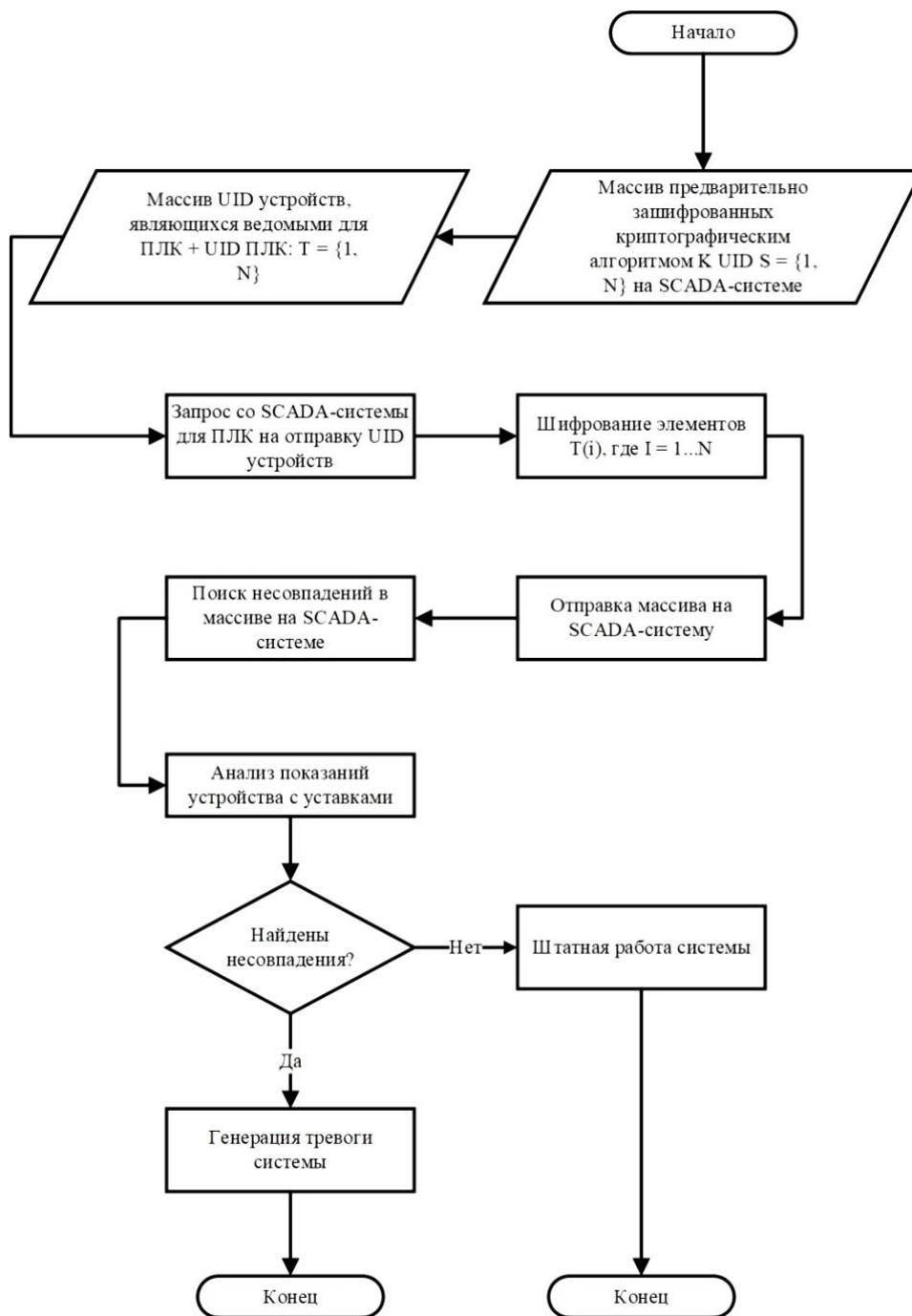


Рис. 1. Блок-схема алгоритма

В основе алгоритма рассматривается атрибутивное шифрование: в качестве атрибута можно использовать параметры, передающиеся по HART-протоколу. Авторы считают оптимальным использование UID датчика – уникальный HART-идентификатор – и его показания. В будущем также планируется рассмотрение возможностей шифрования средствами ПЛК: в некоторых моделях и средах разработки имеется поддержка криптографических библиотек. В таком случае появилась бы возможность зашифровать атрибуты непосредственно в контроллерном оборудовании на среднем уровне сети, что позволило бы избежать, например, угрозы перехвата открытых атрибутов в верхнем уровне сети при их передаче на SCADA-систему.

Атрибутивное шифрование рассматривалось и в других работах, например, в статье «Построение модели авторизации внешних средств защиты АСУ ТП на базе интернета вещей». Авторы предлагают атрибутивную модель контроля доступа с использованием протокола Отвея-Рииса [15], но также ставят много вопросов. Недостатки этой модели контроля доступа требуют отдельного рассмотрения.

Для алгоритма безопасности также необходимо рассмотреть возможные атаки. В качестве злоумышленника для обозначенных систем могут выступать внутренний и внешний нарушители с низким потенциалом (Н1, Н2), описание возможностей которых соответствует таблице 8.1 из «Методики оценки угроз безопасности информации» [16]. Иллюстрация к сценариям представлена на рис. 2.

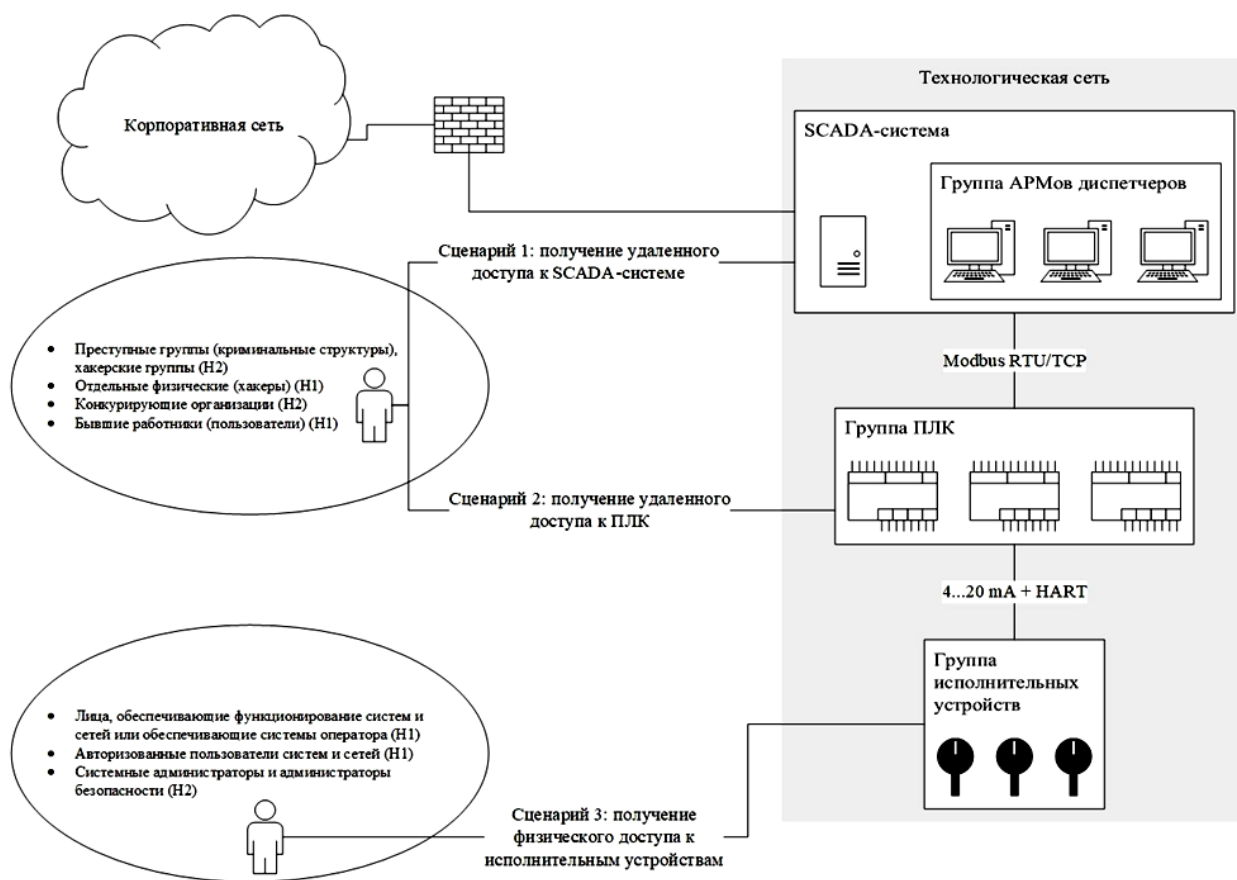


Рис. 2. Вероятные сценарии атак на алгоритм

Сценарий 1: нарушитель получает удаленный доступ к SCADA-системе. Тогда нарушитель, вероятнее всего, получит доступ к передаваемым на SCADA-систему тегам. В таком случае, поскольку необходимые для проверки теги передаются уже зашифрованными, злоумышленнику придется решать сложную задачу дешифрования.

Сценарий 2: нарушитель получает удаленный доступ к ПЛК. Поскольку одним из основных требований является ограничение доступа к исполняемой программе ПЛК методами, указанными выше, нарушителю необходимо обойти как минимум шифрование паролем, причем различные компоненты программы могут быть зашифрованы разными паролями. Также программа может быть недоступна для чтения из-за физических ограничений ПЛК: у многих моделей ПЗУ недоступно на чтение ни штатными средствами ОС, ни

сторонним прикладным ПО. Без доступа к исполняемой программе ПЛК злоумышленник никаким образом не сможет получить удаленный доступ к сегменту технологической сети, находящийся за ПЛК.

Сценарий 3: нарушитель получает физический доступ в контролируемую зону. В таком случае недостаточно просто подменить устройства. В первом варианте развития событий нарушителю необходимо получить доступ к SCADA-системе и исполняемой программе ПЛК с целью подмены сведений об устройствах, а также успеть квитировать сигналы аварии, которые получит SCADA-система вследствие отключения устройства, до того как система оповестит дежурный персонал; сценарий требует организованной группы лиц. Во втором варианте злоумышленник может попытаться получить доступ к микроконтроллерному обеспечению устройства и модифицировать его; для этого требуется высокий уровень подготовки в электротехнике и радиоэлектронике, что также, вероятно, недоступно для нарушителя с потенциалом Н1, Н2, и не является достаточно эффективным способом реализации атаки. В третьем варианте нарушитель перехватывает данные непосредственно от датчиков при помощи дополнительного оборудования и может подменить передаваемое датчиком значение; в этой ситуации среагирует SCADA-система, которая должна выдавать аварии и предупреждения при отклонении показаний на основании заданных уставок, а также проводить проверку корректности значений.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе предложено возможное решение для защиты канала передачи данных между нижним и средним уровнями сети в АСУ ТП, основанное на использовании не только контроля по уставкам, но и возможностей физических протоколов связи. Рассмотрены сценарии атак на алгоритм. Такой алгоритм может стать альтернативным решением для небольших АСУ ТП, не относящихся к числу объектов КИИ и имеющих низкий КЗ, для которых может быть экономически нецелесообразно использовать отдельные комплексные решения, поскольку алгоритм задействует штатные средства программирования ПЛК и возможности датчиков с поддержкой стандарта HART. Дальнейший вектор развития идеи – создание устройства безопасности, которое сможет шифровать данные сразу на выходе датчика, обрабатывая суммированный HART-сигнал – это позволило бы свести к минимуму вероятность реализации сценария атаки, где злоумышленник смог получить физический доступ к промышленной сети.

ИСТОЧНИК ФИНАНСИРОВАНИЯ. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнялась при поддержке гранта РФФИ 20-47-720005.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Об утверждении требований к обеспечению защиты информации в автоматизированных системах управления производственными и технологическими процессами на критически важных объектах, потенциально опасных объектах, а также объектах, представляющих повышенную опасность для жизни и здоровья людей и для окружающей природной среды : приказ ФСТЭК России от 14.03.2014 № 31 (ред. от 15.03.2021). URL: https://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_165503/ (дата обращения: 12.09.2023).
2. Chernov D., Sychugov A. Problems of Information Security and Availability of Automated Process Control Systems // 2019 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). IEEE, 2019. P. 1–5. DOI: 10.1109/ICIEAM.2019.8743037.
3. C. -W. Tsou, Y. -W. Ma, Y. -H. Tu, J. -L. Chen. Security Assist Mechanisms for Industrial Control Systems with Authentication // 25th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT). IEEE, 2023. P. 186–188. DOI: 10.23919/ICACT56868.2023.10079611.
4. Ibarguengoytia P. H., Sucar L. E., Vadera S. Real time intelligent sensor validation // IEEE Transactions on Power Systems. 2001. Vol. 16, no. 4. P. 770–775.
5. Real-Time Sensor Validation, Signal Reconstruction, and Feature Detection for an RLV Propulsion Testbed / NTRS - NASA Technical Reports Server ; A. L. Jankovsky [et al.]. 1998. №. E-11392. URL: <https://ntrs.nasa.gov/citations/19990008538> (date accessed: 12.09.2023).
6. Цапко Г. П., Вериго А. А., Каташев А. С. Анализ рисков безопасности автоматизированных систем управления технологическими процессами // Вестник евразийской науки. 2016. Т. 8. №. 5 (36). С. 1–9.

7. Табульда А., Чернущенко С. Особенности обеспечения информационной безопасности промышленных систем автоматизации в соответствии с приказом ФСТЭК № 31 // Современная электроника и технологии автоматизации. 2016. № 4. С. 100–104.
8. Кравчук А. Ю., Котова Н. А., Аничкин И. И. Современные подходы к обеспечению информационной безопасности автоматизированных систем управления технологическими процессами // Инновации и инвестиции. 2022. № 3. С. 191–195.
9. Modbus messaging on TCP/IP implementation guide v1.0b. URL: https://modbus.org/docs/Modbus_Messaging_Implementation_Guide_V1_0b.pdf (date accessed: 12.09.2023).
10. Mulaosmanovic A. M. Application of the hart protocol for communication with smart field devices // Military technical courier. 2015. Vol. 63. № 3. P. 160–175.
11. Денисенко В. HART протокол: общие сведения и принципы построения сетей на его основе // Современная электроника и технологии автоматизации. 2010. № 3. С. 94–101.
12. Половинкин В. HART-протокол // Современная электроника и технологии автоматизации. 2002. № 1. С. 6–14.
13. HART-IP® Application, Communication, and Control Analysis. URL: https://www.fieldcommgroup.org/sites/default/files/imce_files/technology/documents/HART_IP_%20Application_Communication_Analysis_r1.0.pdf (date accessed: 12.09.2023).
14. Супрунов С. Г., Лисиенко В. Г. Анализ целесообразности использования HART протокола при создании и модернизации АСУ ТП энергометаллургического комплекса // Теплотехника и информатика в образовании, науке и производстве : сб. докл. IV Всерос. науч.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных с междунар. участием, посвящ. 95-летию основания кафедры и университета (г. Екатеринбург, 26-27 март. 2015 г.). Екатеринбург : Изд-во УрФУ, 2015. С. 408–411.
15. Захаров А. А., Пономарёв К. Ю., Несговоров Е. С., Ниссенбаум О. В. Построение модели авторизации внешних средств защиты АСУ ТП на базе интернета вещей // Вестник Тюменского государственного университета. Физико-математическое моделирование. Нефть, газ, энергетика. 2017. Т. 3, № 1. С. 99–110.
16. Методический документ. Методика оценки угроз безопасности информации : утв. ФСТЭК России 05.02.2021 // КонсультантПлюс : офиц. сайт. URL: https://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_378330/ (дата обращения: 12.09.2023).

**О ПРИМЕНИМОСТИ ОДНОЙ МАРКОВСКОЙ МОДЕЛИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ
КОМПЬЮТЕРНЫХ ВИРУСОВ К E-MAIL-ГРАФАМ**

**ON THE APPLICABILITY OF A MARKOV
VIRUS SPREAD MODEL TO E-MAIL GRAPHS**

А. А. Магазев, А. Ю. Никифорова

Омский государственный технический университет, г. Омск, Россия

A. A. Magazev, A. Y. Nikiforova

Omsk State Technical University, Omsk, Russia

Аннотация. Математическое моделирование эпидемий компьютерных вирусов является важнейшим направлением теоретических исследований в области информационной безопасности. Основная цель статьи – анализ применимости модифицированной модели Рида-Фроста для анализа эпидемии на реальных графах. В работе авторы сравнивают результаты, вычисленные с помощью модели, с результатами, полученными в ходе имитационного эксперимента, при различных параметрах эпидемии. В итоге были выявлены параметры эпидемии, при которых оба метода хорошо согласуются между собой.

Ключевые слова: модель Рида-Фроста, компьютерный вирус, вероятность заражения, вероятность излечения.

Abstract. Mathematical modeling of computer virus epidemics is the most important area of theoretical research in the field of information security. The objective of this paper is to analyze the applicability of the modified Reed-Frost model for epidemic analysis on real-life graphs. We compare the results calculated using the model with the results obtained during the simulation experiment with different epidemic parameters. As a result, the epidemic parameters, in which both methods are in good agreement with each other, have been identified.

Keyword: Reed-Frost model, computer virus, probability of infection, probability of cure.

I. ВВЕДЕНИЕ

Потребность в безопасности – одна из базовых потребностей человека и общества. На современном этапе развития человечества в эпоху повсеместного использования цифровых технологий важнейшим направлением в обеспечении безопасности становится обеспечение информационной безопасности. Серьезной угрозой информационной безопасности являются эпидемии компьютерных вирусов. Разрабатываемое антивирусное программное обеспечение, как правило, эффективно работает против уже изученных вирусов. Однако появление нового типа вирусов может привести к глобальной эпидемии. Поэтому математическое моделирование эпидемий компьютерных вирусов является важнейшим направлением теоретических исследований в области информационной безопасности.

Первые работы по этой тематике были опубликованы в 80-е годы прошлого века после первых эпидемий компьютерных вирусов [1, 2]. В настоящее время такие исследования продолжаются [3, 4, 5]. Наиболее часто при моделировании эпидемий используются два подхода: модели с непрерывным временем, использующие для расчета параметров эпидемии системы линейных уравнений, и модели с дискретным временем, чаще всего марковские, дающие возможность получить более подробную картину эпидемии, что особенно важно на начальной стадии распространения вируса. В настоящей статье авторами будет продолжено исследование одной из таких моделей – модифицированной модели Рида-Фроста.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В 2002 году авторами L. Billings, W. M. Spears и I. B. Schwartz была опубликована статья «A unified prediction of computer virus spread in connected networks» [3], в которой была представлена модель распространения компьютерных вирусов в вычислительных сетях. Эта модель представляет собой модель Рида-Фроста, применяемую ранее к эпидемиям биологических вирусов и модифицированную для моделирования эпидемий в сложных связанных компьютерных сетях. Особенностью данной модели является то, что она может быть полностью описана на языке марковских цепей и время в ней предполагается дискретным. Еще одно важное отличие этой модели от других состоит в том, что вероятность заражения узла является не линейной функцией от числа зараженных узлов сети, как в работе [1], а степенной. В данной модели предполагается, что эпидемия происходит в компьютерной сети, ассоциируемой с некоторым графом, однако свойства самого графа не детализируются. Поэтому актуальной задачей является проверка адекватности данной модели на графах различной структуры.

В научной литературе описаны разнообразные виды графов, которые применяются для моделирования и анализа различных типов сетей [6]. В работах [7, 8] авторы показали, что модифицированная модель Рида-Фроста довольно неплохо согласуется с имитационными моделями компьютерных эпидемий на классе случайных графов Эрдэша-Реньи [9].

Целью данной работы является анализ применения модифицированной модели Рида-Фроста к описанию эпидемии на реальных e-mail графах. Для достижения поставленной цели авторы последовательно решают следующие задачи: описывают исследуемую теоретическую модель, затем излагают условия вычислительного эксперимента и характеристики графа, взятого для анализа, далее излагают и обсуждают полученные результаты.

III. ТЕОРИЯ

Исследуемая модель базируется на модели Рида-Фроста, разработанной в 20-е годы прошлого века для изучения распространения биологических вирусов. В 2002 году L. Billings с соавторами в [3] модифицировали эту модель и применили её для моделирования эпидемий компьютерных вирусов.

В данной модели компьютерная сеть представляется в виде случайного графа. Узлами (вершинами) графа являются компьютеры, а возможные связи между ними – это ребра графа. Граф состоит из конечного числа узлов N . Время предполагается дискретным. Каждый узел сети может находиться в одном из двух состояний: быть либо инфицированным I , либо восприимчивым S . В каждый следующий момент времени инфицированный узел может остаться инфицированным либо вылечиться с вероятностью, которую обозначим δ . Ее значение является постоянной величиной, отражающей эффективность антивирусного программного обеспечения. В тот же самый момент восприимчивый узел может остаться восприимчивым либо стать инфицированным с вероятностью, которую обозначим как μ . Однако μ является переменной величиной, зависящей от β – вероятности передачи вируса от зараженного узла к восприимчивому, и такого параметра как связность c , определяемого как среднее относительное число соседей у узла. Число I инфицированных узлов будет определять марковское состояние сети. Поскольку S в любой момент времени равно $N - I$, число восприимчивых узлов определяется состоянием сети однозначно. Таким образом, компьютерную сеть можно представить в виде марковской цепи, состояния которой определяются числом зараженных узлов I . Полное число возможных состояний этой модели равно $N + 1$.

Динамика соответствующей марковской цепи описывается вероятностями переходов из состояний I в состояние I' .

$$p_{I,I'} = \sum_{x=\max\{0,I-I'\}}^{\min\{I,S-I'+I\}} C_I^x (\delta^x) (1 - \delta)^{I-x} C_S^{x+I'-I} \mu^{x+I'-I} (1 - \mu)^{S-(x+I'-I)}, \quad (1)$$

где вероятность μ восприимчивому узлу стать зараженным в состоянии I даётся равенством

$$\mu(I) = \sum_{k=0}^I (1 - (1 - \beta)^k) C_I^k c^k (1 - c)^{I-k} = 1 - (1 - \beta c)^I. \quad (2)$$

В формулах (1 и 2) C_I^x обозначает биномиальный коэффициент $C_I^x = \frac{I!}{x!(I-x)!}$.

Из вероятностей вида (1) можно составить так называемую переходную матрицу $\Pi = (p_{i,i'})$. С помощью этой матрицы в соответствии со стандартными методами теории марковских цепей можно вычислить вероятности различных состояний сети. Для этого также требуется задать начальные вероятности, которые обычно определяются так:

$$p_i(0) = \begin{cases} 1, & I = I_0, \\ 0, & I \neq I_0, \end{cases}$$

где I_0 – начальное число зараженных узлов. Зная вероятности состояний сети в произвольный момент времени, можно вычислить среднее число зараженных узлов в данный момент времени. По определению – это сумма каждого состояния, умноженная на соответствующую ему вероятность.

Для проведения вычислений в соответствии с описанной моделью нами было разработано несколько подпрограмм в системе символьных вычислений Wolfram Mathematica. При работе с подпрограммами задаются следующие начальные условия: число узлов в графе N , его связность c , вероятность передачи вируса от зараженного узла к восприимчивому β , вероятность выздоровления δ , количество зараженных узлов в начальный момент времени. Результатами этих расчетов являются зависимости количества зараженных узлов от времени. Примеры графиков таких зависимостей приведены на рис. 2 и 3 (изображены непрерывными линиями).

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

1. Описание условий вычислительного эксперимента

Для проведения эксперимента нами был разработан алгоритм и написана программа на языке C++, которая имитирует распространение компьютерного вируса на заданном графе [10]. В программе можно задавать и изменять следующие входные параметры: вероятность передачи инфекции β , вероятность излечения зараженного узла δ , начальное количество зараженных узлов I_0 , количество повторений эксперимента для заданных условий, время наблюдения за эпидемией.

Коротко опишем алгоритм работы программы. Первым шагом программа считывает данные исследуемого графа, представленные в формате mtx. Далее задаются вышеперечисленные параметры эпидемии. В данном исследовании мы выбрали тактику изначально заражать только 1 узел. Далее этот узел с заданной вероятностью β пытается заразить своих соседей, после чего зараженные узлы могут превратиться в восприимчивые с вероятностью δ . В следующий момент времени описанные шаги повторяются до тех пор, пока значение времени не достигнет заранее выбранного значения. После этого весь описанный эксперимент повторяется заданное количество раз. В итоге все полученные данные усредняются и выгружаются в файл с расширением txt, который в дальнейшем загружается в систему символьных вычислений Wolfram Mathematica для построения графика распространения вируса и сравнения с графиком, вычисленным теоретически.

2. Описание исследуемого графа

В предыдущих работах [7, 8] авторы исследовали поведение модели Рида-Фроста на случайных графах Эрдёша-Реньи. Цель данной статьи – проанализировать возможность применения данной модели на реальном графе из международного репозитория Network Repository [11]. Данный репозиторий представляет собой онлайн-ресурс, созданный в 2005 году, в котором хранятся данные о более чем 1000 реальных графов, в числе которых – графы социальных сетей, веб-страниц, транспортных сетей и многие другие. Каждый граф описывается набором данных из более чем 10 важнейших показателей, а именно: количество узлов, количество ребер, средняя степень узла и другие. Наборы данных каждого графа представлены в различных форматах, включая TXT, Rajek, GraphML и другие, что использовать их в приложениях и программах, написанных на разных языках программирования, таких как Python, Java, MATLAB, R, C++ и других.

Для настоящего исследования нами был выбран граф email-enron-only (рис. 1), который описывает сеть E-mail сообщений компании Enron в период с 1999 по 2002 годы.

Основные характеристики этого графа указаны в табл. 1.

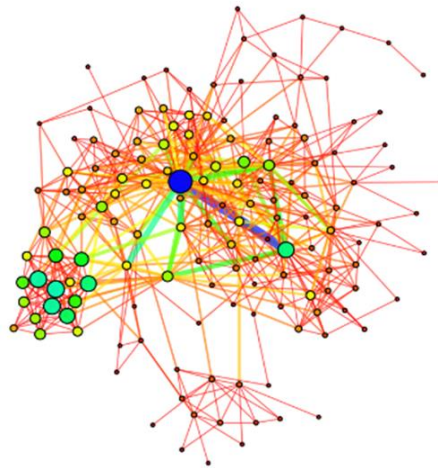


Рис. 1. Изображение графа email-enron-only

ТАБЛИЦА 1
ХАРАКТЕРИСТИКИ ГРАФА EMAIL-EBRON-ONLY

| Характеристики | Значение |
|---------------------------|-----------|
| Количество ребер | 623 |
| Связность графа | 0.0613612 |
| Максимальная степень узла | 42 |
| Минимальная степень узла | 1 |
| Средняя степень узла | 8 |

3. Описание результатов эксперимента

Вычислительный эксперимент проводился при следующих условиях: в программу загружался файл с параметрами графа email-enron-only, начальное число зараженных узлов было всегда равно 1, время наблюдения – 30 дискретных шагов, количество повторений 1000. Авторы провели более ста запусков программы [10], исследуя зависимость эпидемического процесса от вероятности передачи инфекции β и вероятность излечения зараженного узла δ : β изменялось от 0.1 до 0.9 с шагом 0.1, при каждом значении β значение δ также изменялось от 0.1 до 0.9 с шагом 0.1. Результат каждого эксперимента сравнивался в системе символьных вычислений Wolfram Mathematica с теоретическим графиком, вычисленным при таких же значениях δ и β . На рис. 2 и 3 показаны некоторые из полученных графиков.

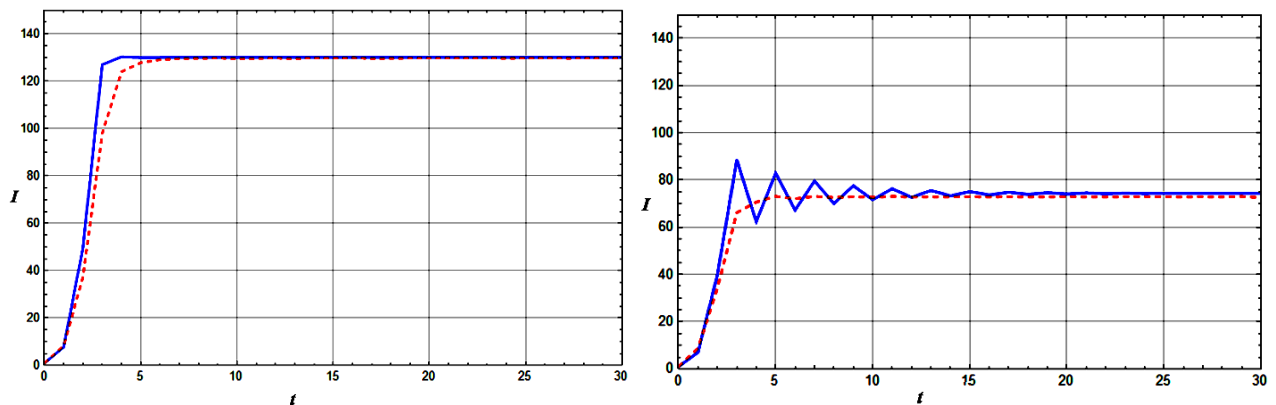


Рис. 2. Зависимость среднего числа зараженных узлов I от времени при $\beta = 0.8$. Слева при $\delta = 0.1$, справа при $\delta = 0.9$. Сплошной линией показана зависимость, рассчитанная теоретически, пунктиром – полученная в результате эксперимента

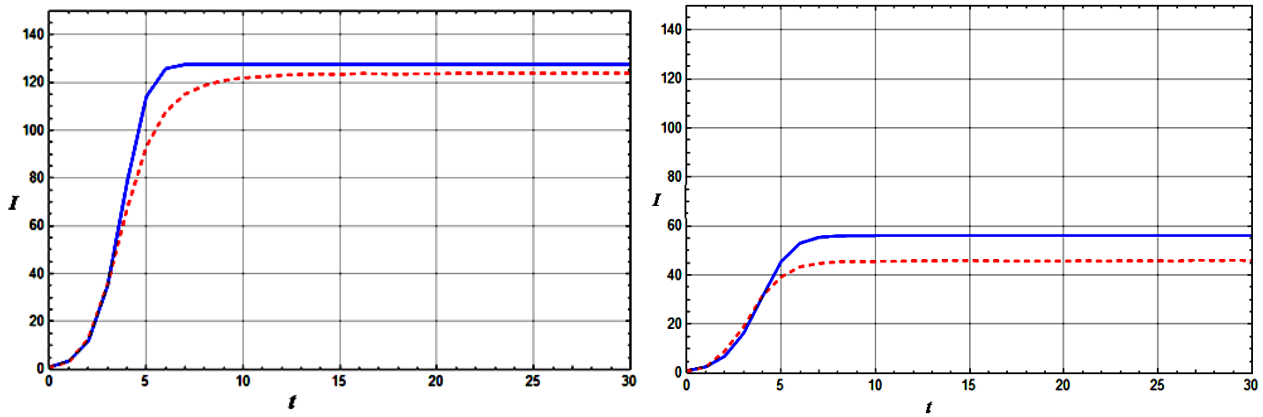


Рис. 3. Зависимость среднего числа зараженных узлов I от времени при $\beta = 0.3$. Слева при $\delta = 0.1$, справа при $\delta = 0.9$. Сплошной линией показана зависимость, рассчитанная теоретически, пунктиром – полученная в результате эксперимента

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Результаты проведенных исследований показали, что экспериментальное значение числа зараженных узлов при времени эпидемии, стремящемся к бесконечности, меньше чем предсказанное теоретическими вычислениями, кроме испытаний с $\beta = 0.1$. Независимо от величины δ , при $\beta = 0.1$, в системе символьных вычислений Wolfram Mathematica возникает проблема малых чисел и точность вычислений теряется. По результатам остальных проведенных экспериментов можно сказать, что, во-первых, при β в диапазоне 0.8...0.9 результаты экспериментов хорошо согласуются с результатами, вычисленными при помощи модели, при любых значениях δ , во-вторых, если δ менее 0.2, то независимо от β наблюдается хорошее соответствие между теоретическими и экспериментальными результатами. Далее при увеличении δ наблюдается расхождение. Численные значения приведены в табл. 2.

ТАБЛИЦА 2
ЗНАЧЕНИЯ АБСОЛЮТНОЙ ПОГРЕШНОСТИ
МЕЖДУ ТЕОРЕТИЧЕСКИМИ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫМИ РЕЗУЛЬТАТАМИ

| | β | | | | | |
|----------|---------|-----|-----|-----|-----|-----|
| δ | 0.2 | 0.3 | 0.5 | 0.7 | 0.8 | 0.9 |
| 0.1 | 2 | 4 | 2 | 0 | 0 | 0 |
| 0.2 | 5 | 5 | 4 | 1 | 1 | 0 |
| 0.3 | 5 | 10 | 6 | 1 | 1 | 0 |
| 0.4 | 3 | 13 | 5 | 2 | 2 | 1 |
| 0.5 | 2 | 13 | 4 | 5 | 5 | 2 |
| 0.6 | 8 | 11 | 7 | 4 | 2 | 3 |
| 0.7 | 8 | 10 | 13 | 9 | 2 | 4 |
| 0.8 | 8 | 11 | 11 | 5 | 3 | 1 |
| 0.9 | 3 | 10 | 9 | 3 | 1 | 0 |

На рис. 3 показаны графики, построенные по данным из табл. 2, отражающие зависимость абсолютной погрешности между теоретическими и экспериментальными результатами при фиксированном значении β и δ , изменяющемся от 0.1 до 0.9.

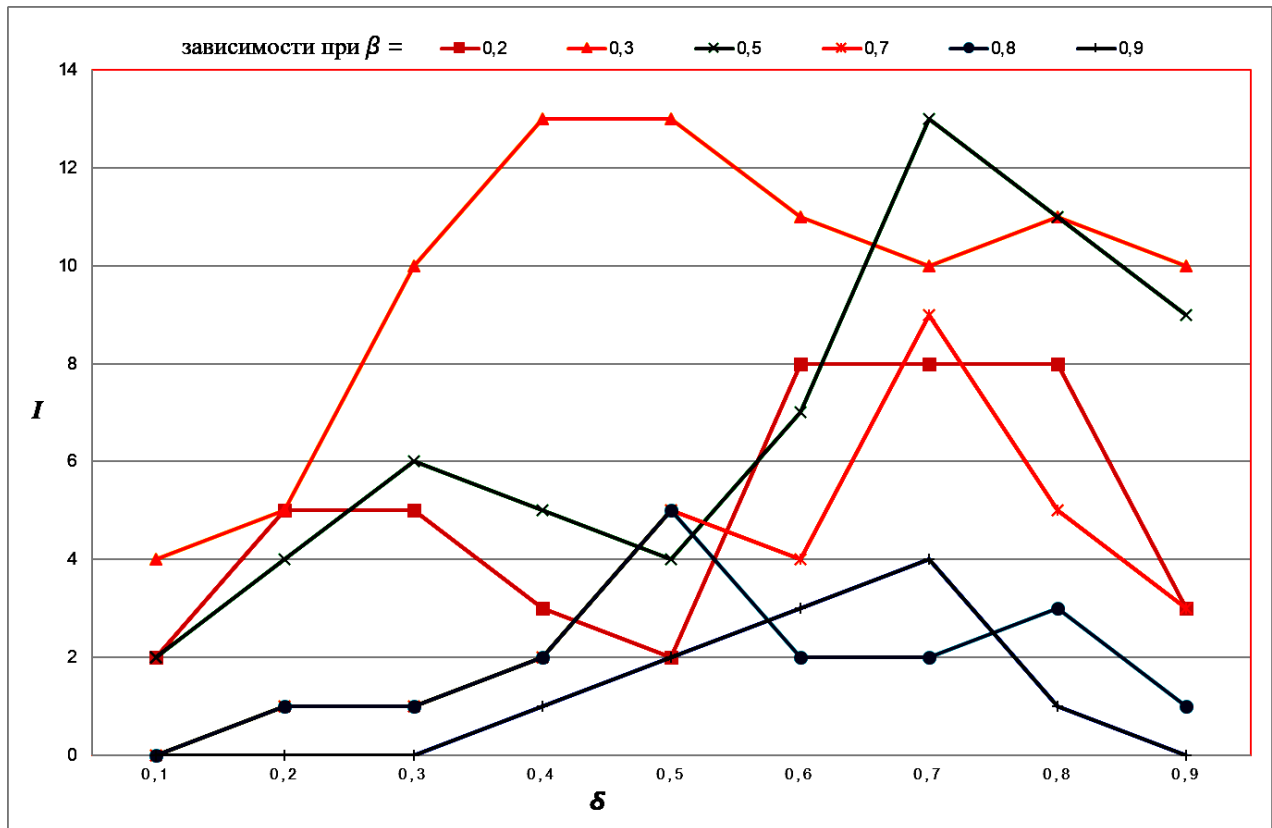


Рис. 4. Зависимость абсолютной погрешности числа зараженных узлов (по вертикальной оси) между теоретическими и экспериментальными результатами при фиксированных значениях β и δ (по горизонтальной оси), изменяющемся от 0.1 до 0.9.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе имитационных экспериментов было определено, что в случае больших значений вероятности передачи вируса от заражённого узла к восприимчивому β в диапазоне 0.8...0.9 результаты экспериментов хорошо согласуются с результатами, вычисленными при помощи модели при любых значениях δ . В случае маленьких значений β (около 0.1) возникает проблема малых чисел и происходит потеря точности вычислений. Авторы планируют приступить к изучению и решению этого вопроса в следующих исследованиях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kephart J. O., White S. R. Directed-graph epidemiological models of computer viruses // Proceedings of the IEEE Computer Society Symposium on Research in Security and Privacy. Oakland, California : IEEE, 1991. P. 343–359. https://doi.org/10.1142/9789812812438_0004.
2. Kephart J. O., White S. R. Measuring and modeling computer virus prevalence // Proceedings of the IEEE Computer Society Symposium on Research in Security and Privacy. Oakland, California : IEEE, 1993. P. 2–15. DOI: 10.1109/RISP.1993.287647.
3. Billings L., Spears W. M., Schwartz I. B. A unified prediction of computer virus spread in connected networks // Physics Letters A. 2002. Vol. 297, no. 3-4. P. 261–266. [https://doi.org/10.1016/S0375-9601\(02\)00152-4](https://doi.org/10.1016/S0375-9601(02)00152-4).
4. R. van de Bovenkamp, P. Van Mieghem. Survival time of the susceptible-infected-susceptible infection process on a graph // Physical Review E. 2015. Vol. 92, no. 3. P. 032806. DOI: <https://doi.org/10.1103/PhysRevE.92.032806>.

5. Pastor-Satorras R., Castellano C., Van Mieghem P., Vespignani A. Epidemic processes in complex networks. // *Reviews of Modern Physics*. 2015. Vol. 87. P. 925–978. DOI: 10.1103/RevModPhys.87.925.
6. Дистель Р. Теория графов : пер. с англ. Новосибирск : Изд-во Ин-та математики, 2002. 333 с. ISBN 5-86134-101-X 7.
7. Никифорова А. Ю., Магазев А. А. О вероятности заражения восприимчивого узла в модели Рид-Фроста // *Прикладная математика и фундаментальная информатика*. 2020. Т. 7, № 4. С. 34–41. DOI: 10.25206/2311-4908-2020-7-4-34-41.
8. Бельченко А. О., Магазев А. А., Никифорова А. Ю. Приближенная оценка среднего числа зараженных узлов в марковской модели распространения компьютерных вирусов // *Математические структуры и моделирование*. 2022. № 1 (61). С. 92–104. DOI 10.24147/2222-8772.2022.1.92-106.
9. Bollobás B. *Random Graphs* // *Modern Graph Theory*. New York : Springer Science, 1998. P. 215–252. <https://doi.org/10.1007/978-1-4612-0619-4>.
10. Программа для моделирования распространения компьютерных вирусов на графах произвольной структуры : свидетельство о регистрации программы для ЭВМ № 2023661237 Рос. Федерация : заявл. 01.06.2023 : опубл. 09.06.2023 / А. А. Магазев, А. Ю. Никифорова. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=54049455> (дата обращения: 20.09.10.2023).
11. Email-Networks. URL: <https://networkrepository.com/email.php> (date accessed: 20.09.2023).

ЗАЩИТА ОТ АТАК СОЦИАЛЬНОЙ ИНЖЕНЕРИИ ТИПА ПРЕТЕКСТИНГ ПОСРЕДСТВОМ СИСТЕМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ РЕЧЕВЫХ ПАТТЕРНОВ

PROTECTION AGAINST PRETEXTING-TYPE SOCIAL ENGINEERING ATTACKS BY MEANS OF A SPEECH PATTERN DETECTION SYSTEM

Л. К. Хамдамова

*Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнева,
г. Красноярск, Россия*

L. K. Khamdamova

*Reshetnev Siberian State University of Science and Technology,
Krasnoyarsk, Russia*

Аннотация. Социальная инженерия – это одна из главных угроз информационной безопасности, поскольку она направлена на сознание человека. С целью защиты от атак социальной инженерии типа претекстинга в данной статье рассматривается система обнаружения речевых паттернов посредством контекстного анализа. Областью применения разработанной программы могут быть государственные организации, а также предприятия малого и среднего бизнеса.

Ключевые слова: социальная инженерия, претекстинг, контекстный анализ.

Abstract. Social engineering is one of the main threats to information security, since it is aimed at human consciousness. In order to protect against pretexting-type social engineering attacks, this article discusses a system for detecting speech patterns through contextual analysis. The scope of application of the developed program can be government organizations, as well as small and medium-sized businesses.

Keyword: social engineering, pretexting, contextual analysis.

I. ВВЕДЕНИЕ

Система защиты информации, ориентированная на технические векторы атак может иметь высокий уровень зрелости и казаться надежной, но при этом оставаться уязвимой для одной из самых опасных угроз – социальной инженерии, поскольку она направлена на манипуляцию сознанием человека [3].

Вся система социальной инженерии базируется на том факте, что именно человек является самым слабым звеном любой системы информационной безопасности. Именно поэтому, когда злоумышленникам технически получить конфиденциальную информацию трудно, они воздействуют непосредственно на самое слабое место в системе информационной безопасности – на пользователя [4].

По статистике Positive Technologies в 2022 году злоумышленники использовали социальную инженерию в 42% атак [1]. По мнению социального инженера ООО «Акстел-Безопасность» претекстинг является вторым по применению методом социальной инженерии после фишинга. [2] Чаще всего данный тип атак предполагает использование голосовых средств. В то же время современные DLP как правило осуществляют анализ текстовых каналов связи, а звуковой либо не контролируют, либо запрещают его использование, что не всегда выгодно бизнесу.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Для противодействия атакам социальной инженерии типа претекстинг необходимо реализовать систему, которая бы осуществляла анализ произносимых сотрудником слов. Она может быть реализована посред-

ством контекстного анализа текста или обученной нейронной сети. Статистический анализ неприменим в рамках поставленной задачи.

Рассмотрим вариант использования обученной нейронной сети в качестве классификатора. В рамках поставленной задачи возникает проблема нехватки исходных данных, из которых и должны формироваться входные выборки для обучения нейронной сети. Причем стоит отметить, что эта проблематика существует только для юридических лиц. Оператор связи может для защиты частных лиц создать антифрод систему, поскольку у него есть большое количество данных для обучения нейронной сети, и отсутствует характерная для предприятий специфика обнаруживаемых речевых паттернов.

Учитывая приведенные выше факторы, в рамках данной статьи будет рассмотрена возможность реализации системы посредством контекстного анализа.

III. ТЕОРИЯ

Для транскрибации речи используется система распознавания речи, которая состоит из трех основных компонентов: акустической модели, языковой модели и декодера. Акустическая модель отвечает за анализ небольших участков акустического сигнала и определение вероятностей различных фонем на каждом кадре. Языковая модель, в свою очередь, помогает определить, какие последовательности слов в языке более вероятны, а какие менее. Декодер объединяет данные от акустической и языковой моделей и преобразует их в текстовый результат. Он использует информацию о вероятностях фонем и последовательностей слов, чтобы сгенерировать наиболее вероятное представление речи в текстовой форме.

Для осуществления контекстного анализа транскрибированного текста необходимо использовать синтаксический анализатор. Синтаксический анализатор имеет задачу распознать структуру предложения, включая синтаксические зависимости между словами. Это может быть представлено в виде синтаксического дерева или выделения составляющих частей предложения. Обычно грамматика разрабатывается таким образом, чтобы синтаксическое дерево, полученное на выходе, позволяло легко выполнять различные трансформации лексического содержания с пересогласованием зависимых слов и выделять семантическую информацию. Такой подход обеспечивает более глубокий анализ структуры предложений и позволяет выполнять разнообразные операции над текстом.

Система обнаружения речевых паттернов может фиксировать как попытку совершения деструктивного действия руками сотрудника, так и компрометацию информации ограниченного доступа. Во втором случае необходимо рассмотреть применимость алгоритма к различным видам информации ограниченного доступа.

Рассмотрим персональные данные в качестве сведений, которые должен обрабатывать программный код. Персональные данные – информация, относящаяся к прямо или косвенно определенному или определяемому физическому лицу (субъекту персональных данных).

В рамках данного определения встает вопрос, а выявление компрометации каких именно персональных данных должен осуществлять программный код. Предположим, что злоумышленник хочет целенаправленно собрать информацию о каком-то сотруднике, и его может заинтересовать любая информация. Приведем аргументы против реализации выявления персональных данных.

Во-первых, получение конфиденциальных данных о субъекте персональных данных посредством телефонного разговора не в целях разведки – малораспространенный случай. Для злоумышленника проще получить персональные данные посредством компрометации баз данных.

Во-вторых, важно учитывать тот факт, что организации необходимо будет определить, кража каких именно персональных данных является критичной, чтобы ограничить число срабатываний. С точки зрения негативного влияния для самого субъекта персональных данных наиболее критичной информацией могут быть сканы документов, и они будут передаваться явно не по аудиоканалу. С точки зрения Роскомнадзора кража любых персональных данных критична.

В-третьих, сама концепция выявления компрометации персональных данных по телефону имеет весьма спорный характер. Есть должности, на которых оперирование персональными данными в процессе диалога, является производственной необходимостью.

Таким образом, можно сделать вывод, что запрет на оперирование персональными данными действующих лиц является неприменимым к практической реализации.

Пожалуй, единственным вариантом, при котором выявление компрометации персональных данных может быть применимо – это запрет на сообщение персональных данных о тех лицах, которые вообще не

должны упоминаться в разговоре, например, о бывших клиентах или сотрудниках. То есть программный код в рамках данной задачи должен выявить фамилию, имя, отчество, сравнить с перечнем субъектов, и в случае совпадения идентифицировать попытку компрометации персональных данных. Однако здесь есть сложность в реализации. Дело в том, что связка фамилия имя отчество не является уникальным идентификатором. На предприятии могут работать полные тезки и при увольнении и, соответственно, добавлении в список бывших сотрудников одного субъекта персональных данных, программа будет выдавать ложноположительные результаты и, внимание, проявляться это будет в прерывании диалога, поскольку детектирование в отношении персональных данных неприемлемо, как было сказано ранее, что может негативно сказаться на функционировании бизнес-процессов.

Исходя из приведенных выше логических рассуждений можно сделать вывод, что использование персональных данных в качестве объекта работы программы возможно, но в перспективе подобное решение дает больше ложных срабатываний, чем положительных.

Рассмотрим учетные данные (имя пользователя и пароль) в качестве данных, которые должен обрабатывать программный код. С точки зрения практического применения задача выявления компрометации учетных данных может быть осуществлена и в режиме предотвращения, и в режиме детектирования. В первом случае действия злоумышленника будут предотвращены, во втором есть вероятность, что инцидент будет замечен раньше, чем злоумышленник достигнет своих целей.

Сложностью здесь может быть то, что логины и пароли зачастую написаны на английском языке, следовательно, они не могут быть распознаны языковой моделью. В качестве возможного решения может быть предложено не выявлять, какие именно логин и пароль были скомпрометированы. В целом, задача выявления компрометации учетных данных осуществима.

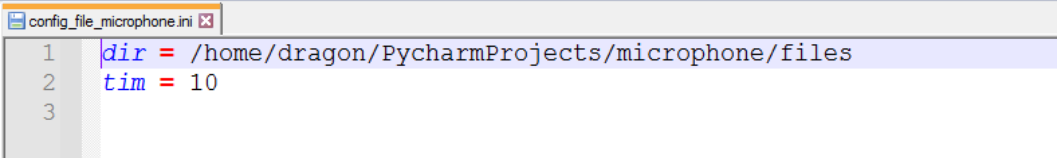
Рассмотрим коммерческую тайну в качестве данных, которые должен обрабатывать программный код. Задача выявления компрометации коммерческой тайны вполне осуществима. Однако, следует учитывать, что перечень информации, относимой к коммерческой тайне, различен в зависимости от специфики организации. Это необходимо учитывать при написании списка ключевых фраз.

Таким образом, не все виды информации ограниченного доступа могут быть эффективно обнаружены предлагаемым алгоритмом.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Рассмотрим пример реализации системы обнаружения речевых паттернов на основе контекстного анализа. В рамках данной системы создано две контекстно-свободных грамматики. Одна осуществляет поиск, учитывая разнообразные морфологические изменения ключевой фразы. Вторая учитывает возможности инверсии слов в ключевой фразе и наличия слов-вставок, позволяющих злоумышленнику избежать обнаружения системой речевого паттерна. Созданная система состоит из двух компонентов.

Первый осуществляет запись звука с микрофона и по истечении определенного промежутка времени производит сохранение файла в указанную пользователем директорию. Ввод входных параметров производится посредством считывания файла, поскольку с точки зрения специфики программы, она должна запускаться автоматически при старте системы. Пример конфигурационного файла отображен на рис. 1. Программа осуществляет сохранение аудио файлов каждые `tim` секунд в директорию `dir`.



```

config_file_microphone.ini
1  dir = /home/dragon/PycharmProjects/microphone/files
2  tim = 10
3

```

Рис. 1. Пример конфигурационного файла первого компонента

Второй компонент осуществляет мониторинг данной директории, и как только фиксирует там появление аудиофайла, производит его транскрибацию и контекстный анализ текста с целью выявления речевых паттернов. Речевые паттерны являются результатом списка ключевых фраз (рис. 2), которые подает на вход пользователь, и работы грамматик синтаксического анализатора. При идентификации присутствия речевого паттерна программа выводит сообщение в `STDOUT`.

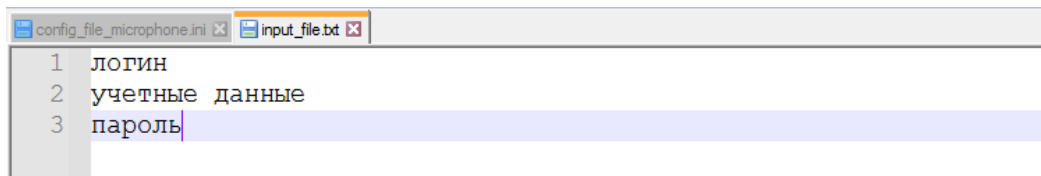


Рис. 2. Пример файла с ключевыми фразами для второго компонента

Пример работы программы с ранее приведенным списком ключевых фраз отображен на рис. 3. Для полноценной работы грамматик синтаксического анализатора при включении в список ключевых фраз, состоящих из двух частей, необходимо убирать предлоги и местоимения.

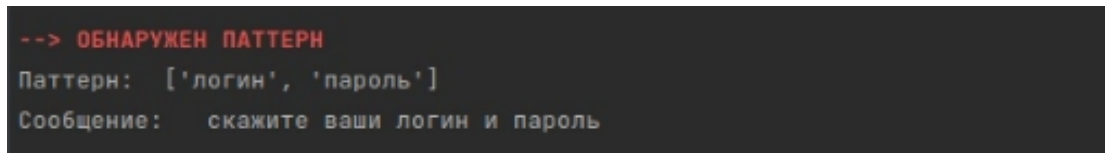


Рис. 3. Пример работы второго компонента

В поле «Паттерн» отображаются ключевые фразы, которые были использованы грамматикой при обнаружении речевого паттерна, а в поле «Сообщение» – полный текст аудиозаписи для понимания легитимности контекста идентификации речевого паттерна.

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Разработанная программа работает корректно. В перспективе можно реализовать отправку лога в систему управления событиями или SIEM систему, чтобы специалист по информационной безопасности имел возможность более оперативного реагирования.

Для внедрения на предприятие рассматриваемой в рамках данной статьи системы рекомендуется использовать схемы бизнес-процесса, отображенные на рис. 4 и 5. Схемы составлены в нотации BPMN 2.0.

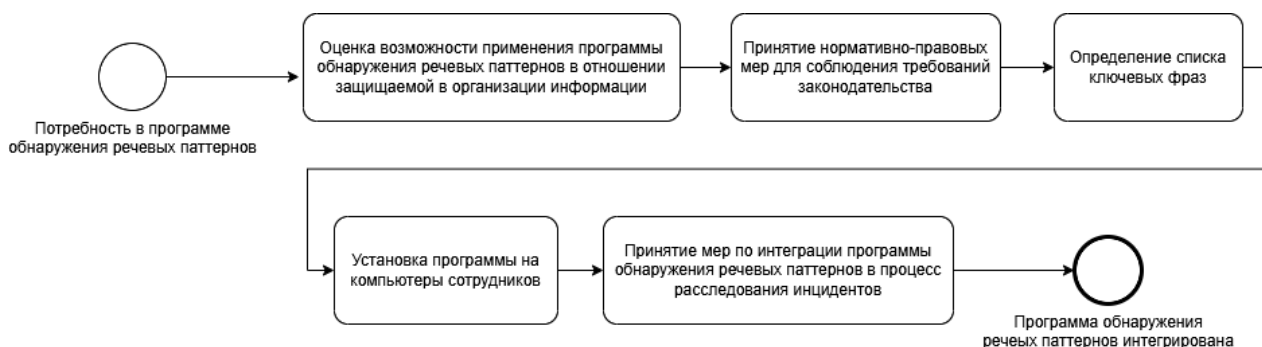


Рис. 4. Бизнес-процесс интеграции системы обнаружения речевых паттернов

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Достоинствами созданного решения являются:

- 1) возможность отслеживания осуществляемых по голосовому каналу атак социальной инженерии, что приводит к снижению латентности инцидентов информационной безопасности;
- 2) возможность расследования инцидентов информационной безопасности, контекст которых позволяет предположить реализацию атак социальной инженерии по голосовому каналу.

Недостатком созданного решения можно назвать неспособность акустической модели корректно распознавать английские слова. Данный аспект необходимо учитывать при составлении списка ключевых слов.

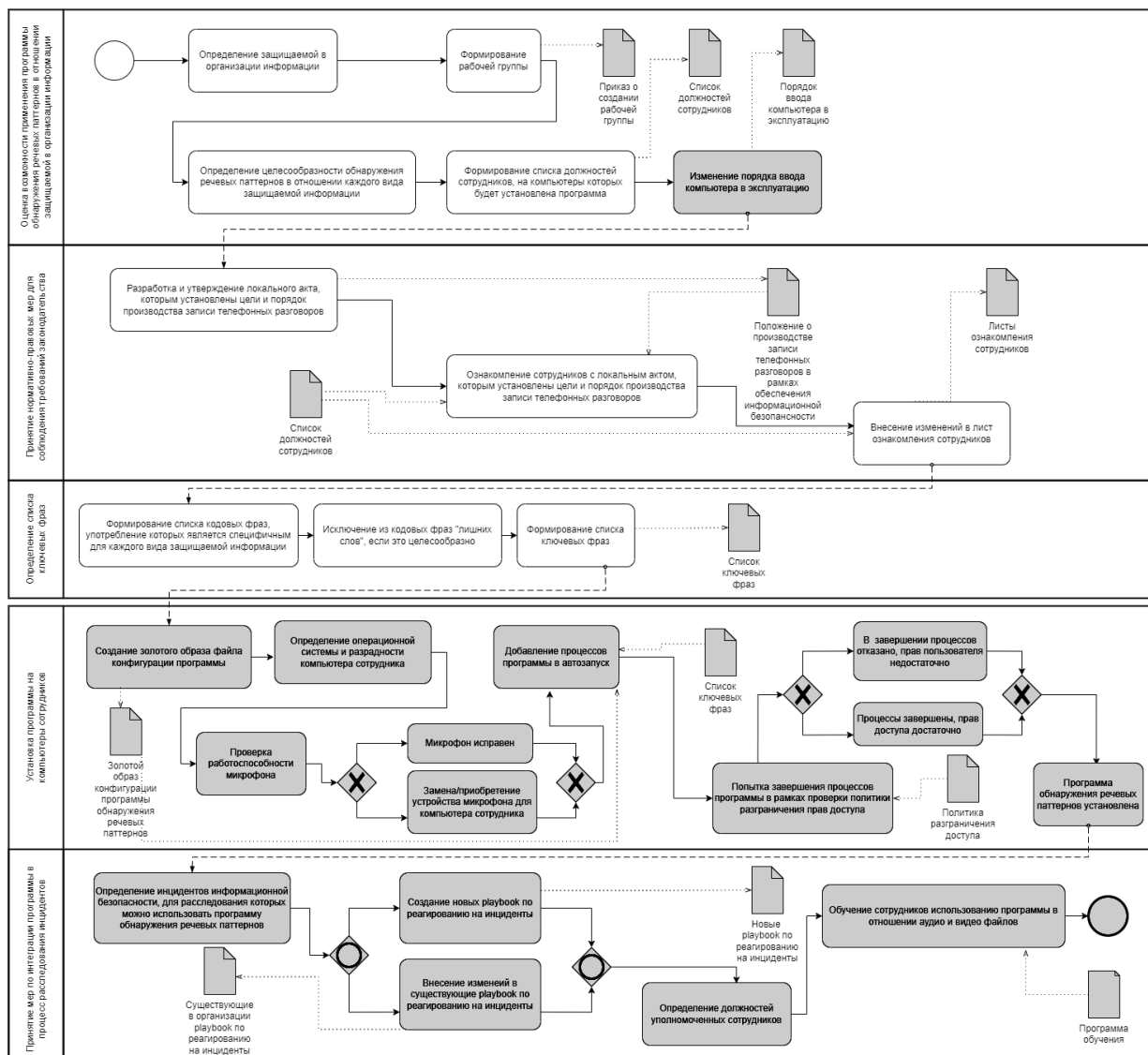


Рис. 5. Расширенный бизнес-процесс интеграции системы обнаружения речевых паттернов

Введение в эксплуатацию данной программы может обеспечить противодействие атакам социальной инженерии. Эффективность защиты в частности зависит от специфики информации ограниченного доступа. Например, если речь идет про учетные данные, то специалист по информационной безопасности может заблокировать скомпрометированный аккаунт, и злоумышленник не сможет далее продвинуться по сети компании через данную точку входа. Пример с меньшей эффективностью защиты – персональные данные. Специалист по информационной безопасности вероятнее всего не успеет отреагировать до того, как они будут разглашены. Кроме того, учитывая фактор латентности большинства атак социальной инженерии, в приведенных примерах специалисты по кибербезопасности будут осведомлены о том, что на сотрудников организации осуществляется атака.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Актуальные киберугрозы: IV квартал 2022 года. URL: <https://www.ptsecurity.com/ru-ru/research/analytics/cybersecurity-threatscape-2022-q4/> (дата обращения: 05.09.2023).
2. Интервью социального инженера: как «взломать» человека. URL: <https://www.securitylab.ru/blog/company/axxtel/349562.php?ref=123> (дата обращения: 05.09.2023).
3. Мальнев А. Киберугроза №1, или Как бороться с социальной инженерией. URL: <https://www.securitylab.ru/analytics/500877.php> (дата обращения: 05.09.2023).
4. Ламинина О. Г. Возможности социальной инженерии в информационных технологиях // Гуманитарные, социально-экономические и общественные науки. 2017. № 2. С. 21–23.