
ДОКЛАДЫ БГУИР

Выходит два раза в квартал

Научный журнал издается с января 2003 года

*Журнал зарегистрирован в Министерстве информации Республики Беларусь,
свидетельство о регистрации № 1087 от 23.01.2010 г.*

Входит в Перечень научных изданий Республики Беларусь
для опубликования результатов диссертационных исследований,
включен в базу данных Российского индекса научного цитирования (РИНЦ)

Главный редактор

Вадим Анатольевич Богуш

Ректор Белорусского государственного университета
информатики и радиоэлектроники, Минск, Беларусь

Редакционная коллегия:

Л.М. Лыньков (зам. главного редактора),
А.Н. Осипов (зам. главного редактора),
Т.В. Борботько (ответственный секретарь),
М.П. Батура, В.Е. Борисенко, А.Л. Гурский, С.Е. Карпович,
В.К. Конопелько, А.П. Кузнецов, А.А. Кураев, В.А. Лабунов,
В.В. Муравьев, Писецкий Ю.В., Сигов А.С., М.М. Татур

Редакционный совет:

И.И. Абрамов, В.Е. Агабеков, И.С. Азаров, В.В. Баранов, А.И. Белоус,
И.В. Боднар, С.В. Бордусов, С.В. Гапоненко, Н.В. Гапоненко, В.В. Голенков,
В.Ф. Голиков, Л.И. Гурский, А.П. Достанко, В.А. Емельянов, А.А. Иванов,
В.М. Колешко, Ф.Ф. Комаров, Ф.П. Коршунов, В.А. Куренев,
В.И. Курмашев, Н.И. Листопад, В.Е. Матюшков, Ф.И. Пантелеенко,
В.А. Пилипенко, С.Л. Прищепа, А.М. Русецкий, Н.К. Толочко, А.А. Хмыль
В.Ю. Цветков, В.В. Цегельник, Г.П. Яблонский, В.Н. Ярмолик

Адрес редакции: ул. П. Бровки, 6, к. 326, г. Минск, 220013, Беларусь

Телефон редакции: +375-17-293-88-41

Web-сайт: www.doklady.bsuir.by; e-mail: doklady@bsuir.by

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА

Жэнь С.Х., Конопелько В.К., Цветков В.Ю. Итерационное формирование образов ошибок для синдромно-норменного декодирования итеративных кодов.....	5
Свирид В.Л. Формирование высших производных характеристик нелинейных элементов.....	14
Апорович В.А. Сглаживающий фильтр с вариацией коэффициентов для сопровождения маневрирующей аэродинамической цели	22

Кобяк И.П. Основы теории атома водорода для задач синтеза квантово-электронных схем	31
Volcheck V.S., Stempitsky V.R. Large Signal Performance of The Gallium Nitride Heterostructure Field-Effect Transistor with a Graphene Heat-Removal System.....	40
Емельянов В.В. Формирование функциональных слоев нитрида кремния селективным плазмохимическим травлением	48
Mordachev V.I. Refined Analysis of the Correlation Between the Accepted Maximum Permissible Levels of Radio Frequency Electromagnetic Fields for the Population and the Lethality Rate of COVID-19	55
Легкоступ В.В., Шабан С.А., Маркевич В.Е. Методика синтеза устройства управления по методу аналитического конструирования оптимального регулятора для задачи наведения летательного аппарата вдоль гиперболы	65
Вашкевич М.И., Лихачёв Д.С., Азаров И.С. Система анализа и классификации голосового сигнала на основе пертурбационных параметров и кепстрального представления в психоакустических шкалах	73
Глухова Т.М. Алгоритмы подбора оптимального армирования по прочности и трещиностойкости железобетонных элементов и их верификация	83
Казючиц В.О., Боровиков С.М., Шнейдеров Е.Н. Эвристическая модель прогнозирования работоспособности полупроводниковых приборов	92

Ответственный секретарь редакции Т. В. Мироненко

Корректор Л. В. Кондакова

Специалист по компьютерному дизайну и верстке А. Д. Гурбо

Подписано в печать 23.02.2022. Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная. Отпечатано на ризографе.

Усл. печ. л. 12,09. Уч.-изд. л. 10,7. Тираж 100 экз. Заказ 10.

Индекс для индивидуальной подписки 00787.

Индекс для ведомственной подписки 007872.

Издатель: учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».

Свидетельство о государственной регистрации средства массовой информации № 1087 от 23.01.2010.

Отпечатано в БГУИР. ЛП № 02330/264 от 24.12.2020. 220013, г. Минск, ул. П. Бровки, 6.

DOKLADY BGUIR

Published twice quarterly

The journal is being published since January, 2003

The journal was registered on January 23, 2010 by the Ministry of Information of the Republic of Belarus in the State Registry of Mass Media, reg. No. 1087.

The journal included in the List of Scientific Editions for Publication of the Results of Dissertation Researches in the Republic of Belarus and in the Database of Russian Science Citation Index (RSCI)

Chief Editor

Vadim Anatol'evich Bogush

Rector of the Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus

Editor office address: P. Brovka St., 6, off. 326,
Minsk, 220013, Republic of Belarus

Editor office phone number: +375-17-293-88-41

Web-site: www.doklady.bsuir.by; e-mail: doklady@bsuir.by

CONTENTS

ELECTRONICS, RADIOPHYSICS, RADIOENGINEERING, INFORMATICS

Ren X.H., Konopelko V.K., Tsviatkou V.Yu. Iterative Shaping of Error Patterns for Normal Syndrome Decoding of Iterative Codes.....	5
Svirid V.L. Forming the Higher Derivatives of Characteristics of Non-Linear Elements.....	14
Aparovich U.A. Smoothing Filter with a Variation of Coefficients for Tracking a Maneuvering Aerodynamic Target.....	22
Kabiak I.P. Fundamentals of the Theory of a Hydrogen Atom for Problems of Synthesis of Quantum-Electronic Circuits	31
Volcheck V.S., Stempitsky V.R. Large Signal Performance of the Gallium Nitride Heterostructure Field-Effect Transistor with a Graphene Heat-Removal System.....	40
Emelyanov V.V. Formation of Functional Silicon Nitride Layers by Selective Plasmochemical Etching.....	48
Mordachev V.I. Refined Analysis of the Correlation Between the Accepted Maximum Permissible Levels of Radio Frequency Electromagnetic Fields for the Population and the Lethality Rate of COVID-19	55
Legkostup V.V., Shaban S.A., Markevich V.E. Procedure of the Synthesis of Control Device by the Method of Analytical Design of the Optimal Regulator for the Problem of Aircraft Guidance Along a Hyperbola.....	65

Vashkevich M.I., Likhachov D.S., Azarov E.S. Voice Analysis and Classification System Based on Perturbation Parameters and Cepstral Presentation in Psychoacoustic Scales.....	73
Hlukhava T.M. Selection Algorithms of the Optimal Reinforcement for Strength and Crack Resistance of Reinforced Concrete Elements and their Verification.....	83
Kaziuchyts V.O., Borovikov S.M., Shneiderov E.N. Heuristic Model of Forecasting of Operating State of Semiconductor Devices	92



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-1-5-13>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 004.932:004.258

ИТЕРАЦИОННОЕ ФОРМИРОВАНИЕ ОБРАЗОВ ОШИБОК ДЛЯ СИНДРОМНО-НОРМЕННОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ ИТЕРАТИВНЫХ КОДОВ

С.Х. ЖЭНЬ, В.К. КОНОПЕЛЬКО, В.Ю. ЦВЕТКОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 1 июля 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Рассматривается задача двухмерного синдромно-норменного декодирования итеративных кодов на основе библиотеки образов ошибок. При двухмерном кодировании кодовая последовательность преобразуется в кодовую матрицу, для строк и столбцов которой формируются проверочные коды. В декодере местоположение ошибок в кодовой матрице представляется образом ошибок. Декодирование основано на вычислении синдрома, нормы и использовании библиотеки образов ошибок для коррекции ошибок. Библиотека состоит из базовых образов, которые являются порождающими для подмножеств образов ошибок с одинаковыми нормами и хранятся в памяти. Образы подмножества формируются на основе базового образа с помощью перестановок строк и столбцов. Норма, вычисляемая на основе синдрома, однозначно определяет базовый образ и соответствующее подмножество образов ошибок, что сокращает пространство поиска по синдрому до подмножества. Синдром при этом используется в качестве адреса для извлечения из памяти конкретного образа ошибок и правила коррекции. С ростом кратности ошибок увеличивается размер библиотеки образов ошибок и возрастает вычислительная сложность ее формирования. В результате известные методы формирования библиотеки образов ошибок становятся неэффективными. В статье предложены математическая модель, структура генератора и алгоритм формирования библиотеки образов ошибок на основе итерационного расширения матриц базовых образов ошибок, позволяющего на порядки сократить число формируемых избыточных образов ошибок и существенно уменьшить вычислительную сложность по сравнению с известными подходами. Выигрыш прогрессивно увеличивается с ростом кратности ошибок.

Ключевые слова: помехоустойчивое кодирование, итеративные коды, синдром, норма, синдромно-норменное декодирование, библиотека образов ошибок.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Жэнь С.Х., Конопелько В.К., Цветков В.Ю. Итерационное формирование образов ошибок для синдромно-норменного декодирования итеративных кодов. Доклады БГУИР. 2022; 20(1): 5-13.

ITERATIVE SHAPING OF ERROR PATTERNS FOR NORMAL SYNDROME DECODING OF ITERATIVE CODES

XUN XUAN REN, VALERY K. KANAPELKA, VIKTAR YU. TSVIATKOU

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 1 July 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. The problem of two-dimensional syndrome-norm decoding of iterative codes based on a library of error patterns is considered. In two-dimensional coding, sequence code is first transformed into a code matrix, and then the row and column check code are calculated. In the decoder, the error position of the two-dimensional can be obtained by the operations that first calculate the syndromes and norms, then match with the error patterns in the existing library. The error pattern library is stored in the memory and generated by the subset of the error pattern. Subset patterns are generated from the base pattern using row and column permutations. The norm calculated based on the syndrome unambiguously determines the base pattern and the corresponding subset of error patterns, which reduces the search space for the syndrome to a subset. In this case, the syndrome is used as an address for retrieving a specific error pattern and correction rule from the memory. With the error rate increased, the size of the error pattern library is raised and the computational complexity of its formation is enlarged. As a result, the known methods for generating the error pattern library become non sufficient. This paper proposed a mathematical model, a generator structure, and an algorithm for fast generation of an error pattern library based on the iterative expansion of the error patterns, which makes it possible to reduce the number of generated redundant error patterns by orders of magnitude and significantly shorten the computational complexity in comparison with the known approaches.

Keywords: error-correcting coding, iterative codes, syndrome, norm, syndromic-norm decoding, library of error patterns.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Ren X.H., Kanapelka V.K., Tsviatkou V.Yu. Iterative Shaping of Error Patterns For Normal Syndrome Decoding of Iterative Codes. Doklady BGUIR. 2022; 20(1): 5-13.

Введение

Для исправления ошибок в системах передачи и хранения данных широкое распространение получили итеративные коды. Они формируются в виде проверочных кодов $C_1(n_1, k_1, d_1)$ и $C_2(n_2, k_2, d_2)$ для соответственно строк и столбцов исходной кодовой матрицы $n_1 \times n_2$, где n – длина кода; k – число информационных символов; $d = d_1 \cdot d_2 \geq 2t + 1$ – кодовое расстояние кода произведения; t – кратность корректируемых ошибок. Местоположение ошибок в кодовой матрице представляется образом ошибок – бинарной матрицей, в которой единичные элементы соответствуют ошибочным символам.

Декодирование итеративных кодов осуществляется в два или три этапа. Двухэтапное декодирование кодов Хемминга $C_1(7, 4, 3)$ и $C_2(7, 4, 3)$ обеспечивает исправление по одной ошибке в каждой строке и столбце, кроме случая, когда образ ошибок представлен четырьмя единицами в вершинах прямоугольника [1–3]. Трехэтапное декодирование теми же кодами [4, 5] снимает ограничение на структуру образа ошибок.

Двух- и трехэтапное декодирование кодов Хемминга основано на вычислении синдрома, который используется в качестве адреса для извлечения исправляющего кода из таблицы коррекции. Такой подход обеспечивает высокую скорость декодирования при относительно низкой пространственной сложности с учетом малого размера кодовой матрицы. Однако с увеличением размера кодовой матрицы и кратности ошибок коды Хемминга становятся неэффективными.

В этом случае используются БЧХ-коды, декодирование которых основано на решении системы полиномиальных уравнений, что связано с существенной временной сложностью [6–8].

Для ускорения декодирования БЧХ и других кодов по трехэтапной схеме в [9] предложен синдромно-норменный метод на основе норм синдромов и библиотеки образов ошибок. Библиотека состоит из базовых образов, соответствующих подмножествам образов ошибок с одинаковыми идентификационными параметрами. Любой образ ошибок в подмножестве можно сформировать в результате перестановок строк и столбцов соответствующего базового образа. Норма, вычисляемая на основе синдрома, однозначно определяет базовый образ и соответствующее подмножество образов ошибок, что сокращает пространство поиска по синдрому до подмножества. Вычислительная сложность формирования библиотеки образов ошибок в значительной степени определяет эффективность данного метода декодирования.

Для формирования библиотеки образов ошибок при синдромно-норменном декодировании итеративных кодов в [10, 11] предложен ранговый метод, основанный на синтезе исходного множества всех возможных матриц с заданным числом единиц, определяющим кратность ошибок, и прореживании исходного множества с помощью четырех параметров минимизации, учитывающих ранг и распределение единиц в строках и столбцах исходной матрицы. Из-за большого объема исходного множества и числа операций по его минимизации ранговый метод имеет высокую временную и пространственную сложность. Позиционный подход к формированию библиотеки образов ошибок [12], использующий меньший размер исходного множества и упрощенные условия минимизации, не позволяет существенно снизить вычислительную сложность.

Целью работы является уменьшение вычислительной сложности формирования библиотеки образов ошибок для трехэтапного синдромно-норменного декодирования итеративных кодов при больших значениях кратности ошибок.

Постановка задачи

В схеме синдромно-норменного декодирования итеративных кодов [9] (рис. 1) для кодовой матрицы вычисляются синдромы и нормы строк и столбцов. На основе норм с помощью кодов $C_1(n_1, k_1, d_1)$ и $C_2(n_2, k_2, d_2)$ определяются кратности ошибок, число ошибочных строк и столбцов. Они используются для определения идентификационных параметров, с помощью которых определяются образ ошибок и правила коррекции.

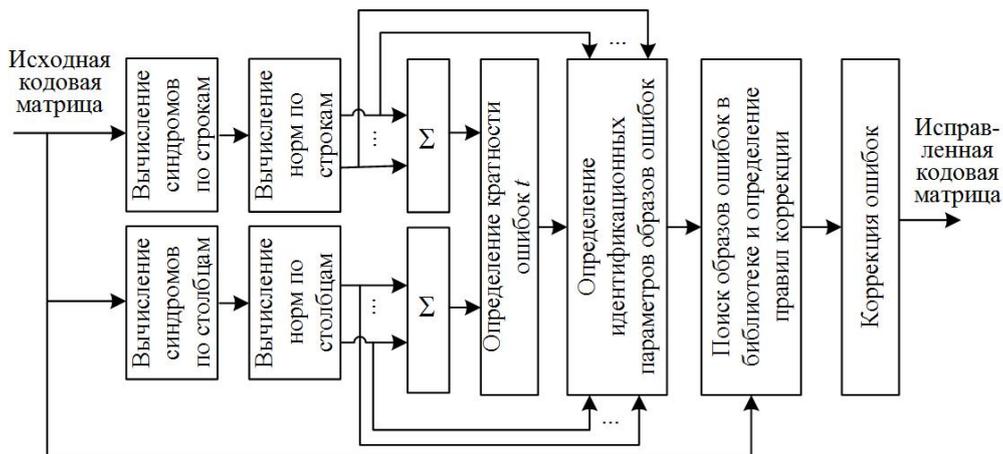


Рис. 1. Структурная схема синдромно-норменного декодирования итеративных кодов

Fig. 1. Block diagram of syndromic-norm decoding of iterative codes

Библиотека образов ошибок представляет собой множество матриц $\{M_R(n)\}_{(n=1, N(t))}$, которые описываются следующей математической моделью:

$$M_R(n) = \|m_R(n, i, j)\|_{(i=\overline{1,t}, j=\overline{1,t})}, \quad (1)$$

$$\sum_{i=1}^t \sum_{j=1}^t m_R(n, i, j) = t, \quad (2)$$

$$\neg \exists n_1 \neg \exists n_2 (M_R(n_1)) = f_{RT}(f_{CT}(M_R(n_2), j_c), i_r) \text{ при } j_c = \overline{1, T}, i_r = \overline{1, T}, \quad (3)$$

где $N(t)$ – число образов ошибок (табл. 1); f_{RT} – функция перестановки строк; f_{CT} – функция перестановки столбцов; T – число перестановок, $T = C_t^2$; i_r, j_c – номера перестановок строк и столбцов.

Таблица 1. Количество образов ошибок при $t = 2 - 9$
Table 1. Number of error patterns when $t = 2 - 9$

Количество образов	Кратность образов (размер матрицы) ошибок t							
	2	3	4	5	6	7	8	9
$N(t)$	3	6	16	34	90	212	558	1430
$N_R(t)$	6	84	1820	53130	1947792	85900584	4426165368	260887834350
$N_o(t)$	3	28	455	10626	324632	12271512	553270671	28987537150
$N_d(t)$	2	14	52	210	620	2150	6498	21535

Ранговый метод [10] формирования образов ошибок основан на следующей математической модели:

$$\{M_R(n)\}_{(n=\overline{1,N})} = f_M \left(\{M_T(n_r), p_{Rank}(n_r), p_{RE}(n_r), p_{CE}(n_r), p_{Ws}(n_r)\}_{(n_r=\overline{1, N_R(t)})} \right), \quad (4)$$

где $M_T(n_r)$ – исходная матрица, удовлетворяющая условию (2), $N_R(t) = t^2! / (t^2 - t)! t!$ – число исходных матриц; f_M – функция минимизации образов, которая выбирает из исходного множества $\{M_T(n_r)\}_{(n_r=\overline{1, N_R(t)})}$ матрицы $M_T(n_r)$, параметры минимизации $\{p_{Rank}(n_r), p_{RE}(n_r), p_{CE}(n_r), p_{Ws}(n_r)\}$ которых не совпадают; p_{Rank} – ранг матрицы $M_T(n_r)$; p_{RE} – сумма элементов строк матрицы $M_T(n_r)$; p_{CE} – сумма элементов столбцов матрицы $M_T(n_r)$; p_{Ws} – вектор ранжированных и взвешенных сумм элементов строк и столбцов матрицы $M_T(n_r)$.

Значения параметров минимизации вычисляются с помощью выражений:

$$p_{RE}(n_r) = \sum_{i=1}^t 10^i s_R(n_r, i), \quad (5)$$

где $\{s_R(n_r, i)\}_{i=\overline{1,t}} = f_{sort} \left(\{v(n_r, i)\}_{(i=\overline{1,t})} \right)$; $v(n_r, i) = \sum_{j=1}^t m_T(n_r, i, j)$; f_{sort} – функция сортировки, переупорядочивающая элементы вектора-аргумента в порядке убывания значений,

$$p_{CE}(n_r) = \sum_{j=1}^t 10^j s_C(n_r, j), \quad (6)$$

где $\{s_C(n_r, j)\}_{j=\overline{1,t}} = f_{sort} \left(\{v(n_r, j)\}_{(j=\overline{1,t})} \right)$, $v(n_r, j) = \sum_{i=1}^t m_T(n_r, i, j)$,

$$p_{Ws}(n_r) = f_{sort} \left(\{p_w(n_r, k)\}_{(k=\overline{1,t})} \right), \quad (7)$$

$$p_w(n_r, k) = \left(10 \sum_{x=1}^t m_T(n_r, x, j) + \sum_{y=1}^t m_T(n_r, i, y) \right) m_T(n_r, i, j) \text{ при } k = \overline{1, (j-1) + (i-1) \cdot t}.$$

Ранговый метод формирования образов ошибок (общая структура генератора приведена на рис. 2) имеет высокую вычислительную сложность, обусловленную быстрым ростом числа $N(t)$ исходных образов от кратности ошибок t (см. табл. 1).

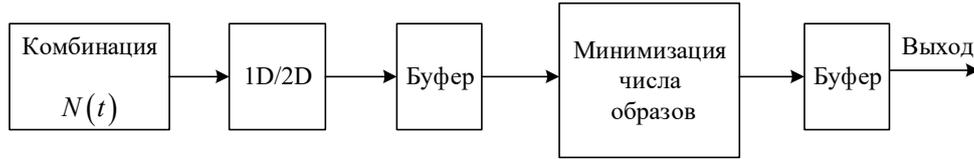


Рис. 2. Структурная схема генератора образов ошибок для ранговой и позиционной моделей
Fig. 2. Structural diagram of the error pattern generator for rank and positional models

Из выражений (4) – (7) следует, что вычислительная сложность может быть снижена за счет упрощения этих выражений и уменьшения числа $N_R(t)$ матриц $M_T(n_r)$. Данный подход использован в работе [12], где предложен позиционный алгоритм формирования образов ошибок (общая структура генератора соответствует рис. 2), основанный на следующей математической модели:

$$\{M_R(n)\}_{\overline{n=1, N(t)}} = f_M \left(\{M_o(n_o), p_{RE}(n_o), p_{CE}(n_o), p_{RZ}(n_o)\}_{\overline{n_o=1, N_o(t)}} \right), \quad (8)$$

$$M_o(n_o) = f_{MD} \left(\{M_T(n_r)\}_{\overline{n_r=1, N_R(t)}} \right) \text{ при } n_r = \overline{1, N_R(t)}, N_o(t) = (t^2 - 1)! / (t^2 - t)! (t - 1)!, \quad (9)$$

где $M_o(n_o)$ – подмножество образов ошибок; f_{MD} – функция предварительной обработки, удаляющая матрицы, значение первого элемента которых равно нулю; $p_{RZ}(n_o)$ – параметр, показывающий сколько строк матрицы являются нулевыми. Значение $p_{RZ}(n_o)$ определяется с помощью выражения

$$p_{RZ}(n_o) = \sum_{i=1}^t r(n_o, i), \quad (10)$$

$$\text{где } r(n_o, i) = \begin{cases} 1, & \sum_{j=1}^t m_o(n_o, i, j) = 0, \\ 0, & \sum_{j=1}^t m_o(n_o, i, j) \neq 0. \end{cases}$$

Из выражений (3) – (4) следует, что число образов ошибок в позиционной модели уменьшается в $N(t)/N_o(t)$ раз по сравнению с ранговой моделью, что приводит к пропорциональному уменьшению вычислительной сложности (см. табл. 1). Дополнительное снижение вычислительной сложности в позиционной модели достигается за счет использования простого параметра (10) вместо относительно сложных (5) и (7). Несмотря на это, вычислительная сложность позиционной модели остается достаточно высокой, что делает актуальной задачу разработки более эффективной модели формирования образов ошибок.

Итерационное формирование образов ошибок

Для уменьшения вычислительной сложности формирования образов ошибок предлагается модель, основанная на итерационном расширении матриц базовых образов ошибок:

$$\{M_R(n, t)\}_{\overline{n=1, N(t)}} = \{M_x(n_x, t)\}_{\overline{n_x=1, N_X(t)}} \cup \{M_x(n_x, t)^T\}_{\overline{n_x(t)=1, N_X(t)}}, \quad (11)$$

$$\{M_x(n_x, t)\}_{\overline{n_x=1, N_X(t)}} = f_M \left(\{M_d(n_d, t), p_{Rank}(n_d, t), p_{RC}(n_d, t), p_{Ws}(n_d, t)\}_{\overline{n_d=1, N_d(t)}} \right),$$

$$\{M_d(n_d, t)\}_{\overline{n_d=1, N_d(t)}} = f_{add} \left(\{M_x(n_x, t-1)\}_{\overline{n_x=1, N_X(t-1)}} \right), N_d(t) = N_X(t-1) \cdot (t^2 - t + 1),$$

$$M_x(n_x, 1) = m_x(n_x, 1) = 1 \text{ при } N_X(1) = 1,$$

$$\neg \exists n_1 \neg \exists n_2 \left(M_R(n_1) = (M_R(n_2))^T \right) \text{ при } n_1 = \overline{1, N(t)}, n_2 = \overline{1, N(t)}, \quad (12)$$

где $M_x(n_x, t)$ – базовый образ ошибок на t -й итерации, $M_x(n_x, t) = \|m_x(n_x, t, i, j)\|_{(i=1, \bar{t}, j=1, \bar{t})}$; $M_d(n_d, t)$ – расширенный образ ошибок; f_{add} – функция расширения образа ошибок и добавления одного единичного элемента,

$$P_{RC} = f_{sort}(p_{RE}, p_{CE}). \quad (13)$$

На основе модели (11) – (13) предлагается следующий алгоритм расширения образов ошибок и добавления одного единичного элемента.

Вход: множество базового образа ошибок на $t - 1$ -й итерации $\{M_x^{(t-1)}\}$

Инициализация множества $\{M_d(n_d, t)\} \leftarrow \emptyset$

Цикл 1

Инициализация индекса: $i \leftarrow 0$

$M_{midr} \leftarrow$ добавим один столбец, в котором все элементы равны нулю, в самый правый из $\{M_x(i, t-1)\}$

$M_{mid} \leftarrow$ добавим одну строку, в которой все элементы равны нулю, в нижнюю часть M_{midr}

Цикл 2 по элементов e в подмножестве M_{mid} :

Если $M_{mid}(e) = 1$, $M_{mmid} \leftarrow M_{mid}$, $M_{mmid}(e) \leftarrow 1$

$\{M_d(n_d, t)\} \leftarrow [\{M_d(n_d, t)\}, M_{mmid}]$

Конец цикла 2.

$i \leftarrow i + 1$

Конец цикла 1.

Выход: множество расширенного образов ошибок на t -ой итерации $\{M_d^i\}$.

На рис. 3 приведена структура генератора, синтезированная на основе выражений (11) – (13), в которой формирование подмножества образов ошибок производится для каждого предыдущего образа t путем последовательного увеличения размера матрицы образа и кратности ошибок до $t+1$, исключения совпадающих матриц для $t+1$. В качестве базовой матрицы, не исключенной из рассмотрения, можно выбирать любую из подмножества, которая и будет последующим образом ошибок. Таким образом, выбранное подмножество образов будет базовым для формирования последующих образов ошибок кратности $t+1$.

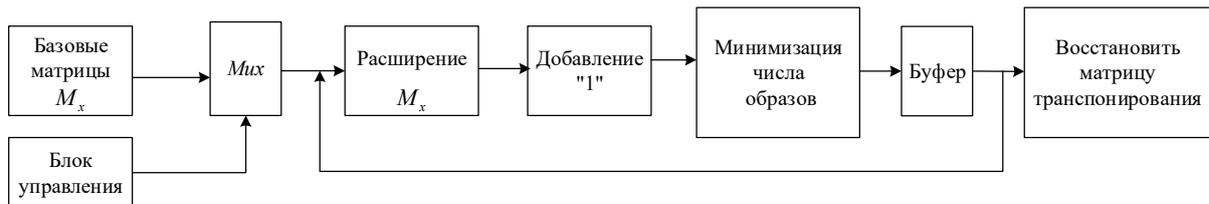


Рис. 3. Структурная схема генератора образов ошибок для итерационной модели
Fig. 3. Structural diagram of error pattern generator for the iterative model

На рис. 4 и 5 приведен порядок нахождения библиотек образов ошибок для $t=3$, $t=4$. При вычеркивании им подобных матриц можно руководствоваться различными критериями, например, чтобы «1» в образах ошибок были плотно упаковками («1» расположены рядом) или наоборот – «1» в образах были распределены равномерно.

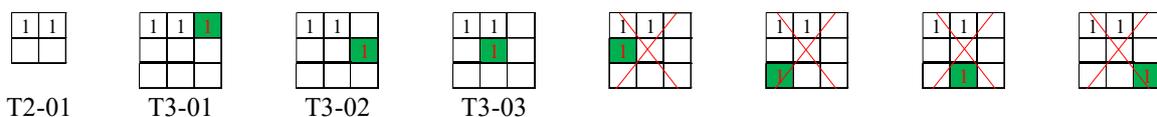


Рис. 4. Порядок формирования образов ошибок для $t=3$ из образов ошибок $t=2$
Fig. 4. The order of generating error patterns for $t=3$ that extended from that of $t=2$

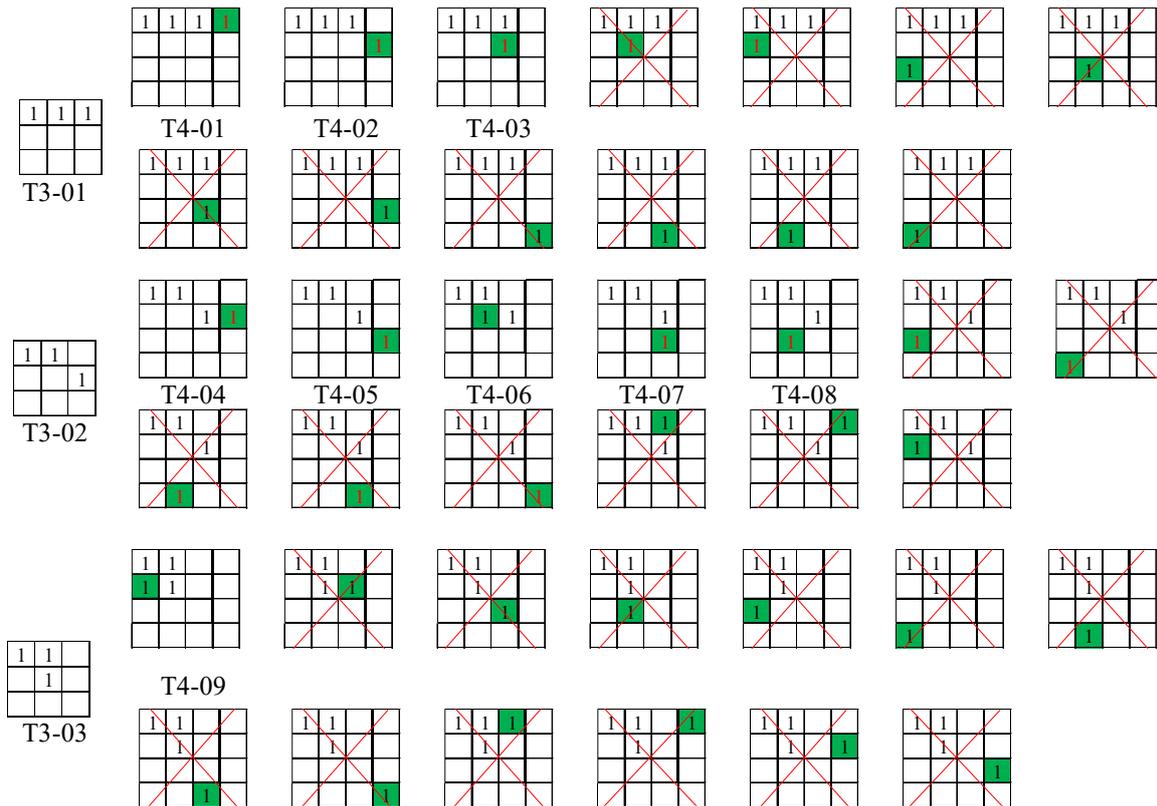


Рис. 5. Порядок формирования образов ошибок для $t=4$ из образов ошибок $t=3$
Fig. 5. The order of generating error patterns for $t=4$ that extended from that of $t=3$

Оценка эффективности формирования образов ошибок

В табл. 1 приведено количество N_d расширенных образов ошибок для различных t . Из табл. 1 следует, что при использовании итерационной модели количество анализируемых образов существенно уменьшается по сравнению с другими алгоритмами. Например, при $t=6$ библиотека состоит из 90 образов ошибок. При использовании ранговой модели необходимо формировать $C_{36}^6 = 1947792$ исходных матриц, а при использовании позиционной модели – 324632 исходных матриц. При этом итерационная модель требует только 620 расширенных образов ошибок. Из табл. 1 следует, что при $t=7$ пространственная сложность итерационного формирования библиотеки образов ошибок уменьшается в 39954 и 5708 раз по сравнению с ранговым и позиционным формированием. С ростом кратности ошибок выигрыш прогрессивно увеличивается. Программы формирования образов ошибок на основе различных моделей разработаны в среде Matlab.

В табл. 2 приведено время выполнения программ формирования образов ошибок для различных моделей. При проведении эксперимента использовалась четырехядерная платформа и операционная система Windows 10.

Таблица 2. Среднее время формирования библиотек образов ошибок
Table 2. Average time to generate error pattern libraries

Модели формирования образов ошибок	Кратность образов (размер матрицы) ошибок t							
	2	3	4	5	6	7	8	9
Ранговая	<1 с	<1 с	<1 с	7 с	10 мин	42 мин	>80 ч	–
Позиционная	<1 с	<1 с	<1 с	5 с	8 мин	36 мин	>80 ч	–
Итерационная	<1 с	<1 с	<1 с	<1 с	<1 с	2 с	8 с	30 мин

Анализ данных табл. 2 показывает, что время формирования библиотек для ошибок кратности $t \leq 5$ для первых двух моделей занимает менее нескольких секунд, а для $t = 6, 7$ – десятки минут, для $t \geq 8$ – часы. В то же время применение итерационной модели позволяет создать библиотеку образов для $t \leq 8$ за единицы и десятки секунд. Это объясняется тем, что, например, для $t = 8$ при использовании позиционной и ранговой моделей требуется проанализировать 138 317 668 и 4 426 165 368 перестановок образов в соответствии с [11], что, очевидно, требует больших вычислительных затрат. Из табл. 2 следует, что при $t = 7$ временная сложность итерационного формирования библиотеки образов ошибок уменьшается в 1260 и 1080 раз по сравнению с ранговым и позиционным формированием. С ростом кратности ошибок выигрыш прогрессивно увеличивается.

Заключение

Предложены модель, структура генератора и алгоритм формирования библиотеки образов ошибок на основе итерационного расширения матриц базовых образов ошибок для синдромно-норменного декодирования итеративных кодов. Предложенная модель отличается от известных ранговой и позиционной моделей итерационным формированием библиотеки образов ошибок в результате увеличения на каждой итерации размера предыдущей матрицы образа ошибок на единицу и исключения расширенных образов ошибок с одинаковыми идентификационными параметрами. Это позволяет сформировать библиотеку образов ошибок с различными нормами синдромов. Каждый из образов библиотеки представляет некоторое подмножество образов ошибок с одинаковыми нормами и является базовым для формирования всех остальных образов подмножества, которые могут быть получены на основе базового образа в результате перестановки его строк и столбцов. При итерационном расширении матриц базовых образов ошибок число формируемых избыточных образов сокращается на порядки, что и вносит основной вклад в уменьшение вычислительной сложности формирования библиотеки образов ошибок. Выигрыш прогрессивно увеличивается с ростом кратности ошибок.

Список литературы

1. Elias P. Error-free coding. *IEEE Trans Inf Theory*. 1954;4(4):29-37.
2. Shu L., Daniel J C., Jr. *Error Control Coding, Second Edition*. 2004:44-63.
3. Hamming R.W. Error Detecting and Error Correcting Codes. *Bell Syst. Tech. J.* 1950;29(1):47-60.
4. Fu B., Ampadu P. On hamming product codes with type-II hybrid ARQ for on-chip interconnects. *IEEE Trans Circuits Syst I, Reg Papers*. 2009;56(9):2042-2054.
5. Фам Хак Хоан., Смолякова О.Г., Конопелько В.К. Оптимизация параметров итеративных кодов при адаптивном трехэтапном декодировании. *Доклады БГУИР*. 2009;1(39):86-92.
6. Peterson W.W. Encoding and Error-Correction Procedures for the Bose-Chaudhuri Codes. *IRE Trans. Inform. Theory, IT-6*. 1960;4:59-70.
7. Chien R.T. Cyclic Decoding Procedure for the Bose-Chaudhuri-Hocquenghem Codes. *IEEE Trans. Inform. Theory, IT-10*. 1964;3:57-63.
8. Berlekamp E.R. *Algebraic Coding Theory*. McGraw-Hill, New York; 1968.
9. Липницкий В.А., Конопелько В.К. Теория норм синдромов и перестановочное декодирование помехоустойчивых кодов. *Доклады БГУИР*. 2000;1(39):146-157.
10. Конопелько В.К., Липницкий В.А., Спичекова Н.В. Классификация точечных образов и классическая проблема разбиения чисел. *Доклады БГУИР*. 2010;5(51):112-117.
11. Цветков В.Ю., Конопелько В.К., Липницкий В.А. *Предсказание, распознавание и формирование образов многоакурсных изображений с подвижных объектов*. Минск; 2014:181-219.
12. Смолякова О.Г., Конопелько В.К. Классификация векторов ошибок при двумерном кодировании информации. *Доклады БГУИР*. 2008;7(37):19-28.

References

1. Elias P. Error-free coding. *IEEE Trans Inf Theory*. 1954;4(4):29-37.
2. Shu L., Daniel J C., Jr. *Error Control Coding, Second Edition*. 2004:44-63.

3. Hamming R.W. Error Detecting and Error Correcting Codes. *Bell Syst. Tech. J.* 1950;29(1):47-600.
4. Fu B., Ampadu P. On hamming product codes with type-II hybrid ARQ for on-chip interconnects. *IEEE Trans Circuits Syst I, Reg Papers.* 2009;56(9):2042-2054.
5. Pham khac Hoan., Smolyakova O. G., Konopelko V.K. [Optimizing parameters of iterated codes with adaptive three-phase decoding]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR.* 2009;1(39):86-92. (In Russ.)
6. Peterson W.W. Encoding and Error-Correction Procedures for the Bose-Chaudhuri Codes. *IRE Trans. Inform. Theory, IT-6.* 1960;4:59-70.
7. Chien R.T. Cyclic Decoding Procedure for the Bose-Chaudhuri-Hocquenghem Codes. *IEEE Trans. Inform. Theory, IT-10.* 1964;3:57-63.
8. Berlekamp E.R. *Algebraic Coding Theory.* McGraw-Hill, New York; 1968.
9. Lipnitski V.A., Konopelko V.K. [The theory of syndrome norms in the permutation decoding action unjammable codes]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR.* 2000;1(1):146-157. (In Russ.)
10. Konopelko V.K., Lipnitski A.V., Spichekova N.V. [Point pattern classification and classical number partition problem]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR.* 2010;5(51):112-117. (In Russ.)
11. Tsvetkov V.Y., Konopelko V.K., Lipnitski A.V. [*Prediction, recognition, and pattern formation of multi-angle patterns from moving objects*]. Minsk, 2014;181-219. (In Russ.)
12. Smolyakova O.G., Konopelko V.K. [Classification vectors of errors at two-dimensional coding of the information]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR.* 2008;7(37):19-28. (In Russ.)

Вклад авторов

Жэнь С.Х. разработала математическую модель, алгоритм, структуру и программную модель формирования образов ошибок, провела эксперименты.

Конопелько В.К. определил направление и цель исследования, общую структуру алгоритма, выполнил интерпретацию полученных результатов.

Цветков В.Ю. осуществил постановку задач исследования и научное редактирование статьи.

Authors' contribution

Ren X.X. developed a mathematical model, algorithm, structure and software model for the formation of error patterns, conducted experiments.

Kanapelka V.K. determined the direction and purpose of the study, the general structure of the algorithm, performed the interpretation of the results.

Tsviatkou V.Yu. carried out the formulation of research problems and scientific editing of the article.

Сведения об авторах

Жэнь С.Х., аспирант кафедры инфокоммуникационных технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Конопелько В.К., д.т.н., профессор кафедры инфокоммуникационных технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Цветков В.Ю., д.т.н., доцент, заведующий кафедрой инфокоммуникационных технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Ren Xun Xuan, Ph.D. student at the Department of Infocommunication Technologies of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Kanapelka V.K., Dr. of Sci., Professor at the Department of Infocommunication Technologies of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Tsviatkou V.Yu., Dr. of Sci., Associate Professor, Head of the Department of Infocommunication Technologies of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-017-293-84-08;
e-mail: vtsvet@bsuir.by
Цветков Виктор Юрьевич

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-017-293-84-08;
e-mail: vtsvet@bsuir.by
Tsviatkou Viktor Yur'evich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-1-14-21>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 681.5.034.2

ФОРМИРОВАНИЕ ВЫСШИХ ПРОИЗВОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

В.Л. СВИРИД

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 7 июня 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Предложено формировать высшие производные, включая четвертую, характеристик нелинейных элементов на основе синхронного фазонечувствительного режекторно-полосового активного фильтра путем его перестройки на нужную гармоническую составляющую исследуемой первообразной характеристики объекта исследования, пропорциональную соответствующей производной, позволяющего, при необходимости, восстановить утрачиваемую при этом фазовую составляющую посредством фазочувствительного синхронного фильтра-демодулятора, согласованного со специально формируемыми управляющими сигналами, или ее исключить простейшим линейным амплитудным демодулятором. Применение предложенного формирователя высших производных для целей определения первичных параметров различных объектов с нелинейными характеристиками первообразных позволяет существенно повысить точность их измерения на уровне десятых долей процента, что необходимо при создании прецизионных средств измерений, прежде всего добротности радиотехнических элементов, например, варикапов, с широким диапазоном ее изменения.

Ключевые слова: высшие производные, синхронный фазонечувствительный фильтр, формирование, принципы построения, реализация, анализ точности.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Свирид В.Л. Формирование высших производных характеристик нелинейных элементов. Доклады БГУИР. 2022; 20(1): 14-21.

FORMING THE HIGHER DERIVATIVES OF CHARACTERISTICS OF NON-LINEAR ELEMENTS

VLADIMIR L. SVIRID

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 7 June 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. It was suggested to form higher derivatives, including the fourth one, characteristics of non-linear elements based on altering the synchronous, phase insensitive active band-stop filter to the needed harmonic component of the researched antiderivative of the characteristic of the examined element, which is proportional to the according derivative, which allows, if needed, to reestablish the missing phase component using a synchronous, sensitive to phase demodulating filter, which is agreed to the specially formed control signals, or to exclude it using a simple amplitude demodulator. The use of the proposed shaper of higher derivatives for the purpose of determining the primary parameters of various objects with nonlinear characteristics of antiderivatives makes it possible to substantially increase the accuracy of their measurements, bringing this process to the level of tenths of a percent, which is a very important result in the measurement technique, first of all, the Q-factor of radiotechnical elements, for example, varicaps, with a wide range of its change.

Keywords: higher derivatives, synchronous phase insensitive band-stop filter, forming, principles of constructing, realization, exactness analysis.

Conflict of interests. The author declares no conflict of interests.

For citation. Svirid V.L. Forming the Higher Derivatives of Characteristics of Non-Linear Elements. Doklady BGUIR. 2022; 20(1): 14-21.

Введение

Характеристики высших производных, позволяющие получить дополнительную информацию о свойствах и отличительных особенностях различных объектов с нелинейными параметрами первообразных, являются мощным средством повышения точности анализа и определения первичных параметров не только нелинейных элементов (НЭ) как таковых [1], а и различных других устройств радиотехнического направления [2, 3]. Привлекают внимание, прежде всего, особые точки на характеристиках первообразных, к которым относятся экстремальные точки и точки перегиба, определяемые посредством первой и второй производных, так как первая производная характеризует скорость, а вторая – ускорение динамического процесса уравнивания измерительных и других систем. При использовании же первой или второй производных для определения исходных параметров характеристик необходима информация о третьей и четвертой производных. В связи с этим создание формирователя высших производных, включая четвертую, НЭ приобретает исключительную актуальность и, следовательно, является весьма важным направлением исследований.

Принципы построения формирователя высших производных

Характеристики высших производных, включая четвертую, целесообразно формировать, в отличие от известных способов их получения [4], включающих элементы цифровой обработки сигналов, на основе синхронного фазочувствительного режекторно-полосового активного фильтра (АФ), теоретические основы и принципы построения которого изложены в учебном пособии [5] применительно к реализации характеристики модуля второй

производной от амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) резонансных устройств для целей измерения их первичных параметров.

В связи с этим принципы формирования характеристик высших производных, включая четвертую, реализуем на основе указанного выше АФ путем его перестройки на нужную гармоническую составляющую первообразной характеристики НЭ, пропорциональную соответствующей производной, с восстановлением утрачиваемой при этом фазовой составляющей посредством фазочувствительного синхронного фильтра-демодулятора, согласованного со специально формируемыми управляющими сигналами, и/или ее исключением, при необходимости получения модуля производных, простейшим линейным амплитудным демодулятором.

Изложенные принципы построения рассматриваемого формирователя высших производных отражены в виде структурной схемы, представленной на рис. 1, основу которой составляют две взаимосвязанные подсистемы: синхронной фазонечувствительной селекции гармонических составляющих модулирующего сигнала и формирования квадратурных импульсных и модулирующего синусоидального сигналов.

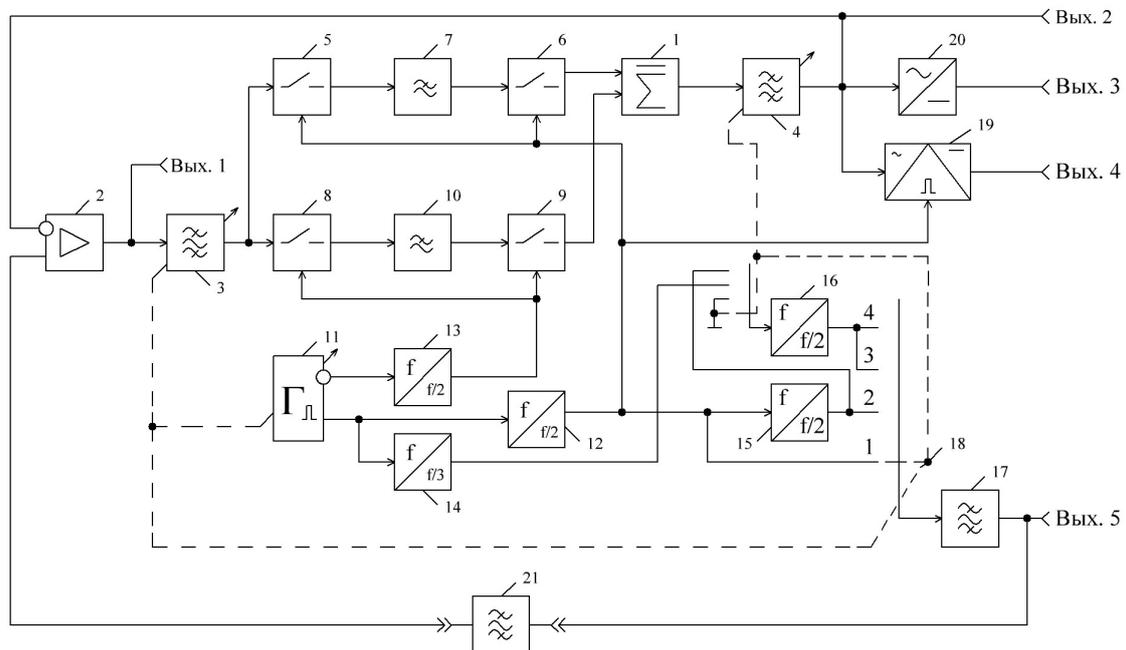


Рис. 1. Структурная схема формирователя высших производных характеристик НЭ
Fig.1. Schematic diagram of the generator of higher derivatives of characteristics of non-linear elements

Первая подсистема образована первым и вторым сумматорами 1 и 2, первым и вторым полосовыми фильтрами (ПФ) 3 и 4, а также двумя каналами преобразования и обработки квадратурных сигналов, в состав одного из которых входит первый и третий синхронные коммутаторы 5 и 6 и первый фильтр нижних частот (ФНЧ) 7, а в состав второго – второй и четвертый синхронные коммутаторы 8 и 9 и второй ФНЧ 10.

Вторая подсистема формирования квадратурных импульсных и модулирующего синусоидального сигналов включает автоколебательный генератор 11 парафазных импульсов, первый и второй делители 12 и 13 частоты на два, формирующие квадратурные (сдвинутые одно относительно другого на четверть периода) импульсные напряжения с пониженной в два раза частотой, а также третий делитель 14 частоты на три, четвертый и пятый делители 15 и 16 частоты на два, с помощью которых и третьего ПФ 17 с переключателем 18 номера производных на четыре положения с пятью собирающими формируется модулирующий сигнал синусоидальной формы. Для восстановления утрачиваемой при данном способе формирования производных их фазовых составляющих в состав структурной схемы (рис. 1) специально введен фазочувствительный синхронный фильтр-демодулятор 19, управляемый первым делителем 12, а для получения модуля тех же характеристик используется, как и прежде, линейный амплитудный демодулятор 20.

Особенности реализации функциональных блоков формирователя высших производных

Параметры получаемого модулирующего сигнала синусоидальной формы (амплитуда, частота) определяются особенностями реализации первообразных характеристик исследуемого объекта, который на структурной схеме (рис. 1) условно представлен в виде ПФ 21. Частота модулирующего сигнала, которая может быть самой разной (от десятков до сотен Герц), определяет требуемые частотные характеристики сопрягаемых посредством переключателя 18 функциональных блоков (ФБ), прежде всего, задающего автоколебательного генератора 11 и ПФ 3 и 4. Если, например, модулирующая частота принята $f_c = 1 \text{ кГц}$, то центральные (резонансные) частоты ПФ 3 и 4 должны соответствовать номеру формируемых производных, т. е. $f_0 = 1, 2, 3, 4 \text{ кГц}$, а рабочая частота генератора 11 – соответственно в 2 раза выше (2, 4, 6, 8 кГц), чтобы получить из этих частот посредством коммутируемых переключателем 18 делителей 12, 14–16 заданную частоту модулирующего сигнала $f_c = 1 \text{ кГц}$. Требования к другим ФБ, участвующим в формировании характеристик высших производных, достаточно полно оговорены в [5].

На рис. 2 отражена практическая реализация наиболее ответственных ФБ, к которым следует отнести каналы преобразования и обработки квадратурных сигналов (принципиальная схема одного из них представлена на рис. 2, а) и специально введенный фильтр-демодулятор 19, теоретические основы которого достаточно полно отражены в учебном пособии [5], а схема реализации показана на рис. 2, б. Однотипными по принципу действия в данных ФБ являются синхронные коммутаторы 5, 6, 8, 9 (см. рис. 1), представляющие собой последовательно-параллельные ключи, которые могут быть реализованы на интегральных микросхемах (ИС) мультиплексоров типа К590КН7 с применением операционных усилителей (ОУ) типа К574УД1 или других стандартных, как в АФ 7, 10, так и в фильтре-демодуляторе 19. Схемную реализацию других аналоговых ФБ можно найти в указанных выше источниках информации [3, 5], а цифровых в виде делителей частоты 12–16 (см. рис. 1) – в соответствующих справочниках по цифровым ИС, например, [6].

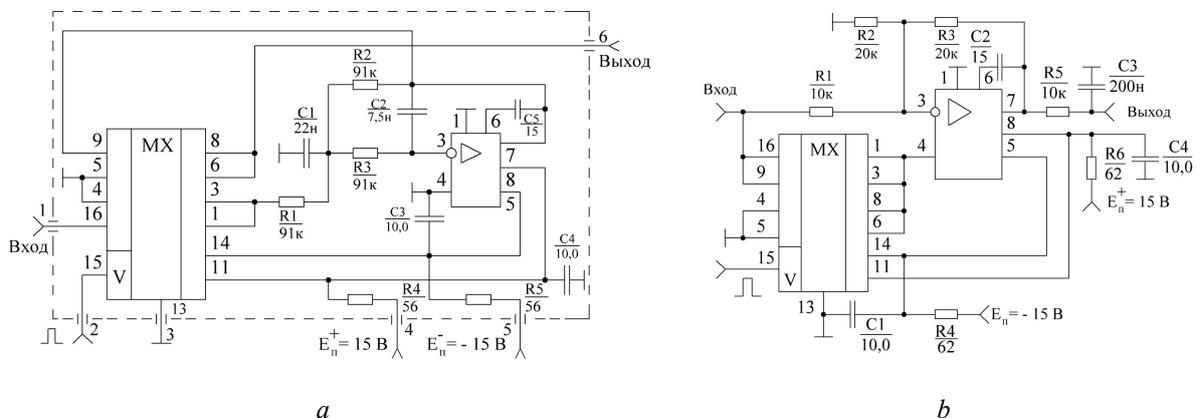


Рис. 2. Принципиальные схемы канала преобразования и обработки квадратурного сигнала (а) и синхронного фазочувствительного фильтра-демодулятора (б)

Fig. 2. Schematic diagrams of the channel for conversion and processing of a quadrature signal (а) and a synchronous phase-sensitive filter-demodulator (б)

Оценка точности формирования производных

Оценка точности формирования производных без учета реальных характеристик объекта исследования лишена смысла, так как все производные, получаемые с помощью проектируемого устройства, реализуются с помощью одних и тех же ФБ и, следовательно, их точность одна и та же. В связи с этим проанализируем точность реализации второй производной на примере ее использования для определения основных параметров колебательного (резонансного) контура, например, добротности Q . Для этого воспользуемся известной аппроксимацией АЧХ резонансного контура:

$$U(\omega) = \frac{eQ}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}, \quad (1)$$

где U и e – синусоидальные напряжения, действующие на выходе и входе исследуемого контура; ω_0 и ω – резонансная и текущая частоты контура.

Первая и вторая производные по частоте от АЧХ (1) имеют вид:

$$\frac{\partial U}{\partial \omega}(\omega) = -\frac{\frac{eQ^3}{\omega_0} \left[\frac{\omega}{\omega_0} - \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^3 \right]}{\left[1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right]^{\frac{3}{2}}}; \quad (2)$$

$$\frac{\partial^2 U}{\partial \omega^2}(\omega) = -\frac{eQ^3}{\omega_0^2} \cdot \frac{1 + 3 \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^4 - 2Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \left[1 + 3 \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right]}{\left[1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right]^{\frac{5}{2}}}. \quad (3)$$

Из разнообразных способов измерения производных в данном случае наибольший интерес представляют численные методы дифференцирования [1, 4], на основании которых запишем выражения для первой и второй производных [5], используя АЧХ (1) вблизи резонансной частоты:

$$\frac{\partial U}{\partial \omega}(\omega_0) = \frac{U(\omega_0 + \Delta\omega) - U(\omega_0 - \Delta\omega)}{2\Delta\omega}; \quad (4)$$

$$\frac{\partial^2 U}{\partial \omega^2}(\omega_0) = \frac{U(\omega_0 + \Delta\omega) + U(\omega_0 - \Delta\omega) - 2U(\omega_0)}{\Delta\omega^2}, \quad (5)$$

где $\Delta\omega$ – приращение частоты, создаваемое модулирующим сигналом при воздействии на исследуемый объект.

Как следует из приведенных выражений (4) и (5), для определения производных достаточно зафиксировать напряжения, действующие на контуре при трех значениях частоты: $U(\omega_0)$, $U(\omega_0 - \Delta\omega)$, $U(\omega_0 + \Delta\omega)$.

Оценим ошибку, возникающую при измерениях второй производной (5), принимая АЧХ вблизи резонанса симметричной относительно частоты ω_0 (рис. 3). Первая производная (2) равна измеряемой не в точках $(\omega_0 - \Delta\omega / 2)$, $(\omega_0 + \Delta\omega / 2)$, как предполагалось при определении (4), а в точках, отстоящих от первых на некоторую величину ξ :

$$\frac{\partial U}{\partial \omega} \left(\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2} - \xi \right) = \frac{U(\omega_0) - U(\omega_0 - \Delta\omega)}{\Delta\omega}; \quad (6)$$

$$\frac{\partial U}{\partial \omega} \left(\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2} + \xi \right) = \frac{U(\omega_0 + \Delta\omega) - U(\omega_0)}{\Delta\omega}. \quad (7)$$

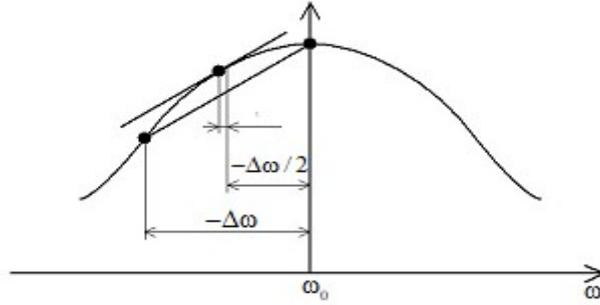


Рис. 3. Образование аддитивной составляющей погрешности измерения второй производной
Fig. 3. Formation of the additive component of the measurement error of the second derivative

В связи с этим точное выражение для второй производной в точке резонанса будет иметь вид

$$\frac{\partial^2 U}{\partial \omega^2}(\omega_0) = \frac{\frac{\partial U}{\partial \omega}\left(\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2} + \xi\right) - \frac{\partial U}{\partial \omega}\left(\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2} - \xi\right)}{\Delta\omega + 2\xi} \quad (8)$$

или, с учетом равенств (6) и (7),

$$\frac{\partial^2 U}{\partial \omega^2}(\omega_0) = \frac{U(\omega_0 + \Delta\omega) + U(\omega_0 - \Delta\omega) - 2U(\omega_0)}{\Delta\omega^2 + 2\xi\Delta\omega}. \quad (9)$$

Сравнивая (9) с (5), определяем аддитивную составляющую погрешности измерения второй производной:

$$\delta \frac{\partial^2 U}{\partial \omega^2}(\omega_0)_{\text{Адд}} = \frac{\Delta\omega^2 + 2\xi\Delta\omega}{\Delta\omega^2} - 1 = \frac{2\xi}{\Delta\omega}. \quad (10)$$

Касательная к АЧХ контура, параллельная хорде (рис. 3), определяет точку $(\omega_0 - \Delta\omega/2 - \xi)$, в которой первая производная в точности равна измеренной (6). Будем исходить из условия параллельности прямых, т. е. равенства их угловых коэффициентов. Угловым коэффициентом хорды, проходящей через интересующие точки АЧХ (1),

$$\frac{U(\omega_0) - U(\omega_0 - \Delta\omega)}{\Delta\omega} = \frac{eQ}{\Delta\omega} \left\{ 1 - \left[1 + Q^2 \left(D - \frac{1}{D} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \right\}, \quad (11)$$

где D – коэффициент, представляемый с учетом соотношения

$$h = \frac{\Delta\omega_{0,707}}{\Delta\omega} = \frac{\omega_0}{2\Delta\omega Q}, \quad (12)$$

кратно связывающего приращение частоты $\Delta\omega$ с половиной полосы пропускания $\Delta\omega_{0,707}$ исследуемого резонансного контура на уровне 0,707, в виде

$$D = \frac{\omega_0 - \Delta\omega}{\omega_0} = 1 - \frac{1}{2hQ}. \quad (13)$$

Угловым коэффициентом касательной, параллельной хорде, соответствует производной (2) в точке $(\omega_0 - \Delta\omega/2 - \xi)$:

$$\frac{\partial U}{\partial \omega}\left(\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2} - \xi\right) = -\frac{eQ^3}{\omega_0} \cdot \frac{E - X - \frac{1}{(E - X)^3}}{\left[1 + Q^3 \left(E - X - \frac{1}{E - X} \right)^2 \right]^{\frac{3}{2}}}, \quad (14)$$

$$\text{где } E = \frac{\omega_0 - \Delta\omega / 2}{\omega_0} = 1 - \frac{1}{4hQ}, \quad (15)$$

$$X = \xi / \omega_0. \quad (16)$$

Приравняв угловые коэффициенты хорды (11) и касательной (14), получаем с учетом соотношения (12) следующее уравнение:

$$\left[1 + Q^2 \left(E - X - \frac{1}{E - X} \right)^2 \right]^3 \left\{ 1 - \left[1 + Q^2 \left(D - \frac{1}{D} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \right\}^2 - \frac{Q^2}{4h^2} \left[E - X - \frac{1}{(E - X)^3} \right]^2 = 0. \quad (17)$$

Решение этого уравнения относительно X произведем численными методами. Минимальное по абсолютной величине значение корня X (16) уравнения (17) обозначим $X_{0,\text{мин}}$, тогда погрешность (10) может быть представлена в виде

$$\delta \frac{\partial^2 U}{\partial \omega^2} (\omega_0)_{\text{АДД}} = 4hQX_{0,\text{мин}}. \quad (18)$$

В табл. 1 приведены результаты решения на ПЭВМ уравнения (17) и расчета аддитивной (систематической) составляющей погрешности измерения второй производной (18) для различных значений h и Q (12), (13). Оптимальной величиной можно считать $h=10$, так как при этом погрешность (18) достаточно мала (колеблется от +0,26 % до -0,37 %), что позволяет получить высокую точность измерений в широком интервале измеряемых величин, включая область малых значений Q .

Уменьшение числа h приводит к резкому увеличению указанной погрешности, а его увеличение затрудняет практическую реализацию метода измерения добротности с использованием второй производной.

Таблица 1. Исходные и расчетные данные для аддитивной составляющей погрешности измерения второй производной

Table 1. Initial and calculated data for the additive component of the error measuring the second derivative

Q	h	$X_{0,\text{мин}}$	$\delta \frac{\partial^2 U}{\partial \omega^2} (\omega_0)_{\text{АДД}}, \%$
2	$\sqrt{10}$	-6,6621446514E-04	-1,6752848074E+00
10		-2,6038174519E-04	-3,2935975036E+00
100		-2,8702560940E-05	-3,6306186898E+00
1000		-2,8964836929E-06	-3,6637942698E+00
2	10	+3,2742128045E-05	+2,6193702436E-01
10		-6,2362910285E-06	-2,4945164114E-01
100		-9,0432740762E-07	-3,6173096305E-01
1000		-9,3226390163E-08	-3,7290556065E-01

Заключение

Разработаны принципы построения формирователя высших производных, включая четвертую, различного рода объектов исследования с нелинейными характеристиками первообразных, которые основаны на использовании синхронного фазонечувствительного активного фильтра. Даны рекомендации по практической реализации наиболее ответственных функциональных блоков формирователя с оценкой точности определения производных на примере исследования АЧХ колебательного (резонансного) контура для целей измерения его первичных параметров по второй производной.

Показано, что погрешность формирования второй производной от АЧХ может быть получена на уровне десятых долей процента при определении добротности колебательного контура в интервале от 2 до 1000 единиц.

Список литературы

1. Титце У., Шенк К. *Полупроводниковая схемотехника. Справочное руководство*. Москва; 2008.
2. Корис Р., Шмидт-Вольтер Х. *Справочник инженера-схемотехника*. Москва: Техносфера; 2006.
3. Наундорф У. *Аналоговая электроника. Основы, расчет, моделирование*. Москва: Техносфера; 2008.
4. Свирид В.Л. Автоматизация измерений характеристик высших производных нелинейных элементов. *Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах. Материалы 1-го Всес. симпозиума*. Минск: МРТИ; 1977:279-283.
5. Свирид В.Л. *Микросхемотехника аналоговых электронных устройств*. Минск: Дизайн ПРО; 1998.
6. Мальцев П.П., Долодзе Н.С., Критенко М.И. *Цифровые интегральные микросхемы*. Москва: Радио и связь; 1994.

References

1. Tietze U., Schenk K. [*Semiconductor circuitry. Reference Guide*]. Moscow; 2008. (In Russ.)
2. Koris R., Schmidt-Voltaire H. [*Handbook of the schematic engineer*]. Moscow: Technosphere; 2006. (In Russ.)
3. Naundorf U. [*Analog Electronics. Basics, calculation, modeling*]. Moscow: Technosphere; 2008. (In Russ.)
4. Svirid V.L. [Automatisation of the measurements of characteristics of the higher derivatives of non-linear elements]. *Non-linear distortions in receiving and amplifying devices. Materials of 1st USSR symposium*. Minsk: MRTI; 1977:279-283. (In Russ.)
5. Svirid V.L. [*Microcircuitry of analog electronic devices*]. Minsk: Design PRO; 1998. (In Russ.)
6. Maltsev P.P., Dolidze N.S., Kritenko M.I. [*Digital Integral Circuits*]. Moscow: Radio i svyaz, 1994. (In Russ.)

Сведения об авторах

Свирид В.Л., к.т.н., доцент, доцент кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Svirid V.L., Cand. of Sci., Associate Professor, Associate Professor at the Information Radioengineering Department of the Belarussian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-29-666-28-36;
e-mail: kafrtu@bsuir.by
Свирид Владимир Лукич

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-29-666-28-36;
e-mail: kafrtu@bsuir.by
Svirid Vladimir Lukich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-1-22-30>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.396.96

СГЛАЖИВАЮЩИЙ ФИЛЬТР С ВАРИАЦИЕЙ КОЭФФИЦИЕНТОВ ДЛЯ СОПРОВОЖДЕНИЯ МАНЕВРИРУЮЩЕЙ АЭРОДИНАМИЧЕСКОЙ ЦЕЛИ

В.А. АПОРОВИЧ

*ОАО «АГАТ – системы управления» – управляющая компания холдинга
«Геоинформационные системы управления» (г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 5 июля 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. В статье предложен новый фильтр сопровождения маневрирующей аэродинамической цели. При синтезе фильтра учитывались три главных требования: фильтр должен обеспечивать минимальную ошибку сглаживания на участках без маневра; фильтр должен обеспечивать минимально возможные ошибки и выбросы ошибки сглаживания во время маневра; фильтр не должен содержать дополнительные константы, учитывающие внешние параметры, например, величину входных ошибок, параметры маневра цели, период обновления информации и т. п. Для выполнения данных требований использована двукратная корректировка (вариация) коэффициентов сглаживания в соответствии с величиной отклонения координаты вновь измеренного положения цели (отметки) от экстраполированного положения. Вариация производится в соответствии с выбранной функцией, при этом шаг сглаживания далее приобретает некоторое условное значение. Проведено моделирование предложенного фильтра. Полученные при моделировании значения ошибок сглаживания сравнивались с ошибками сглаживания других фильтров, описанных в научной литературе. Результаты сравнения показывают существенное снижение среднеквадратических ошибок сглаживания координаты и скорости у предложенного фильтра по сравнению с другими образцами; в соответствии с главными требованиями никаких дополнительных констант в предложенном фильтре не использовалось.

Ключевые слова: обработка радиолокационной информации, маневр, аэродинамическая цель, сглаживание координат, вариация коэффициентов.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Апорович В.А. Сглаживающий фильтр с вариацией коэффициентов для сопровождения маневрирующей аэродинамической цели. Доклады БГУИР. 2022; 20(1): 22-30.

SMOOTHING FILTER WITH A VARIATION OF COEFFICIENTS FOR TRACKING A MANEUVERING AERODYNAMIC TARGET

ULADZIMIR A. APAROVICH

OJSC "AGAT – Control Systems – Managing Company of Geoinformation Control Systems Holding"
(Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 5 July 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. The article offers a new filter for tracking a maneuvering aerodynamic target. During the process of the filter synthesis, three main requirements were considered: the filter must provide a minimum smoothing error in the areas without maneuver; the filter should ensure the minimum possible errors and emissions of smoothing error during the maneuver; filter must not contain additional constants, which take into account, for example, the value of input errors, parameters of target maneuver, period of information modification and so on. In order to meet these requirements a two-fold adjustment (variation) of the coefficients smoothing was used in accordance with the deviation of the coordinate of the newly measured position of the target (mark) from the extrapolated position. The variation is performed in accordance with the selected function, while the smoothing step acquires a certain conditional value. The proposed filter modelling has been performed. Received by modelling values of smoothing errors were compared with smoothing errors of other filters, described in scientific literature. The comparison results demonstrate a significant decrease in smoothing of the root mean square errors of coordinates and velocity in the proposed filter in comparison with other samples; with according to main requirements, any “tunes” in proposed filter were not used.

Keywords: radar information processing, maneuver, aerodynamic target, smoothing of coordinates, variation of coefficients.

Conflict of interests. The author declares no conflict of interests.

For citation. Aparovich U.A. Smoothing Filter With a Variation of Coefficients for Tracking a Maneuvering Aerodynamic Target. Doklady BGUIR. 2022; 20(1): 22-30.

Введение

В настоящее время разработано большое количество фильтров для сопровождения маневрирующей аэродинамической цели, применяемых в системах обработки радиолокационной информации [1–8]. В соответствии с [1] такие фильтры подразделяются на четыре типа:

- без обнаружения маневра (Тип 1);
- с обнаружением маневра (Тип 2);
- многоальтернативные (ИММ-фильтры) (Тип 3);
- фильтры частиц и другие им подобные.

Вместе с тем задача обеспечения эффективного сглаживания координатной информации остается актуальной, и все типы фильтров имеют свои недостатки.

Первые два типа характеризуются малыми ошибками сглаживания на тех участках траектории цели, где нет маневра, и большими ошибками на участках маневра. Как правило, имеют место большие «выбросы» ошибки во время маневра.

Третий тип за счет своих внутренних настроек позволяет в широких пределах менять соотношение ошибок на участках маневра и при его отсутствии. Судя по литературным источникам [1–8], здесь чаще всего используются варианты, где обеспечиваются сравнительно небольшие ошибки на участках маневра и большие ошибки при его отсутствии.

В фильтрах частиц специально генерируются случайные отклонения входных отметок («частицы»), т. е. искусственно вносится элемент случайности в процесс сглаживания. Результаты работы фильтров частиц сходны с результатами работы фильтров Типа 1 и 2,

т. е. повышения эффективности фильтрации по сравнению с другими типами фильтров не наблюдается.

Кроме того, многие варианты фильтров всех типов априорно «настраиваются» на определенные значения интенсивности маневра или другие внешние параметры. Это приводит к тому, что ошибки сглаживания при отклонениях значений входных параметров от настроек существенно возрастают.

Формулировка задачи

При синтезе фильтра, описанного в данной статье, поставлена задача создать фильтр, удовлетворяющий следующим требованиям:

- фильтр должен обеспечить минимальную ошибку сглаживания на участках без маневра;
- фильтр должен обеспечить минимально возможные ошибки и выбросы ошибки сглаживания во время маневра;
- в фильтре не должно быть использовано никаких априорных констант («настроек»), учитывающих внешние параметры, например, величину входных ошибок, параметры маневра цели, период обновления информации и т. п.

Предлагаемый способ решения задачи

В отличие от фильтров частиц, в новом фильтре предлагается не генерировать случайные частицы, а использовать уже имеющийся случайный параметр – отклонение координаты вновь измеренного положения цели (отметки) от ее экстраполированного положения. Это отклонение использовано для многократной корректировки-варьирования коэффициентов сглаживания с целью последовательного отслеживания потенциального начала маневра.

Далее новый фильтр будем называть фильтром с вариацией коэффициентов сглаживания (ФВК).

В качестве исходного варианта-аналога используем равноточный, равнодискретный фильтр из [9], который является вариантом фильтра Калмана для линейно изменяющейся координаты. Основные соотношения для этого фильтра:

$$X_{p_i} = X_{s_{i-1}} + V_{Xs_{i-1}} \cdot T, \quad (1)$$

$$A_i = \frac{2(2 \cdot i - 1)}{i(i+1)}, \quad (2)$$

$$B_i = \frac{6}{i(i+1)}, \quad (3)$$

$$\Delta X_i = X_i - X_{p_i}, \quad (4)$$

$$X_{s_i} = X_{p_{i-1}} + A_i \cdot \Delta X_i, \quad (5)$$

$$V_{Xs_i} = V_{Xs_{i-1}} + B_i \cdot \frac{\Delta X_i}{T}, \quad (6)$$

где X_{p_i} – экстраполированное значение координаты X на i -й момент (период) фильтрации; $X_{s_{i-1}}$, $V_{Xs_{i-1}}$ – сглаженные значения координаты X и скорости ее изменения на $(i-1)$ -й момент соответственно; A_i , B_i – коэффициенты сглаживания на i -й момент для координаты и скорости соответственно; ΔX_i – разница измеренного значения координаты X на i -й момент X_i и экстраполированного значения X_{p_i} ; X_{s_i} , V_{Xs_i} – сглаженные значения координаты и скорости на i -й момент времени; T – период поступления отметок (период обзора).

В данном фильтре-аналоге значения коэффициентов сглаживания A_i и B_i зависят только от шага i . С увеличением i значения A_i и B_i монотонно уменьшаются. Это означает, что мы все больше и больше «верим» своим сглаженным (экстраполированным) значениям и все меньше и меньше «верим» вновь поступающей информации (отметкам). Известно, что подобный фильтр при маневрах цели (отклонении от прямолинейного равномерного движения) при достаточно больших i будет давать большое значение ошибок сглаживания.

При синтезе ФВК выполним следующие условия:

1) коэффициенты сглаживания должны увеличиваться с увеличением отклонения Δx_i и уменьшаться с уменьшением Δx_i . Чем меньше отклонение, тем меньше мы ему «верим», а чем больше – тем больше мы ему «верим». Это позволяет быстрее отследить начало маневра по последовательному увеличению Δx_i . Необходимо отметить, что коэффициенты сглаживания становятся как бы «случайными»;

2) среднее значение коэффициентов сглаживания не должно отличаться от значений, подсчитанных по формулам (2) и (3), чтобы обеспечить эффективное сглаживание при отсутствии маневра. То есть не хуже, чем у фильтра-аналога.

Для выполнения условий 1) и 2) выберем функцию для корректировки коэффициентов. Вид предлагаемой функции для коэффициента A приведен на рис. 1, где An_i – результирующее значение коэффициента для использования в формуле (5) вместо A_i .

Величина An_i должна быть такой, чтобы среднее значение An_i для всех Δx_i было близко или равно A_i для выполнения условия 2). При увеличении значения Δx_i (возможный маневр) значение An_i должно увеличиваться.

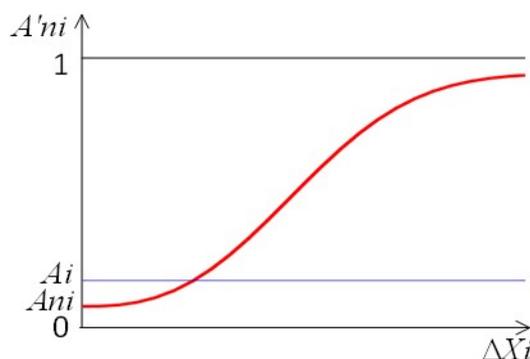


Рис. 1. Вид функции для корректировки коэффициента A
Fig. 1. Function type for adjustment of coefficient A

Алгоритм работы ФВК

Начальные значения для фильтра ФВК:

- для $i = 1$ и 2 A_i и B_i равны 1, $X_{s_i} = X_i$;
- $V_{xs_2} = \frac{X_2 - X_1}{T}$.

Вводим также новый параметр «условный шаг» (УШ) in_i для i -го шага. Начальное значение УШ равно 3. Считаем, что нам известна среднеквадратическая ошибка (СКО) измерения координаты σ_x .

Последовательность действий алгоритма при $i > 2$.

1. Начало. Получение нового значения X_i .
2. Экстраполяция координаты X по формуле (1).
3. Расчет размера строба сопровождения по координате X :

$$\Delta c x_i = \sigma_x \cdot K_g \cdot K_{c_i},$$

где K_g – доверительный коэффициент (обычно 3); K_{c_i} – коэффициент строга, учитывающий СКО экстраполяции и измерения [10]:

$$K_{c_i} = \sqrt{\frac{2(2 \cdot in_i - 1)}{(in_i - 1)(in_i - 1)}} + 1.$$

4. Первая корректировка УШ. Мы «увеличиваем» УШ, чтобы потом получилось значение An_i , меньшее, чем значение A_i по формуле (2), в соответствии с рис. 1:

$$i'n_i = K \cdot (in_i - 1) + 1,$$

где K – некоторый коэффициент увеличения значения шага. Следует отметить, что УШ перестает быть целым [10].

5. Расчет коэффициента сглаживания для УШ в соответствии с формулой (2):

$$An_i = \frac{2(2 \cdot i'n_i - 1)}{i'n_i(i'n_i + 1)}.$$

6. Расчет отклонения по формуле (4).

7. Расчет относительного отклонения:

$$\delta_{x_i} = \left| \frac{\Delta x_i}{\Delta c x_i} \right|.$$

8. Корректировка коэффициента сглаживания An_i в соответствии с δ_{x_i} .
Корректировка реализует функцию, приведенную на рис. 1, только вместо Δx_i берется δ_{x_i} .

$$A'n_i = 1 - (1 - An_i) \cdot Kor,$$

где $Kor = \exp\left(-\frac{\delta_{x_i}^S}{S_S}\right)$; $S = \log\left(\frac{Am}{An_i}\right) + 2$; $S_S = 2 \cdot \frac{Am}{An_i}$, – нормирующее значение A .

Предложенные формулы для расчета $A'n_i$ отражают:

– нормальность случайных процессов;

– необходимость обеспечения вида функции для $A'n_i$, как на показано рис. 1.

9. Расчет нового значения УШ. Выражение для УШ получено из (2) решением квадратного уравнения, где $A_i(A'n_i)$ – аргумент, $i(i'n_i)$ – искомая величина:

$$i'n_i = \frac{4 - A'n_i + \sqrt{(A'n_i - 4)^2 - 8A'n_i}}{2A'n_i + 1}.$$

10. Рассчитываем коэффициент сглаживания по скорости по формуле (3):

$$B'n_i = \frac{6}{i'n_i(i'n_i + 1)}.$$

11. Расчет сглаженных значений по (5) и (6):

$$X_{s_i} = X_{p_{i-1}} + A'n_i \cdot \Delta x_i; V_{Xs_i} = V_{Xs_{i-1}} + B'n_i \cdot \frac{\Delta x_i}{T}.$$

12. Модификация УШ на следующий шаг i . Значение i модифицируется на единицу. Здесь мы вводим ограничение УШ inm [4]:

$$in_i = \begin{cases} i'n_i + 1, & \text{если } i'n_i + 1 \leq inm; \\ inm, & \text{если } i'n_i + 1 > inm. \end{cases}$$

Далее, при получении нового значения X_i , действия 1) ... 12) повторяются.

Рекомендуемые значения параметров для ФВК: $K = 1,3$ для $in_i < 50$, $K = 1,05$ для $in_i \geq 50$; $Am = 0,2$; $inm = 20$. Очевидно, ФВК относится к Типу 1.

Результаты моделирования

Эффективность ФВК была оценена с помощью имитационного моделирования.

Для сравнения выбраны результаты моделирования из таких литературных источников, где эксперимент описан достаточно подробно, чтобы его можно было воспроизвести для ФВК, а также однозначно интерпретировать результаты. Это позволяет взять для сравнения уже имеющиеся там результаты.

Условия экспериментов описаны в табл. 1.

Таблица 1. Условия экспериментов
Table 1. Conditions of experiments

Характеристика (characteristic)	Литературный источник (literary source)	
	[6]	[3]
Начальная скорость	$V_X = 10$ м/с	$V_X = 300$ м/с
Период T , с	1	2
Период маневра, с	50–70	22–46
Ускорение на маневре	$a_X = 5$ м/с ²	Центростремительное $a = 4g$ (g – ускорение свободного падения)
Конец эксперимента	120 с и 240 с	80 с
СКО	$\sigma_X = 5$ м	$\sigma_X = 250$ м
Исследуемые фильтры и их типы	«VSD» – Тип 2 «AI» – Тип 3 «VPN» – Тип 3	«Method 1a» – Тип 1 «Method 4a» – Тип 2 «Method 5a» – Тип 3
Имеющиеся результаты	Зависимость сглаженной СКО σ_{SX} от времени t . Зависимость СКО сглаженной скорости σ_{SIX} от времени t . Таблица значений СКО для координаты X	Зависимость сглаженной СКО σ_{SX} от времени t

Сглаживание осуществляется независимо по одной из координат (X). Результаты моделирования для различных фильтров из [6] и [3] и ФВК приведены на рис. 2–4 и в табл. 2. На рис. 2, 3 показаны зависимости сглаженной СКО σ_{SX} по координате X от времени t (графики построены по характерным точкам). На рис. 2 приведены зависимости для [6], на рис. 3 – для [3]. На рис. 4 приведены зависимости СКО сглаженной скорости σ_{SIX} по координате X для фильтров из [6] и ФВК.

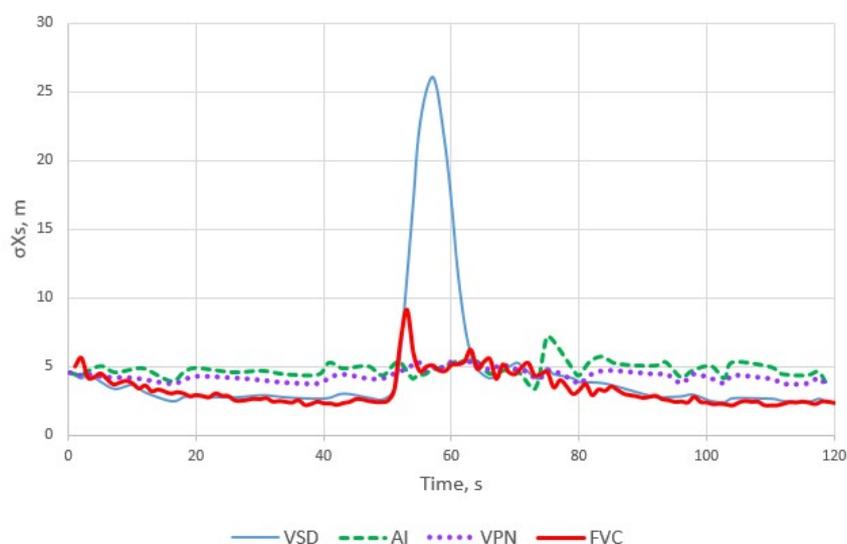


Рис. 2. Зависимость сглаженной СКО σ_{SX} от времени t для фильтров из [6] и ФВК (FVC)
Fig. 2. Dependence of smoothed RMSE σ_{SX} on Time t for filters of [6] and FVC

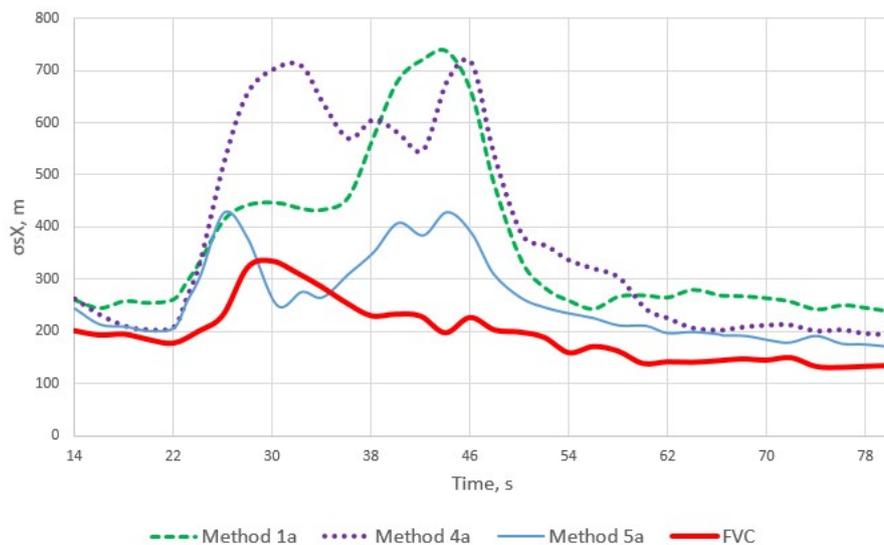


Рис. 3. Зависимость сглаженной СКО σ_{sx} от времени t для фильтров из [3] и ФВК (FVC)
Fig. 3. Dependence of smoothed RMSE σ_{sx} on Time t for filters of [3] and FVC

В табл. 2 приведены значения общей СКО для всех фильтров для экспериментов из [6]. Под общей СКО здесь понимается среднее значение ошибки на всем временном промежутке.

Таблица 2. Значения общей СКО для фильтров из [6] и ФВК
Table 2. Values of general RMSE for filters of [6] and FVC

Фильтр (filter)	Длительность эксперимента (duration of the experiment)			
	240 с		120 с	
	σ_{sx} , м	$\sigma_{v_{sx}}$, м/с	σ_{sx} , м	$\sigma_{v_{sx}}$, м/с
VPN	4,12	3,51	4,35	4,30
VSD	4,92	2,92	7,88	5,17
AI	4,64	4,21	4,72	4,30
ФВК	2,98	2,40	3,54	3,40

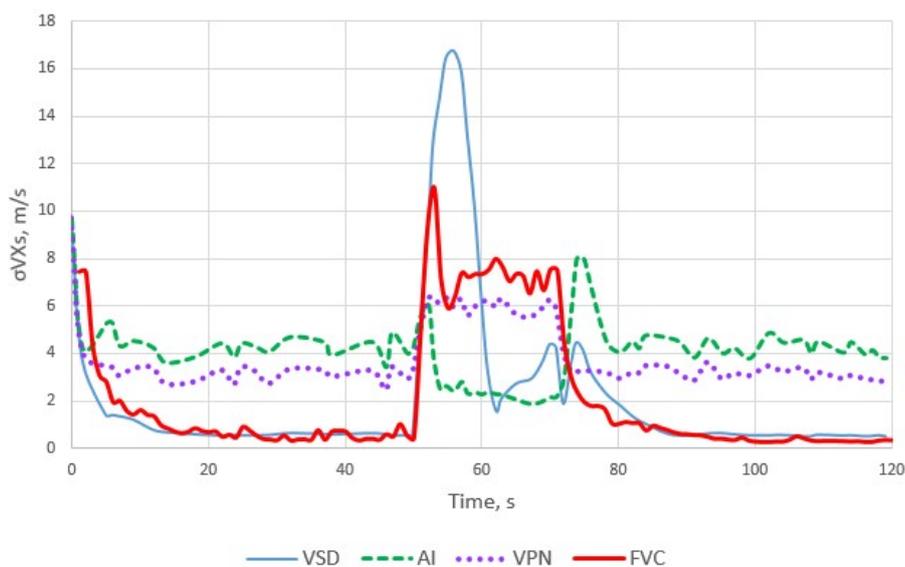


Рис. 4. Зависимость СКО сглаженной скорости $\sigma_{v_{sx}}$ от времени t для фильтров из [6] и ФВК (FVC)
Fig. 4. Dependence of RMSE smoothed speed $\sigma_{v_{sx}}$ on Time t for filters of [6] and FVC

Анализ результатов

Анализ результатов моделирования показывает, что в целом ФВК обеспечивает более высокое качество сглаживания (меньшую СКО сглаженного параметра и скорости его изменения) по сравнению с другими фильтрами (см., например, табл. 2). По сравнению с фильтрами Типа 1 и 2 (VSD, Method 1a, Method 4a) ФВК обеспечивает меньшее значение «выброса» ошибки на участке маневра. При этом эффективность сглаживания при отсутствии маневра не снижается, как у фильтров Типа 3 (AI, VPN, Method 5a; рис. 2 – 4). Эффективность ФВК не снижается при изменении входного значения ошибки, периода обзора, интенсивности и длительности маневра.

Заключение

Анализ результатов моделирования показывает, что ФВК для сопровождения маневрирующей аэродинамической цели в целом обеспечивает более высокую эффективность (меньшее значение сглаженной СКО) по сравнению с различными другими типами и вариантами фильтров. В частности, ФВК обеспечивает меньшее значение «выброса» на участке маневра и малую ошибку при отсутствии маневра. Это достигнуто введением нового механизма корректировки коэффициентов сглаживания при учете отклонения координат отметки от экстраполированного положения цели.

В предложенном фильтре отсутствуют какие-либо настройки на входные ошибки, параметры маневра цели, период обзора и т. п. факторы.

Список литературы

1. Коновалов А.А. *Основы траекторной обработки радиолокационной информации*: в 2 ч. Ч. 2. С.-Петербург: СПбГЭТУ «ЛЭТИ»; 2014.
2. He Yon, Xin Jianjuan, Guan Xin. *Radar Data Processing with Applications*. Publishing house of Electronic Industry. Singapore; 2016.
3. Blackman S., Popoli R. *Design and Analysis of Modern Tracking Systems*. Artech House. Boston – London; 1999.
4. Кузьмин С.З. *Цифровая радиолокация*. Киев: КВИЦ; 2000.
5. Bar-Shalom Y., Rong Li X., Thiagalingam Kirubarajan. *Estimation with Applications to Tracking and Navigation*. John Wiley & Sons, Inc.; 2001.
6. Yang Chun, Blasch Eric. Characteristic Errors of the IMM Algorithm under Three Maneuver Models for an Accelerating Target. *11th International conference of Information Fusion*. IEEE, Cologne, Germany; 2008.
7. Бакулев П.А., Сычёв М.И., Нгуен Чонг Лыу. Многомодельный алгоритм сопровождения траектории маневрирующей цели по данным обзорной РЛС. *Радиотехника*. 2004;1:26-32.
8. Хмарский П.А., Солонар А.С. Особенности реализации адаптивных дискретных фильтров Калмана при косвенных измерениях. *Доклады БГУИР*. 2012;8(70):57-63.
9. Кузьмин С.З. *Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации*. Москва: Советское радио; 1974.
10. Апорович В.А. Неравноточный и неравнодискретный фильтр табличного сглаживания координат. *Радиотехника*. 1997;3:43-45.

References

1. Konovalov A.A. [*Bases of the trajectory processing of radar information*: in 2 Parts. 2-nd Part]. St.-Petersburg: SPbGATU “LATI”; 2014. (In Russ.)
2. He Yon, Xin Jianjuan, Guan Xin. *Radar Data Processing with Applications*. Publishing house of Electronic Industry. Singapore; 2016.
3. Blackman S., Popoli R. *Design and Analysis of Modern Tracking Systems*. Artech House. Boston – London; 1999.
4. Kuzmin S.Z. [*Digital Radiolocation*]. Kiev: KVIC; 2000. (In Russ.)
5. Bar-Shalom Y., Rong Li X., Thiagalingam Kirubarajan. *Estimation with Applications to Tracking and Navigation*. John Wiley & Sons, Inc.; 2001.

6. Yang Chun, Blasch Eric. Characteristic Errors of the IMM Algorithm under Three Maneuver Models for an Accelerating Target. *11th International conference of Information Fusion*. IEEE, Cologne, Germany; 2008.
7. Baculev P.A., Sichiou M.I., Nguen Chong Liu. [Multi-model algorithm of maneuvering target tracking by information of surveying radar]. *Radiotekhnika*. 2004;1:26-32. (In Russ.)
8. Khmarski P.A., Solonar A.S. [Features of adaptive extended Kalman filter implementations]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2012;8(70):57-63. (In Russ.)
9. Kuzmin S.Z. [*Bases of theory of radar information digital processing*]. Moscow: Sovetskoe radio; 1974. (In Russ.)
10. Aparovich V.A. [Un-precise and un-discrete filter of table smoothing of coordinates]. *Radiotekhnika*. 1997;3:43-45. (In Russ.)

Сведения об авторах

Апорович В.А., к.т.н., начальник сектора ОАО «АГАТ-системы управления» – управляющая компания холдинга «Геоинформационные системы управления».

Information about the authors

Aparovich U.A., Cand. of Sci., Section Chief of Open Joint-Stock Company “AGAT – Control Systems” – Managing Company of “Geoinformation Control Systems Holding”.

Адрес для корреспонденции

220114, Республика Беларусь,
г. Минск, пр. Независимости, 117,
Открытое акционерное общество
«АГАТ – системы управления» – управляющая
компания холдинга «Геоинформационные
системы управления»;
тел. +375-29-569-41-49;
e-mail: aporovich@agat.by
Апорович Владимир Андреевич

Address for correspondence

220114, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosti Ave, 117,
Open Joint-Stock Company
“AGAT – Control Systems – Managing
Company of “Geoinformation Control
Systems Holding”;
tel. +375-29-569-41-49;
e-mail: aporovich@agat.by
Aparovich Uladzimir Andreevich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-1-31-39>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 530.145(075.8)

ОСНОВЫ ТЕОРИИ АТОМА ВОДОРОДА ДЛЯ ЗАДАЧ СИНТЕЗА КВАНТОВО-ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

И.П. КОБЯК

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 27 июля 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. На основе нетрадиционной концепции формирования линейчатого спектра атома водорода получено уравнение, необходимое для компьютерных расчетов энергии, излучаемой электроном при переходе с некоторого текущего энергоуровня $r_{\lambda,n}$ на радиус-приемник r_0 . Полученное решение энергетического уравнения позволило вывести формальные соотношения, необходимые для расчетов значений радиусов уровней атома водорода и, соответственно, скоростей электрона на данных орбитах. Прикладной аспект рассмотренной методологии состоит в использовании результатов выполненных расчетов для задач синтеза и анализа квантово-электронных схем.

Ключевые слова: атом водорода, центроаффинные пространства, Лоренц-фактор, энергия излучения, релятивистская масса.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Кобяк И.П. Основы теории атома водорода для задач синтеза квантово-электронных схем. Доклады БГУИР. 2022; 20(1): 31-39.

FUNDAMENTALS OF THE THEORY OF A HYDROGEN ATOM FOR PROBLEMS OF SYNTHESIS OF QUANTUM-ELECTRONIC CIRCUITS

IHAR P. KABIAK

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 27 July 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. On the basis of the unconventional concept of the formation of the line spectrum of the hydrogen atom, an equation is obtained that is necessary for computer calculations of the energy emitted by an electron during the transition from a certain current energy level $r_{\lambda,n}$ to the receiver radius r_0 . The obtained solution of the energy equation made it possible to derive the formal relations necessary for calculating the values of the radii of the levels of the hydrogen atom and, accordingly, the velocities of the electron in these orbits. The applied aspect

of the considered methodology consists in using the results of the performed calculations for the problems of synthesis and analysis of quantum-electronic circuits.

Keywords: hydrogen atom, centroaffine spaces, Lorentz factor, radiation energy, relativistic mass.

Conflict of interests. The author declares no conflict of interests.

For citation. Kabiak I.P. Fundamentals of the Theory of a Hydrogen Atom for Problems of Synthesis of Quantum-Electronic Circuits. Doklady BGUIR. 2022; 20(1): 31-39.

Введение

Анализ принципов и соотношений, описывающих движение электрона в полях центроаффинных пространств ядра [1], дает возможность сформировать ряд исследовательских направлений в задачах синтеза новых микроэлектронных устройств. При этом необходимо помнить, что основная масса современных достижений в области квантовой механики и электроники не позволяет получить системных результатов при дальнейшем развитии полученных теоретических закономерностей, а также четко экспериментально подтвердить выдвинутые гипотезы [2, 3]. Главным препятствием на пути синтеза достоверных соотношений в электронике является незавершенность исследований вновь полученных зависимостей в рамках логической проверки новых результатов с нескольких точек зрения. Указанный факт при проверке теоретических выводов приводит, как правило, к неподтвержденности новых идей теории экспериментами или практическими испытаниями [4].

Предлагаемая в данной работе методология исследования физических систем путем рассмотрения явлений с двух точек зрения позволила сформировать уравнения, связывающие природу взаимодействия материальных частиц *Re*-пространства с учетом релятивистских скоростей наночастиц, соизмеримых с классической скоростью света. В частности, в работе предполагается, что движение электрона в поле ядра определяет известную энергетическую связь реализаций материи различных состояний, а именно: излучаемой плазмы и твердотельного электрона в форме энергетического объекта вращения. При этом в решении поставленной задачи учитывается, что классические подходы к составлению уравнений в теоретических исследованиях «в силу» инерционности взглядов и неочевидности квантово-механических явлений зачастую приводят к явному нарушению физико-математической системности в соотношениях и, соответственно, в результатах проводимых испытаний.

С точки зрения теории представляется неправомерным также формирование уравнений для параметров водородоподобных атомов с использованием классической электротехники. Ведь движение электрона характеризуется взаимодействием с полями ядра, имеющими совершенно особые свойства по отношению к вакууму или материи третьего измерения. Таким образом, основой для расчетов атома водорода может служить только информация, полученная в результате практических измерений, или косвенно-расчетные величины. Соответственно, и представленные в данной работе аналитические исследования и выводы сделаны на основе констант и соотношений квантовой механики с учетом установления их реальной природы и физико-математической системности.

Энергетический спектр атома водорода и уравнение для энергии излучения электрона

Основой для расчета энергий взаимодействия элементарных излучений, выступающих в качестве логических переменных в элементах квантовых компьютеров, может служить физика излучений в водородоподобных атомах. Так, в общем случае, известно, что в процессе собственного *Re*-пространственного движения масса электрона может находиться на строго определенных энергоуровнях центроаффинного пространства ядра. При этом классический переход на радиус-приемник сопровождается формированием *Re*-пространственного спектра, описываемого обобщенной формулой Бальмера:

$$\omega_{\lambda,n} = \frac{R_1}{20} \left(\frac{1}{\lambda^2} - \frac{1}{n^2} \right), \quad R_1 = 2,07 \cdot 10^{16} \text{ c}^{-1}, \quad (1)$$

где $\omega_{\lambda,n}$ – частота излучения энергии электроном при переходе с энергоуровня λ, n на соответствующий уровень серии Лаймана ($1, \lambda$) или с уровня $\lambda = \overline{1, n}$ на боровский радиус r_0 , R_1 – значение постоянной Ридберга. При этом коррекция равенства (1) делением известной постоянной на 20 связана с необходимостью упомянутой выше физико-математической системности результатов, подтвержденной в ходе выполненных последующих расчетов.

Недостаток данного формального подхода к формированию спектра состоит в рассмотрении нулевого радиуса как фиксированного и неизменяемого параметра, что противоречит всем природным концепциям существования материи.

В рамках не классического подхода к рассмотрению принципа излучения энергии электроном будем считать, что известные «пинг-понг» механизмы в атоме отсутствуют, а переменным по величине параметра является сам нулевой радиус. Регулярность и циклическая повторяемость радиуса r_0 в рамках данной концепции приводит к одношаговому перемещению электрона на орбиту-приемника. Определенная же природная регулярность указанного явления наводит на мысль об известном «пинг-понг» процессе излучения. В сформулированных условиях притяжение атомного ядра определяет излучение квантов электроном при перемещении последнего с радиуса $r_{\lambda,n}$ всегда и только на флуктуирующий радиус r_0 . При этом для $\lambda > 1$ радиус-приемник равен $r_0 = r_{1,n}$, а для $\lambda = 1$ – боровскому r_0 .

Иными словами, если текущее излучение принадлежит серии с большим, чем классический радиус r_0 радиусом-приемником, то следует считать, что вся энергия излучается при переходе на соответствующую орбиту $r_{1,n}$, а очередное обретение энергии на данной орбите осуществляется аналогично процессу поглощения энергии на радиусе r_0 . Если же линии спектра излучения принадлежат серии Лаймана, то излучение в точности заканчивается на боровском радиусе.

Используя данный подход к анализу механизмов движения электрона в атоме, в соответствии с равенством для энергии, излучаемой субнаночастицей (электроном или просто наночастицей), движущейся бесконечно малый квант времени по дисковой траектории радиуса $r_{\lambda,n}$, можем записать уравнение: $E_{sum} = E_{\lambda,n} - E_0$, где E_0 – это кинетическая энергия радиуса-приемника $r_0 = r_{1,n}$ или радиуса Бора r_0 , а параметр $E_{\lambda,n}$ представляет собой энергию скорости $v_{\lambda,n}$ на радиусе $r_{\lambda,n}$:

$$E_{\lambda,n} = \frac{m_{\lambda,n} v_{\lambda,n}^2}{2}. \quad (2)$$

В соотношении (2) масса $m_{\lambda,n} = m_0 \gamma_{\lambda,n}$, где Лоренц-фактор $\gamma_{\lambda,n}$ определен для скорости $v_{\lambda,n} = 2\pi \omega_{\lambda,n} r_{\lambda,n}$ на соответствующем энергоуровне λ, n , m_0 – масса покоя электрона.

Однако для наночастицы, находящейся на радиусе $r_0 = r_{1,n}$ (или боровском r_0) центроаффинного пространства ядра, не может быть записано аналогичное формуле (2) соотношение. Данный факт следует из того, что на радиусе-приемнике всегда выполняется поглощение энергии движущимся электроном.

Таким образом, общее уравнение для энергии, излучаемой электроном при переходе с $\lambda > 1$ -й орбиты на переменную орбиту $r_0 = r_{1,2}, r_{1,3}, \dots, r_{1,\infty}$ или для $\lambda = 1$ при переходе на радиус Бора r_0 , принимает вид

$$E_{sum} = \frac{m_{\lambda,n} v_{\lambda,n}^2}{2} - E_0. \quad (3)$$

При этом для $\lambda > 1$ имеем:

$$E_0 = \frac{m_{1,\lambda} v_{1,\lambda}^2}{2} + E(m_0), \quad (4)$$

где $m_{1,\lambda} = m_0$ – масса частицы на текущем радиусе-приемнике $r_{1,\lambda}$, а $v_{1,\lambda}$ – скорость, определяющая излучение энергии электроном на указанном радиусе. Очевидно, что за счет отсутствия энергии излучения параметр $v_{1,\lambda}$ в (4) равен нулю, а $E(m_0) \neq 0$ – собственная энергия существования электрона.

Если излучение выполняется с радиусов $r_{1,2}, r_{1,3}, \dots, r_{1,\infty}$ серии Лаймана при перемещении электрона на боровский радиус r_0 , то уравнение (4) трансформируется к виду

$$E_0 = \frac{m_{0,1} v_{0,1}^2}{2} + E(m_0), \quad \text{где } m_{0,1} = m_0 \text{ – это масса электрона на боровском радиусе, } v_{0,1} = 0 \text{ –}$$

скорость излучения с указанного радиуса. Индекс 0,1 определяет $\lambda = 0$, т. е. сам радиус Бора, $n = 1$ говорит о том, что перемещение осуществлялось с уровня $\lambda = 1$.

Итак, констатируем, что окончанию излучения электрона всегда соответствует момент перехода наночастицы на радиус $r_0 = r_{1,\lambda}$ или боровский радиус r_0 . На данной орбите имеет место обратный процесс, т. е. поглощение энергии ядра за счет релятивистских вращающихся моментов последнего. Как излучающий объект на указанном радиусе электрон может считаться не существующим. Само же произведение $\frac{m_{1,\lambda} v_{1,\lambda}^2}{2}$ или $\frac{m_{0,1} v_{0,1}^2}{2} = \frac{m_0 v_0^2}{2}$ определяет только процесс заряда электрона при движении по данному радиусу.

С точки зрения классической квантовой теории уравнение (3) должно быть эквивалентно известному соотношению для энергии $E = mc^2$. Однако следует учитывать, что «скорость света» для материальных объектов в *Re*-пространстве, в том числе и для плазмы третьего измерения, достигается, как правило, только в макрообъектах (фотосфера солнечного шара, например) или в нанообъектах, существующих в рамках теории «струн». При этом необходимо помнить, что использование Лоренц-фактора для поправки длины волны энергии, излучаемой со скоростью $c = 299\,792,458$ км/с, неизбежно приведет к перенаправлению квантов в центр атома и исчезновению известного *Re*-пространственного спектра.

В связи с указанным обстоятельством можно заключить, что скорость излучения плазмы на радиусе $r_{\lambda,n}$ будет определяться запасом энергии на указанном уровне, причем для непосредственно излучаемой энергии будет справедливо соотношение

$$\hbar\omega_{\lambda,n} = \frac{1}{2} m_{\lambda,n}^* (v_{\lambda,n}^*)^2, \quad (5)$$

где * означает принадлежность параметра процессу излучения вещества с текущего радиуса $r_{\lambda,n}$.

Используя теперь формулу для энергии (5), можем записать: $m_{\lambda,n}^* = \frac{2E_{sum}}{(v_{\lambda,n}^*)^2}$.

Таким образом, упрощенно *Re*-пространственная масса электрона $m_{\lambda,n}$ будет определяться с учетом двух составляющих: 1) с учетом запаса энергии, из соотношения (5), определяющего массу излучения $m_{\lambda,n}^*$, и 2) с учетом массы покоя электрона m_0 . Следовательно, не трудно установить связь между релятивистской массой орбиты $r_{\lambda,n}$ и излучаемой массой в виде

$$m_{\lambda,n} = \frac{m_0}{\beta(v_{\lambda,n})} = m_0 + \frac{2E_{sum}}{(v_{\lambda,n}^*)^2}, \quad (6)$$

где $\beta(v_{\lambda,n})$ – поправка Лоренца.

Рассмотрим теперь формулы (3), (5) и (6), и с их учетом запишем соотношение

для энергии излучения в виде

$$E_{\lambda,n} = \frac{1}{2} \frac{m_0 (v_{\lambda,n}^*)^2 + 2E_{sum} v_{\lambda,n}^2}{(v_{\lambda,n}^*)^2} v_{\lambda,n}^2 \quad (7)$$

где $E_{\lambda,n} \neq E_{sum}$ в соответствии с ненулевым результатом для E_0 .

Из соотношения (5) можно сделать вывод, что в процессе излучения выполняется преобразование квантово-механического объекта с энергией $\frac{m_{\lambda,n} v_{\lambda,n}^2}{2}$ в квантовый объект с энергией (7), включающий в себя энергетический остаток $E(m_0)$.

Далее, из уравнения (7) следует, что $E_{\lambda,n} = \frac{1}{2} (m_0 + m_{\lambda,n}^*) v_{\lambda,n}^2$. При этом скорость $v_{\lambda,n}^*$ определяет формирование массы покоя m_0 как функции преобразования некоторой массы плазмы m_{pl} в твердотельный объект $m_0 = \frac{1}{2} f(v_{\lambda,n}^*, m_{pl})$ и массы излучения с энергией (5).

Кроме того, в уравнении (3) необходимо определить связь параметров вида $E_{sum} = E_{\lambda,n} - \hbar\omega_{\lambda,n} = \hbar\omega_{\lambda,n}$; $E_{sum} = \frac{1}{2} E_{\lambda,n} = \hbar\omega_{\lambda,n}$. Тогда

$$E_{\lambda,n} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} f(v_{\lambda,n}^*, m_{pl}) + \frac{2E_{sum}}{(v_{\lambda,n}^*)^2} \right] v_{\lambda,n}^2 = \frac{m_{\lambda,n} v_{\lambda,n}^2}{4} + \frac{E_{sum}}{(v_{\lambda,n}^*)^2} v_{\lambda,n}^2.$$

Приведенное равенство позволяет заключить, что в процессе излучения выполняется физическое и математическое преобразование энергии вида $\hbar\omega_{\lambda,n} = \frac{m_{\lambda,n} v_{\lambda,n}^2}{4}$, а также формирование массы покоя электрона m_0 с собственной энергией существования

$$E(m_0) = \frac{m_{\lambda,n} v_{\lambda,n}^2}{4}, \quad (8)$$

то есть соотношение (8) определяет энергетику существования наночастицы в рамках постизлученного движения последнего к радиусу-приемнику. Данное равенство определяет представление об электроны как о квантовом элементе, а также как о твердотельном объекте Re -пространства.

Теперь для решения уравнения (7) относительно скорости $v_{\lambda,n}$ определим параметр $v_{\lambda,n}^*$, который считаем принципиально неизвестным, что следует из неоднозначного представления его в периодических изданиях и, соответственно, в расчетах микроэлектронных схем или логических элементов квантовых компьютеров.

Скорость электрона на борновском радиусе атома водорода

Воспользуемся классическим соотношением для радиуса r_0 и выполним его преобразование к виду

$$r_0 = \frac{\hbar^2}{m_0 e}. \quad (9)$$

В данном равенстве вместо значения квадрата заряда электрона использовано значение параметра в первой степени, численно совпадающее с квадратом классического параметра. Это связано с тем, что выраженные из известного соотношения для борновского радиуса

единицы измерения для $[e^2]$ порождают внесистемность двух входящих в состав равенства (9)

$$\text{параметров и их единиц измерения в СГСМ: } [\sqrt{e^2}] = \left[\sqrt{\frac{\Gamma \cdot \text{см}^3}{c^2}} \right] = \left[\frac{\text{см}}{c} \sqrt{\Gamma \cdot \text{см}} \right].$$

Очевидно, что в природных механизмах взаимодействия материи (в различных измерениях) не существует корня квадратного из массы или длины, что и предполагает сделанную замену квадрата заряда на первую степень. Иными словами, при сохранении численного результата в равенстве (9) имеем единицы измерения заряда электрона вида

$$[e] = \left[\frac{\Gamma \cdot \text{см}^3}{c^2} \right].$$

Аналогичная внесистемность параметров проявляется и в других соотношениях, используемых в физике атома. Так, например, известный из основополагающих работ магнетон Бора имеет единицы измерения вида

$$[\mu_B] = \left[\frac{e\hbar}{m_0(v=c)} \right] = \left[\frac{\text{см}^2}{c} \sqrt{\Gamma \cdot \text{см}} \right]. \quad (10)$$

Из данного «равенства», очевидно, следует природная неадекватность базового соотношения и физико-математическая неопределенность самого магнетона. Кроме того, использование в приведенной формуле точного значения для скорости света $v=c$ с учетом Лоренц-фактора ставит под сомнение и результаты, использующие в качестве базы сам внесистемный параметр μ_B (10).

Теперь, учитывая вышесказанное, для определения скорости электрона на радиусе r_0 рассмотрим численное значение постоянной Ридберга в стандартном соотношении для волнового числа. Так, используя известные результаты работ, можем записать $\frac{1}{\theta_{\lambda,n}} = R_2 \left(\frac{1}{\lambda^2} - \frac{1}{n^2} \right)$, при этом с учетом результатов [5] и [6] имеем

$$R_2 = \frac{2m_0 \pi e^2}{v_{\lambda,n}^* h^3} = 109677 \text{ см}^{-1}, \quad (11)$$

где $\theta_{\lambda,n}$ – длина волны, h – постоянная Планка, $v_{\lambda,n}^*$ – скорость излучения энергии электроном с радиуса $r_{\lambda,n}$. Значение заряда электрона с учетом доработки равенства для боровского радиуса в (11) принято равным $e = 23,0708 \cdot 10^{-20}$ Фр.

Выполненная коррекция формулы (11) по отношению к работе [5], т. е. замена скорости света $c = 299792,458$ км/с на скорость излучения $v_{\lambda,n}^*$, связана с тем, что использование классических параметров при подстановке в соотношение (9) не подтверждает известного значения $R_2 = 109677 \text{ см}^{-1}$. Попытка установить равенство путем изменения величины заряда с помощью Лоренц-фактора представляется нецелесообразной, так как данный параметр является постоянным и практически измеренным. Будем учитывать также, что равенство (11) получено экспериментальным путем [5, 7]. Таким образом, снова полагая, что скорость света материальных объектов в Re -пространстве достигается только в макрообъектах или на нано-уровне, считаем, что излучение квантов заряженным электроном характеризуется скоростью движения текущего центроаффинного пространства ядра. Соответственно, подстановка стандартных параметров в формулу (11) позволяет получить значение скорости $v_{\lambda,n}^*$ с помощью следующих численных величин:

$$v_{\lambda,n}^* = \frac{2 \cdot 9,109 \cdot 10^{-28} \cdot 3,14 \cdot 23,0708^2 \cdot 10^{-40}}{109677 \left(6,626 \cdot 10^{-27} \right)^3} = 95,4824 \cdot 10^3 \text{ км/с}. \quad (12)$$

В приведенном соотношении использовано значение заряда электрона из соотношения (2), однако, постоянное для всех уровней атома [5]. Из закона же сохранения

энергии следует, что приобретенная энергия массой m_0 на некотором радиусе вращения соответствует излученной энергии на радиусе $r_{\lambda,n}$. Таким образом, можно утверждать, что скорость (фактически начала) излучения квантов (12) примерно соответствует некоторой псевдостатической скорости начала преобразования электрона из твердотельного состояния с массой m_0 в плазменный объект, что для любого радиуса поглощения энергии, в том числе и для радиуса Бора, дает соотношение $v_{\lambda,n}^* \approx v_0 = v_{0,l} \sqrt{2} = 95,4824 \cdot 10^3$ км/с, где $v_{0,l}$ линейная скорость наночастицы на боровском радиусе r_0 .

При полученном в (12) значении скорости несложно рассчитать и другие параметры атома, необходимые для выполнения последующих расчетов квантово-электронных устройств и систем.

Решим теперь уравнение (7) и вычислим излучающие радиусы атома водорода $r_{\lambda,n}$.

Решение уравнения для энергии излучения электроном

Из равенства для скорости $v_{\lambda,n}$ определим параметр $r_{\lambda,n}$, выполнив преобразование энергетического уравнения (7) к следующему виду:

$$2(v_{\lambda,n}^*)^2 E_{\lambda,n} = v_{\lambda,n}^2 \left[m_0 (v_{\lambda,n}^*)^2 + E_{\lambda,n} \right]. \quad (13)$$

Учитывая, что энергия $E_{\lambda,n}$ является расчетно-измеренной, а скорости $v_{\lambda,n}$ и $v_{\lambda,n}^*$ поправкой Лоренца не корректируются, выпишем составляющие данного уравнения (в системе СГСМ) и определим порядок численных значений, используя представление параметров (например, угловой частоты) в виде $\omega_{\lambda,n} = \omega'_{\lambda,n} \cdot 10^{16} \text{ с}^{-1}$.

Так, в левой части уравнения (13), с учетом численных значений, имеем

$$2(v_{\lambda,n}^*)^2 \hbar \omega_{\lambda,n} = 2 \cdot 95,4824^2 \cdot 10^{16} \cdot 1,055 \cdot 10^{-27} \omega'_{\lambda,n} \cdot 10^{16} = 19,236 \cdot 10^8 \omega'_{\lambda,n}.$$

Первый член в правой части (13) имеет вид

$$(v_{\lambda,n}^*)^2 v_{\lambda,n}^2 m_0 = 95,4824^2 \cdot 10^{16} \cdot 2\pi^2 (r'_{\lambda,n})^2 \cdot 10^{-16} (\omega'_{\lambda,n})^2 \cdot 10^{32} \times 9,109 \cdot 10^{-28} = 16,393 \cdot 10^9 (r'_{\lambda,n})^2 (\omega'_{\lambda,n})^2.$$

Второе слагаемое в правой части (13), с учетом стандартного соотношения для энергии, будет равно $2\hbar \omega_{\lambda,n} v_{\lambda,n}^2 = 1,055 \cdot 10^{-27} \cdot (\omega'_{\lambda,n})^2 \cdot 10^{16} \cdot 2\pi^2 (r'_{\lambda,n})^2 \cdot 10^{-16} (\omega'_{\lambda,n})^2 \cdot 10^{32} = 2,165 \cdot 10^6 (\omega'_{\lambda,n})^3 (r'_{\lambda,n})^2$.

Полученные значения позволяют перейти к упрощенной форме энергетического уравнения (13) вида

$$19,236 \approx \left[163,93 \omega'_{\lambda,n} + 2,165 (\omega'_{\lambda,n})^2 \right] (r'_{\lambda,n})^2. \quad (14)$$

Очевидно, что $163,93 \omega'_{\lambda,n} \gg 2,165 (\omega'_{\lambda,n})^2$, в связи с чем из (14) имеем

$$r_{\lambda,n} \approx \frac{0,34255}{\sqrt{\omega_{\lambda,n}}} \text{ см}. \quad (15)$$

В общем виде решение (15) уравнения (7) с учетом $2\hbar \omega_{\lambda,n} v_{\lambda,n}^2 \approx 0$ следует из равенства $\hbar \omega_{\lambda,n} \approx \pi^2 \omega_{\lambda,n}^2 r_{\lambda,n}^2 m_0$.

Отсюда получаем:

$$r_{\lambda,n} \approx \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\hbar}{\omega_{\lambda,n} m_0}}. \quad (16)$$

Подстановка частот $\omega_{\lambda,n}$ в формулу (13) дает набор значений радиусов, требуемых для дальнейшего вычисления скоростей: $v_{\lambda,n} = 2\pi\omega_{\lambda,n}r_{\lambda,n}$.

Использование полученных параметров для определения энергии излучения подтверждает правильность выполненных расчетов при сравнении с результатом (5).

Пример расчета энергии

Пусть $\lambda=1$, а значение $n=2$ характеризует текущее расширение радиуса r_0 . Данным параметрам соответствует точное значение угловой частоты $\omega_{1,2} = 7,7625 \cdot 10^{14} \text{ с}^{-1}$. Соответственно, по формуле (15) при этом находим: $r_{1,2} \approx \frac{0,3425}{\sqrt{\omega_{1,2}}} = \frac{0,3425}{\sqrt{7,7625 \cdot 10^{14}}} = 1,2293 \cdot 10^{-8} \text{ см}$.

С учетом соотношения (15) легко находятся также и значения скоростей $v_{\lambda,n}$, соответствующие движению электрона по орбитам $r_{\lambda,n}$ атома водорода. В частности, для данного примера имеем $v_{1,2} = 2\pi\omega_{1,2}r_{1,2} = 2\pi \cdot 7,7625 \cdot 10^{14} \cdot 1,2293 \cdot 10^{-8} = 0,599572 \text{ т.км/с}$.

Энергия излучения $\hbar\omega_{1,2} = 1,05457 \cdot 10^{-27} \cdot 7,7625 \cdot 10^{14} = 8,1861 \cdot 10^{-13} \text{ эрг}$.

Соответственно, для запасенной энергии на данном радиусе имеем значение $\frac{m_{1,2}v_{1,2}^2}{4} = 8,1867 \cdot 10^{-13} \text{ эрг}$, что практически совпадает с энергией излучения.

Заключение

Выполненные исследования показали, что достижение физико-математической системности в базовых соотношениях квантовой механики позволяет уточнить ряд взглядов на природу явлений в атоме водорода. Так, правильное толкование известных теоретических результатов и их связь с практически измеренными величинами приводит к достаточно точному представлению о расчетно-измеренных значениях реальных параметров. В частности, анализ классического соотношения для волнового числа (11) показал, что использование понятия «скорость света» не всегда допустимо в вопросах описания физических процессов. Это связано с тем, что подстановка указанного значения в Лоренц-фактор неизбежно ведет к появлению практически не достижимых значений параметров в реальных системах, и в частности «нуля» или «бесконечности» для центроаффинных пространств ядра. Сформулированный контраргумент для «скорости света» при анализе физических задач позволил сформировать особый взгляд на скорость движения электрона на радиусах $r_{\lambda,n}$ с учетом несложных вычислений и, как следствие, определить ряд параметров данной наночастицы.

Прикладной аспект рассмотренной методологии состоит в использовании результатов расчетов в задачах применения водородоподобных систем для синтеза логики квантовых компьютеров [8, 9], а также коррекции компьютерных моделей любых микроэлектронных схем.

Список литературы

1. Соколов А.А., Тернов И.М. *Квантовая механика и атомная физика*. Москва: Просвещение; 1970.
2. Киселев Ю.Т., Парьев Э.Я. Структура ядерной материи на малых расстояниях. *Ядерная физика*. 2019;82(6):00-00. DOI: 10.1134/S044002719060096.
3. Аникин Ю.А. Решение уравнения Ван Чанг-Уленбека для молекулярного водорода. *Журнал вычисл. матем. и матем. физ.* 2017;57(6):00-00.
4. Кукулин В.И., Померанцев В.Н., Рубцова В.А., Платонова М.Н. К природе ядерных сил. *Ядерная физика*. 2019;82(6):00-00. DOI: 10.1134/S044002719060102.
5. Слейбо У., Персонс Т. *Общая химия*. Пер. с англ. Москва: Мир; 1979.
6. Кобяк И.П. Физика атома в расчетах криптографических каналов связи. *Технические средства защиты информации: тез. докл. XVII Белорусско-российской науч.-техн. конф., Республика Беларусь, Минск, 11 июня 2019 г.* Минск: БГУИР; 2019:84.

7. Полинг Л., Полинг П. *Химия*. Пер. с англ. Москва: Мир; 1978.
8. Кобяк И.П. О влиянии дифференциальных пространств водородоподобных атомов на передачу данных в криптографических каналах связи. *Технические средства защиты информации: тез. докл. XIX Белорусско-российской науч.-техн. конф., Республика Беларусь, Минск, 8 июня 2021 г.* Минск: БГУИР; 2021:53-54.
9. Кобяк И.П. Основы теории атома водорода для задач синтеза квантово-электронных схем. *Автоматизированные системы управления технологическими процессами АЭС и ТЭС: материалы II Международной науч.-техн. конф., Республика Беларусь, Минск, 27-28 апреля 2021 г.* Минск: БГУИР; 2021:207-212.

References

1. Sokolov A.A., Ternov I.M. [*Quantum mechanics and atomic physics*]. Moscow: Education; 1970. (In Russ.)
2. Kiselev Yu.T., Paryev E.Ya. [Structure of nuclear matter at short distances]. *Nuclear Physics*. 2019;82(6):00-00. DOI: 10.1134/S044002719060096. (In Russ.)
3. Anikin Yu.A. [Solution of the Wang Chang-Uhlenbeck equation for molecular hydrogen]. *Zh. calculation. matem. and math. phys.* 2017;57(6):00-00. (In Russ.)
4. Kukulin V.I., Pomerantsev V.N., Rubtsova V.A., Platonova M.N. [On the nature of nuclear forces]. *Nuclear Physics*. 2019;82(6):00-00. DOI: 10.1134/S044002719060102. (In Russ.)
5. Slabaugh W., Parsons T. [*General Chemistry*]. Moscow: Mir; 1979. (In Russ.)
6. Kobyak I.P. [Physics of the atom in the calculation of cryptographic communication channels]. *Technical means of information protection: abstracts. report XVII Belarusian-Russian scientific and technical. conf., Republic of Belarus, Minsk, June 11, 2019*. Minsk: BSUIR; 2019: 84. (In Russ.)
7. Pauling L., Pauling P. [*Chemistry*]. Moscow: Mir; 1978. (In Russ.)
8. Kobyak I.P. [On the influence of differential spaces of hydrogen-like atoms on data transmission in cryptographic communication channels]. *Technical means of information protection : tez. dokl. XIX Belarusian-Russian scientific-technical conf., Republic of Belarus, Minsk, June 8, 2021*. Minsk: BSUIR; 2021:53-54. (In Russ.)
9. Kobyak I.P. [Fundamentals of the theory of the hydrogen atom for the synthesis of quantum electronic circuits] *Automated control systems for technological processes of nuclear power plants and thermal power plants: materials of the II International Scientific and Technical Conference. conf., Republic of Belarus, Minsk, April 27-28, 2021*. Minsk: BSUIR; 2021:207-212. (In Russ.)

Сведения об авторах

Кобяк И.П., к.т.н, доцент, доцент кафедры электронных вычислительных машин Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Kobyak I.P., Cand. of Sci., Associate Professor, Associate Professor at the Electronic Computing Machines Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел 293-86-17;
e-mail: IPKobyak2012@mail.ru
Кобяк Игорь Петрович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. 293-86-17;
e-mail: IPKobyak2012@mail.ru
Kobyak Ihar Petrovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-1-40-47>

Original paper

UDC 621.382.323

LARGE SIGNAL PERFORMANCE OF THE GALLIUM NITRIDE HETEROSTRUCTURE FIELD-EFFECT TRANSISTOR WITH A GRAPHENE HEAT-REMOVAL SYSTEM

VLADISLAV S. VOLCHECK, VIKTOR R. STEMPIISKY

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 16 August 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. The self-heating effect exerts a considerable influence on the characteristics of high-power electronic and optoelectronic devices based on gallium nitride. An extremely non-uniform distribution of the dissipated power and a rise in the average temperature in the gallium nitride heterostructure field-effect transistor lead to the formation of a hot spot near the conductive channel and result in the degradation of the drain current, power gain and device reliability. The purpose of this work is to design a gallium nitride heterostructure field-effect transistor with an effective graphene heat-removal system and to study using numerical simulation the thermal phenomena specific to it. The object of the research is the device structure formed on sapphire with a graphene heat-spreading element placed on its top surface and a trench in the passivation layer filled with diamond grown by chemical vapor deposition. The subject of the research is the large signal performance quantities. The simulation results confirm the effectiveness of the heat-removal system integrated into the heterostructure field-effect transistor and leading to the suppression of the self-heating effect and to the improvement of the device performance. The advantage of our concept is that the heat-spreading element is structurally connected with a heat sink and is designed to remove the heat immediately from the maximum temperature area through the trench in which a high thermal conductivity material is deposited. The results of this work can be used by the electronics industry of the Republic of Belarus for developing the hardware components of gallium nitride power electronics.

Keywords: diamond, gallium nitride, graphene, heat-removal system, heterostructure field-effect transistor, large signal performance, power electronics, thermal conductivity.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

Gratitude. This work is supported by the grant 3.1 of Belarusian National Scientific Research Program “Photonics and Electronics for Innovations”. The authors would like to express special thanks to Baranova M.S. and Hvazdouski D.C. for providing the data on the thermal conductivity of the (Al,Ga)N material system.

For citation. Volcheck V.S., Stempitsky V.R. Large Signal Performance of the Gallium Nitride Heterostructure Field-Effect Transistor With a Graphene Heat-Removal System. Doklady BGUIR. 2022; 20(1): 40-47.

Introduction

Since its invention forty years ago, the heterostructure field-effect transistor, or high electron mobility transistor (HEMT), has continued to achieve widespread use and drive innovation in the field of information and communications technology. Able to allow for low-noise operation at frequencies up to the millimeter wave band, HEMTs are used in a wide variety of applications, including wireless

Internet and computer networking access systems, cellular phones, navigation systems and satellite broadcast receivers. Furthermore, research and development activities undertaken by corporations and governments in improving and commercializing the novel technology are expanding rapidly all over the world. In addition to standard gallium arsenide HEMTs, the development of ultra-high-frequency indium phosphide and low-power/high-frequency gallium nitride (GaN) transistors is advancing at a lively pace. The deep interest in GaN stems from several factors. First, the wide band gap of 3.4 eV yields a high breakdown voltage, which enables high-power operation. Second, the saturation velocity of electrons in GaN is over a factor of two larger than that in silicon, which is valuable for high-speed operation. Besides, the electrical polarization effects that dominate especially at interfaces result in the induction of a very high electron concentration. Owing to these features, GaN HEMTs can operate at extremely high power densities of tens of watts per millimeter of the gate width. Nevertheless, at such power levels, the dissipated power is non-uniformly distributed and the average temperature is risen, leading to the formation of a hot spot near the conductive channel and resulting in the degradation of the drain current, power gain and device reliability [1]. To minimize the self-heating effect in GaN HEMTs, a variety of thermal solutions has been attempted. These include diamond substrate [2], flip-chip bonding [3], backside metal deposition [4] and heat-spreading element [1]. In spite of all these efforts, the problem of the hot spots still persists.

We have recently investigated [5] the DC and small signal performance of the transistors with a graphene heat-removal system closely resembling that used by Yan et al. [1]. The graphene layers are connected to a heat sink outside the device structure and designed specifically to remove the heat immediately from the maximum temperature region, thus providing an additional heat-escape channel. To enhance the graphene heat-removal system, we have proposed [6] the formation of a trench in the passivation layer in which a high thermal conductivity material, such as boron nitride, boron arsenide or synthetic diamond is deposited. This paper is dedicated to the large signal performance quantities of the GaN HEMT with diamond grown by chemical vapor deposition (CVD) employed as a filler of the trench.

Device structure

The main object of the research is a GaN HEMT formed on sapphire (Al_2O_3) with a graphene heat-spreading element placed on its upper surface and a trench in the passivation layer where CVD-diamond is deposited. It is shown in Fig. 1 and hereinafter referred to as variant C. After the solidus signs, the region thicknesses are indicated.

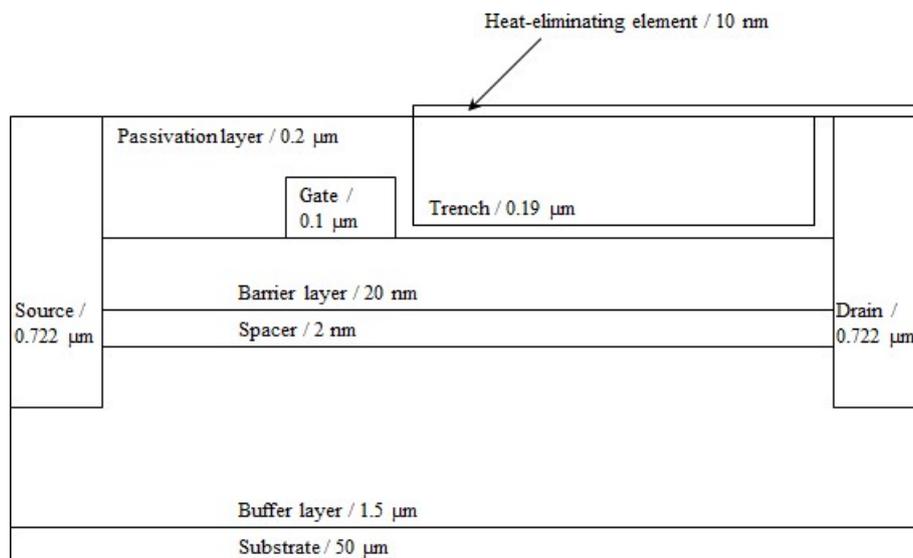


Fig. 1. GaN HEMT with a graphene heat-spreading element and a trench in the passivation layer filled with CVD-diamond

The materials of the buffer, spacer, barrier and passivation layers are GaN, aluminum nitride (AlN), aluminum gallium nitride ($\text{Al}_{0.2}\text{Ga}_{0.8}\text{N}$) and silicon nitride (Si_3N_4), respectively. The distances

source–gate and gate–drain equal to 2 and 5 μm . The gate length is 0.5 μm . The length of the trench located exactly between the gate and the drain equals to 4.8 μm . The graphene heat-spreading element is 5.9 μm long. The width of the transistor is 0.5 mm.

To produce the trench in Si_3N_4 , reactive ion etching in chlorine- or fluorine-containing organic or inorganic compounds can be employed, which enables the creation of a trench with sharp and well-controlled features [7]. In theory, the adhesion of CVD-diamond to Si_3N_4 is ensured by a reduction in the interfacial stress due to the similar linear thermal expansion coefficients of these materials [8]. The formation of the graphene heat-spreading element by the highly-oriented pyrolytic graphite exfoliation cannot be accomplished because of the random nature of the process. For this reason, the polymethyl methacrylate-assisted method is proposed [1].

To make a comparative analysis of the DC and large signal transient characteristics, in addition to the GaN HEMT variant C, analogous device structures without any heat-removal system (variant A) and with the graphene heat-spreading element only (variant B) were also simulated.

Equations and models

The device simulation was performed in the framework of the classical drift-diffusion theory of charge transport with the doping density and temperature dependent low- and high-field mobility models of Farahmand et al. [9]. To account for the self-heating effect, a lattice heat flow equation was added to the set of the basic semiconductor device equations. According to the thermodynamically rigorous model of lattice heating [10], the lattice heat flow equation takes the following form:

$$C \frac{\partial T}{\partial t} = \nabla(\kappa \nabla T) + H, \quad (1)$$

where C is the heat capacity, T is the temperature, κ is the thermal conductivity and H is the heat generation rate.

The heat generation rate takes into account Joule heating, heating and cooling due to carrier generation and recombination, the Peltier and the Thomson effects. As Joule heating is the dominant heat generation process, the other mechanisms were neglected.

Thermal conductivity is known to be a parameter strongly dependent on temperature. This is critical to take into consideration during simulation, as the temperature developed due to self-heating is very sensitive to the thermal conductivities of certain areas of the device. Otherwise, a significant error may occur. The temperature dependence of the thermal conductivity of AlN, GaN, Al_2O_3 [11] and CVD-diamond [12] is expressed as

$$\kappa = \kappa_{300} \left(\frac{T}{300} \right)^\alpha, \quad (2)$$

where κ_{300} is the thermal conductivity at 300 K and α is the temperature dependence coefficient.

The thermal conductivity values of the AlN/GaN system were derived using a combination of ab initio simulations and solutions of the linearized phonon Boltzmann transport equation.

The parameters of Eq. (2) are listed in Table 1.

Table 1. Thermal conductivity model parameters

Parameter	Material			
	AlN	GaN	Al_2O_3	CVD-diamond
κ_{300} (W/(cm·K))	3.89	2.58	0.39	21.74
α	-1.28	-1.03	-1.19	-1.17

The thermal conductivity of AlGaIn is determined by

$$\kappa(\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}) = \left(\frac{x}{\kappa(\text{AlN})} + \frac{1-x}{\kappa(\text{GaN})} + (3,65 \cdot 10^{-5} T - 2,21 \cdot 10^{-3}) x(1-x) \right)^{-1}, \quad (3)$$

where x is the composition fraction.

The thermal conductivity of amorphous Si_3N_4 equals to 0.021 W/(cm·K) [13].

Simulation results

A series of DC and large signal transient simulations was performed under the following set of conditions:

- the barrier layer is undoped;
- iron-induced deep-level acceptor centers treated as trap states with an energy of 0.7 eV below the conduction band minimum are introduced in the buffer layer, the distribution of the density of states for these acceptor centers corresponds to the profile denoted as “low-Fe” in [14];
- a scale factor of 0.6 is applied to both the spontaneous and piezoelectric polarization terms;
- lumped resistances of 50 Ω are connected to both the gate and drain electrodes;
- the heat transfer coefficients between the substrate and the ambient air as well as between the right side of the heat-spreading element and the ambient air are taken to be infinitely large to make the temperature values at the lower surface of the substrate and at the right edge of the heat-spreading element rigid and equal to 300 K;
- since graphene is not available in the device simulator we use (the parameters of graphene are not stored in the database), the material of the heat-spreading element is treated as a conductor (defined to be a part of the drain electrode) with a thermal conductivity value of 50 W/(cm·K) [15].

The impairment of the DC characteristics of GaN HEMTs attributed to the self-heating effect becomes more pronounced at sufficiently high drain-source voltages (V_{DS}). Fig. 2 presents the drain current vs. gate-source voltage (V_{GS}) and transconductance vs. gate-source voltage characteristics of the GaN HEMT variants A–C and provides a direct comparison with the data obtained by isothermal simulation at 300 K. The drain-source voltage is 15 V.

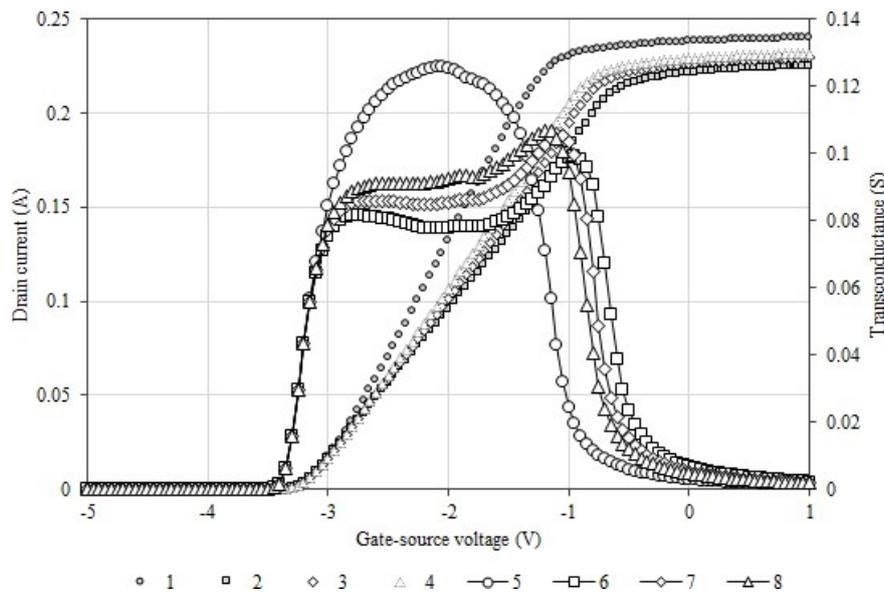


Fig. 2. Input DC characteristics at $V_{DS} = 15$ V (1 and 5 – no self-heating; 2 and 6 – variant A; 3 and 7 – variant B; 4 and 8 – variant C): 1–4 – drain current; 5–8 – transconductance

At $V_{GS} = -2$ V, the peak temperature of the GaN HEMT without a heat-removal system rises to 340.7 K, which leads to a reduction in both the drain current by 27.3 %, from 0.132 to 0.096 A, and the transconductance by 37.6 %, from 0.125 to 0.078 S. The placement of the heat-spreading element on top of the transistor results in a 5.2 % increase in the drain current, from 0.096 to 0.101 A, and in a 9.0 % improvement in the transconductance, from 0.078 to 0.085 S. The formation of the trench in the passivation layer filled with CVD-diamond in addition to the graphene layers gives a 10.4 % increase in the drain current, from 0.096 to 0.106 A, and also a 17.9 % improvement in the transconductance, from 0.078 to 0.092 S.

In Fig. 3, the drain current vs. drain-source voltage characteristics are shown. The gate-source voltage is -2 V.

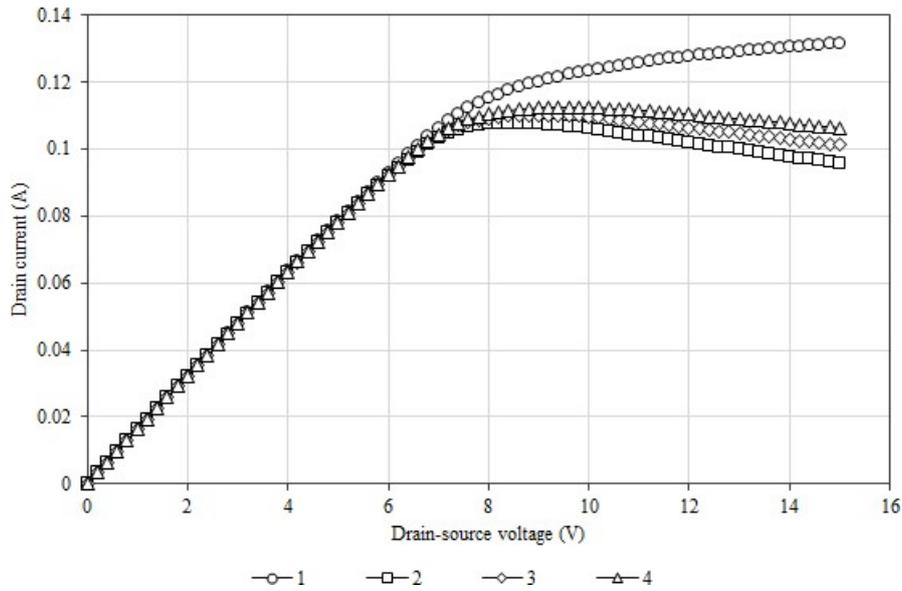


Fig. 3. Drain current vs. drain-source voltage characteristics at $V_{GS} = -2$ V (1 – no self-heating; 2 – variant A; 3 – variant B; 4 – variant C)

To calculate the large signal performance quantities, the GaN HEMTs were overdriven into heavy distortion at the DC operating point of $V_{GS} = -2$ V and $V_{DS} = 15$ V. To this purpose, a sequence of sinusoidal waveforms with amplitudes increasing from 1 to 4 V and frequencies of 2 and 4 GHz was consecutively applied to the gate electrode. Each of these signal levels was simulated for a single period in the time domain. Fig. 4 presents the output power vs. input power (P_{IN}) and power gain vs. input power characteristics determined at 2 GHz.

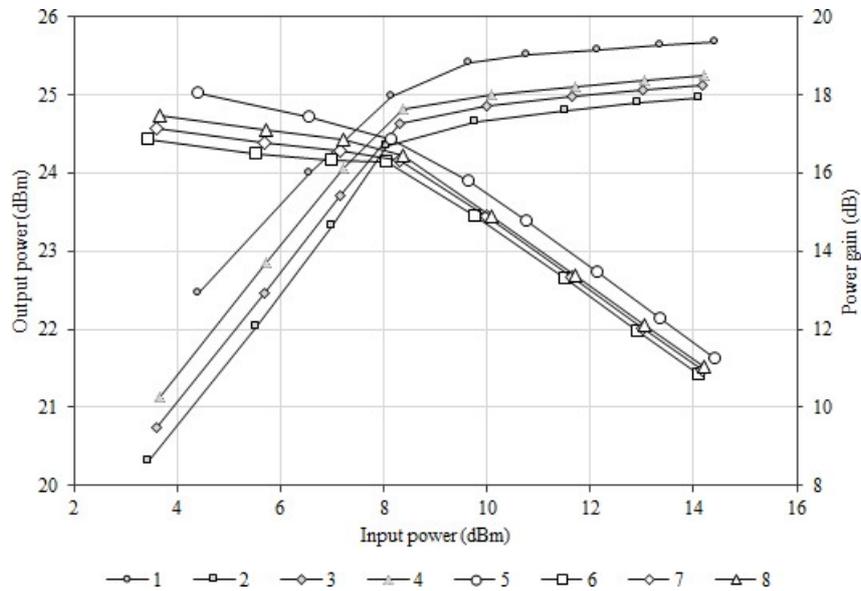


Fig. 4. Large signal performance quantities at 2 GHz (1 and 5 – no self-heating; 2 and 6 – variant A; 3 and 7 – variant B; 4 and 8 – variant C): 1–4 – output power; 5–8 – power gain

The degradation of the DC performance of GaN HEMTs will definitely have an adverse effect on their large signal transient characteristics. Considering the calculations at 2 GHz, at $P_{IN} = 14$ dBm, the output power is decreased by 2.8 %, from 25.659 to 24.952 dBm, while the power gain is reduced by 6.1 %, from 11.659 to 10.949 dB. The GaN HEMT variant B offers an 0.7 % increase in the output power, from 24.952 to 25.121 dBm, and also a 1.6 % improvement in the power gain, from 10.949 to 11.120 dB. The values for the variant C are 1.1 % (an increase to 25.227 dBm) and 2.6 % (an increase to 11.233 dB), respectively.

The power-added efficiency as a function of the input power determined at 2 GHz is given in Fig. 5.

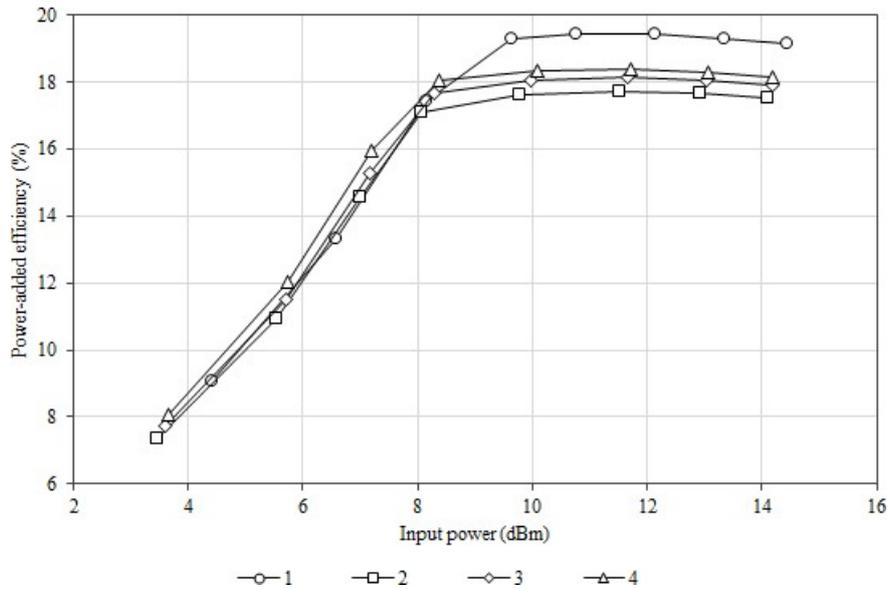


Fig. 5. Power-added efficiency as a function of the input power at 2 GHz (1 – no self-heating; 2 – variant A; 3 – variant B; 4 – variant C)

The maximum power-added efficiency exhibited by the GaN HEMT without a heat-removal system at 2 GHz is 17.7 %, compared with a value of 19.4 % obtained by the isothermal simulation at 300 K. The values of 18.1 % and 18.4 % are achieved for the GaN HEMT variants B and C.

The output power vs. input power and power gain vs. input power characteristics determined at 4 GHz are presented in Fig. 6.

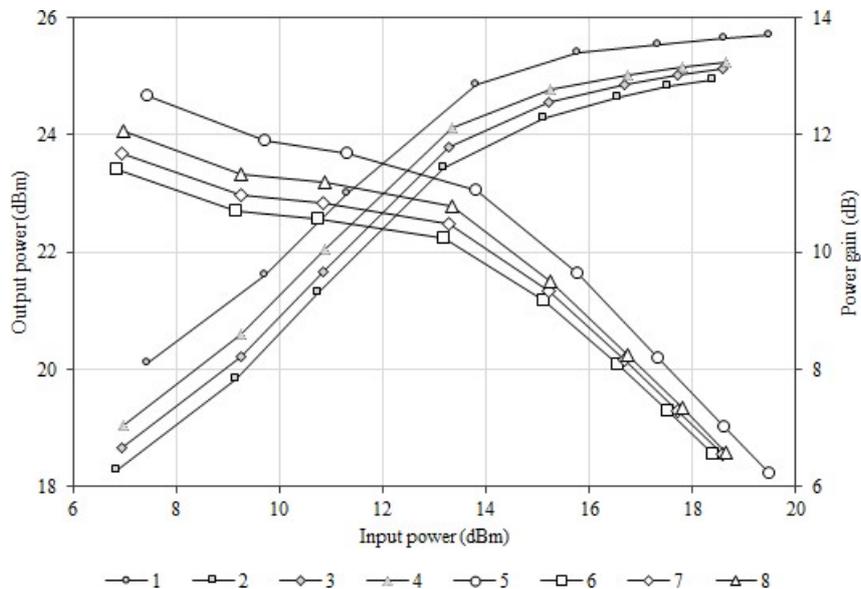


Fig. 6. Large signal performance quantities at 4 GHz (1 and 5 – no self-heating; 2 and 6 – variant A; 3 and 7 – variant B; 4 and 8 – variant C): 1–4 – output power; 5–8 – power gain

In this case, the output power at $P_{IN} = 14$ dBm is decreased due to the self-heating effect by 4.4 %, from 24.900 to 23.792 dBm, while the power gain drops by 10.2 %, from 10.900 to 9.785 dB. The GaN HEMT variant B offers a 1.2 % increase in the output power, from 23.792 to 24.076 dBm, and also a 3.0 % improvement in the power gain, from 9.785 to 10.076 dB. The values for the variant C are 2.3 % (an increase to 24.337 dBm) and 5.6 % (an increase to 10.337 dB), respectively.

The power-added efficiency as a function of the input power determined at 4 GHz is given in Fig. 7.

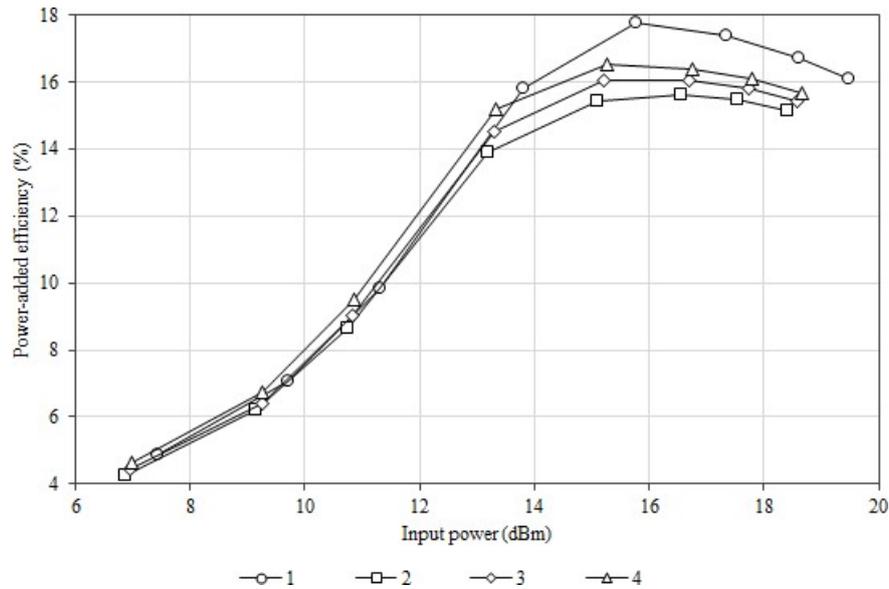


Fig. 7. Power-added efficiency as a function of the input power at 4 GHz (1 – no self-heating; 2 – variant A; 3 – variant B; 4 – variant C)

The maximum power-added efficiency exhibited by the GaN HEMT without a heat-removal system at 4 GHz is 15.6 %, compared with a value of 17.8 % obtained by the isothermal simulation at 300 K. The values of 16.1 % and 16.5 % are achieved for the GaN HEMT variants B and C.

Conclusions

A series of the DC and large signal transient simulations was carried out for GaN HEMTs with graphene heat-spreading elements. One of the two devices featured a trench in the passivation layer filled with CVD-diamond as an enhancement of the heat-escape channel. The simulation results confirm the effectiveness of the trench-based heat-removal system, which leads to the suppression of the self-heating effect and to the improvement of the device performance. When operated at $V_{GS} = -2$ V and $V_{DS} = 15$ V, the maximum power-added efficiency of 18.4 % (16.5 %) was achieved at 2 GHz (4 GHz), compared with 17.7 % (15.6 %) obtained in the absence of a heat-removal system.

References

1. Yan Z., Liu G., Khan J.M., Balandin A.A. Graphene Quilts for Thermal Management of High-Power GaN Transistors. *Nature Communications*. 2012;3:827. DOI: 10.1038/ncomms1828.
2. Hirama K., Taniyasu Y., Kasu M. AlGaIn/GaN High-Electron Mobility Transistors with Low Thermal Resistance Grown on Single-Crystal Diamond (111) Substrates by Metalorganic Vapor-Phase Epitaxy. *Applied Physics Letters*. 2011;98(16):162112. DOI: 10.1063/1.3574531.
3. Sun J., Fatima H., Koudymov A., Chitnis A., Hu X., Wang H.-M., Zhang J., Simin G., Yang J., Asif Khan M. Thermal Management of AlGaIn-GaN HFETs on Sapphire Using Flip-Chip Bonding with Epoxy Underfill. *IEEE Electron Device Letters*. 2003;24(6):375-377. DOI: 10.1109/LED.2003.813362.
4. Pavlidis G., Kim S.H., Abid I., Zegaoui M., Medjdoub F., Graham S. The Effects of AlN and Copper Back Side Deposition on the Performance of Etched Back GaN/Si HEMTs. *IEEE Electron Device Letters*. 2019;40(7):1060-1063. DOI: 10.1109/LED.2019.2915984.
5. Volcheck V.S., Lovshenko I.Yu., Shandarovich V.T., Dao Dinh Ha. Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor with an Effective Graphene-Based Heat Removal System. *Doklady BGUIR*. 2020;18(3):72-80. DOI: 10.35596/1729-7648-2020-18-3-72-80.
6. Volcheck V.S., Stempitsky V.R. Gallium nitride heterostructure field-effect transistor with a heat-removal system based on a trench in the passivation layer filled by a high thermal conductivity material. *Doklady BGUIR* 2021;19(6):74-82. DOI: 10.35596/1729-7648-2021-19-6-74-82.

7. Pant B.D., Tandon U.S. Etching of Silicon Nitride in CCl_2F_2 , CHF_3 , SiF_4 , and SF_6 Reactive Plasma: A Comparative Study. *Plasma Chemistry and Plasma Processing*. 1999;19(4):545-563. DOI: 10.1023/A:1021886511288.
8. Bland H.A., Thomas E.L.H., Klemencic G.M., Mandal S., Morgan D.J., Papageorgiou A., Jones T.G., Williams O.A. Superconducting Diamond on Silicon Nitride for Device Applications. *Scientific Reports*. 2019;9:2911. DOI: 10.1038/s41598-019-39707-z.
9. Farahmand M., Garetto C., Bellotti E., Brennan K.F., Goano M., Ghillino E., Ghione G., Albrecht J.D., Ruden P.P. Monte Carlo Simulation of Electron Transport in the III-Nitride Wurtzite Phase Materials System: Binaries and Ternaries. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 2001;48(3):535-542. DOI: 10.1109/16.906448.
10. Wachutka G.K. Rigorous Thermodynamic Treatment of Heat Generation and Conduction in Semiconductor Device Modeling. *IEEE Transactions on Computer-Aided Design*. 1990;9(11):1141-1149. DOI: 10.1109/43.62751.
11. Dongre B., Carrete J., Mingo N., Madsen G.K.H. Ab Initio Lattice Thermal Conductivity of Bulk and Thin-Film $\alpha\text{-Al}_2\text{O}_3$. *MRS Communications*. 2018;8(3):1119-1123. DOI: 10.1557/mrc.2018.161.
12. Feng T., Lindsay L., Ruan X. Four-Phonon Scattering Significantly Reduces Intrinsic Thermal Conductivity of Solids. *Physical Review B*. 2017;96:161201(R). DOI: 10.1103/PhysRevB.96.161201.
13. Stojanovic N., Yun J., Washington E.B.K., Berg J.M., Holtz M.W., Temkin H. Thin-Film Thermal Conductivity Measurement Using Microelectrothermal Test Structures and Finite-Element-Model-Based Data Analysis. *Journal of Microelectromechanical Systems*. 2007;16(5):1269-1275. DOI: 10.1109/JMEMS.2007.900877.
14. Dao Dinh Ha, Trung Tran Tuan, Volcheck V.S., Stempitsky V.R. Iron-Induced Acceptor Centers in the Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor: Thermal Simulation and Analysis. *2019 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*. 2019:308-312. BC
15. Balandin A.A. Thermal Properties of Graphene and Nanostructured Carbon Materials. *Nature Materials*. 2011;10:569-581. DOI: 10.1038/NMAT3064.

Authors' contribution

Volcheck V.S. adjusted the physical models used in the simulation, calculated a series of the DC and large signal transient characteristics of the GaN HEMTs, prepared the manuscript.

Stempitsky V.R. researched the self-heating effect and its impact on the performance of high-power GaN HEMTs, formulated the purpose of the work.

Information about the authors

Volcheck V.S., Researcher at the R&D laboratory 4.4 of R&D Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Stempitsky V.R., Cand. of Sci., Associate Professor, Vice Rector for R&D Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus, Minsk, P. Brovki st., 6,
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-17-293-84-09;
e-mail: vlad.volchek@bsuir.by
Volcheck Vladislav Sergeevich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-1-48-54>

Оригинальная статья / Original paper

УДК 621.3.049.774

ФОРМИРОВАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ СЛОЕВ НИТРИДА КРЕМНИЯ СЕЛЕКТИВНЫМ ПЛАЗМОХИМИЧЕСКИМ ТРАВЛЕНИЕМ

В.В. ЕМЕЛЬЯНОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 16 августа 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. В настоящее время с развитием нанотехнологий плазмохимическое травление остается практически единственным инструментом для переноса рисунка интегральной схемы в маскирующем слое в материал подложки благодаря тому, что точность переноса рисунка соизмерима с размером ионов травящих газов. Требования к плазменной технологии: допустимые дефекты, селективность (избирательность к материалу), управление шириной линии, однородность травления становятся все более жесткими и, как следствие, более сложными в реализации. Для повышения скорости и селективности плазмохимического травления пленок нитрида кремния при обработке в плазме газовой смеси, состоящей из фторсодержащего газа и кислорода, в качестве фторсодержащего газа использован гексафторид серы с концентрацией 70–91 об.% при концентрации кислорода 9–30 об.%.

Ключевые слова: нитрид кремния, плазмохимическое травление, газовая смесь.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Емельянов В.В. Формирование функциональных слоев нитрида кремния селективным плазмохимическим травлением. Доклады БГУИР. 2022; 20(1): 48-54.

FORMATION OF FUNCTIONAL SILICON NITRIDE LAYERS BY SELECTIVE PLASMOCHEMICAL ETCHING

VICTOR V. EMEL'YANOV

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus)

Submitted 16 August 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. At present, with the development of nanotechnology, plasma-chemical etching remains practically the only tool for transferring an integrated circuit pattern in a masking layer to a substrate material due to the fact that the pattern transfer accuracy is comparable to the size of etching gas ions. Requirements for plasma technology: permissible defects, selectivity (material selectivity), line width control, etching uniformity are becoming more stringent and, as a consequence, more difficult to implement. To increase the rate and selectivity of plasma-chemical etching of silicon nitride films during plasma processing of a gas mixture consisting of both

a fluorine-containing gas and oxygen, sulfur hexafluoride with a concentration of 70–91 vol.% was used as a fluorine-containing gas with an oxygen concentration of 9–30 vol.%.

Keywords: silicon nitride, plasma-chemical etching, gas mixture.

Conflict of interests. The author declares no conflict of interests.

For citation. Emelyanov V.V. Formation of Functional Silicon Nitride Layers by Selective Plasmochemical Etching. Doklady BGUIR 2022; 20(1): 48-54.

Введение

Прогрессирующее уменьшение топологических размеров элементов полупроводниковых приборов и рост степени интеграции интегральных микросхем (ИС), в том числе с целью экономии площади кристаллов на пластинах монокристаллического кремния, вызывает необходимость постоянного совершенствования технологий микроэлектроники. С развитием нанотехнологий плазмохимическое травление является практически единственным инструментом для переноса рисунка ИС в маскирующем слое в материал подложки благодаря тому, что точность переноса рисунка соизмерима с размером ионов травящих газов. Требования к плазменной технологии, такие как наличие дефектов, селективность травления, управление шириной линии, однородность травления, становятся все более жесткими и, как следствие, более сложными в реализации.

Плазмохимическое травление пленок нитрида кремния проводят в газовых смесях, состоящих из хладона и кислорода при следующем соотношении компонентов: хладон – 7 л/ч, кислород – 0,6 л/ч при рабочем давлении 20 ± 5 Па и скорости травления 35 ± 5 нм/мин [1]. Данный процесс характеризуется значительной неопределенностью режима травления, которая зависит от типа используемого хладона. Поскольку хладонов существует более 20 видов, отличающихся между собой количеством атомов углерода, водорода, а также количеством и конкретным типом атомов галогенов и строением углеродной цепи (цепные, циклические), то селективность травления по отношению к SiO_2 в данном случае остается величиной неопределенной. Более эффективен способ реактивно-ионного травления нитрида кремния в плазме газовой смеси $\text{C}_2\text{H}_2\text{F}_4$ -Ar- O_2 при следующем соотношении компонентов, об. %: 38–47 % $\text{C}_2\text{H}_2\text{F}_4$, 4–8 % O_2 и 45–58 % Ar. Процесс травления проводят при плотности мощности высокой частоты 0,2–0,7 Вт/см² и при давлении в реакторе 1–8 Па [2].

Данный процесс характеризуется невысокой селективностью травления нитрида кремния, полученного химическим осаждением из парогазовой фазы, к диоксиду кремния, используемому в качестве подслоя при формировании маски для локального окисления кремния [3]. Достигнутые значения селективности составляют в лучшем случае 1,8:1. При этом существенно снижается скорость травления и ухудшается профиль боковых стенок формируемого рисунка: вследствие повышения изотропности травления появляется существенный подтрав под фоторезистивную маску, приводящий к невоспроизводимости линейных размеров формируемых топологических элементов ИС. Так, для пленки Si_3N_4 толщиной 200 нм величина бокового подтравки достигает 100 нм и более, что неприемлемо для ИС с субмикронными проектными нормами.

Одним из способов повышения анизотропии травления является использование фтороуглеродов с большим содержанием атомов углерода в молекуле, в частности замена CHF_3 на $\text{C}_2\text{H}_2\text{F}_4$. Однако при этом снижается скорость травления нитрида, так как полимер, образующийся из фтороуглерода под воздействием плазмы, осаждается преимущественно на его поверхности, что повышает относительную скорость травления диоксида и снижает селективность травления. Повышение степени анизотропии травления также достигается повышением подаваемой мощности, однако в данном случае это приводит к другому нежелательному эффекту – возникновению канавок, иначе микротренчей (англ. «microtrench»), в диоксиде кремния вдоль вытравливаемого профиля в Si_3N_4 за счет отражения тонов, бомбардирующих поверхность, от боковых стенок вытравливаемого профиля. Наличие таких канавок при формировании локального оксида кремния приводит к повышению дефектности

подложки по краю локального SiO₂ и ухудшению качества изоляции элементов ИС [4].

Таким образом, недостатками существующих процессов плазмохимического травления являются невысокая селективность травления Si₃N₄, полученного химическим осаждением из парогазовой фазы, по отношению к термическому SiO₂ и низкая анизотропия процесса травления, которые в совокупности приводят к невысокому качеству формируемой нитридной маски [5, 6]. Данная статья посвящена повышению скорости и селективности плазмохимического травления пленок нитрида кремния при формировании функциональных слоев в ИС с субмикронными проектными нормами.

Методика селективного плазмохимического травления

Для повышения качества фотолитографического рисунка в нитриде кремния, полученного химическим осаждением из парогазовой фазы, увеличения скорости и селективности травления нитрида кремния и предотвращения образования полимера на его поверхности при плазмохимическом травлении пленок нитрида кремния в плазме газовой смеси, состоящей из фторсодержащего газа и кислорода, в качестве фторсодержащего газа использован гексафторид серы с концентрацией 70–91 об.% при концентрации кислорода 9–30 об.% соответственно. Травление проводили при плотности мощности плазмы 0,2–0,4 Вт/см² и давлении в реакторе 4–8 Па.

Гесафторид серы SF₆ (элегаз) является безуглеродным источником фтора в плазме. Отсутствие углерода гарантирует отсутствие образования полимера. Сера не склонна к образованию осадка ввиду ее выгорания с образованием летучего диоксида SO₂ благодаря присутствию в плазме кислорода. Суммарную химическую реакцию процесса травления нитрида кремния в этом случае можно записать в следующем виде:



Суммарную химическую реакцию процесса травления диоксида кремния можно записать так:



Продукты реакции в обоих случаях летучи и откачиваются из реактора. Однако скорость реакции (2) заметно ниже. Это связано как с тем, что энергия связи Si–N меньше энергии связи Si–O, так и с тем, что во втором случае реакция взаимодействия SiO₂ с радикалами фтора конкурирует с реакцией повторного восстановления образовавшихся связей Si–F в Si–O за счет взаимодействия с радикалами кислорода O₂^{*}, которые обладают большей массой по сравнению с радикалами F^{*} и поэтому характеризуются большей энергией. В случае же нитрида аналогичный процесс также имеет место, однако атом кремния в Si₃N₄ окружен четырьмя атомами азота, которые при бомбардировке радикалами O₂^{*} переходят в газовую фазу и препятствуют закреплению атома кремния в пленке.

Таким образом, селективность травления нитрида кремния по отношению к его диоксиду по сравнению с прототипом возрастает за счет отсутствия осаждения фторуглеродного полимера на поверхности нитрида. Содержание элегаза в газовой смеси выбрано на основании экспериментальных данных. При его содержании менее 70 об.% количество образующихся радикалов фтора мало для получения технологически приемлемой скорости травления, а при содержании более 91 об.% значительно снижается селективность вследствие уменьшения содержания кислорода. Поскольку рабочая атмосфера состоит только из элегаза с кислородом, то изменение содержания кислорода приводит к симметричным изменениям содержания элегаза, и его концентрация выбрана именно на этом основании.

Выбор плотности мощности плазмы и рабочего давления в камере основан также на экспериментальных данных. При плотности мощности менее 0,2 Вт/см² существенно снижается анизотропность процесса травления и скорость травления Si₃N₄, возникает существенный боковой подтрав пленки под маску фоторезиста, снижается точность воспроизведения размеров топологических элементов ИС. При плотности мощности более 0,4 Вт/см² в диоксиде кремния вдоль вытравливаемых границ нитрида появляются канавки

(микротренчи), обусловленные отражением радикалов от стенок вытравливаемого рисунка без дальнейшего увеличения степени анизотропии. Достигнутые значения угла наклона стенок в пленке нитрида составили 80–85 °С, что свидетельствует о высокой степени анизотропии травления.

Рабочее давление в камере оказывает влияние на время жизни и концентрацию радикалов и, соответственно, на скорость травления. С одной стороны, понижение давления сопровождается увеличением времени жизни радикалов, что приводит к увеличению скорости травления, с другой – при этом возрастает вероятность образования микротренчей за счет увеличения длины пробега радикалов. Кроме того, при понижении давления пропорционально уменьшается и количество радикалов, что приводит к снижению скорости. Поэтому рабочее давление выбирают в каждом конкретном случае отдельно в зависимости от состава газовой смеси и электрических характеристик разряда. Применительно к предлагаемой газовой смеси при давлении менее 4 Па скорость травления оказывается ниже технологически приемлемой и приводит к подтраву в нижележащий слой, а при давлении более 8 Па снижается селективность травления и степень анизотропии. Это приводит к ухудшению качества получаемого фотолитографического рисунка. Таким образом, селективное плазмохимическое травление пленки нитрида кремния позволит повысить качество получаемого в ней фотолитографического рисунка за счет повышения селективности травления по отношению к диоксиду кремния, повышения точности воспроизведения размеров топологических элементов ИС и увеличения степени анизотропии травления.

Разработанный процесс реализован при изготовлении ИС типа IZ33567В. На пластинах 150 КДБ-12 (100) стандартными методами химической обработки, окисления, термообработки, ионного легирования, диффузии, фотолитографии, травления формировали области кармана. Затем на поверхности полученных структур методом термического окисления получали поднитридный диоксид кремния толщиной 25 нм. Пленку нитрида кремния толщиной 200 нм осаждали из парогазовой фазы при температуре 780 °С за счет реакции моносилана с аммиаком. Методами стандартной фотолитографии на поверхности полученных структур формировали маску фоторезиста, после чего структуры подвергали плазмохимическому травлению, режимы которого указаны в табл. 1. Травление осуществляли на установке плазмохимического травления GIR 260 S компании Alcatel (рис. 1).



Рис. 1. Установка GIR 260 S
Fig. 1. Installation of the GIR 260 S

Сформированная структура $\text{Si}_3\text{N}_4\text{-SiO}_2\text{-Si}$ представлена на рис. 2.

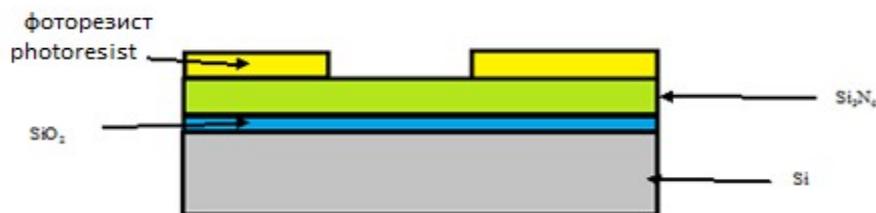


Рис. 2. Поперечное сечение сформированной структуры $\text{Si}_3\text{N}_4\text{-SiO}_2\text{-Si}$
Fig. 2. Cross section of the formed structure $\text{Si}_3\text{N}_4\text{-SiO}_2\text{-Si}$

После удаления фоторезиста проводили контроль полученного фотолитографического рисунка на соответствие требованиям действующей на данное изделие технической документации. Годные по результатам контроля структуры запускали далее по маршруту. По окончании цикла изготовления кристаллов проводили контроль функционирования кристаллов.

Электронно-микроскопическое исследование на растровом электронном микроскопе (РЭМ) структуры $\text{Si}_3\text{N}_4\text{-SiO}_2\text{-Si}$ после травления по существующему процессу представлено на рис. 3, а по разработанному – на рис. 4.

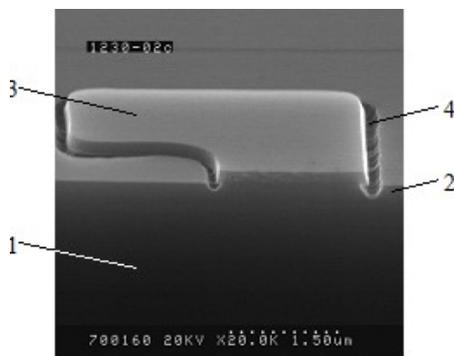


Рис. 3. РЭМ фото дефекта структуры $\text{Si}_3\text{N}_4\text{-SiO}_2\text{-Si}$: 1 – подложка кремния; 2 – слой диоксида кремния; 3 – топологические элементы слоя нитрида кремния; 4 – микротренчи
Fig. 3. SEM photo of a structural defect $\text{Si}_3\text{N}_4\text{-SiO}_2\text{-Si}$: 1 – silicon substrate; 2 – silicon dioxide layer; 3 – topological elements of silicon nitride layer; 4 – microtrench coats

Из рис. 3 видно, что в слое диоксида кремния 2 образовались микротренчи 4, окружающие топологические элементы слоя нитрида кремния 3 по периметру. Микротренчи 4 при этом могут проникать на всю толщину слоя диоксида кремния 2, достигая при этом подложки кремния 1. При использовании предложенного процесса микротренчи не образуются (рис. 4). Стенки топологических элементов слоя нитрида кремния 3 при этом практически вертикальные, что свидетельствует о высокой анизотропии процесса травления, видимый затрав в слой диоксида кремния 2, расположенный на подложке кремния 1, отсутствует, что свидетельствует о высокой селективности травления. Скорость травления при плотности мощности ВЧ генератора 0,2–0,4 Вт/см² составила 0,8–1 Å/с, а селективность – 2,5–3,0 условные единицы.

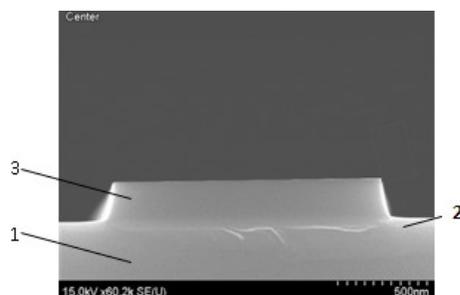


Рис. 4. РЭМ фото структуры $\text{Si}_3\text{N}_4\text{-SiO}_2\text{-Si}$ после травления: 1 – подложка кремния; 2 – слой диоксида кремния; 3 – топологические элементы слоя нитрида кремния
Fig. 4. SEM photo of the structure $\text{Si}_3\text{N}_4\text{-SiO}_2\text{-Si}$ after etching: 1 – silicon substrate; 2 – silicon dioxide layer; 3 – topological elements of silicon nitride layer

Результаты контроля полученных субмикронных структур приведены в табл. 1.

Таблица 1. Влияние режимов плазмохимического травления на качество фотолитографического рисунка в пленке нитрида кремния и выход годных ИС

Table 1. Influence of plasma-chemical etching regimes on the quality of photolithographic pattern in a silicon nitride film and the yield of suitable ICs

№ п/п number	Содержание элегаза, об.%, SF6 Gascontent, vol.%	Плотность мощности плазмы, Вт/см ² Plasma power density, W / cm ²	Давление в реакторе, Па Reactor pressure, Pa	Угол наклона стенок рисунка, град Angle of inclination of picture walls, degrees	Выход годных кристаллов, % Yield of good crystals	Примечание Note
1	60	0,33	5,0	80	85,3	Малая скорость травления Lowetchingrate
2	70	0,33	5,0	82	88,8	–
3	80	0,33	5,0	82	90,1	–
4	91	0,33	5,0	83	92,5	–
5	95	0,33	5,0	78	32,6	Снижение селективности, мелкие микротренчи Reducedselectivity, smallmicrotrenchcoats
6	80	0,15	5,0	55	–	Мелкие микротренчи, несоответствие размеров, партия забракована 100 % Small microtrench coats, size mismatch, batch of products rejected 100 %
7	80	0,20	5,0	84	92,6	–
8	80	0,40	5,0	85	91,8	–
9	80	0,45	5,0	83	–	Глубокие микротренчи, партия забракована 100 % Deepmicrotrenchcoats, batchrejected 100 %
10	80	0,33	3	75	43,1	Малая скорость травления, мелкие микротренчи Lowetchingrate, smallmicrotrenchcoats
11	80	0,33	4	80	91,0	–
12	80	0,33	8	82	94,3	–
13	80	0,33	10	67	33,6	Снижение селективности, мелкие микротренчи Reduced selectivity, small microtrench coat
14	Существующий процесс Existing process			70,6	53,7	Микротренчи Microtrench coats

Из таблицы видно, что предложенный процесс по режимам 7–8 и 11–12 позволяет повысить качество фотолитографического рисунка в пленке нитрида кремния за счет повышения степени анизотропии травления, отсутствия дефектов типа канавки (микротренчей) в подслое диоксида кремния. В конечном итоге это позволило повысить выход годных кристаллов на операции контроля функционирования ИС до 94 %.

Заклучение

Для повышения качества фотолитографического рисунка в нитриде кремния, полученного химическим осаждением из парогазовой фазы, в процессе плазмохимического травления пленки нитрида кремния в плазме газовой смеси, состоящей из фторсодержащего газа и кислорода, при заданных плотности мощности плазмы и давлении в реакторе в качестве фторсодержащего газа использован гексафторид серы с концентрацией 70–91 об.% при концентрации кислорода 9–30 об.% соответственно, а обработку проводили при давлении в реакторе 4–8 Па. Это позволило повысить относительную скорость травления нитрида кремния за счет предотвращения образования полимера на его поверхности. Данный процесс может быть использован при изготовлении кристаллов ИС различного типа, например, биполярных, МОП (металл-оксид-полупроводник) и других.

Список литературы

1. Обижаев Д.Ю. *Структура и свойства функциональных слоев нитрида кремния на различных стадиях их формирования в технологии устройств нано- и микросистемной техники*. Москва: МАТИ; 2008.
2. Бордусов С.В. *Плазменные СВЧ-технологии в производстве изделий электронной техники*. Под ред. А.П. Достанко. Минск: Бестпринт; 2002.
3. Григорьев Ф.И. *Плазмохимическое и ионное химическое травление в технологии микроэлектроники*. Москва: МГИЭИМ; 2003.
4. Абдуллаев Д.А., Зайцев А.А., Кельм Е.А. Селективное плазмохимическое травление нитрида кремния относительно оксида кремния. *Нано- и микросистемная техника*. 2014;2:17-19.
5. Неустроев С.А. Плазмохимические процессы микроэлектроники. *Электронная промышленность*. 1995;(4-5):89-91.
6. Достанко А.П., Бордусов С.В., Голосов Д.А., Завадский С.М., Колос В.В., Купо А.Н., Ланин В.Л., Лушакова М.С., Мадвейко С.И., Мельников С.Н., Петлицкий А.Н., Петухов И.Б., Солодуха В.А., Телеш Е.В. *Технологии субмикронных структур микроэлектроники*. Минск: Беларуская навука; 2018.

References

1. Obizhaev D.Yu. [The structure and properties of functional layers of silicon nitride at different stages of their formation in the technology of devices of nano- and microsystem technology]. Moscow: MATI; 2008. (In Russ.)
2. Bordusov S.V. [Plasma microwave technologies in the production of electronic products]. Ed. by. A.P. Dostanko. Minsk: Bestprint; 2002. (In Russ.)
3. Grigoriev F.I. [Plasma-chemical and ion-chemical etching in microelectronic technology]. Moscow: MGIEiM; 2003. (In Russ.)
4. Abdullaev D.A., Zaitsev, A.A., Kelm, E.A. [Selective plasma-chemical etching of silicon nitride relative to silicon oxide]. *Nano- and microsystem techniques*. 2014;2:17-19. (In Russ.)
5. Neustroev S.A. [Plasma chemical processes of microelectronics]. *Electronic industry*. 1995;(4-5):89-91. (In Russ.)
6. Dostanko A.P., Bordusov S.V., Golosov D.A., Zavadskij S.M., Kolos V.V., Kupo A.N., Lanin V.L., Lushakova M.S., Madvejko S.I., Mel'nikov S.N., Petlickij A.N., Petuhov I.B., Soloduha V.A., Telesh E.V. *Technologies of submicron structures of microelectronics*. Minsk: Belarusian Science; 2018. (In Russ.)

Сведения об авторах

Емельянов В.В., аспирант кафедры электронной техники и технологии Белорусского университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Emelyanov V.V., Ph.D. student at the Department of Electronic Engineering and Technology of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-29-688-75-76;
e-mail: emeljnov@bk.ru
Емельянов Виктор Викторович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki st., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-29-688-75-76;
e-mail: emeljnov@bk.ru
Emelyanov Viktor Viktorovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-1-55-64>

Original paper

UDC 621.396.218:614.89.086.5

REFINED ANALYSIS OF THE CORRELATION BETWEEN THE ACCEPTED MAXIMUM PERMISSIBLE LEVELS OF RADIO FREQUENCY ELECTROMAGNETIC FIELDS FOR THE POPULATION AND THE LETHALITY RATE OF COVID-19

VLADIMIR I. MORDACHEV

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (*Minsk, Republic of Belarus*)

Submitted 13 September 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. In this paper, the results of a refined analysis of the correlation, previously discovered by the author, between the accepted maximum permissible levels (MPL) of radio frequency electromagnetic fields (RF EMF) for population and the mortality rate of COVID-19, carried out using the data samples from the World Health Organization (WHO), taken monthly from May 2020 to July 2021, are presented. To explain the results obtained, correlation between the accepted MPL for RF EMF, the level of vaccination of population against COVID-19, and the level of gross domestic product per capita in different countries were analyzed additionally. Analysis results confirm the presence of a noticeable correlation between the RF EMF MPLs and the COVID-19 mortality rate, especially in the first months of the analyzed period. The subsequent decrease in correlation between them by the end of analyzed period is a result of significantly larger efforts in struggle against COVID-19 in those countries where high RF EMF MPLs are adopted taking into account only the danger of thermal effects in human body, in comparison with countries where more stringent standards that take into account the danger of non-thermal bioeffects, are used. The first of these countries, having on average a higher level of economic development, ensured mass COVID-19 testing of population, imposition of tougher and longer restrictions (quarantines, lockdowns, etc.), as well as significantly higher rates of vaccination of the population. The presence of a confirmed correlation between these characteristics does not necessarily mean the existence of an unambiguous causal relationship between them. In countries of the first group with passive regulation of population protection from environmental factors, this principle is used not only in relation to RF EMF, but also in relation to the other factors. This determines the relevance of a deeper system analysis of the impact of the adopted legal systems for protecting the population from the entire set of anthropogenic factors on its health and collective immunity.

Keywords: COVID-19, lethality, habitat, electromagnetic pollution, regulations, correlation, mobile communications, 4G, 5G, 6G, electromagnetic ecology, electromagnetic safety, electromagnetic protection.

Conflict of interests. The author declares no conflict of interests.

For citation. Mordachev V.I. Refined Analysis of the Correlation Between the Accepted Maximum Permissible Levels of Radio Frequency Electromagnetic Fields for the Population and the Lethality Rate of Covid-19. Doklady BGUIR. 2022; 20(1): 55-64.

Introduction

Differences in maximum permissible levels (MPL) of radio frequency electromagnetic fields (RF EMF) accepted in different countries are determined by differences in approaches to ensuring the

electromagnetic safety of the population in these countries [1–3]. The first approach is based on the principle of passive regulation, which provides for the use of recommended RF EMF maximum permissible levels (MPL), exceeding which will cause harm to health. In countries where it is adopted, MPL values of RF EMF for the population are determined taking into account the danger of thermal bioeffects only and take on values 1000–4000 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$, the burden of proof of possible harm from exposure to RF EMF has been transferred to the court. In a number of countries, this principle is implemented with particular socially-oriented additions aimed at limiting the RF EMF levels at socially significant objects, in places of residence, etc. An alternative second approach is based on the establishment of MPL values of RF EMF, that can guarantee the absence of harm to health, taking into account the long-term consequences of their impact on the human organism. In countries where it is adopted, the MPL values of RF EMF for the population are determined taking into account the danger of non-thermal bioeffects, and for continuous RF EMFs of the 0.3–300 GHz range they take on values 2.5–10 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$; the state implements control and supervisory functions for their compliance.

Today, the main source of electromagnetic pollution of the habitat is electromagnetic radiation of base stations and a user's equipment of cellular (mobile) communication systems. At the same time, despite the very significant difference in the accepted restrictions on the RF EMF levels for the population, the differences in the degree of electromagnetic pollution of the habitat in countries with different approaches to ensuring the safety of the population were not so significant until recently [4–7, etc.] due to the prevalence of low-speed mobile telephony services, as well as the deterrent effect of the danger of massive lawsuits and huge costs of compensation for the damage caused. However, in conditions of extremely intensive development of wireless information systems and services and its penetration in all spheres of human life in the framework of the evolution 2G/3G→4G→5G→6G of mobile communications [8, 9], and in conditions of corporate pressure [10, 11], restrictions on RF EMF MPL for population adopted in different countries are associated undoubtedly with the potentially permissible levels of electromagnetic pollution of the environment in these countries.

In [12], the initial results of analysis of the correlation between the potential level of electromagnetic pollution of the environment and the danger of COVID-19 are presented, which confirmed the presence of a noticeable correlation between the RF EMF MPLs adopted in different countries and the relative mortality of the population from COVID-19 in these countries. **The presence of a correlation does not mean the presence of an established causal relationship between analyzed characteristics, but an extremely high cost of the item determines the relevance of its further in-depth study.**

The analysis performed in [12] was preliminary in nature, since the analyzed samples of data on relative lethality from COVID-19 were taken at intervals of only 7 days over 2 weeks and, therefore, were significantly correlated (Pearson's correlation coefficient 0.996–0.999 with a sample sizes of 31, their representativeness was ensured by approximately equal representation of countries using different approaches to ensuring the electromagnetic safety of the population). The analysis of correlated samples was justified by considerations of increasing the reliability of research results in conditions of varying degrees of reliability and regularity of data updating for different countries in WHO reports¹.

A goal of the work is to perform a more detailed analysis of correlation between the accepted RF EMF MPs for the population in different countries and the lethality of COVID-19, for a more objective assessment of the possible relation between the potential danger of electromagnetic pollution of the environment and the danger of COVID-19 for the population.

Analysis results

A deeper analysis of correlation between considered characteristics was performed using samples of COVID-19 data in various countries taken at longer intervals and over a longer period. This paper presents the results of analysis of correlation between samples of RF EMF MPL values in various countries and fifteen WHO data samples from on COVID-19 infection and mortality taken at monthly intervals from May 2020 to July 2021. This analysis is supported by correlation analysis

¹ WHO Coronavirus (COVID-19) Dashboard. <https://covid19.who.int/table> (on-line resource).

of associated factors (the level of vaccination against COVID-19, the level of gross domestic product (GDP) per capita in various countries), which makes it possible to find an explanation of the nature of the time dependence of the analysis results.

The numbers of the data samples correspond to the following dates: No. 1: 05/18/2020; No. 2: 06/18/2020; No. 3: 07/19/2020; No. 4: 08/19/2020; No. 5: 09/18/2020; No. 6: 10/19/2020; No. 7: 11/18/2020; No. 8: 12/18/2020; No. 9: 01/19/2021; No. 10: 02/19/2021; No. 11: 03/19/2021; No. 12: 04/19/2021; No. 13: 05/18/2021; No. 14: 06/18/2021; No. 15: 07.20.2021.

MPL values for RF EMF adopted in various countries, correspond to the published data [1–3, 12, etc.] at the beginning of the analyzed period (May 2020). Changes in the hygienic standards of separate countries (Poland, Ukraine) during the analyzed period were not taken into account, since the processes of changing the electromagnetic environment and its influence on the collective immunity of population are quite inertial and are determined by rather slow processes of corresponding changes in the infrastructure of mobile radio networks, the legal system for protecting the population, etc.

Results of a refined analysis of the correlation between the potential level of electromagnetic pollution of the environment and the lethality of COVID-19 in relation to the number of detected infected and the population size are presented below in Tables 1, 2 (in a reduced volume with data samples at two-month intervals) and in full in graphical form on parts "a", "b" in Fig. 1. These parts of Fig. 1 show both the initial dependencies in the form of broken lines, which break points correspond to the obtained estimates of the Pearson's correlation coefficient, and the curves obtained by the root-mean-square smoothing of the estimated data.

To explain the results obtained, the following was additionally performed:

1. Analysis of the correlation between the adopted EMF RF MPL for the population and the level of vaccination of population against COVID-19 in the same countries according to the official WHO data. Samples of these data were also taken strictly at monthly intervals from the beginning of mass vaccination (12/20/2020) to 07/20/2021 (8 samples). The results of this analysis are presented in Table 3 and are illustrated by graphs in the original and smoothed form on the part "c" in Fig. 1.

2. Analysis of the correlation between the adopted RF EMF MPL for the population and the level of GDP per capita, calculated according to the various methods: GDP at purchasing power parity (PPP), estimated according to the methods of the International Monetary Fund (IMF) and the World Bank (WB), and nominal GDP per capita (determining the level of the state economic development), estimated according to the methods of the IMF and the WB. Analysis results are shown in Table 4.

3. Analysis of the correlation between the relative level of vaccination against COVID-19 in various countries as of 07/20/2021 and the level of GDP per capita in these countries. Analysis results are presented in Table 5.

The presented results of the analysis indicate that countries using "thermal" hygienic standards for RF EMF MPL in combination with the principle of passive regulation in matters of population protection, on average, have a higher level of economic development compared to countries using significantly more stringent "non-thermal" EMF RF MPLs in combination with state control over their observance. This is confirmed by the presence of a noticeable correlation between the accepted value of the RF EMF MPL value and the level of GDP per capita in various countries. Depending on the methodology for GDP calculating, the coefficient of this correlation varies in the interval [0.418, 0.464]. It was the great economic opportunities of these countries that made it possible to provide:

– significantly more complete coverage of the population of these countries with testing for the presence of coronavirus infection, which significantly increased the number of detected infected and by the end of 2020 practically reduced to zero the correlation between the adopted MPL RF EMF for the population and the mortality rate determined in relation to the number of detected infected, and in the latter months of the analyzed period even provided a negative correlation between the analyzed characteristics (Table 1, part "b" in Fig. 1);

– the implementation of stricter and longer administrative restrictions (quarantines, lockdowns, entry/exit bans, etc.) in these countries aimed at limiting contacts between people in order to fighting the spread of infection, as well as, on average, significantly higher rates of vaccination of population, which is generally confirmed by the data in Tables 3, 4 and 5. Correlation between the relative level of vaccination against COVID-19 in different countries on the final day of the analyzed period (07/20/2021) and the level of GDP per capita in these countries exceeds 0.5 and, depending on the method of calculating this level, the correlation coefficient changes in the interval [0.540, 0.573].

Part "d" in Fig. 4 contains a graphical representation² of the time dependence of the number of new infected according to WHO data, illustrating the nature and approximate periods of waves of the COVID-19 pandemic (first wave: October 2020 – January 2021, second wave: March – May 2021, third wave: from July 2021). For the convenience of joint analyzing dependences on parts "a", "b" and "c" in Fig. 1 and their mutual influence, part "e" in Fig. 1 shows, on a single time scale, the smoothed dependences of the Pearson's correlation coefficient on time for the lethality of COVID-19 in relation to the number of detected infected (curve 1) and in relation to the population size (curve 2), as well as the dependence of the Pearson's correlation coefficient in relation to the population vaccination rate (curve 3).

An analysis of the shape and mutual arrangement of these curves gives sufficient grounds to assume that the fact of a correlation between the degree of severity of the hygienic restrictions of the RF EMF MPL for population and the lethality rate of COVID-19 in various countries can be recognized as objectively proven based on the results of the refined analysis. At the same time, significantly larger efforts of economically developed countries to overcome the pandemic (stricter administrative restrictions, more massive testing of the population, higher rates of vaccination) contributed to a noticeable weakening of this correlation, already from the middle of the analyzed period.

Table 1. The results of the analysis of correlation between the severity of the hygienic restriction on the RF EMF MPL for population in different countries and the mortality rate from COVID-19 according to the official WHO data, determined in relation to the number of detected infected

Country	MPL W/m ²	The ratio of the total number of deaths from COVID-19 to the specified date, to the total number of cases (infected) ² , in %							
		05/18/20	07/19/20	09/18/20	11/18/20	01/19/21	03/19/21	05/18/21	07/20/21
1. Azerbaijan	0.1	1.19	1.29	1.47	1.27	1.33	1.36	1.45	1.48
2. Belarus	0.1	0.56	0.751	1.03	0.91	0.70	0.695	0.718	0.766
3. Belgium	10	16.37	15.4	10.2	2.75	3.01	2.75	2.39	2.28
4. Bulgaria ¹⁾	0.01	4.92	3.46	4.01	2.26	4.03	4.00	4.18	4.30
5. Canada	4	7.48	8.06	6.58	3.65	2.54	2.45	1.88	1.86
6. Chile ¹⁾	0.1	1.03	2.57	2.75	2.79	2.60	2.41	2.16	2.16
7. China	0.4	5.50	5.41	5.22	5.13	4.85	4.73	4.90	4.69
8. Denmark	10	5.01	4.64	2.97	1.19	0.95	1.07	0.936	0.828
9. France	10	20.04	18.3	7.84	2.30	2.45	2.22	1.85	1.92
10. Germany	10	4.54	4.51	3.50	1.57	2.32	2.83	2.40	2.44
11. Hungary	0.1	13.07	13.8	4.15	2.15	3.26	3.24	3.66	3.71
12. India	0.9	3.15	2.49	1.62	1.47	1.44	1.38	1.10	1.33
13. Ireland	10	6.40	6.81	5.59	2.90	1.50	2.00	1.94	1.76
14. Israel	0.9	1.63	0.822	0.678	0.842	0.73	0.735	0.761	0.756
15. Italy	0.1	14.15	14.3	12.2	3.75	3.45	3.14	2.99	2.98
16. Japan	10	4.59	4.00	1.91	1.58	1.36	1.93	1.69	1.78
17. Kazakhstan	0.1	0.53	0.533	1.45	1.45	1.37	1.26	1.19	1.52
18. Lithuania	0.1	3.63	4.18	2.48	0.81	1.48	1.66	1.55	1.57
19. Luxemburg	0.45	2.71	2.05	1.64	0.87	1.14	1.20	1.17	1.12
20. Netherlands	10	12.91	11.9	7.11	1.89	1.42	1.37	1.09	0.984
21. Poland	0.1	5.00	4.07	2.94	1.44	2.33	2.43	2.52	2.61
22. Portugal	10	4.19	3.48	2.84	1.54	1.62	2.05	2.02	1.85
23. Russia	0.1	0.94	1.60	1.75	1.73	1.84	2.12	2.35	2.50
24. Spain	10	11.95	10.9	4.86	2.30	2.40	2.27	2.20	1.95
25. Sweden	10	12.21	7.27	6.67	3.23	1.97	1.79	1.38	1.34
26. Switzerland	0.1	5.25	5.05	3.62	1.20	1.62	1.64	1.49	1.46
27. Turkey	0.56	2.77	2.50	2.45	2.78	1.53	1.01	0.877	0.914
28. UK	10	14.21	15.4	10.9	3.74	2.62	2.94	2.87	2.35
29. Ukraine	0.1	2.87	2.52	2.05	1.77	1.80	1.94	2.24	2.35
30. USA	10	6.09	3.88	2.98	2.21	1.67	1.82	1.78	1.79
31. Uzbekistan	0.025	0.43	0.511	0.834	0.848	0.79	0.767	0.692	0.667
Pearson's correlation coefficient:		0.551	0.485	0.431	0.189	-0.048	0.042	-0.071	-0.151

¹⁾ The lower limit of the range of normalized values.
²⁾ The number of detected infected is given in accordance with the data of the Johns Hopkins Center for Health Security (<https://covid19.who.int/>).

² Daily new confirmed COVID-19 cases per million people: <https://ourworldindata.org/> (on-line resource).

Table 2. The results of the analysis of correlation between the severity of the hygienic restriction on the RF EMF MPL for population in different countries and the mortality rate from COVID-19 according to the official WHO data, determined in relation to the country's population

Country	MPL W/m ²	The ratio of the total number of deaths from COVID-19 to the specified date ²⁾ , to the total country population ³⁾ , in millions							
		05/18/20	07/19/20	09/18/20	11/18/20	01/19/21	03/19/21	05/18/21	07/20/21
1. Azerbaijan	0.1	3.85	34.4	56.3	99.1	298	327	473	493
2. Belarus	0.1	17.5	52.4	81.6	112	168	225	287	353
3. Belgium	10	781	846	857	1280	1766	1952	2133	2175
4. Bulgaria ¹⁾	0.01	15.8	43.0	107	347	1233	1701	2496	2616
5. Canada	4	151	234	244	292	477	598	661	702
6. Chile ¹⁾	0.1	23.5	442	635	779	918	1150	1461	1807
7. China	0.4	3.23	3.23	3.30	3.30	3.34	3.37	3.38	3.90
8. Denmark	10	94.4	105	110	133	312	414	432	439
9. France	10	430	460	474	704	1077	1397	1640	1693
10. Germany	10	94.7	108	112	157	568	887	1031	1091
11. Hungary	0.1	47.8	61.7	69.3	350	1193	1847	3031	3108
12. India	0.9	2.19	19.4	61.1	94.9	111	115	202	300
13. Ireland	10	312	355	362	404	530	925	1001	1016
14. Israel	0.9	31.3	45.6	134	316	466	701	738	745
15. Italy	0.1	528	580	590	768	1365	1718	2058	2115
16. Japan	10	5.92	7.79	11.7	15.1	36.0	69.2	91.6	119
17. Kazakhstan	0.1	1.81	20.0	106	126	157	187	263	435
18. Lithuania	0.1	20.6	29.4	32.0	110	916	1268	1516	1618
19. Luxemburg	0.45	171	177	198	377	890	1126	1291	1312
20. Netherlands	10	331	358	365	502	762	945	1019	1038
21. Poland	0.1	24.4	42.8	59.5	287	890	1290	1900	1987
22. Portugal	10	119	165	185	348	885	1642	1668	1688
23. Russia	0.1	18.5	84.1	131	234	454	642	794	1021
24. Spain	10	591	608	650	872	1135	1557	1699	1735
25. Sweden	10	364	556	581	616	1022	1311	1414	1450
26. Switzerland	0.1	185	195	204	380	930	1090	1170	1192
27. Turkey	0.56	49.1	64.9	86.7	139	286	353	533	600
28. UK	10	510	667	614	777	1324	1855	1881	1896
29. Ukraine	0.1	12.7	35.2	82.3	240	499	700	1150	1251
30. USA	10	263	416	591	741	1186	1610	1754	1824
31. Uzbekistan	0.025	0.359	2.51	12.5	17.9	18.5	18.6	20.1	24.1
Pearson's correlation coefficient:		0.60	0.570	0.522	0.442	0.289	0.315	0.137	0.1

¹⁾ The lower limit of the range of normalized values.
²⁾ The number of detected lethality is given in accordance with the data of the Johns Hopkins Center for Health Security (<https://covid19.who.int/>).
³⁾ The population of countries is given as of 05/04/2020 in accordance with the data of the electronic resource <https://www.worldometers.info/world-population/>.

Table 3. The results of the analysis of correlation between the severity of the hygienic restriction on the RF EMF MPL for population in various countries and the relative level of vaccination against COVID-19 according to the official WHO data (full cycle of vaccination with two injections)

Country	MPL W/m ²	Rates of vaccination against COVID-19 in % of country population ²⁾							
		12/20/20	01/20/21	02/20/21	03/20/21	04/20/21	05/20/21	06/20/21	07/20/21
1. Azerbaijan	0.1	0	0	0	0	4.43	8.04	10.16	17.50
2. Belarus	0.1	0	0	0	0.11	0.28	1.59	3.91	7.98
3. Belgium	10	0	0.01	2.53	3.94	6.42	13.92	30.54	49.49
4. Bulgaria ¹⁾	0.01	0	0.06	0.39	1.03	1.96	6.96	10.87	12.79
5. Canada	4	0	0.14	1.06	1.64	2.48	4.02	18.59	51.01
6. Chile ¹⁾	0.1	0	0.04	0.29	14.93	29.70	39.90	49.66	61.65
7. China ³⁾	0.4	0	0.10	0.50	1.00	3.00	7.50	15.00	25.00
8. Denmark	10	0	0.12	3.00	5.36	9.21	19.69	28.36	47.55
9. France	10	0	0	1.77	3.71	7.41	14.71	25.71	44.24
10. Germany	10	0	0.14	2.11	4.00	6.75	13.10	30.99	46.87
11. Hungary	0.1	0	0.04	1.98	4.93	14.79	29.96	46.62	55.30
12. India	0.9	0	0	0.06	0.54	1.25	2.96	3.57	6.22
13. Ireland	10	0	0.20	2.61	3.68	7.25	10.31	20.01	43.86

End of Table 3

14. Israel	0.9	0	7.86	31.42	48.58	53.53	54.82	55.24	56.39
15. Italy	0.1	0	0.02	2.23	4.08	7.77	15.85	26.28	45.24
16. Japan	10	0	0	0	0.02	0.64	1.95	8.69	24.36
17. Kazakhstan	0.1	0	0	0	0.1	0.65	4.37	8.69	15.12
18. Lithuania	0.1	0	0.32	2.52	4.67	8.06	18.71	32.96	44.36
19. Luxemburg	0.45	0	0	1.11	2.74	7.29	14.70	29.04	42.83
20. Netherlands	10	0	0	0.90	2.87	5.79	11.58	30.33	46.42
21. Poland	0.1	0	0.07	2.45	4.71	6.20	13.82	29.60	43.50
22. Portugal	10	0	0.18	2.44	4.39	6.90	14.55	28.51	48.38
23. Russia	0.1	0	0	1.16	1.86	4.27	7.04	10.44	14.78
24. Spain	10	0	0.03	2.50	4.03	7.38	16.82	30.85	52.81
25. Sweden	10	0	0	1.85	3.77	6.76	10.43	27.40	37.58
26. Switzerland	0.1	0	0.5	1.79	5.13	8.97	16.62	29.86	44.78
27. Turkey	0.56	0	0	1.21	5.88	9.21	13.57	16.98	24.87
28. UK	10	0	0.68	0.90	3.27	15.79	31.73	46.06	53.32
29. Ukraine	0.1	0	0	0	0	0	0.15	0.87	3.63
30. USA	10	0	0.65	5.37	12.92	25.89	38.01	44.93	48.52
31. Uzbekistan	0.025	0	0	0	0	0	0.84	2.95	3.01
Pearson's correlation coefficient:		---	-0.091	-0.015	-0.046	0.014	0.095	0.277	0.445

¹⁾ The lower limit of the range of normalized values.
²⁾ The percentage of vaccinated is given in accordance with the data of the electronic resource <https://index.minfin.com.ua/reference/coronavirus/vaccination/>.
³⁾ Estimated data based on total vaccine doses injected.

Table 4. The results of the analysis of correlation between the severity of the hygienic restriction on the RF EMF MPL for population in various countries and the level of GDP per capita in these countries

Country	MPL W/m ²	GDP per capita			
		Specific GDP PPP		Nominal GDP per capita	
		IMF List ²⁾ 2020	WB List ³⁾ 2019	IMF List ⁴⁾ 2018	WB List ⁵⁾ 2017
1. Azerbaijan	0.1	14431	15001	4569	4132
2. Belarus	0.1	20187	19943	6306	5726
3. Belgium	10	51096	54545	50050	43324
4. Bulgaria ¹⁾	0.01	23817	24561	9267	8032
5. Canada	10	48720	51342	45870	45032
6. Chile ¹⁾	0.1	23366	25155	16078	15346
7. China	10	17192	16785	9608	8827
8. Denmark	10	58933	59830	63640	56307
9. France	0.9	46062	49435	44770	38477
10. Germany	0.9	54046	56052	51970	44470
11. Hungary	10	33030	33979	15923	14225
12. India	10	6461	7034	2036	1940
13. Ireland	0.1	94392	88241	90480	69331
14. Israel	0.1	40547	42194	43440	40270
15. Italy	4	40861	44197	35060	31953
16. Japan	0.4	42248	43236	40730	38428
17. Kazakhstan	0.1	26565	27444	9236	8837
18. Lithuania	0.45	38824	38214	19143	16681
19. Luxemburg	10	118002	121293	125920	104104
20. Netherlands	0.1	57534	59687	58030	48223
21. Poland	10	34103	34218	15430	13812
22. Portugal	0.1	34043	36471	25100	21136
23. Russia	10	27930	29181	11326	10743
24. Spain	0.56	38392	42214	31180	28157
25. Sweden	0.025	54146	55815	57660	53442
26. Switzerland	0.1	72874	70989	90360	80190
27. Turkey	10	30253	27875	9346	10541
28. UK	0.1	44117	48710	42240	39720
29. Ukraine	0.1	13110	13341	2963	2640
30. USA	10	63416	65281	66140	59532
31. Uzbekistan	10	7449	7289	1262	1504
Pearson's correlation coefficient:		0.418	0.441	0.457	0.464

End of Table 4

- ¹⁾ The lower limit of the range of normalized values.
²⁾ International Monetary Fund: World Economic Outlook database: April 2021.
³⁾ The World Bank: GDP per capita, PPP (current international \$): 2020.
⁴⁾ International Monetary Fund: World Economic Outlook database: April 2019.
⁵⁾ The World Bank: GDP per capita (current US\$): 2018.

Table 5. The results of the analysis of correlation between the relative level of vaccination against COVID-19 in various countries as of 07/20/2021 ¹⁾ and the level of GDP per capita in these countries

Country	Percentage of fully vaccinated as of 07/20/2021 ¹⁾	GDP per capita			
		Specific GDP PPP		Nominal GDP per capita	
		IMF List ²⁾ 2020	WB List ³⁾ 2019	IMF List ⁴⁾ 2018	WB List ⁵⁾ 2017
32. Azerbaijan	17.50	14431	15001	4569	4132
33. Belarus	7.98	20187	19943	6306	5726
34. Belgium	49.49	51096	54545	50050	43324
35. Bulgaria	12.79	23817	24561	9267	8032
36. Canada	51.01	48720	51342	45870	45032
37. Chile	61.65	23366	25155	16078	15346
38. China ⁶⁾	25.00	17192	16785	9608	8827
39. Denmark	47.55	58933	59830	63640	56307
40. France	44.24	46062	49435	44770	38477
41. Germany	46.87	54046	56052	51970	44470
42. Hungary	55.30	33030	33979	15923	14225
43. India	6.22	6461	7034	2036	1940
44. Ireland	43.86	94392	88241	90480	69331
45. Israel	56.39	40547	42194	43440	40270
46. Italy	45.24	40861	44197	35060	31953
47. Japan	24.36	42248	43236	40730	38428
48. Kazakhstan	15.12	26565	27444	9236	8837
49. Lithuania	44.36	38824	38214	19143	16681
50. Luxemburg	42.83	118002	121293	125920	104104
51. Netherlands	46.42	57534	59687	58030	48223
52. Poland	43.50	34103	34218	15430	13812
53. Portugal	48.38	34043	36471	25100	21136
54. Russia	14.78	27930	29181	11326	10743
55. Spain	52.81	38392	42214	31180	28157
56. Sweden	37.58	54146	55815	57660	53442
57. Switzerland	44.78	72874	70989	90360	80190
58. Turkey	24.87	30253	27875	9346	10541
59. UK	53.32	44117	48710	42240	39720
60. Ukraine	3.63	13110	13341	2963	2640
61. USA	48.52	63416	65281	66140	59532
62. Uzbekistan	3.01	7449	7289	1262	1504
Pearson's correlation coefficient:		0.545	0.573	0.540	0.56

¹⁾ The percentage of vaccinated is given in accordance with the data of the electronic resource <https://index.minfin.com.ua/reference/coronavirus/vaccination/>
²⁾ International Monetary Fund: World Economic Outlook database: April 2021.
³⁾ The World Bank: GDP per capita, PPP (current international \$): 2020.
⁴⁾ International Monetary Fund: World Economic Outlook database: April 2019.
⁵⁾ The World Bank: GDP per capita (current US\$): 2018.
⁶⁾ Estimated data based on total vaccine doses injected.

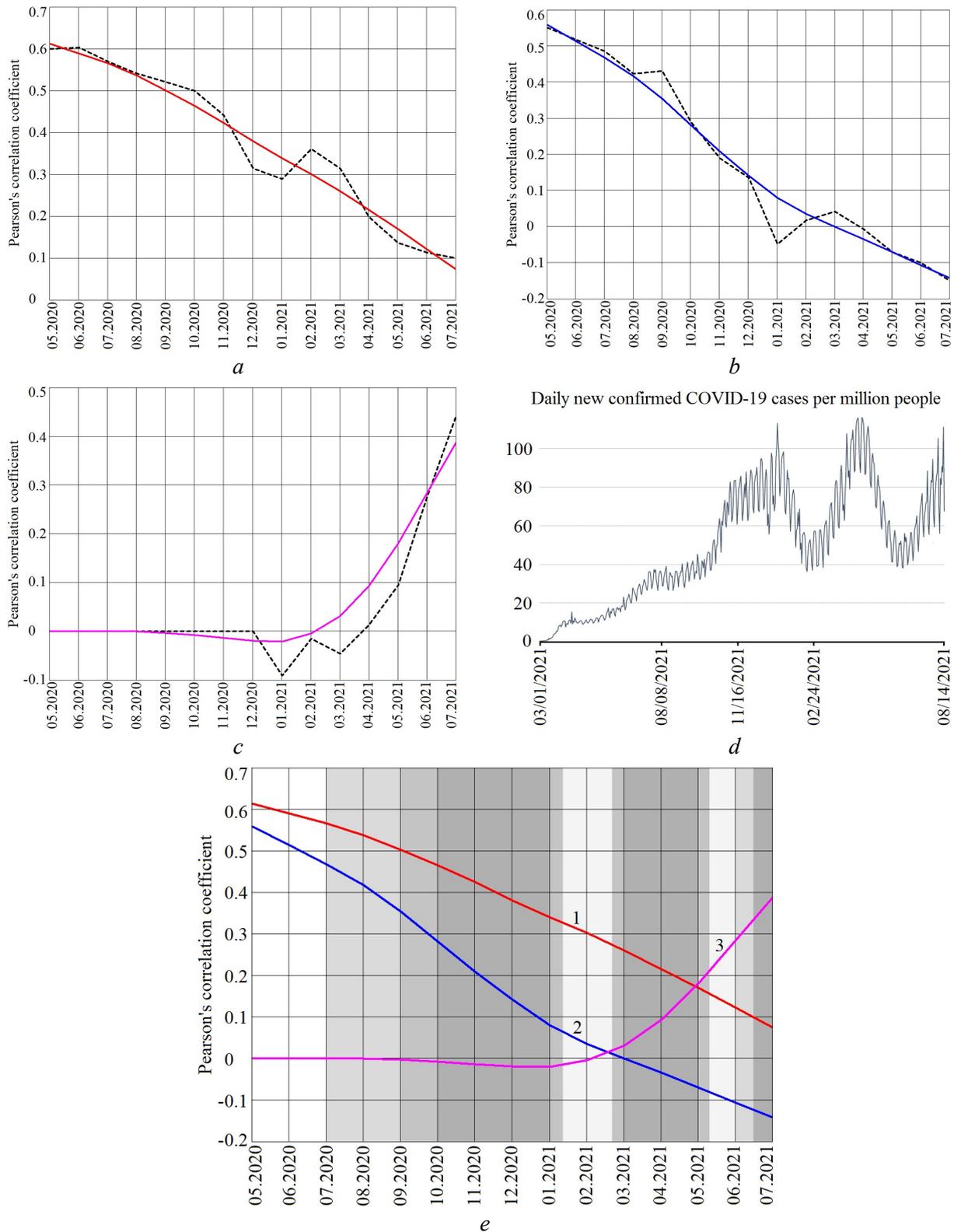


Fig. 1. Time dependences of the correlation coefficient between the potential level of electromagnetic pollution of the environment (the adopted EMF RF MPL for the population) and *a* – the lethality of COVID-19 in relation to the population size, *b* – the lethality of COVID-19 in relation to the number of detected infected, and *c* – the level of vaccination of population against COVID-19; *d* – well-known representation of the time dependence of the number of new infected according to WHO data, illustrating the nature and periods of waves of the COVID-19 pandemic; *e* – smoothed dependences of parts *a*, *b*, *c* for comparison placed jointly in a single scale; here the first, second and third waves of the pandemic are indicated by shading

Conclusion

1. Presented results of the analysis, despite some doubts about the reliability and comparability of the medical statistics of some countries in the information sources used, due to its integral nature with a relatively low sensitivity to such factors, in general, confirm the presence of a noticeable correlation between the RF EMF MPL for the population adopted in different countries (which determine the potential levels of electromagnetic pollution of the environment), and relative lethality of COVID-19. Before the beginning of the intensive struggle against the pandemic (at the arrival of its first wave), carried out through the implementation of strict administrative restrictions, mass testing and vaccination of the population, the Pearson correlation coefficient between these characteristics was 0.5–0.6.

2. The decrease in correlation between these characteristics by the end of the analyzed period, especially with the arrival of the second wave of the pandemic, can be explained by the larger efforts in struggle against the COVID-19 by countries where the first approach to protecting the population from RF EMF is used, compared to countries where significantly more stringent "non-thermal" hygienic standards for RF EMF MPL have been adopted. Countries that use the principle of passive regulation of the protection of the population from RF EMF and its socially oriented modifications, on average, are characterized by higher levels of economic development (the level of nominal GDP) and have more economic opportunities to struggle with the pandemic. It is reflected in significantly higher volumes of COVID-19 testing of the population, its implementation of stricter and longer restrictions (quarantines, lockdowns, etc.), as well as in ensuring the highest rates of vaccination of the population.

3. The presence of a correlation between the adopted RF EMF MPLs for the population in different countries (which determine the boundaries of possible electromagnetic pollution of the environment during the implementation of extremely ambitious declarations and scenarios [8, 9] of the development of 4G/5G/6G mobile communications), and the relative lethality of COVID-19, is not the evidence of obligatory existence of an unambiguous causal relationship between these characteristics. The fact is that in countries that use the principle of passive regulation and its socially oriented modifications, this principle is used not only in relation to RF EMF, but also in relation to other environmental factors that determine the overall level of ecology and their impact on collective immunity of the population but not taken into account in this analysis. Therefore, the detected correlation can be interpreted as a correlation between the lethality of COVID-19 and the degree of passivity (the presence of passive regulation) in protecting the population from the effects of factors that worsen the environment.

In this interpretation, the results of this analysis can serve as indirect evidence of the advantages of an alternative second approach to protecting the population from these factors (adopting MPLs that guarantee the absence of harm to health) at an intensity of their impact close to critical. Some confirmation of this assumption may be the Decision No. 20-1025 dt. Aug. 13, 2021, of the United States Court of Appeals (mandatory for the US Federal Communications Commission), on the need to abandon the "thermal" RF EMF standards, similar to [3], and develop more stringent standards that take into account the "non-thermal" effects of RF EMF exposure on public health.

4. The hypothesis [12] about the presence of a noticeable correlation between the potential levels of electromagnetic pollution of the environment and the relative mortality of COVID-19, confirmed by the results of this work, indicates the presence of a potential danger for the population of the declared development of 4G/5G/6G mobile communications. And since this development is global in nature and can both significantly enrich all areas of human existence, and significantly change the characteristics of the environment for the worse, further analysis of the possibility of actual existence of a causal relationship between these important characteristics is rather relevant.

In particular, to confirm or refute the presence of a causal relationship between the factors considered, it is of interest to analyze the actual level of electromagnetic and other pollution of the environment in the considered group of countries, as well as deep and independent studies of the influence of RF EMF created by the basic and user's radio equipment of 4G/5G/6G systems of all allocated frequency bands and modes of operation, on population health and collective immunity.

In general, the results obtained indicate the relevance of a more careful attitude to the habitat at the increasing efforts to provide information services to all aspects of human life within

the framework of 4G/5G/6G evolution, using, whenever possible, alternative technologies and technical solutions where wireless data transmission is not the only possible one.

References

1. Grigoriev O., Goshin M., Prokofyeva A., Alekseeva V. Features of national policy in approaches to electromagnetic field safety of radio frequencies radiation in different countries. *Gigiena i Sanitaria* (Hygiene and Sanitation, Russian journal). 2019; 98(11):1184-1190. DOI: <http://dx.doi.org/10.18821/0016-9900-2019-98-11>. (In Russ.)
2. Grigoriev O.A., Nikitina V.N., Nosov V.N., Pekin A.V., Alekseeva V.A., Dubrovskaya E.N. Electromagnetic radiation safety: Russian national and international regulatory frameworks for radiofrequency electromagnetic fields. *Zdorov'ye Naseleniya i Sreda Obitaniya*. 2020;10(331):28-33. DOI: <https://doi.org/10.35627/2219-5238/2020-331-10-28-33>. (In Russ.)
3. International commission on non-ionizing radiation protection (ICNIRP): Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields (100 kHz to 300 GHz). July 6, 2020.
4. Ozdemir A.R., Alkan M., Gulsen M. Time dependence of environmental electric field measurements and analysis of cellular base stations. *IEEE EMC Magazine*. 2014;3:43-48.
5. Gajsek P., Ravazzani P., Wiart J., Grellier J., Samaras T., Thuroczy G. Electromagnetic field exposure assessment in Europe radiofrequency fields (10MHz–6GHz). *J Expo Sci Env. Epidem*. 2015;(25):37–44.
6. Ibrani M., Hamiti E., Ahma L., Halili R., and Dragusha B. Comparative analysis of downlink signal levels emitted by GSM 900, GSM 1800, UMTS, and LTE Base Stations, 16th Annual Mediterranean Ad Hoc Networking Workshop, June 28-30, 2017, Budva, Montenegro.
7. Karpowicz J., Miguel-Bilbao S., Ramos V., Falcone F., Gryz K., Leszko W. and Zradziński P. The evaluation of stationary and mobile components of radiofrequency electromagnetic exposure in the public accessible environment. *Proc. of the Int. Symp. EMC Europe 2017, Angers, France, Sept. 4-8, 2017*.
8. IMT Vision. Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond, Rec. ITU-R M.2083.
9. Zhang Z., Xiao Y., Ma Z., Xiao M., Ding Z., Lei X., Karagiannidis G.K. and Fan P. 6G Wireless Networks: Vision, Requirements, Architecture, and Key Technologies. *IEEE VT Magazine*. 2019;14(3):28-41.
10. Hardell L., Carlberg M. Health risks from radiofrequency radiation, including 5G, should be assessed by experts with no conflicts of interest. *Oncology Letters* 20:15. 2020;1-11. DOI: 10.3892/ol.2020.11876.
11. Buchner K and Rivasi M: The International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection: Conflicts of interest, corporate capture and the push for 5G. 98 p. <https://www.michele-rivasi.eu/wp-content/uploads/2020/06/ICNIRP-rapport-FR-FINAL-JUIN-2020.pdf>.
12. Mordachev V.I. COVID-19 lethality rate may be affected by electromagnetic radio frequency pollution. 4G/5G/6G can be safe for people. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2020;18(4):96-112.

Information about the author

Mordachev V.I., Cand. of Sci., Associate Professor, Leading Researcher of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus, Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-17-293-84-38;
e-mail: mordachev@bsuir.by, www.emc.bsuir.by
Mordachev Vladimir Ivanovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-1-65-72>

Оригинальная статья / Original paper

УДК 629.7.05

МЕТОДИКА СИНТЕЗА УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ ПО МЕТОДУ АНАЛИТИЧЕСКОГО КОНСТРУИРОВАНИЯ ОПТИМАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА ДЛЯ ЗАДАЧИ НАВЕДЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА ВДОЛЬ ГИПЕРБОЛЫ

В.В. ЛЕГКОСТУП, С.А. ШАБАН, В.Э. МАРКЕВИЧ

ОАО «АЛЕВКУРП» (д. Королёв Стан, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 7 октября 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Целью статьи является изложение методики получения структуры оптимального регулятора, позволяющего осуществить наведение на плоскости летательного аппарата в точку цели, используя разность дальностей до двух навигационных позиций. Особенностью данной системы является то, что одна разность дальностей между летательным аппаратом и двумя навигационными позициями не позволяет полностью описать положение летательного аппарата на плоскости, а описывает, фактически, линию положения в виде гиперболы. Задача наведения решается выбором гиперболы, проходящей через точку цели, выводом летательного аппарата на заданную гиперболу с последующим его движением вдоль данной гиперболы. При этом выбор необходимой гиперболы является достаточно тривиальной задачей в отличие от задачи определения структуры устройства регулирования. Регулятор, полученный на основе метода аналитического конструирования оптимального регулятора, по результатам компьютерного моделирования показал свою работоспособность.

Ключевые слова: разностно-дальномерная навигационная система, системы автоматического управления, синтез оптимального регулятора, летательный аппарат.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Легкоступ В.В., Шабан С.А., Маркевич В.Э. Методика синтеза устройства управления по методу аналитического конструирования оптимального регулятора для задачи наведения летательного аппарата вдоль гиперболы. Доклады БГУИР. 2022; 20(1): 65-72.

PROCEDURE OF THE SYNTHESIS OF CONTROL DEVICE BY THE METHOD OF ANALYTICAL DESIGN OF THE OPTIMAL REGULATOR FOR THE PROBLEM OF AIRCRAFT GUIDANCE ALONG A HYPERBOLA

VICTOR V. LEGKOSTUP, SERGEY A. SHABAN, VITALY E. MARKEVICH

JSC «ALEVKURP» (vil. Korolev Stan, Republic of Belarus)

Submitted 7 October 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. The purpose of the article is to describe the methodology for obtaining the structure of the optimal

controller, which provides the guidance of the aircraft to the target point on the plane, using the method of time difference of arrivals (TDoA) for two navigation positions. The main feature of the system is that one measurement of time difference of arrivals between the aircraft and two navigation positions does not allow to describe the position of the aircraft on the plane fully. It describes only the line of position (LOP) in the form of a hyperbola. The aiming problem is solved by choosing a hyperbola passing through the target point, bringing the aircraft to a given hyperbola, followed by its movement along this hyperbola. In this case, the choice of the target hyperbola is a trivial task, in contrast to the task of determining the structure of the control system implementing the right and effective guidance law. The regulator obtained on the basis of the method of analytical design of the optimal regulator, according to the results of the computer simulation, showed its operability.

Keywords: time difference of arrival navigation, control system, linear quadratic regulator, aircraft.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Legkostup V.V., Shaban S.A., Markevich V.E. Procedure of the Synthesis of Control Device by the Method of Analytical Design of the Optimal Regulator for the Problem of Aircraft Guidance Along a Hyperbola. Doklady BGUIR. 2022; 20(1): 65-72.

Введение

Метод разностно-дальномерной навигации на плоскости требует использования по меньшей мере трех навигационных позиций, позволяющих получить два разностно-дальномерных измерения местоположения беспилотного летательного аппарата (БЛА) и преобразовать их в декартовы или какие-либо другие удобные координаты. На основании полученных координат можно сформировать требуемые команды управления БЛА для осуществления его движения в некоторую заданную точку. На аналогичном принципе основана навигация БЛА с использованием спутниковых навигационных систем (СНС). При этом важным преимуществом такой системы является пассивный характер работы абонентского радионавигационного оборудования, что снижает его стоимость и увеличивает скрытность абонента.

В данной работе рассмотрен способ наведения БЛА на плоскости в точку цели с использованием разностно-дальномерной информации от двух навигационных позиций, что не позволяет сформировать полную систему навигационных уравнений. В таком случае на борту БЛА имеется возможность оценить лишь гиперболу своего местоположения. Определяя также гиперболу местоположения цели, имеется возможность осуществить движение летательного аппарата на выбранную гиперболу с последующим БЛА движением вдоль нее непосредственно до момента встречи с целью. При этом остается неясным закон формирования команд управления БЛА, что явилось предметом исследования в данной работе.

Методика синтеза оптимального регулятора

В общем случае оптимальный регулятор может быть получен с помощью различных, связанных так или иначе между собой методов оптимизации, таких как метод максимума Понтрягина, метод динамического программирования Беллмана, использование вариационного исчисления. Во многих практических задачах выбор производится в пользу метода динамического программирования как наиболее универсального. Однако далеко не всегда удается получить решение уравнения Беллмана, представляющее собой оптимальный закон управления. Довольно распространенной практикой является линеаризация модели управляемой системы и использование квадратичного критерия качества работы системы регулирования. В таком случае при удовлетворении условия управляемости системы регулятор может быть получен решением уравнения Рикатти. Если ищется стационарное решение, то такой метод в отечественной литературе иногда называют методом аналитического конструирования оптимального регулятора (АКОР) в постановке Лётова – Калмана [1].

Применяя метод АКОР, произведем синтез контура управления для решения плоскостной задачи наведения БЛА в целевую точку. Для этого представим движение БЛА в бистатической разностно-дальномерной навигационной системе, координаты которого задаются в эллиптической системе координат (рис. 1). Вдоль гиперболы положения, заданной условием $\tau = \text{const}$, на БЛА действует ускорение W_τ . Вдоль эллипса положения, заданного условием $\sigma = \text{const}$, на БЛА действует ускорение W_σ . Орты e_σ, e_τ формируют базис касательного пространства эллиптической системы координат. Π_1, Π_2 – навигационные пункты. При этом если вектор скорости БЛА близок к касательной к гиперболе положения, то нормальное ускорение БЛА близко к ускорению W_σ .

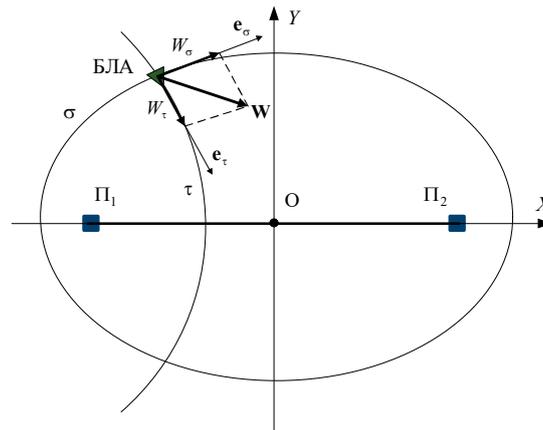


Рис. 1. Проекция вектора ускорения БЛА на базисные векторы касательного пространства эллиптической системы координат

Fig. 1. Projection of UAV acceleration on the basis of the tangent space of the elliptical coordinate system

Учитывая то обстоятельство, что ширина полосы пропускания системы стабилизации БЛА, как правило, значительно превышает ширину полосы пропускания контура наведения, влиянием системы стабилизации можно пренебречь и не учитывать ориентацию БЛА в пространстве, что является распространенной практикой при синтезе систем управления БЛА [2]. Также примем гипотезу, что при движении БЛА вдоль гиперболы положения его скорость меняется незначительно в сравнении с управляющими нормальными ускорениями, что также широко применяется при построении систем управления [2]. Тогда упрощенное кинематическое выражение, связывающее изменение гиперболы положения БЛА и проекцию его ускорения W_σ , описывается выражением, полученным в [3]:

$$W_\sigma = c[2\dot{\sigma}\dot{\tau} + \sigma\ddot{\tau}], \quad (1)$$

где W_σ – нормальное к гиперболе положения ускорение; c – половина расстояния между навигационными позициями; σ – координата, характеризующая эллипс положения БЛА в эллиптической системе координат; τ – координата, характеризующая гиперболу положения БЛА в эллиптической системе координат.

Следящие системы управления для выработки управляющего воздействия используют ошибку обработки задающего воздействия. В данном случае в качестве сигнала ошибки естественно использовать разность между целевой гиперболической координатой $\tau_{ц}$ и текущей гиперболической координатой $\tau_{б}$ объекта управления. Тогда выражение (1) можно переписать в виде

$$c[2\dot{\sigma}\dot{\tau}_{отн} + \sigma\ddot{\tau}_{отн}] = W_\sigma, \quad (2)$$

где $\tau_{отн} = \tau_{б} - \tau_{ц}$ – гиперболическая координата БЛА относительно целевой.

Запишем выражение (2) в пространстве состояний:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -\frac{2\dot{\sigma}}{\sigma}x_2 + u + \xi \end{aligned} \right\}, \quad (3)$$

где $x_1 = \tau_{\text{он}}$; $x_2 = \dot{\tau}_{\text{он}}$; $u = \frac{W_{\sigma}}{c\sigma}$ – управляющее траекторией движения БЛА воздействие; ξ – возмущающее воздействие в виде белого гауссовского шума с нулевым математическим ожиданием и СКО, равным $\frac{\sigma_{\xi}}{c\sigma}$, описывающее неизвестное случайное ускорение цели и неточность кинематического выражения.

Регулятор по методу АКОР строится на основании доступных фазовых координат БЛА и точки цели. Учитывая то, что рассматривается наведение на неподвижную или малоподвижную целевую точку, будем ограничиваться учетом оценки гиперболической координаты точки цели и ее первой производной. Также, зная передаточную функцию БЛА от управляющего рулями воздействия к нормальному ускорению относительно оптимальной траектории полета БЛА, достаточно производить оценку гиперболической координаты БЛА и ее первой производной. Таким образом, измеритель параметров положения точки цели и БЛА полностью выводится из (3). Модель системы для задачи управления принимает вид

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= \zeta_1 \\ \dot{x}_3 &= x_4 \\ \dot{x}_4 &= -\frac{2\dot{\sigma}}{\sigma}x_4 + u + \zeta_2 \end{aligned} \right\}, \quad (4)$$

где $x_1 = \tau_{\text{ц}}$ – гиперболическая координата точки цели; $x_2 = \dot{\tau}_{\text{ц}}$ – гиперболическая скорость точки цели; $x_3 = \tau_{\text{б}}$ – гиперболическая координата БЛА; $x_4 = \dot{\tau}_{\text{б}}$ – гиперболическая скорость БЛА; $\zeta_1 = \frac{\zeta_{W_{\text{ц}}}}{c\sigma_{\text{ц}}}$ – возмущающее воздействие на входе фильтра координат точки цели; $\sigma_{\text{ц}}$ – эллиптическая координата точки цели; $\zeta_{W_{\text{ц}}}$ – белый гауссовский шум ускорения точки цели; $\zeta_2 = \frac{\zeta_{W_{\text{б}}}}{c\sigma_{\text{б}}}$ – возмущающее воздействие на входе фильтра координат БЛА; $\zeta_{W_{\text{б}}}$ – белый гауссовский шум ускорения БЛА; $u = \frac{W_n}{c\sigma_{\text{б}}}$ – управляющее воздействие.

Систему уравнений (4) можно записать в векторно-матричном виде:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{G}\zeta, \quad (5)$$

где $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \tau_{\text{ц}} \\ \dot{\tau}_{\text{ц}} \\ \tau_{\text{б}} \\ \dot{\tau}_{\text{б}} \end{bmatrix}$; $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{2\dot{\sigma}}{\sigma} \end{bmatrix}$; $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$; $\mathbf{u} = [u]$; $\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$; $\zeta = \begin{bmatrix} \zeta_1 \\ \zeta_2 \end{bmatrix}$.

Дисперсия случайного процесса ζ описывается матрицей $\mathbf{Q}_0 = \begin{bmatrix} \sigma_{\zeta_1}^2 & 0 \\ 0 & \sigma_{\zeta_2}^2 \end{bmatrix}$.

Ввиду того, что измерения положений БЛА и точки цели осуществляются различными измерительными системами, будем считать, что процессы ζ_1 и ζ_2 некоррелированные и матрица \mathbf{Q}_0 является диагональной.

Требование к эффективности работы системы управления можно выразить в виде следующего функционала качества [4], подлежащего минимизации:

$$J = M \left\{ q_0 (\tau_{\text{ц}} - \tau_{\text{б}})^2 + \int_0^{t_F} [q_1 (\tau_{\text{ц}} - \tau_{\text{б}})^2 + q_2 (\dot{\tau}_{\text{ц}} - \dot{\tau}_{\text{б}})^2 + r u^2] dt \right\} \rightarrow \min. \quad (6)$$

В теории систем управления выводится принцип разделения, или стохастической эквивалентности [5], в соответствии с которым задача синтеза стохастической оптимальной линейной системы управления при неточной (или неполной) информации разделяется на две задачи: синтеза устройств оптимального измерения и детерминированного линейного оптимального управления. Задача синтеза устройства измерения в данной работе не рассматривается. Следовательно, в функционале (6) можно опустить операцию взятия математического ожидания и рассматривать задачу построения детерминированного регулятора, руководствуясь функционалом

$$J = q_0 c^2 \sigma_{\text{ц}}^2 (\tau_{\text{ц}} - \tau_{\text{б}})^2 + \int_0^{t_F} [q_1 (\tau_{\text{ц}} - \tau_{\text{б}})^2 + q_2 (\dot{\tau}_{\text{ц}} - \dot{\tau}_{\text{б}})^2 + r u^2] dt \rightarrow \min, \quad (7)$$

где q_0 – коэффициент штрафа за ошибку наведения в терминальный момент времени t_F ; $\sigma_{\text{ц}}$ – эллиптическая координата точки цели; q_1 – коэффициент штрафа за ошибку наведения на активном участке траектории движения БЛА; q_2 – коэффициент штрафа за скорость изменения ошибки наведения на активном участке траектории движения БЛА; r – коэффициент штрафа за затрачиваемую на управление энергию.

Запишем функционал (7) в векторно-матричном виде:

$$J = \mathbf{x}_F^T \mathbf{S}_F \mathbf{x}_F + \int_0^{t_F} [\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + r u^2] dt \rightarrow \min, \quad (8)$$

где \mathbf{x}_F – вектор состояния системы в терминальный момент времени t_F ;

$$\mathbf{S}_F = \begin{pmatrix} q_0 c^2 \sigma_{\text{ц}}^2 & 0 & -q_0 c^2 \sigma_{\text{ц}}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ q_0 c^2 \sigma_{\text{ц}}^2 & 0 & -q_0 c^2 \sigma_{\text{ц}}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} - \text{матрица коэффициентов штрафов ошибки наведения}$$

в терминальный момент времени t_F ;

$$\mathbf{Q} = \begin{pmatrix} q_1 & 0 & -q_1 & 0 \\ 0 & q_2 & 0 & -q_2 \\ -q_1 & 0 & q_1 & 0 \\ 0 & -q_2 & 0 & q_2 \end{pmatrix} - \text{матрица коэффициентов штрафов ошибки наведения}$$

на активном участке траектории движения БЛА.

Тогда закон оптимального управления БЛА будет выглядеть следующим образом (учитывая симметричность матрицы \mathbf{S}):

$$u = -\frac{1}{r} \mathbf{B}^T \mathbf{S} \mathbf{x} = -\frac{1}{r} (s_{14} x_1 + s_{24} x_2 + s_{34} x_3 + s_{44} x_4), \quad (9)$$

где величина \mathbf{S} определяется дифференциальным уравнением Риккати

$$\dot{\mathbf{S}} = -\mathbf{S} \mathbf{A} - \mathbf{A}^T \mathbf{S} + \frac{1}{r} \mathbf{S} \mathbf{B} \mathbf{B}^T \mathbf{S} - \mathbf{Q} \quad (10)$$

с начальным условием $\mathbf{S}(t_F) = \mathbf{S}_F$. Элементы матрицы $\dot{\mathbf{S}}$ в (10) выглядят следующим образом:

$$\begin{aligned}
 \dot{s}_{11} &= q_1 - \frac{s_{14}^2}{r}; & \dot{s}_{12} &= s_{11} - \frac{s_{14}s_{24}}{r}; & \dot{s}_{22} &= q_2 + 2s_{12} - \frac{s_{24}^2}{r}; \\
 \dot{s}_{13} &= -q_1 - \frac{s_{14}s_{34}}{r}; & \dot{s}_{23} &= s_{13} - \frac{s_{24}s_{34}}{r}; & \dot{s}_{33} &= q_1 - \frac{s_{34}^2}{r}; \\
 \dot{s}_{14} &= s_{13} + \frac{2\dot{\sigma}s_{14}}{\sigma} - \frac{s_{14}s_{44}}{r}; & \dot{s}_{24} &= -q_2 + s_{14} + s_{23} + \frac{2\dot{\sigma}s_{24}}{\sigma} - \frac{s_{24}s_{44}}{r}; \\
 \dot{s}_{34} &= s_{33} + \frac{2\dot{\sigma}s_{34}}{\sigma} - \frac{s_{34}s_{44}}{r}; & \dot{s}_{44} &= q_2 + 2s_{34} + \frac{4\dot{\sigma}s_{44}}{\sigma} - \frac{s_{44}^2}{r}.
 \end{aligned} \tag{11}$$

Так как точный момент времени окончания процесса наведения неизвестен, перейдем к задаче поиска оптимального закона управления на бесконечном интервале времени, используя функционал

$$J = \int_0^{\infty} [q_1(\tau_{\text{ц}} - \tau_{\text{б}})^2 + q_2(\dot{\tau}_{\text{ц}} - \dot{\tau}_{\text{б}})^2 + ru^2] dt \rightarrow \min. \tag{12}$$

Для такого случая необходимо определить стационарное значение \mathbf{S} в (10), используя условие $\dot{\mathbf{S}} = 0$. Такая система уравнений может иметь множество решений, однако условиям устойчивости удовлетворяет только одно, соответствующее неотрицательной определенности матрицы \mathbf{S} [4]. Используемые в (9) элементы матрицы \mathbf{S} примут следующий вид:

$$\begin{aligned}
 s_{14} &= -\sqrt{q_1 r}; & s_{24} &= -r \sqrt{\frac{4\dot{\sigma}^2}{\sigma^2} + 2\sqrt{\frac{q_1}{r} + \frac{q_2}{r}}}; \\
 s_{34} &= \sqrt{q_1 r}; & s_{44} &= r \left(\sqrt{\frac{4\dot{\sigma}^2}{\sigma^2} + 2\sqrt{\frac{q_1}{r} + \frac{q_2}{r}}} - \frac{4\dot{\sigma}^2}{\sigma^2} \right).
 \end{aligned} \tag{13}$$

Для случая наведения вне линии базы или при небольших скоростях БЛА, когда $\frac{4\dot{\sigma}^2}{\sigma^2} \ll 2\sqrt{\frac{q_1}{r} + \frac{q_2}{r}}$, уравнения (13) могут быть записаны в упрощенной форме:

$$\begin{aligned}
 s_{14} &= -\sqrt{q_1 r}; & s_{24} &= -\sqrt{r(2\sqrt{q_1 r} + q_2)}; \\
 s_{34} &= \sqrt{q_1 r}; & s_{44} &= \sqrt{r(2\sqrt{q_1 r} + q_2)}.
 \end{aligned} \tag{14}$$

Закон управления БЛА на основании выражения (9) примет следующий вид:

$$u = -\frac{1}{r} [s_{14}(x_1 - x_3) + s_{24}(x_2 - x_4)] = \frac{1}{r} \left[\sqrt{q_1 r}(\tau_{\text{ц}} - \tau_{\text{б}}) + \sqrt{r(2\sqrt{q_1 r} + q_2)}(\dot{\tau}_{\text{ц}} - \dot{\tau}_{\text{б}}) \right]. \tag{15}$$

Из полученного выражения видно, что устройство управления представляет собой пропорционально-дифференцирующий регулятор (ПД-регулятор). При отказе от дополнительного демпфирования в регуляторе закон управления можно свести к одному параметру:

$$u = k_s^2 (\tau_{\text{ц}} - \tau_{\text{б}}) + \sqrt{2} k_s (\dot{\tau}_{\text{ц}} - \dot{\tau}_{\text{б}}), \tag{16}$$

где $k_s^2 = \sqrt{\frac{q_1}{r}}$ – параметр, определяющий полосу пропускания и устойчивость системы.

После того как были получены выражения для фильтра оптимального управления, необходимо также получить структуру и коэффициенты фильтра оптимальной фильтрации гиперболической координаты $\tau_{\text{б}}$.

Структурная схема полученного контура управления БЛА изображена на рис. 2.

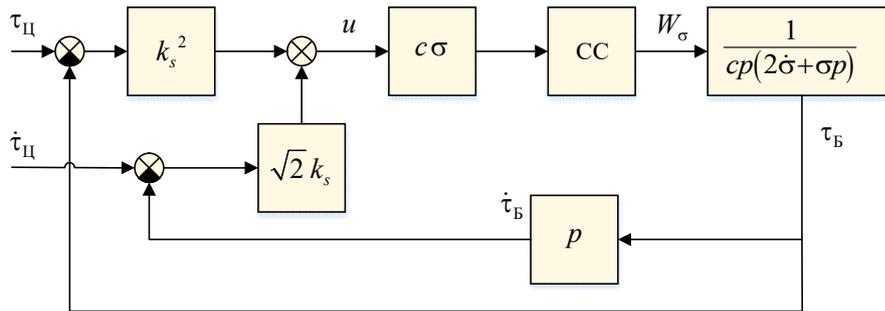


Рис. 2. Структурная схема упрощенного контура управления БЛА, синтезированного методом АКОР:

CC – система стабилизации БЛА; p – оператор дифференцирования

Fig. 2. Block diagram of the simplified obtained UAV control loop: CC – UAV stabilization system;
 p – the differentiation operator

Используя полученное выражение закона управления БЛА (16), было выполнено компьютерное моделирование. В качестве начальных значений были приняты следующие параметры: длина базы $c = 2000$ м, скорость движения БЛА $V = 100$ м/с, координата цели $\tau_{Ц} = 1,47$, параметр контура $k_s^2 = 2$. Ошибка регулирования полученного контура как функция времени приведена на рис. 3. После десяти секунд полета наблюдается некоторый рост ошибки в отрицательную область из-за возникновения динамической ошибки, обусловленной движением БЛА вблизи линии базы, где гипербола положения имеет наивысшую кривизну.

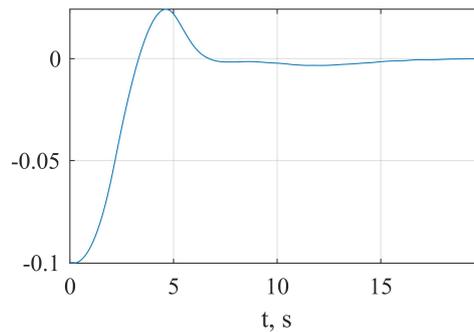


Рис. 3. Зависимость сигнала ошибки контура управления от времени

Fig. 3. Time dependence of error of the obtained control loop

Заключение

В работе была рассмотрена методика получения структуры оптимального контура наведения БЛА на плоскости в точку цели, используя разность расстояний от БЛА до двух навигационных позиций. Также было проведено упрощение закона управления, в результате чего был получен стационарный ПД-регулятор с одним параметром, определяющим ширину полосы пропускания устройства управления. При выводе уравнений оптимального регулятора использовался функционал минимума суммы квадратов ошибок по положению и по скорости на всей траектории полета БЛА. Результаты компьютерного моделирования подтвердили, что полученный контур является работоспособным и имеет приемлемые характеристики регулирования.

Список литературы

1. Радиоэлектронные комплексы навигации, прицеливания и управления вооружение летательных аппаратов. Т. 1. Теоретические основы. Москва: Радиотехника; 2012.
2. Кун А.А., Лукьянов В.Ф., Шабан С.А. Основы построения систем управления ракетами. Минск: Издание академии; 2001.

3. Легкоступ В.В., Маркевич В.В. Уравнения кинематики беспилотного летательного аппарата в эллиптической системе координат при наведении по разностно-дальномерной навигационной информации. *Системный анализ и прикладная информатика*. 2021;(1):12-20.
4. Орлов Е.В. *Проектирование систем телеуправления*. Ижевск: Издательский дом «Удмуртский университет»; 2000.
5. Bryson A.E.Jr., Ho Yu-Chi. *Applied Optimal Control: Optimization, Estimation and Control*. Washington, DC: Hemisphere; 1975.

References

1. [Radio-electronic complexes of navigation, guidance and control of the aircraft. Vol. 1. Theoretical foundations]. Moscow: Radio Engineering; 2012. (In Russ.)
2. Kun A.A., Luk'yanov V.F., Shaban S.A. [Osnovy postroyeniya sistem upravleniya raketami]. Minsk: Izdaniye akademii; 2001. (In Russ.)
3. Legkostup V.V., Markevich V.E. [Methodology of determining of the transfer function of engagement kinematics of accelerations of an aircraft and its elliptic coordinates used for thr guidance based on time difference of arrival]. *System analysis and applied information science*. 2021;(1):12-20. (In Russ.)
4. Orlov Ye.V. [Proyektirovaniye sistem teleupravleniya]. Izhevsk: Izdatel'skiy dom «Udmurtskiy universitet»; 2000. (In Russ.)
5. Bryson A.E.Jr., Ho Yu-Chi. *Applied Optimal Control: Optimization, Estimation and Control*. Washington, DC: Hemisphere; 1975.

Вклад авторов / Authors' contribution

Все авторы в равной степени внесли вклад в написание статьи.

All authors equally contributed to the writing of the article.

Сведения об авторах

Легкоступ В.В., научный сотрудник
ОАО «АЛЕВКУРП».

Шабан С.А., к.т.н., ведущий научный сотрудник
ООО «Научно-производственное объединение
САМЕРА».

Маркевич В.Э., к.т.н., заместитель директора
ООО «Научно-производственное объединение
САМЕРА».

Information about the authors

Legkostup V.V., Researcher at JSC "ALEVKURP".

Shaban S.A., Cand. of Sci., Leading Researcher at
Ltd. "SAMERA".

Markevich V.E., Cand. of Sci., Deputy Director of
Ltd. "SAMERA".

Адрес для корреспонденции

220043, Республика Беларусь,
г. Минск, пр. Независимости, д. 95, кор. 7,
ОАО «АЛЕВКУРП»;
тел. +375-25-532-27-25;
e-mail: legkostupvv@gmail.com
Легкоступ Виктор Валерьевич

Address for correspondence

220043, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosti Ave. 95, bld. 7,
JSC "ALEVKURP";
tel. +375-25-532-27-25;
e-mail: legkostupvv@gmail.com
Legkostup Victor Valer'evich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-1-73-82>

Оригинальная статья / Original paper

УДК 004.934.2+534.784

СИСТЕМА АНАЛИЗА И КЛАССИФИКАЦИИ ГОЛОСОВОГО СИГНАЛА НА ОСНОВЕ ПЕРТУРБАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ И КЕПСТРАЛЬНОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ В ПСИХОАКУСТИЧЕСКИХ ШКАЛАХ

М.И. ВАШКЕВИЧ, Д.С. ЛИХАЧЁВ, И.С. АЗАРОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 15 декабря 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Описан подход к построению системы анализа и классификации голосового сигнала на основе пертурбационных параметров и кепстрального представления. Рассмотрены два варианта кепстрального представления голосового сигнала: при помощи мел-частотных кепстральных коэффициентов (МЧКК) и при помощи барк-частотных кепстральных коэффициентов (БЧКК). В работе использовался общепринятый подход к вычислению МЧКК на основе частотно-временного анализа методом дискретного преобразования Фурье (ДПФ) с объединением энергии в субполосах. Данный метод аппроксимирует частотное разрешение слуха человека, но имеет фиксированное временное разрешение. В качестве альтернативы предложен вариант кепстрального представления на основе БЧКК. При расчете БЧКК использовался неравнополосный ДПФ-модулированный банк фильтров, аппроксимирующий частотную и временную разрешающую способность слуха. Целью работы ставилось сравнение эффективности применения признаков на основе МЧКК и БЧКК для построения систем анализа и классификации голосового сигнала. Результаты эксперимента показали, что в случае использования акустических признаков на основе МЧКК можно получить систему классификации голоса со средней полнотой классификации 80,6 %, а в случае использования признаков на основе БЧКК этот показатель равен 83,7 %. При дополнении набора МЧКК признаков пертурбационными параметрами голоса средняя полнота классификации повысилась до 94,1 %, при аналогичном дополнении набора БЧКК признаков средняя полнота классификации увеличилась до 96,7 %.

Ключевые слова: голосовой сигнал, МЧКК, БЧКК, патология голоса.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Вашкевич М.И., Лихачёв Д.С., Азаров И.С. Система анализа и классификации голосового сигнала на основе пертурбационных параметров и кепстрального представления в психоакустических шкалах. Доклады БГУИР. 2022; 20(1): 73-82.

VOICE ANALYSIS AND CLASSIFICATION SYSTEM BASED ON PERTURBATION PARAMETERS AND CEPSTRAL PRESENTATION IN PSYCHOACOUSTIC SCALES

MAXIM I. VASHKEVICH, DENIS S. LIKHACHOV, ELIAS S. AZAROV

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 15 December 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. The paper describes an approach to design a system for analyzing and classification of a voice signal based on perturbation parameters and cepstral representation. Two variants of the cepstral representation of the voice signal are considered: based on mel-frequency cepstral coefficients (MFCC) and based on bark-frequency cepstral coefficients (BFCC). The work used a generally accepted approach to calculating the MFCC based on the time-frequency analysis by the method of discrete Fourier transform (DFT) with summation of energy in subbands. This method approximates the frequency resolution of human hearing, but has a fixed temporal resolution. As an alternative, a variant of the cepstral representation based on the BFCC has been proposed. When calculating the BFCC, a warped DFT-modulated filter bank was used, which approximates the frequency and temporal resolution of hearing. The aim of the work was to compare the effectiveness of the use of features based on the MFCC and BFCC for the designing systems for the analysis and classification of the voice signal. The results of the experiment showed that in the case when using acoustic features based on the MFCC, it is possible to obtain a voice classification system with an average recall of 80.6 %, and in the case when using features based on the BFCC, this metric is 83.7 %. With the addition of the set of MFCC features with perturbation parameters of the voice, the average recall of the classification increased to 94.1 %, with a similar addition to the set of BFCC features, the average recall of the classification increased up to 96.7 %.

Keywords: voice signal, MFCC, BFCC, vocal pathology.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Vashkevich M.I., Likhachov D.S., Azarov E.S. Voice Analysis and Classification System Based on Perturbation Parameters and Cepstral Presentation in Psychoacoustic Scales. Doklady BGUIR. 2022; 20(1): 73-82.

Введение

Патологические изменения в голосе могут возникать в результате неврологических заболеваний, инфекций, паралича мышечных тканей гортани и др. В настоящее время для выявления патологии голосовой функции используют субъективное и объективное оценивание. Под субъективной оценкой понимается суждение, выносимое врачом-специалистом в результате слухового восприятия и визуального исследования состояния голосовых складок. Объективное оценивание основывается на компьютерном анализе акустического голосового сигнала с целью выявления патологии в голосе, которая может даже быть не слышна для человека [1]. Данный тип оценивания состояния голоса в меньшей степени подвержен влиянию человеческого фактора. Кроме того, голос легко может быть записан при помощи смартфона, что позволяет использовать его в качестве платформы для построения системы анализа и классификации голосового сигнала [2].

Компьютерный анализ голосового сигнала подразумевает извлечение из сигнала акустических признаков, которые условно можно разделить на пертурбационные (т. е. описывающие возмущения сигнала на уровне отдельных периодов основного тона) и спектральные/кепстральные признаки [2–5]. Особенно широко используется кепстральное представление голосового сигнала [1, 3, 5]. Чаще всего применяются мел-частотные кепстральные коэффициенты (МЧКК), которые описывают структуру и динамику спектральных огибающих сигнала. В процессе вычисления МЧКК используется метод частотного-временного анализа сигнала на основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ)

с объединением энергий в субполосах. Данный метод аппроксимирует частотное разрешение слуха человека, но имеет фиксированное временное разрешение. В настоящей работе предлагается альтернативный вариант кепстрального представления голосового сигнала при помощи барк-частотных кепстральных коэффициентов (БЧКК), при расчете которых используется неравнополосный ДПФ-модулированный банк фильтров, аппроксимирующий частотную и временную разрешающую способность слуха. Целью работы ставилось сравнение эффективности применения признаков на основе МЧКК и БЧКК для построения систем анализа и классификации голосового сигнала.

Пертурбационные параметры голоса

Пертурбационные параметры описывают возмущения временной формы голосового сигнала, который относится к классу квазипериодических сигналов. В группу пертурбационных параметров в первую очередь включают джиттер и шиммер. При помощи джиттера оценивают степень относительного изменения длительности следующих друг за другом периодов основного тона (ОТ). Существует несколько вариантов расчета параметра джиттер, которые оценивают либо краткосрочные, либо долгосрочные изменения периода основного тона. Имеется также параметр частотной пертурбации, учитывающий только знаки изменения следующих друг за другом периодов ОТ. Это так называемый направленный коэффициент возмущений (англ. *DPF – directional perturbation factor*). Параметр шиммер оценивает степень относительных изменений амплитуды следующих друг за другом периодов ОТ. Для него также существует несколько вариантов расчета.

Пертурбационные параметры также рассчитываются исходя из контура частоты основного тона (ЧОТ). К этой группе относят: 1) частотный диапазон фонации (англ. *PFR – phonatory frequency range*); 2) среднеквадратичное отклонение ЧОТ – SD_{f_0} ; 3) энтропию периодов ОТ (англ. *PPE – pitch period entropy*) [4]; 4) индекс патологичности вибрато (англ. *PVI – pathology vibrato index*). Используемые в работе пертурбационные параметры приведены в табл. 1. Более подробное их описание можно найти в работе [5].

Таблица 1. Пертурбационные параметры голоса
Table 1. Perturbation voice parameters

Группа параметров	Число параметров	Названия параметров
Частотная пертурбация	5	$J_{loc}, J_{ppq3}, J_{ppq5}, J_{ppq55}$
Амплитудная пертурбация	5	$S_{loc}, S_{apq3}, S_{apq5}, S_{apq11}, S_{apq55}$
Пертурбация контура ЧОТ	4	SD_{f_0}, PFR, PPE, PVI
Всего	14	–

Кепстральное представление голоса в психоакустических шкалах

В данном разделе рассматривается кепстральное представление голосового сигнала, получаемое на основе спектрального анализа сигнала в психоакустически мотивированной частотной шкале. Анализируется широко применяемое для описания голосового сигнала мел-частотное кепстральное представление [6], которое сравнивается с предлагаемым в работе барк-частотным кепстральным представлением, получаемым на основе неравнополосного ДПФ-модулированного банка фильтров.

Расчет МЧКК относится к методам кратковременного анализа голосового сигнала, которые предполагают разбиение сигнала на кадры анализа. Как правило, в интервале от 10 до 30 мс голосовой сигнал можно считать стационарным. Схема вычисления МЧКК показана на рис. 1.

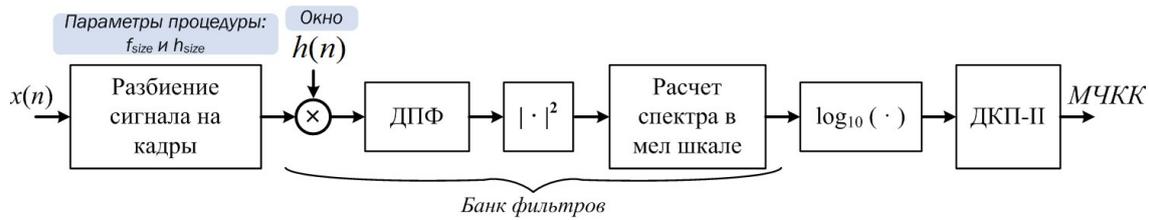


Рис. 1. Схема вычисления мел-частотных кепстральных коэффициентов (МЧКК)
Fig. 1. Scheme for calculating mel-frequency cepstral coefficients (MFCC)

В соответствии со схемой на рис. 1 при вычислении МЧКК входной сигнал $x(n)$ разбивается на кадры размера f_{size} с перекрытием h_{size} отсчетов. Каждый кадр умножается на оконную функцию Хэмминга $h(n)$, и к нему применяется ДПФ. Далее рассчитывается энергетический спектр сигнала, который затем переводится в мел-шкалу. Перевод в мел-шкалу осуществляется путем взвешивания энергетического спектра сигнала на треугольные окна, имеющие равную ширину в шкале мелов. От полученного мел-спектра вычисляется логарифм и применяется дискретное косинусное преобразование 2-го типа (ДКП-II).

При расчете МЧКК используются следующие значения настроечных параметров. Нижняя и верхняя границы частотного диапазона, покрываемого треугольными фильтрами, равны 50 Гц и 6400 Гц соответственно. Число полос в шкале мелов (равное числу треугольных фильтров, используемых для взвешивания энергетического спектра сигнала) $M = 20$. Число МЧКК, получающееся в результате расчета, равно $K = M - 1 = 19$ (выход ДКП-II с нулевым индексом не используется).

Заметим, что в процессе вычисления МЧКК моделируется работа банка слуховых фильтров. Имеется в виду то, что совместное действие умножения сигнала на оконную функцию с последующим вычислением ДПФ и взвешиванием энергий спектральных отсчетов можно интерпретировать, как работу неравнополосного банка фильтров, который выполняет декомпозицию энергии сигнала в соответствии с психоакустической шкалой мелов. Частотно-временное разрешение такого анализа зависит от размера анализируемого кадра f_{size} . В данной работе рассматривались несколько вариантов МЧКК, различающиеся между собой размером кадра анализа (f_{size} выбирался равным 10, 20 и 40 мс), при этом размер перекрытия всегда выбирался равным $h_{size} = f_{size} / 16$. На рис. 2 представлены амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) фильтров, соответствующие различным вариантам расчета МЧКК. Вид АЧХ фильтров зависит от используемого для спектрального анализа временного окна (в данном случае это окно Хэмминга), а также от треугольных окон, которые используются для взвешивания энергий в субполосах.

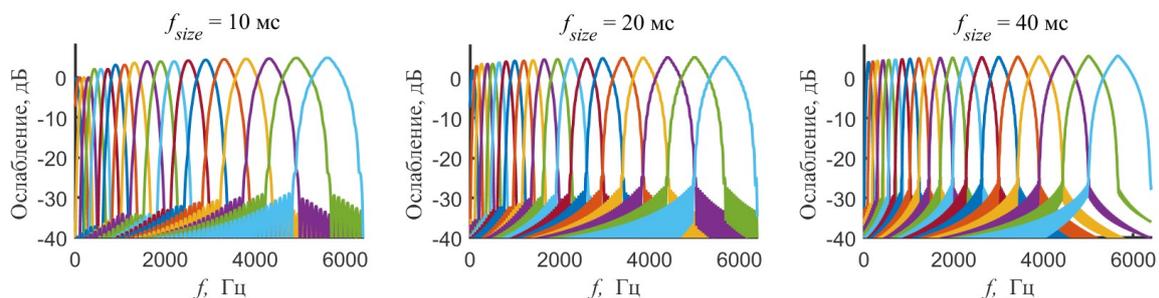


Рис. 2. АЧХ банков фильтров, использующихся при расчете МЧКК
Fig. 2. Magnitude responses of the filter banks used for MFCC calculation

В работе предлагается барк-частотное кепстральное представление сигнала, которое в отличие от мел-частотного использует неравнополосный ДПФ-модулированный банк фильтров [7], аппроксимирующий шкалу барков в качестве средства частотно-временного анализа сигнала. Неравнополосный ДПФ-модулированный банк фильтров на основе фазового преобразования имеет частотно-временное покрытие неравномерное как по частоте, так и по времени и, следовательно, может более точно моделировать слуховое восприятие человека. Схема вычисления БЧКК показана на рис. 3.

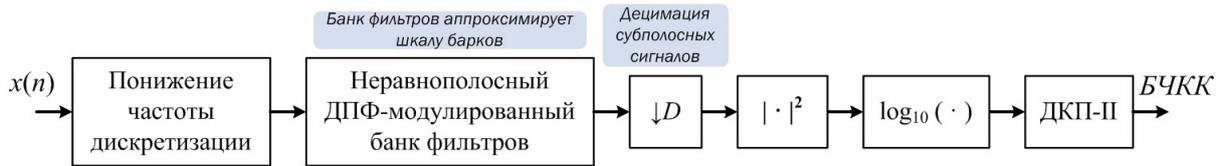


Рис. 3. Схема вычисления барк-частотных кепстральных коэффициентов (БЧКК)

Fig. 3. Scheme for calculating bark-frequency cepstral coefficients (BFCC)

В соответствии со схемой на рис. 3 вычисление БЧКК начинается с блока понижения частоты дискретизации. Он необходим, поскольку исходный сигнал, как правило, имеет высокую частоту дискретизации (более 40 кГц), а анализируемая банком фильтров полоса чаще всего не превышает 7–8 кГц. Неравнополосный ДПФ-модулированный банк фильтров выполняет декомпозицию сигнала на субполосы, имеющие равную ширину относительно шкалы барков. В банке фильтров используется низкочастотный (НЧ) фильтр-прототип, длину его импульсной характеристики можно соотнести с размером кадра анализа f_{size} в схеме вычисления МЧКК. После банка фильтров в схеме следует блок децимации субканальных сигналов. Коэффициент децимации D можно соотнести с величиной перекрытия кадров h_{size} в схеме вычисления МЧКК. Остальные блоки имеют тот же смысл, что и в схеме вычисления МЧКК. Рассматривались три варианта БЧКК, имеющие отличия в банке фильтров. Использовались три банка фильтров, у которых длина импульсной характеристики самого НЧ фильтра равнялась 10, 20 и 40 мс соответственно. Их АЧХ приведены на рис. 4.

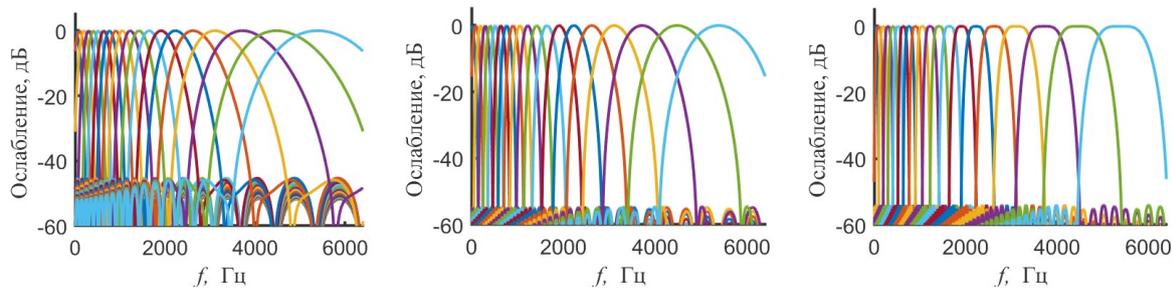


Рис. 4. АЧХ банков фильтров, использующихся при расчете БЧКК

Fig. 4. Magnitude responses of the filter banks used for BFCC calculation

Надсегментные кепстральные признаки

В результате кратковременного анализа формируется большой набор МЧКК/БЧКК, которые описывают локальную структуру спектра сигнала. Однако для построения эффективной системы анализа и классификации голосовых сигналов требуется уменьшить объем данных, получаемых в результате первичного расчета. Для этого получающиеся МЧКК/БЧКК предлагается усреднять для формирования надсегментного вектора кепстральных признаков.

На рис. 5 представлен процесс формирования надсегментных кепстральных признаков. Исходный сигнал разбивается на длинные сегменты (до 1 с), для которых затем производится покадровая обработка, в результате которой формировалась последовательность МЧКК/БЧКК и их конечных разностей (дельт). Затем для последовательностей МЧКК/БЧКК рассчитываются их средние значения и СКО. Данные параметры и являются надсегментными МЧКК/БЧКК признаками.

Длина сегмента L_{size} для получения надсегментных кепстральных признаков выбиралась равной 800 мс (перекрытие между соседними сегментами 75 %). В соответствии со схемой, показанной на рис. 5, размерность вектора надсегментных кепстральных признаков равна $1 \times 4 \cdot (M - 1)$, т. е., учитывая, что $M = 20$, она равна 1×76 . Общее число петurbationных параметров 14. Таким образом, общее число признаков, извлекаемых из сигнала, равно 90.

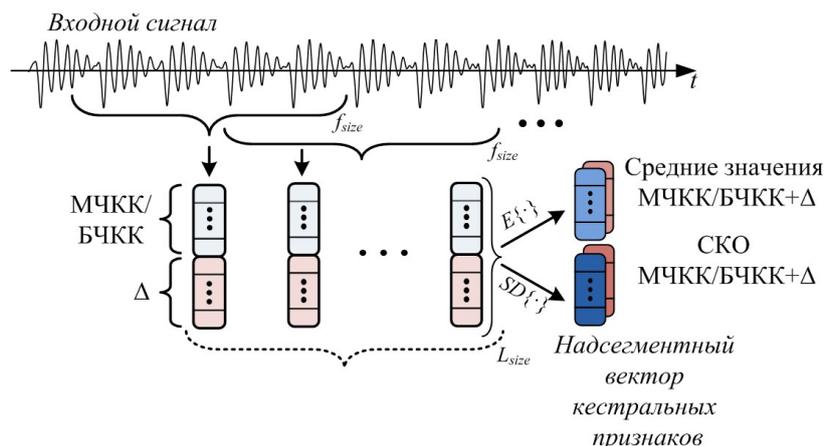


Рис. 5. Процесс формирования надсегментных признаков
Fig. 5. The process of forming suprasegment features

Система анализа и классификации голосового сигнала

В качестве примера рассматривается система, выполняющая задачу бинарной классификации, т. е. отнесения образца голосового сигнала к норме или патологии. Общая схема системы состоит из трех базовых блоков (см. рис. 6): предобработки, извлечения признаков и классификатора и принятия решения.

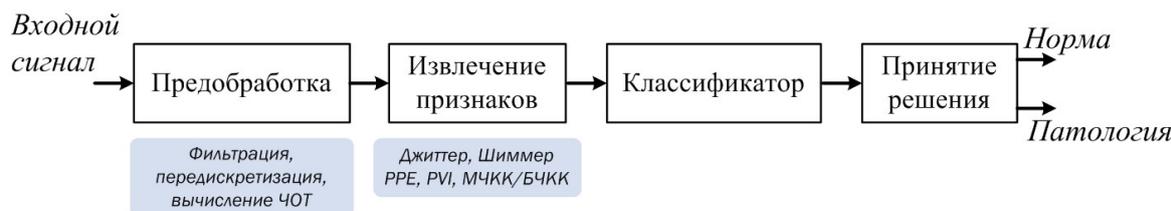


Рис. 6. Системы анализа и классификации голосового сигнала
Fig. 6. The system of analysis and classification of voice signal

В соответствии со схемой на рис. 6 на первом этапе, названном предобработкой, выполняется фильтрация сигнала, вычисление контура ЧОТ, а также, при необходимости, передискретизация сигнала. На втором этапе происходит извлечение признаков, рассчитываются пертурбационные параметры и надсегментные кепстральные признаки. Далее полученный вектор признаков попадает в блок классификации, который относит образец к одному из возможных классов. Для решения задачи классификации применялся метод линейного дискриминантного анализа (англ. LDA – *linear discriminant analysis*) [8].

Для проведения экспериментов использовалась база, содержащая 54 образца голосовых сигналов (протяжный звук /a/), описанная в работе [9]. База содержит записи 39 здоровых человек (23 мужчины, 16 женщин) и 15 больных боковым амиотрофическим склерозом (БАС) (6 мужчин, 9 женщин). В результате перевода голосовой базы в кепстральные параметры получена выборка из 877 обучающих векторов (650 – группа здоровых, 227 – группа больных).

При планировании эксперимента ставилась задача получить ответы на следующие вопросы:

1. Какое качество классификации можно получить, используя надсегментные МЧКК/БЧКК признаки?
2. Как изменится качество классификации, если к надсегментным МЧКК/БЧКК признакам добавить пертурбационные параметры сигнала?

Поскольку рассматриваемая база не является сбалансированной, то принято решение использовать среднюю полноту классификации как меру качества классификации.

Результаты и их обсуждение

Эксперимент проводился в три этапа: 1) подготовка обучающей выборки; 2) ранжирование признаков; 3) обучение и тестирование классификатора с использованием различного числа признаков.

На первом этапе исходная база звуковых файлов переводилась в надсегментные МЧКК/БЧКК признаки. Поскольку сигнал анализировался 800 мс сегментами, а средняя длительность записей превышала 4 с, то для каждой записи получалось несколько выходных значений надсегментных признаков. В случае вычисления пертурбационных параметров, каждой записи ставился в соответствие только один параметр. На втором этапе для полученной обучающей выборки выполнялось ранжирование признаков методом LASSO [8]. На третьем этапе выполнялось обучение и тестирование классификатора методом перекрестной проверки по $K = 4$ блокам [8]. Причем разбиение на блоки выполнялось на уровне дикторов, и, таким образом, тестовый и обучающий наборы содержали вектора, относящиеся к голосам разных дикторов. Процедура перекрестной проверки выполнялась $J = 76$ раз для того, чтобы проверить работу классификатора с различным числом признаков (от 1 до J). При этом на p -м запуске для классификатора выбирались признаки, имеющие ранг с 1 по p . По результатам перекрестных проверок строился график, который показывал зависимость качества классификации от числа признаков.

В исследовании использовались следующие наборы признаков (см. табл. 2), которые составлялись для получения ответов на представленные выше вопросы.

Таблица 2. Наборы признаков, использовавшиеся в экспериментах
Table 2. Feature sets used in experiments

Название набора признаков	Размерность	Описание
Petrurb	14	Пертурбационные параметры из табл. 1
MFCC-10	76	Надсегментные МЧКК признаки, кадр анализа 10 мс
MFCC-20	76	Надсегментные МЧКК признаки, кадр анализа 20 мс
MFCC-40	76	Надсегментные МЧКК признаки, кадр анализа 40 мс
BFCC-10	76	Надсегментные БЧКК признаки, длина НЧ фильтра 10 мс
BFCC-20	76	Надсегментные БЧКК признаки, длина НЧ фильтра 20 мс
BFCC-40	76	Надсегментные БЧКК признаки, длина НЧ фильтра 40 мс

В первом эксперименте проверялось качество классификации на основе надсегментных признаков MFCC-10/20/40 и BFCC-10/20/40. Для примера на рис. 7 представлены результаты оценки качества классификации при использовании признаков MFCC-40 и BFCC-40.

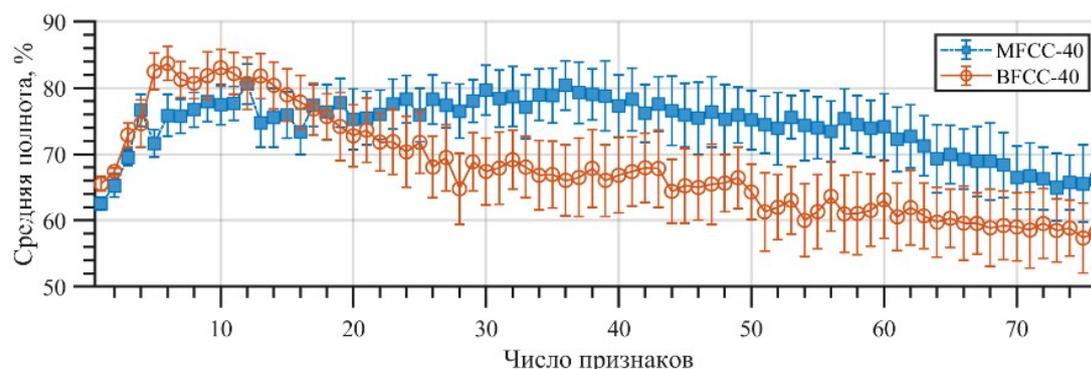


Рис. 7. Качество классификации при использовании признаков MFCC-40 и BFCC-40
Fig. 7. The quality of classification using features MFCC-40 and BFCC-40

Полученные в эксперименте результаты суммируются в табл. 3, в которой приведена оценка средней полноты классификации в зависимости от набора кепстральных признаков,

при ограничении на число признаков. Такое ограничение обусловлено тем, что для классификации всегда желательно иметь меньшее число признаков, но обеспечивающих лучшее качество. Лучший результат достигается при использовании набора признаков BFCC-40 (см. табл. 3).

Таблица 3. Максимальная средняя полнота классификации при ограничении числа признаков p
Table 3. The maximum average recall of the classification achieved when the number of features p is limited

Набор признаков	Средняя полнота, % (в скобках указано число признаков, при котором достигается средняя полнота)					
	$p \leq 10$	$p \leq 20$	$p \leq 30$	$p \leq 40$	$p \leq 50$	$p \leq 60$
MFCC-10	76,9 (5)	77,2 (15)	–	–	–	–
MFCC-20	61,9 (9)	62,4 (17)	67,6 (30)	70,1 (40)	74,0 (48)	–
MFCC-40	78,0 (9)	80,6 (12)	–	–	–	–
BFCC-10	72,2 (10)	73,5 (11)	–	–	–	–
BFCC-20	77,1 (10)	77,4 (13)	80,0 (28)	–	–	–
BFCC-40	83,7 (6)	–	–	–	–	–

Во втором эксперименте проверялось качество классификации на основе наборов надсегментных признаков, к которым добавлялись пертурбационные параметры голоса. Результаты эксперимента приведены в табл. 4. Можно заметить, что добавление к МЧКК / БЧКК признакам пертурбационных параметров позволяет существенно улучшить качество классификации.

Таблица 4. Максимальная средняя полнота классификации при ограничении числа признаков p
Table 4. The maximum average recall of the classification achieved when the number of features p is limited

Набор признаков	Средняя полнота, % (в скобках указано число признаков, при котором достигается средняя полнота)					
	$p \leq 10$	$p \leq 20$	$p \leq 30$	$p \leq 40$	$p \leq 50$	$p \leq 60$
MFCC-10 + Petrurb	84,2 (8)	89,3 (20)	93,5 (29)	94,1 (31)	–	–
MFCC-20 + Petrurb	84,7 (2)	90,3 (13)	–	–	90,9(49)	93,5 (54)
MFCC-40 + Petrurb	82,2 (5)	85,0 (14)	–	–	87,1 (46)	–
BFCC-10 + Petrurb	87,8 (8)	91,5 (18)	–	–	96,7 (45)	–
BFCC-10 + Petrurb	78,1 (9)	79,7 (18)	88,0 (22)	–	–	–
BFCC-10 + Petrurb	86,5 (10)	–	87,2 (25)	–	–	–

Среди всех наборов признаков, основанных на МЧКК, наилучший результат достигается при использовании 31 наиболее значимых признаков из набора MFCC-10+Petrurb. При этом средняя полнота классификации достигает 94,1 %. Среди всех наборов признаков, основанных на БЧКК, наилучший результат дает использование 45 наиболее значимых признаков из набора BFCC-10+Petrurb. Достижимая при этом средняя полнота классификации равна 96,7 %. Этот результат подтверждает обоснованность применения метода частотно-временного анализа сигнала на основе неравнополосного ДПФ-модулированного банка фильтров на основе фазового преобразования при расчете кепстральных коэффициентов.

Заключение

В работе предложен метод вычисления барк-частотных кепстральных коэффициентов, основанный на использовании неравнополосного ДПФ-модулированного банка фильтров, аппроксимирующего частотно-временное разрешение слуха человека. Произведено сравнение предложенных БЧКК с широко распространенными МЧКК в отношении эффективности построения на их основе системы анализа и классификации голосовых сигналов. Проведенные эксперименты по построению системы классификации голосов пациентов с боковым амиотрофическим склерозом показали эффективность применения надсегментных БЧКК

признаков. Среди классификаторов, использующих набор кепстральных признаков, лучший результат (средняя полнота 83,7 %) достигнут LDA-классификатором, использующим 6 надсегментных БЧКК признаков, отобранных методом LASSO. Среди классификаторов, использующих набор кепстральных признаков, объединенных с пертурбационными параметрами голоса, лучший результат (средняя полнота 96,7 %) достигнут LDA-классификатором, использующим 45 надсегментных БЧКК признаков, отобранных методом LASSO.

Список литературы / References

1. Harar P., Galaz Z., Alonso-Hernandez J.B., Mekyska J., Burget R., Smekal Z. Towards robust voice pathology detection. *Neural Computing and Applications*. 2020;32(20): 15747-15757.
2. Likhachov D., Vashkevich M., Azarov E., Malhina K., Rushkevich Y. A mobile application for detection of amyotrophic lateral sclerosis via voice analysis. *International Conference on Speech and Computer, 2021*. Springer, Cham; 2021:372-383.
3. Benba A., Jilbab A., Hammouch A. Discriminating between patients with Parkinson's and neurological diseases using cepstral analysis. *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*. 2016;24(10):1100–1108.
4. Tsanas A., Little M.A., McSharry P.E., Spielman J., Ramig L.O. Novel speech signal processing algorithms for high-accuracy classification of Parkinson's disease. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*. 2012;59(5):1264-1271.
5. Vashkevich M., Rushkevich Y. Classification of ALS patients based on acoustic analysis of sustained vowel phonations. *Biomedical Signal Processing and Control*. 2021;65:1-14.
6. Huang X., Acero A., Hon H.-W. *Spoken language processing: A guide to theory, algorithm, and system development*. Prentice hall PTR; 2001: 980.
7. Bielawski K., Petrovsky A. Proposition of minimum bands multirate noise reduction system which exploits properties of the human auditory system and all-pass transformed filter bank. *IEEE Workshop Signal Processing*. 2001:65-70.
8. Gareth J., Daniela W., Trevor H., Robert T. *An introduction to statistical learning with applications in R*. NewYork: Springer; 2013.
9. Vashkevich M., Petrovsky A. Rushkevich Y. Bulbar ALS detection based on analysis of voice perturbation and vibrato. *IEEE International Conference on Signal Processing: Algorithms, Architectures, Arrangements, and Applications*. 2019: 267-272.

Вклад авторов

Вашкевич М.И. определил цель и задачи исследования, предложил идею барк-частотного кепстрального представления голосового сигнала, выполнил программную реализацию расчета БЧКК, принимал участие в подготовке текста статьи и интерпретации результатов экспериментов.

Лихачёв Д.С. выполнил программную реализацию расчета МЧКК, участвовал в подготовке программной базы для эксперимента.

Азаров И.С. предложил идею совместного использования кепстральных признаков и пертурбационных параметров, принимал участие в подготовке текста статьи и интерпретации результатов экспериментов.

Authors' contribution

Vashkevich M.I. determined the purpose and objectives of the study, proposed the idea of the bark-frequency cepstral representation of the voice signal, carried out the software implementation of the BFCC calculation, took part in the preparation of the text of the article and the interpretation of the experimental results.

Likhachov D.S. carried out the software implementation of the calculation of the MFCC, participated in the preparation of the software tools for the experiment.

Azarov E.S. proposed the idea of the joint use of cepstral features with perturbation parameters, took part in the preparation of the text of the article and interpretation of the experimental results.

Сведения об авторах

Вашкевич М.И., к.т.н., доцент кафедры электронных вычислительных средств Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Лихачёв Д.С., к.т.н., доцент кафедры электронных вычислительных средств Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Азаров И.С., д.т.н., заведующий кафедрой вычислительных средств Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-17-293-84-78;
e-mail: vashkevich@bsuir.by
Вашкевич Максим Иосифович

Information about the authors

Vashkevich M.I., Cand. of Sci., Associate Professor at the Computer Engineering Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Likhachov D.S., Cand. of Sci., Associate Professor at the Computer Engineering Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Azarov E.S., Dr. of Sci., Head of the Computer Engineering Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki st., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-17-293-84-78;
e-mail: vashkevich@bsuir.by
Vashkevich Maksim Iosifovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-1-83-91>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 624.012.45:539.376

АЛГОРИТМЫ ПОДБОРА ОПТИМАЛЬНОГО АРМИРОВАНИЯ ПО ПРОЧНОСТИ И ТРЕЩИНОСТОЙКОСТИ ЖЕЛЕЗОБЕТОННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ И ИХ ВЕРИФИКАЦИЯ

Т.М. ГЛУХОВА

Полоцкий государственный университет (г. Новополоцк, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 17 декабря 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Одним из основных этапов при проектировании железобетонных конструкций является определение площади поперечного сечения рабочей арматуры по требованиям прочности, жесткости и трещиностойкости, подбор количества стержней (исходя из сортамента арматуры), размещение ее в поперечном сечении с выполнением условий долговечности и огнестойкости. В работе обобщается опыт разработки алгоритмов решения задачи подбора оптимального армирования железобетонных элементов и предлагается алгоритм оптимизации армирования, использующий нелинейные модели железобетонных элементов. Предложенный алгоритм реализован в виде модуля программного комплекса для инженерных расчетов в строительстве Бета 5.0. В статье приводятся результаты верификации предложенных алгоритмов по результатам опытной эксплуатации модуля подбора оптимального армирования в рамках деятельности испытательно-исследовательского центра Полоцкого государственного университета.

Ключевые слова: армирование, железобетонный элемент, оптимизация, симплекс метод, нелинейная деформационная модель, вектор усилий, поле напряжений, план армирования.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Благодарности. Автор благодарит д.т.н., профессора Лазовского Д.Н. и к.т.н., доцента Глухова Д.О., теоретические работы которых стали основой для разработки алгоритмов и программного обеспечения подбора оптимального армирования железобетонных элементов на основе нелинейной деформационной модели.

Для цитирования. Глухова Т.М. Алгоритмы подбора оптимального армирования по прочности и трещиностойкости железобетонных элементов и их верификация. Доклады БГУИР. 2022; 20(1): 83-91.

SELECTION ALGORITHMS OF THE OPTIMAL REINFORCEMENT FOR STRENGTH AND CRACK RESISTANCE OF REINFORCED CONCRETE ELEMENTS AND THEIR VERIFICATION

TATSIANA M. HLUKHAVA

Polotsk State University (Novopolotsk, Republic of Belarus)

Submitted 17 December 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. One of the main stages in the design of reinforced concrete structures is to determine the cross-sectional area of the reinforcement according to the requirements of strength, stiffness and crack resistance, the search for the number of rods based on the nomenclature of reinforcement, its placement in the cross section with the fulfillment of the conditions of durability, and fire resistance. The paper summarizes the experience of developing algorithms for solving the problem of selecting the optimal reinforcement of reinforced concrete elements and proposes an algorithm for optimizing reinforcement using nonlinear models of reinforced concrete elements. The proposed algorithm is implemented as a module of the software package for engineering construction calculations Beta 5.0. The article shows the results of verification of the proposed algorithms based on the results of trial operation of the module for selecting the optimal reinforcement within the activities of the Testing and Research Center of the Polotsk State University.

Keywords: reinforcement, reinforced concrete element, optimization, simplex method, nonlinear deformation model, force vector, stress field, reinforcement plan.

Conflict of interests. The author declares no conflict of interests.

Gratitude. The author thanks Prof. D.N. Lazovsky and Ph.D., associate professor Glukhov D.O., whose theoretical work became the basis for the development of algorithms and software for the selection of the optimal reinforcement of reinforced concrete elements based on a nonlinear deformation model.

For citation. Hlukhava T.M. Selection Algorithms of the Optimal Reinforcement for Strength and Crack Resistance of Reinforced Concrete Elements and Their Verification. Doklady BGUIR. 2022; 20(1): 83-91.

Введение

В современных системах автоматического проектирования (САПР) зданий и сооружений подбор и оптимизации армирования является обязательной функцией. В научной литературе ведется дискуссия о корректности реализации функции подбора оптимального армирования в известных программных продуктах [1–3]. В большинстве современных САПР строительных конструкций решение задачи подбора армирования заключается в нахождении количества и расположения стержней арматуры, площади ее поперечного сечения в соответствии с сортаментом проката. Задача подбора решается для обеспечения прочности, жесткости и трещиностойкости при минимизации армирования.

Расположение и площадь поперечного сечения арматуры в конструктивном элементе определяется по результатам расчета. В практике проектирования строительных конструкций критерии прочности и трещиностойкости должны быть обеспечены для всех комбинаций нагрузок, которым потенциально подвергается строительный элемент в процессе эксплуатации. Используя упругий расчет конечно-элементных моделей строительных конструкций, осуществляется переход от комбинаций нагрузок к соответствующим комбинациям внутренних усилий. Параллельно с решением задачи подбора армирования по критериям прочности и трещиностойкости решается задача унификации железобетонных изделий, минимизация типоразмеров изделий, применяемых при строительстве зданий [4].

Задача подбора армирования решается при целом ряде ограничений, в частности при заданном сортаменте диаметров имеющейся в наличии арматуры. Взаимное размещение

дискретной арматуры, толщина защитного слоя также имеют конструктивные ограничения, вытекающие из требований огнестойкости и долговечности. С точки зрения технологичности изготовления железобетонных элементов в сечении обычно устанавливается арматура одного или, в крайнем случае, двух диаметров.

Выделим ключевые вопросы подготовки данных для решения задачи оптимизации армирования: как разделить арматуру на группы?; каковы геометрические границы групп?; каковы допустимые значения количества стержней в каждой группе?; каков сортамент допустимых диаметров?; как учитывается требование унификации изделий?

Формализация задачи подбора армирования

Введем ряд формальных определений для решения задачи подбора оптимального армирования для m групп арматуры. Под группой арматуры мы будем понимать группу арматурных стержней, локализованных в пределах определенной геометрии (на окружности заданного диаметра, на отрезке заданной длины), имеющих одинаковый диаметр и класс арматурной стали. Количество стержней в группе либо детерминировано, либо имеется возможность варьировать количество стержней в пределах технологических ограничений. Группа стержней характеризуется суммарной площадью армирования группы.

Множество допустимых диаметров обозначим как $d = \{d_i\}, i = 1..n$.

Состояние армирования будем описывать понятием «план армирования», который является множеством из m групп, характеризуемых количеством стержней и их диаметром $D = \{\langle n_j, d_j \rangle\}, j = 1..m$.

Введем оператор определения суммарной площади армирования $Square(D)$. Если количество и расположение стержней в группе задано изначально, то пространство поиска оптимального решения будет представлять собой N_{var} вариантов: $N_{var} = n^m$.

Критерием обеспеченности заданным планом армирования прочности, жесткости и трещиностойкости элемента будет являться результат расчета элемента по нелинейной деформационной модели на всевозможные комбинации внутренних усилий:

$$P = \{\langle N, M_x, M_y, V \rangle_1, \dots, \langle N, M_x, M_y, V \rangle_k\}.$$

Если усилия неизвестны (например, расчет конструкции выполнялся по конечно-элементной модели с использованием объемных изоморфных упругих конечных элементов и результатом расчета являются поля напряжений), то переход к эквивалентным внутренним усилиям осуществляется вычислением интегралов расчетной системы уравнений равновесия:

$$\begin{cases} M_y = -\iint_C \sigma(\varepsilon(x, y))(y - y_o) dx dy + N(y_{oe} - y_o), \\ M_x = -\iint_C \sigma(\varepsilon(x, y))(x - x_o) dx dy + N(x_{oe} - x_o), \\ N = \iint_C \sigma(\varepsilon(x, y)) dx dy, \\ V = \iint_C \tau(x, y) dx dy, \end{cases} \quad (1)$$

где M_x, M_y – изгибающие моменты, действующие в плоскостях xz, yz ; N – продольная сила от действия внешней нагрузки; x_o и y_o – расстояние от центра тяжести сечения до соответствующей оси; x_{oe} и y_{oe} – точка приложения продольного усилия; $\sigma(\varepsilon(x, y))$ – нормальные напряжения в бетоне или арматуре; $\varepsilon(x, y)$ – продольные деформации бетона или арматуры; $\tau(x, y)$ – касательные напряжения в бетоне.

Введем оператор проверки плана армирования при k наборах усилий от расчетной P_1 и нормативной P_2 нагрузки на прочность и трещиностойкость соответственно:

$$LI(P_1, D) = \begin{cases} false & \text{если разрушение} \\ true & \text{иначе} \end{cases}, \quad LII(P_2, D) = \begin{cases} false & \text{если } w > w_{lim} \vee L > L_{lim}, \\ true & \text{иначе} \end{cases}$$

где w – ширина раскрытия трещины, определенная расчетом; w_{lim} – максимально допустимая ширина раскрытия трещины; L – прогиб элемента, определенный расчетным путем; L_{lim} – предельно допустимый прогиб элемента.

План армирования, удовлетворяющий критериям LI и LII , будем называть допустимым планом армирования.

Сформулируем критерий оптимизации: $Square(D) \rightarrow \min |LI(P_1, D) \wedge LII(P_2, D)$ – требуется найти такой план армирования, при котором элемент удовлетворяет проверкам по прочности, жесткости и трещиностойкости и площадь армирования минимальна.

Результаты и их обсуждение

В настоящее время большую популярность приобретают BIM технологии. В рамках данного технологического направления часто используется моделирование строительных конструкций на основе архитектурных моделей, представленных в IFC формате. Такой переход приводит к формированию конечно-элементной модели конструкции, построенной из объемных конечных элементов, обладающих свойствами упругого объемного тела. В результате расчета таких моделей (например, в программных комплексах Revit, SOFiSTiK) проектировщик оперирует не понятием расчетных сочетаний усилий, а полями напряжений в поперечных сечениях объемных конечных элементов.

В результате проведенных исследований авторами предложен алгоритм перехода от полей напряжений к внутренним усилиям (см. рис. 1).

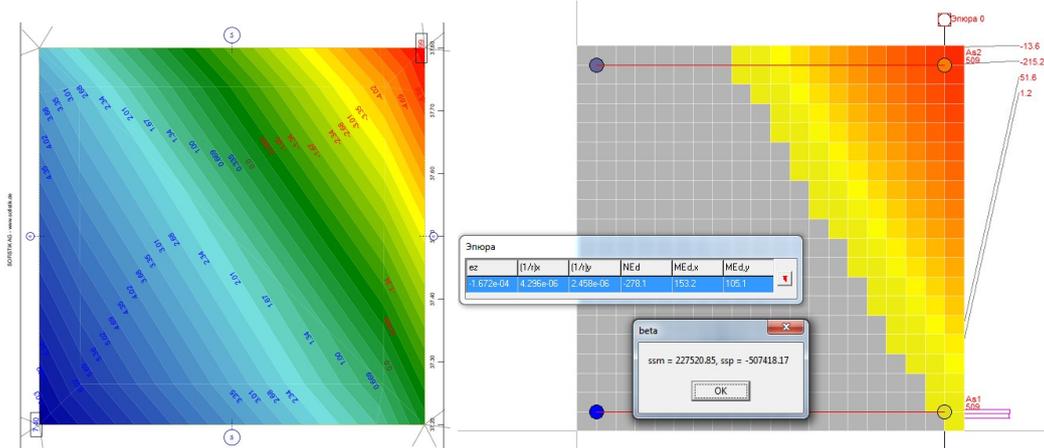


Рис. 1. Результат перехода от поля напряжений в сечении колонны, полученного в программном комплексе SOFiSTiK, к оценке эквивалентных внутренних усилий и соответствующим напряжениям элемента с дискретным армированием в Бета 5.0

Fig. 1. The result of the transition from the stress field in the column section, obtained in the SOFiSTiK software package, to the evaluation of the equivalent internal forces and the corresponding stresses for a column with discrete reinforcement in Beta 5.0

По сути, алгоритм ищет такое распределение напряжений в сечении железобетонного элемента с дискретным армированием, которое при интегрировании по уравнениям системы уравнений равновесия дает значения, эквивалентные значениям, полученным интегрированием поля напряжений упругой модели, построенной из объемных конечных элементов.

$$\begin{cases} \iint_C \sigma_{FEM}(x, y)(y - y_o) dx dy = \iint_C \sigma_c(x, y)(y - y_o) dx dy + \sum_i \sigma_{s,i}(y_i - y_o), \\ \iint_C \sigma_{FEM}(x, y)(x - x_o) dx dy = \iint_C \sigma_c(x, y)(x - x_o) dx dy + \sum_i \sigma_{s,i}(x_i - x_o), \\ \iint_C \sigma_{FEM}(x, y) dx dy = \iint_C \sigma_c(x, y) dx dy + \sum_i \sigma_{s,i}, \end{cases} \quad (2)$$

где $\sigma_{FEM}(x, y)$ – поле напряжений в сечении объемного конечного элемента, x_o и y_o – координаты центра тяжести сечения, определенного по полю напряжений; $\sigma_c(x, y)$ – поле

напряжений в сечении железобетонного элемента, определенное по нелинейной деформационной модели; $\sigma_{s,i}$ – напряжение в i -м стержне дискретной арматуры.

Такое преобразование возможно для областей, где работает гипотеза плоских сечений, а следовательно, для основных участков подбора продольного армирования в конструктивных элементах для большинства расчетных случаев (пролеты и надпорные зоны балок, плит перекрытия, колонны, ригели).

Нелинейная деформационная модель оперирует диаграммами деформирования арматурной стали и бетона, описывающими зависимость напряжений от деформаций не только на упругой стадии, но и эффекты пластических изменений в материале, а также такие реологические процессы, как ползучесть и усадка бетона. При поиске решения применяются уравнения совместности деформаций и положения модифицированной теории полей сжатия, разработанной канадскими учеными Майклом Коллинзом, Фрэнком Веккьо и Денисом Митчелом. MCFT (Modified Compression Field Theory) вошла в строительные нормы и правила Канады CSA-A23.3 1994 (CSA1994) [5–7].

Различные стержни группы арматуры влияют на результат расчета по-разному. Но при построении алгоритма подбора оптимального армирования мы рассматриваем группу арматур как единое целое, и единственной операцией над группой будет операция увеличения или уменьшения диаметра всех стержней группы. При этом уменьшение диаметра стержней одной группы может приводить к разрушению элемента из-за разрыва стержней другой группы. Такое взаимное влияние групп друг на друга наблюдается для ортогонально ориентированных групп. Таким образом, существует множество планов, удовлетворяющих критерию прочности и трещиностойкости, таких, что уменьшение диаметра стержней любой группы на следующую позицию в номенклатуре приводит к разрушению при заданных усилиях. Поэтому очень важно выполнить правильное группирование арматуры, исходя из понимания процессов деформирования изделия под нагрузкой, и стараться включать в одну группу арматуру, работающую одинаково.

Рассмотрим особенности пространства планов армирования.

1. Множество допустимых планов армирования является ограниченным снизу планами, для которых критерии проверки на прочность или трещиностойкость не выполняются.

2. По взаимному влиянию друг на друга группы арматур можно разделить на три класса: дополняющие, противодействующие и не оказывающие влияния друг на друга.

3. Для групп предварительно напряженной арматуры множество допустимых планов ограничено сверху значениями диаметров, приводящих к разрушению элемента на стадии динамического отпуска.

Для двух произвольных групп арматуры в их пространстве планов армирования возможны следующие характерные виды взаимодействия, представленные на рис. 2.

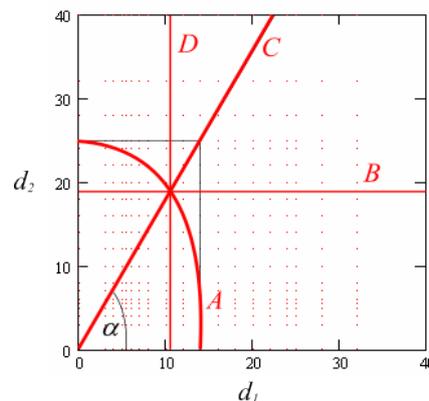


Рис. 2. Вид взаимодействия арматурных групп: A – дополняющие; B, D – не оказывающие влияния; C – противодействующие группы

Fig. 2. Types of reinforcement group interaction: A – co-operating group; B, D – do not affect each other; C – counteracting group

Кривая A является эллипсом $(n_1 + n_2)d^2 = n_1d_1^2 + n_2d_2^2$, где d – некоторый средний диаметр, обеспечивающий прочность по сечению при заданных усилиях; d_1, d_2 – диаметры стержней первой и второй групп арматуры.

Тангенс угла наклона линии взаимодействия противодействующих групп S равен $\tan \alpha = \sqrt{\frac{n_2}{n_1}}$, где n_1 и n_2 – количество стержней арматуры в первой и во второй группе.

Важно отметить, что при возрастании размерности пространства поиска оптимального плана армирования, возникновении более сложных зависимостей между группами многомерный эллипс и линия взаимодействия, обобщенные на случай многомерного пространства, сохраняют свой смысл.

Для поиска оптимального плана армирования задаемся начальным приближением, удовлетворяющим критериям прочности и трещиностойкости D_i и пытаемся выстроить стратегию поиска оптимального плана, в соответствии с которой переходим к плану армирования D_{i+1} , который характеризуется меньшим значением критерия оптимизации.

Для быстрого нахождения первого приближения будем двигаться по линии взаимодействия от неармированного сечения (рис. 3).

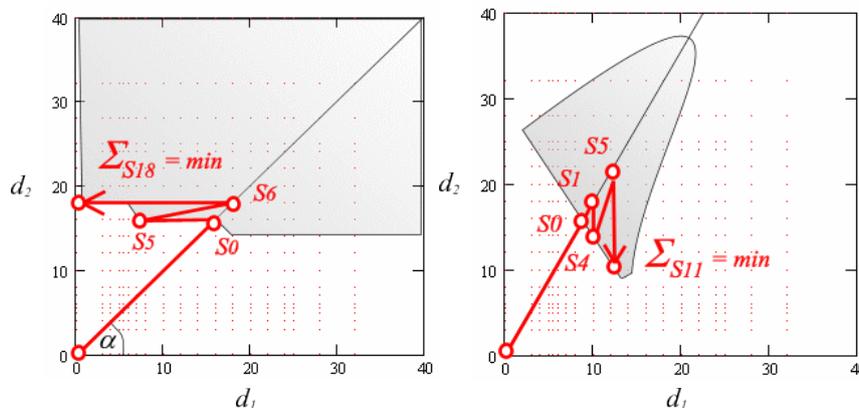


Рис. 3. Иллюстрация работы алгоритма оптимизации
Fig. 3. Illustration of the optimization algorithm

Основываясь на указанных особенностях пространства поиска решения оптимизационной задачи, построен алгоритм подбора армирования по критерию прочности и трещиностойкости. Блок-схема алгоритма приводится на рис. 4.

Алгоритм строится с учетом особенностей пространства поиска, определяемых математической моделью железобетонного элемента. Но на практике в систему ограничений добавляются эмпирические правила конструирования сечений (обеспечение компактности изделия, максимальной массы, ограничения, связанные с толщинами защитного слоя). Для блока сортировки групп по возрастанию среднего напряжения в стержнях группы возможны иные критерии сортировки, такие как минимальное или максимальное напряжение в стержнях группы, что дает возможность изменения стратегии поиска и может приводить к альтернативным решениям. Недостатком алгоритма является большое количество холостых шагов для поверхностей решений, требующих снижения диаметров по нескольким группам.

Для повышения производительности данного метода предлагается модификация, основанная на применении симплекс метода для движения вдоль криволинейной границы обеспечения прочности и трещиностойкости в направлении экстремума целевого фактора. Блок-схема данного алгоритма представлена на рис. 5. Численные эксперименты показали средний прирост производительности в 1,3 раза по сравнению с первым алгоритмом.

Разработанные алгоритмы подбора (рис. 4, 5) армирования прошли апробацию при разработке типовых серий плит безопалубочного формования. Данная работа выполнялась сотрудниками ГП «Институт НИПТИС им. Атаева С.С.» совместно с Полоцким государственным университетом. Оптимальность подобранного армирования подтверждена испытаниями плит типовой серии. В 2012 году Полоцким государственным университетом по заданию

Новополоцкого производственно-строительного предприятия ООО «Аист» разработана типовая серия «Монолитное перекрытие ДАХ со съёмной опалубкой» [8, 9].

Алгоритм подбора оптимального армирования используется в учебном процессе Полоцкого государственного университета при выполнении курсовых и дипломных проектов по специальности «Промышленное и гражданское строительство», а также при выполнении хозяйственных договоров по обследованию технического состояния строительных конструкции и разработке рекомендаций по их усилению более 10 лет.

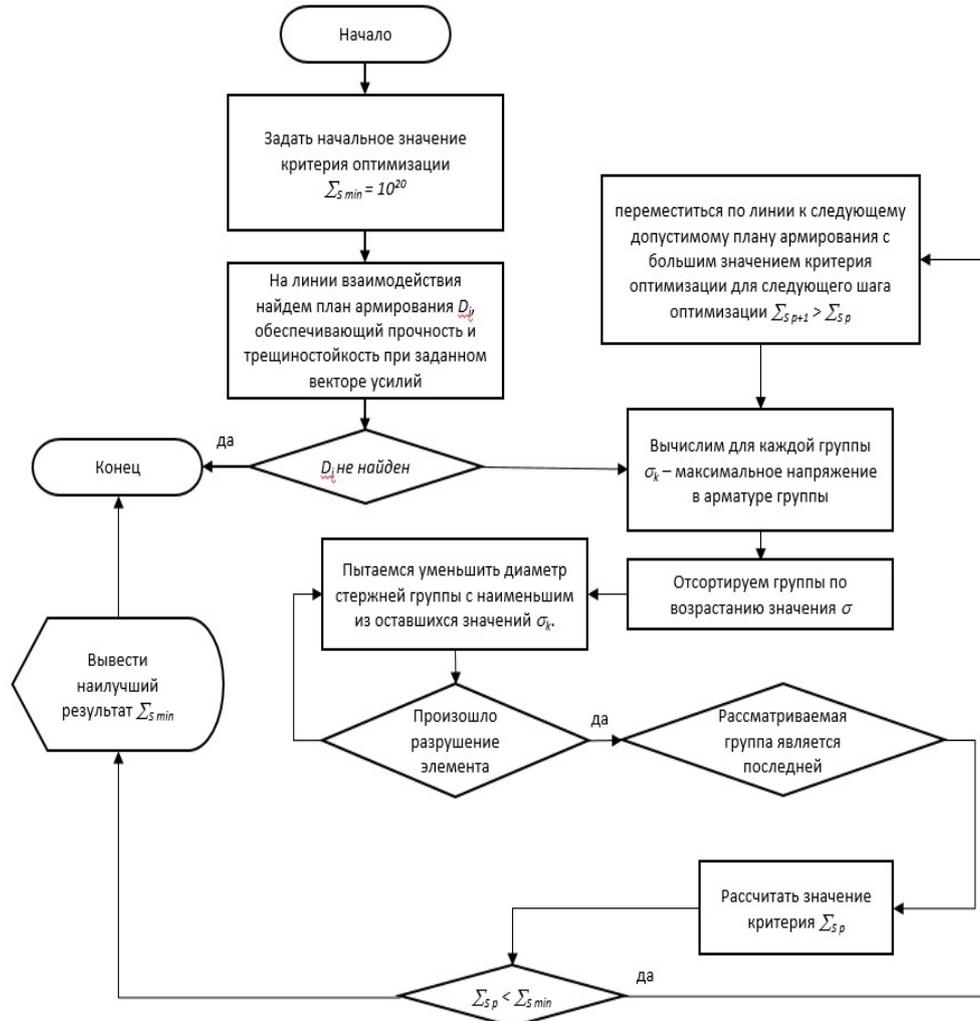


Рис. 4. Блок-схема алгоритма поиска оптимального армирования железобетонного элемента, основанного на движении от линии взаимодействия

Fig. 4. Block diagram of the search algorithm for the optimal reinforcement of a reinforced concrete element based on the movement from the interaction line

Разработанные алгоритмы подбора (рис. 4, 5) армирования прошли апробацию при разработке типовых серий плит безопалубочного формования. Данная работа выполнялась сотрудниками ГП «Институт НИПТИС им. Атаева С.С.» совместно с Полоцким государственным университетом. Оптимальность подобранного армирования подтверждена испытаниями плит типовой серии. В 2012 году Полоцким государственным университетом по заданию Новополоцкого производственно-строительного предприятия ООО «Аист» разработана типовая серия «Монолитное перекрытие ДАХ со съёмной опалубкой» [8, 9].

Алгоритм подбора оптимального армирования используется в учебном процессе Полоцкого государственного университета при выполнении курсовых и дипломных проектов по специальности «Промышленное и гражданское строительство», а также при выполнении хозяйственных договоров по обследованию технического состояния строительных конструкции и разработке рекомендаций по их усилению более 10 лет.

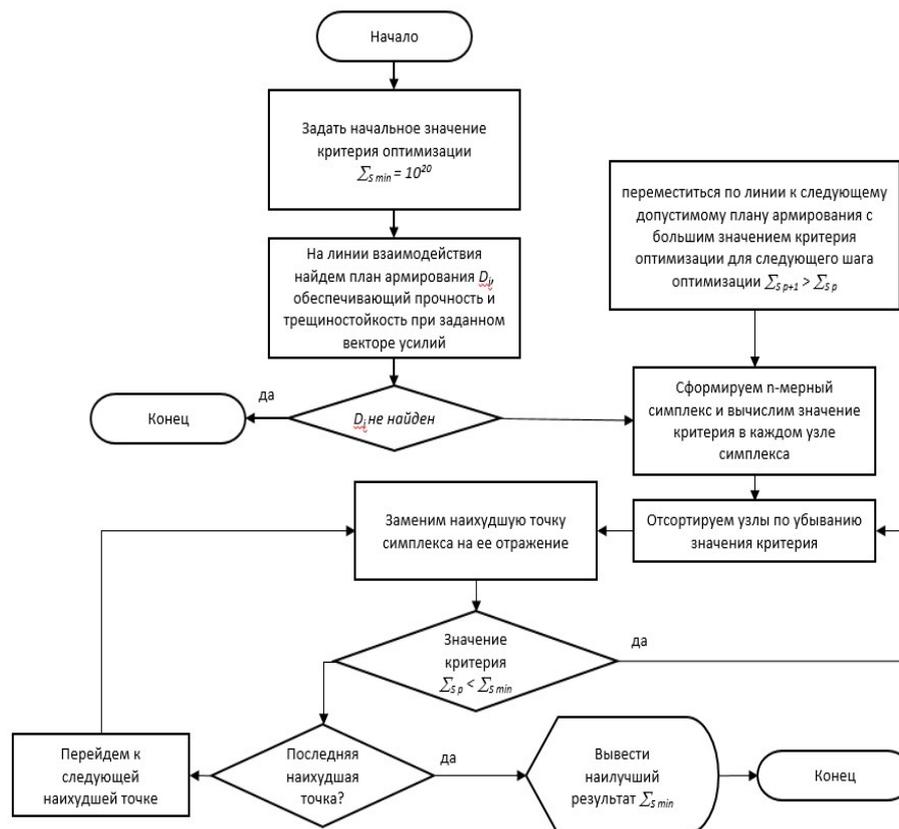


Рис. 5. Блок-схема алгоритма поиска оптимального армирования железобетонного элемента, основанного на симплекс методе

Fig. 5. Block diagram of the search algorithm for the optimal reinforcement of a reinforced concrete element based on the simplex method

Заключение

В результате проведенных исследований разработан алгоритм подбора оптимального армирования железобетонного элемента для обеспечения прочности, жесткости и трещиностойкости при заданных комбинациях нагрузок. Особенностью данного алгоритма является применение критериев оценок прочности, жесткости и трещиностойкости, основанных на решении системы уравнений равновесия нелинейной деформационной модели. Для построения эффективного алгоритма поиска оптимального плана армирования проанализированы особенности пространства поиска и характера взаимного влияния оптимизируемых групп арматур друг на друга. Разработанный алгоритм прошел апробацию при выполнении масштабных работ по разработке ряда типовых серий железобетонных изделий для предприятий сборного железобетона Республики Беларусь. Корректность работы данного алгоритма подтверждается многочисленными испытаниями изделий.

Список литературы

1. Краковский М.Б. Программа «ОМ СНиП Железобетон» для расчета железобетонных конструкций на ЭВМ. *Бетон и железобетон*. 2001;2:9-12.
2. Тихий М., Ракосник Й., пер. С чешского Сергеевко Б.М. *Расчет железобетонных рамных конструкций в пластической стадии. Перераспределение усилий*. Москва: Стройиздат; 1976.
3. Маляренко А.А. Письмо в редакцию по поводу статьи М.Б.Краковского «Программа ОМ СНиП Железобетон для расчета железобетонных конструкций на ЭВМ». *Бетон и железобетон*. 2001;5.
4. Глухов Д.О. Решение задачи подбора оптимального дискретного продольного армирования железобетонного элемента по критерию прочности. *Вестник Полоцкого государственного университета. Серия F, Строительство. Прикладные науки*. 2007;6:36-41.

5. Sadeghian, Vahid, Vecchio, Frank. The modified compression field theory: then and now. *Aci Structural Journal*. 2018;SP-328:3.1-3.20.
6. Evan C. Bentz, Frank J. Vecchio, Michael P. Collins. Simplified Modified Compression Field Theory of Calculating Shear Strength of Reinforced Concrete Elements. *ACI Structural Journal*. 2006;103:614-624.
7. Wissam N., Dhahir M.K., Naser F.H. A compression field based model to assess the shear strength of concrete slender beams without web reinforcement. *Case Studies in Construction Materials*. 2018;9.
8. Лазовский Д.Н., Бадалова Е.Н. Внедрение европейских стандартов в типовых сериях железобетонных перекрытий. *Современные проблемы внедрения европейских стандартов в области строительства: сборник Международных научно-технических статей (материалы научно-методической конференции), 27–28 мая 2014 г., Минск*. Минск: БНТУ; 2015: 85-91.
9. Лазовский А.Д., Глухов Д.О., Глухова Т.М. Алгоритм расчета сопротивления изгибу многопустотных плит перекрытий безопалубочного формования в составе платформенных стыков зданий. *Вестник Полоцкого государственного университета. Серия F. Строительство. Прикладные науки*. 2017:82-89.

References

1. Krakowski M.B. [The program “OM SNiP Reinforced concrete” for calculating reinforced concrete structures on a computer]. *Beton i zhelezobeton = Concrete and reinforced concrete*. 2001;2:9-12. (In Russ.)
2. Tikhii M., Rakosnik J., per. from Czech Sergeenko B.M. [*Calculation of reinforced concrete frame structures in the plastic stage. Redistribution of efforts*]. Moscow: Stroyizdat; 1976. (In Russ.)
3. Malyarenko A.A. [Letter to the editor regarding the article by M.B. Krakovsky “The program of OM SNiP Reinforced concrete for calculating reinforced concrete structures on a computer”]. *Beton i zhelezobeton = Concrete and reinforced concrete*. 2001;5. (In Russ.)
4. Glukhov D.O. [Solving the problem of selecting the optimal discrete longitudinal reinforcement of a reinforced concrete element according to the strength criterion] *Vestnik Polotskogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya F. Stroitelstvo. Prikladnyye nauki = Bulletin of Polotsk State University. Series F. Construction. Applied Sciences*. 2007;6:36-41. (In Russ.)
5. Sadeghian, Vahid, Vecchio, Frank. The modified compression field theory: then and now. *Aci Structural Journal*. 2018;SP-328:3.1-3.20.
6. Evan C. Bentz, Frank J. Vecchio, Michael P. Collins. Simplified Modified Compression Field Theory of Calculating Shear Strength of Reinforced Concrete Elements. *ACI Structural Journal*. 2006;103:614-624.
7. Wissam N., Dhahir M.K., Naser F.H. A compression field based model to assess the shear strength of concrete slender beams without web reinforcement. *Case Studies in Construction Materials*. 2018;9.
8. Lazovsky D.N., Badalova E.N., ed. call.: Zverev V.F., Koleda S.M., Delendik S.N. [The introduction of European standards in standard series of reinforced concrete floors]. *Sovremennyye problemy vnedreniya evropeyskikh standartov v oblasti stroitelstva: sbornik Mezhdunarodnykh nauchno-tekhnicheskikh statey (materialy nauchno-metodicheskoy konferentsii) 27–28 maya 2014 g. = Modern problems of implementing European standards in the field of construction: a collection of International scientific and technical articles (materials of scientific conference), May 27-28, 2014, Minsk*. Minsk: BNTU; 2015: 85–91. (In Russ.)
9. Lazovsky A.D., Glukhov D.O., Glukhova T.M. [Algorithm for calculating the bending resistance of hollow-core slabs without formwork as part of platform joints of buildings]. *Vestnik Polotskogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya F. Stroitelstvo. Prikladnyye nauki = Bulletin of Polotsk State University. Series F. Construction. Applied Sciences*. 2017:82-89. (In Russ.)

Сведения об авторах

Глухова Т.М., старший преподаватель кафедры вычислительных систем и сетей Полоцкого государственного университета.

Information about the authors

Hlukhava T.M., Senior Lecturer at the Department of Computing Systems and Networks of Polotsk State University.

Адрес для корреспонденции

211440, Республика Беларусь,
г. Новополоцк, ул. Блохина, 29,
Полоцкий государственный университет;
тел. +375-29-710-97-74;
e-mail: t.gluhova@psu.by
Глухова Татьяна Михайловна

Address for correspondence

211440, Republic of Belarus,
Novopolotsk, st. Blokhin, 29,
Polotsk State University;
tel. +375-29-710-97-74;
e-mail: t.gluhova@psu.by
Hlukhava Tatsiana Mihaylovna



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-1-92-100>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.382.33–027.45

ЭВРИСТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ РАБОТОСПОСОБНОСТИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

В.О. КАЗЮЧИЦ, С.М. БОРОВИКОВ, Е.Н. ШНЕЙДЕРОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 27 декабря 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Метод пороговой логики, применяемый для изделий электронной техники при оценке их надежности в виде прогнозирования класса работоспособности изделий для заданной наработки (K_1 – класс работоспособных, K_0 – класс неработоспособных экземпляров), предусматривает преобразование в двоичный код информативных параметров, полученных в начальный момент времени, и позволяет построить модель прогнозирования в виде таблицы, показывающей, каким комбинациям кода соответствуют экземпляры класса K_1 . Использование двоичного преобразования упрощает процедуру прогнозирования, но немного снижается достоверность прогнозов. Актуальным является получение модели прогнозирования, обладающей простотой ее применения и обеспечивающей более высокую достоверность прогнозирования класса изделий, нежели при двоичном преобразовании параметров. На примере биполярных транзисторов типа КТ872А установлены закономерности электрических параметров, используемых в качестве информативных, и для их преобразования в код предложено рассматривать три области изменения параметра: первая область – диапазон значений между математическими ожиданиями, полученными отдельно для экземпляров классов K_1 и K_0 ; две другие области – значения параметра, находящиеся слева и справа от этого диапазона. Значениям параметра, попадающим в диапазон, присваивается код R (от слова Range – диапазон), за пределами указанного диапазона – код 1 (единица) или 0 (нуль) в зависимости от закономерности информативного параметра. Поясняется, как выполнять преобразование параметров в коды 1, 0 и R и получать модель прогнозирования в виде логической таблицы, построенной из этих кодов. На примере исследуемых транзисторов показано, что предлагаемая эвристическая модель обеспечивает лучшие результаты прогнозирования, практически сохраняя простоту базового метода пороговой логики.

Ключевые слова: полупроводниковые приборы, надежность, индивидуальное прогнозирование, информативные параметры, прогнозирующее правило, прогнозирующая функция.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Благодарности. Работа подготовлена в рамках выполнения проекта № Т20МВ-026 на тему «Прогнозирование эксплуатационной надежности мощных полупроводниковых приборов с использованием методов и алгоритмов машинного обучения», утвержденного научным советом Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований (протокол № 1 от 22.04.2020).

Для цитирования. Казючиц В.О., Боровиков С.М., Шнейдеров Е.Н. Эвристическая модель прогнозирования работоспособности полупроводниковых приборов. Доклады БГУИР. 2022; 20(1): 92-100.

HEURISTIC MODEL OF FORECASTING OF OPERATING STATE OF SEMICONDUCTOR DEVICES

VLADISLAV O. KAZIUCHYTS, SERGEI. M. BOROVNIKOV, EVGENI N. SHNEIDEROV

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 27 December 2021

© *Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022*

Abstract. The threshold logic method used for electronic products when assessing their reliability in the form of predicting the performance class of products for a given operating time (K_1 is a class of operable ones, K_0 is a class of inoperable copies) provides for the transformation into a binary code of informative parameters obtained at the initial moment of time, and allows to build a forecasting model in the form of a table showing which code combinations correspond to the instances of the K_1 class. The use of a binary transformation simplifies the forecasting procedure, but the reliability of the predictions is slightly reduced. It is relevant to obtain a forecasting model that has the simplicity of its application and provides a higher reliability of forecasting a class of products than with a binary transformation of parameters. On the example of bipolar transistors of the KT872A type, the regularities of electrical parameters used as informative ones are established, and for their transformation into a code, it is proposed to consider three areas of parameter change: the first area is the range of values between the mathematical expectations obtained separately for instances of the classes K_1 and K_0 ; the other two areas are the parameter values to the left and right of this range. Parameter values falling within the range are assigned the R code (from the word Range), outside the specified range - the code 1 (one) or 0 (zero), depending on the pattern of the informative parameter. It is explained how to convert parameters to codes 1, 0 and R and get a prediction model in the form of a logical table built from these codes. Basing on the example of the investigated transistors, it is shown that the proposed heuristic model provides the best forecasting results, practically keeping the simplicity of the basic method of threshold logic.

Keywords: semiconductor devices, reliability, individual prediction, informative parameters, predictive rule, predictive function.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

Gratitude. The article was prepared as part of the project No. T20MB-026 on the topic “Predicting the Operational Reliability of Powerful Semiconductor Devices Using Machine Learning Methods and Algorithms”, approved by the Scientific Council of the Belarusian Republican Foundation for Fundamental Research (Protocol No. 1 dated 22.04.2020).

For citation. Kaziuchyts V.O., Borovnikov S.M., Shneiderov E.N. Heuristic Model of Forecasting of Operating State of Semiconductor Devices. Doklady BGUIR. 2022; 20(1): 92-100.

Введение

Индивидуальное прогнозирование надежности изделий электронной техники, в том числе мощных полупроводниковых приборов (ППП), по их информативным параметрам позволяет выполнить отбор экземпляров, отвечающих требованиям по надежности для элементов, используемых при сборке ответственных электронных устройств. Отбор экземпляров высокого уровня надежности в большинстве случаев выполняют предприятия, изготавливающие электронные устройства. Для таких предприятий одним из важнейших требований к процедуре прогнозирования является ее простота. После проведения предварительных исследований на надежность интересующего типа ППП получают модель прогнозирования, называемую прогнозирующим правилом. Сами исследования называют обучающим экспериментом [1, 2]. Их цель – установить взаимосвязь между значениями информативных параметров ППП рассматриваемого типа в начальный момент времени и уровнем надежности приборов для интересующего времени работы (наработки). Применение на практике находит случай дискретной оценки надежности в виде соответствия

(класс K_1) или несоответствия (класс K_0) приборов требованиям надежности. Модель прогнозирования получают один раз, а далее ее используют для отбора однотипных ППП высокого уровня надежности из выборки, экземпляры которой не использовались в обучающем эксперименте.

Актуальность исследований

В общем случае применение полученной по результатам обработки обучающего эксперимента модели прогнозирования состоит в измерении в начальный момент времени у конкретного экземпляра информативных параметров, подстановке их значений в модель и получении для рассматриваемого экземпляра прогнозирующей функции, по значению которой принимается решение о соответствии или несоответствии прибора требованию надежности в виде класса экземпляра (K_1 или K_0). Наличие вычислительной процедуры получения решающей функции во многих случаях ограничивает, а в ряде случаев вынуждает предприятия отказаться от применения методов прогнозирования надежности ППП по их информативным параметрам.

В [3, 4] для прогнозирования по информативным параметрам был предложен метод, в котором значения параметров, полученные при измерении, преобразуются в двоичный код. В итоге этот метод позволяет получить для практического применения эвристическую модель прогнозирования в виде логической таблицы, показывающей, при каких комбинациях двоичного кода должен делаться прогноз о принадлежности экземпляра к интересующему классу, например, классу K_1 в случае отбора ППП, отвечающих требованию надежности. Прогнозное решение о соответствии экземпляра требованию надежности принимается в данном случае по набору двоичных чисел без выполнения математических вычислений. Причем пороговые уровни информативных параметров, необходимые для преобразования параметров в двоичный код, а также те комбинации (сочетания) двоичных чисел, которые отвечают требованию надежности приборов, получают заранее один раз, используя результаты обучающего эксперимента. Этот метод был назван базовым методом пороговой логики [1, 2]. Переход на двоичное преобразование информативных параметров заметно упрощает процедуру прогнозирования, но при этом немного снижается достоверность прогнозов. Актуальным является получение такой модели прогнозирования, которая позволила бы повысить достоверность прогнозирования надежности ППП, максимально сохранив при этом простоту базового метода пороговой логики.

Методика проведения эксперимента

В качестве ППП, на примере которых разработан подход к получению новой эвристической модели прогнозирования их работоспособности, использовались биполярные транзисторы большой мощности типа КТ872А. Объем обучающей выборки составлял 94 экземпляра. Был выполнен обучающий эксперимент и получены табличные данные о взаимосвязи электрических параметров, исследуемых на информативность, с классом экземпляров с учетом их работоспособности в течение заданной наработки: K_1 – класс надежных экземпляров в течение наработки, составляющей 15 000 ч; K_0 – класс потенциально ненадежных экземпляров, то есть экземпляров, у которых до момента окончания этой наработки возник внезапный отказ либо постепенный отказ по электрическому параметру, рассматриваемому в качестве критерия годности ППП для рабочих условий ($U_{КЭнас}$ – напряжение насыщения коллектор-эмиттер). Использовались проводимые по типовым методикам ускоренные форсированные испытания, обсуждаемые в [1, 2, 5, 6]. Испытания проводились в лабораториях Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. С описанием используемой экспериментальной установки можно ознакомиться в [6]. Измерения большинства электрических параметров, исследуемых на информативность, и контроль работоспособности транзисторов выполнялись с использованием сертифицированного измерительного оборудования филиала «Транзистор» – предприятия, входящего состав ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющей компании холдинга «ИНТЕГРАЛ».

Результаты и их обсуждение

В табл. 1 записаны электрические параметры, проверяемые на информативность, указываются значения коэффициентов линейной корреляции электрических параметров в начальный момент времени с номером класса экземпляров (1 или 0) на момент окончания испытаний. Символом * отмечены параметры, которые использовались в качестве информативных как в базовом методе пороговой логики, так и в модификации метода, использующей предлагаемую модель. Для принятия решения о классе (K_1 или K_0) новых однотипных экземпляров с точки зрения их работоспособности в течение заданной наработки с помощью базового метода пороговой логики была получена логическая таблица для прогнозирования, показывающая, каким комбинациям двоичных чисел (единица и нуль) должен соответствовать прогноз о принадлежности экземпляра к классу K_1 [6]. Вероятность принятия правильных решений $P_{\text{прав}}$ с учетом как класса K_1 , так и класса K_0 составила 0,81. Для практических применений такой результат не всегда является приемлемым. Можно увеличить порог, например, до значения $P_0 = 0,5 \dots 1$ дв. ед., и тем самым повысить вероятность правильного распознавания экземпляров класса K_1 . Однако в этом случае возрастет риск изготовителя, что будет проявляться в том, что немалое количество в действительности надежных экземпляров будут считаться по прогнозу потенциально ненадежными.

Таблица 1. Исследуемые электрические параметры транзисторов КТ872А
Table 1. The investigated electrical parameters of the КТ872А transistors

Параметр и обозначение Parameter and designation	Режим измерения Measurement mode	Коэффициент корреляции Correlation coefficient	Условие получения кода $\tau_i = R$ в новой модели прогнозирования Condition for code receiving $\tau_i = R$ in the new forecasting model
1. *Статический коэффициент передачи тока, $h_{21Э}$	$I_K = 7 \text{ А},$ $U_{КЭ} = 5 \text{ В}$	0,452	$3,22 \leq h_{21Э} \leq 3,51$
2. *Обратный ток коллектора, $I_{КБ0}$	$U_{КБ} = 500 \text{ В}$	-0,453	$0,209 \leq I_{КБ0} \leq 0,233 \text{ (мкА)}$
3. *Напряжение насыщения коллектор-эмиттер, $U_{КЭ \text{ нас}}$	$I_K = 7 \text{ А},$ $I_B = 3,5 \text{ А}$	-0,443	$521 \leq U_{КЭ \text{ нас}} \leq 675 \text{ (мВ)}$
4. Емкость коллекторного перехода, C_K	$U_{КБ \text{ обр}} = 2 \text{ В}$	0,387	–
5. Пробивное напряжение коллектор-база, $U_{КБ \text{ проб}}$	$I_{КБ} = 0,1 \text{ мА}$	-0,332	–

Анализ, проведенный авторами, показал, что возможны два основных пути повышения вероятности принятия правильных решений.

1. Увеличение числа используемых информативных параметров. Этот путь для ППП сдерживается проблемой поиска параметров с заметным уровнем информативности.

2. Получение эвристической модели прогнозирования, учитывающей для классов K_1 и K_0 область перекрытия, которая применительно к ППП имеет место для всех информативных параметров электрической природы.

Закономерности информативных параметров

Для получения эвристической модели прогнозирования работоспособности ППП были проанализированы электрические параметры, исследуемые в работе и используемые в обучающем эксперименте применительно к биполярным транзисторам типа КТ872А. Для электрических параметров, которые могут быть использованы в качестве информативных, установлены закономерности, пояснение которых приводится ниже.

1. Лучшему уровню надежности, т. е. экземплярам класса K_1 , в основном соответствуют большие значения информативного параметра, измеренные в начальный момент времени, а экземплярам класса K_0 – меньшие его значения. В этом случае ошибки прогнозирования в основном определяются шириной диапазона перекрытия значений информативного параметра для экземпляров классов K_1 и K_0 . Эта закономерность иллюстрируется на примере параметра $h_{21Э}$ с использованием гистограмм его распределения, построенных отдельно для экземпляров класса K_1 и класса K_0 (рис. 1, а, б).

Разновидностью этой закономерности является случай, когда классы K_1 и K_0 меняются местами на числовой оси параметра. Этой разновидности отвечал параметр $I_{КБ0}$ – обратный ток коллектора транзисторов типа КТ872А.

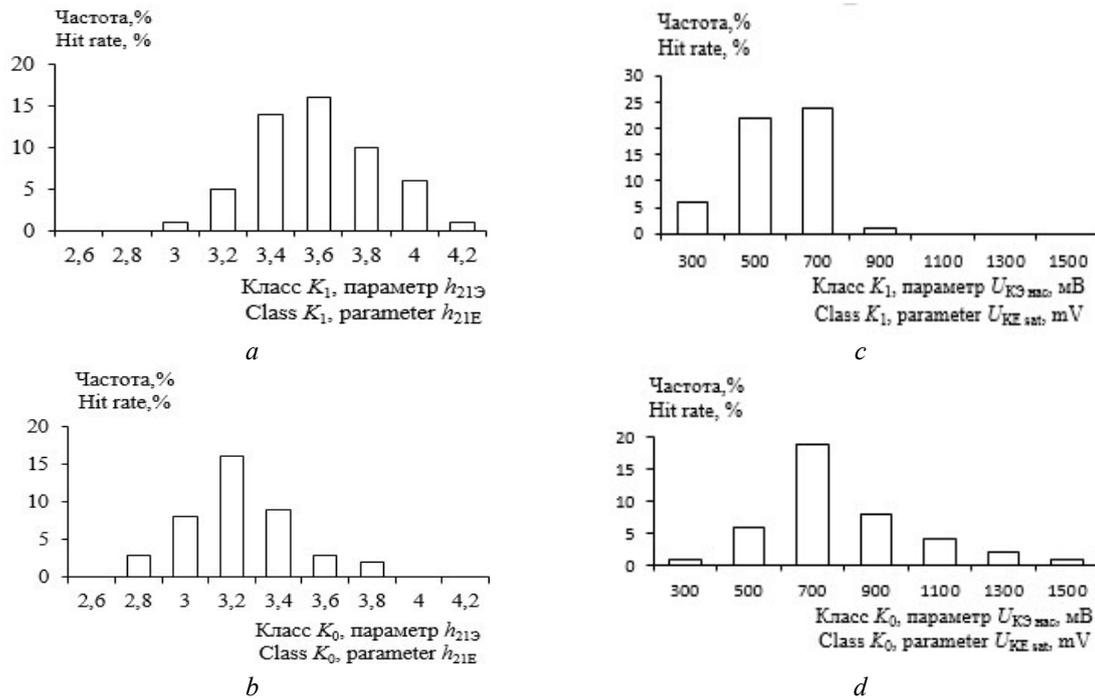


Рис. 1. Гистограммы распределения параметров: *a* – параметр h_{21E} , класс K_1 ; *b* – параметр h_{21E} , класс K_0 ; *c* – параметр $U_{КЭ\text{нас}}$, класс K_1 ; *d* – параметр $U_{КЭ\text{нас}}$, класс K_0

Fig. 1. Parameter distribution histograms: *a* - parameter h_{21E} , class K_1 ;

b - parameter h_{21E} , class K_0 ; *c* - parameter $U_{KE sat}$, class K_1 ; *d* - parameter $U_{KE sat}$, class K_0

2. Лучшему уровню надежности, т. е. экземплярам класса K_1 , в основном соответствуют меньшие значения информативного параметра, а экземплярам класса K_0 – большие его значения. Но при этом диапазон значений параметра для экземпляров класса K_1 оказывается внутри диапазона параметра для экземпляров класса K_0 . Эта закономерность имела место для параметра $U_{КЭ\text{нас}}$ (напряжение насыщения коллектор-эмиттер). Закономерность для этого параметра иллюстрируется примером гистограмм его распределения, построенных отдельно для экземпляров класса K_1 и класса K_0 (рис. 1, *c*, *d*).

3. Лучшему уровню надежности, т. е. экземплярам класса K_1 , в основном соответствуют большие значения информативного параметра, а экземплярам класса K_0 – меньшие его значения. Но в этом случае диапазон значений параметра для экземпляров класса K_0 оказывается внутри диапазона значений параметра для экземпляров класса K_1 . В проводимых исследованиях этой закономерности отвечали следующие параметры: C_K – емкость коллекторного перехода; $U_{КБ\text{проб}}$ – пробивное напряжение коллектор-база (см. табл. 1).

Эвристическая модель прогнозирования работоспособности

Предлагаемая эвристическая модель прогнозирования, предназначенная для индивидуального прогнозирования ППП по их информативным параметрам, основана на использовании закономерностей, установленных экспериментально на примере биполярных транзисторов типа КТ872А для электрических параметров, рассматриваемых в качестве информативных. Ставилась задача предложить такую модель прогнозирования, которая использовала бы принципы метода пороговой логики и позволила бы представить прогнозирующее правило логической таблицей, исключающей необходимость проведения расчетов на этапе применения модели для прогнозирования новых однотипных экземпляров: только измерение у нового экземпляра значений информативных параметров, преобразование их в код путем сравнения с заранее полученными для каждого информативного параметра

пороговыми уровнями и уточнения по логической таблице, какому классу отвечает набор кодовых сигналов.

При получении модели были приняты во внимание следующие предпосылки, подтвержденные экспериментально при проведении обучающего эксперимента:

1. Электрические параметры, выбираемые в качестве информативных по значению коэффициента линейной корреляции между значениями параметра в начальный момент времени и надежностью изделий для интересующего времени работы (наработки), имеют разные значения математических ожиданий (средних значений) m_1 и m_0 для экземпляров классов K_1 и K_0 .

2. Если значение информативного параметра попадает в диапазон, границами которого являются математические ожидания m_1 и m_0 , то энтропия (степень неопределенности) класса экземпляра (K_1 или K_0) с учетом этого значения параметра выше, нежели в случае значения, находящегося за пределами диапазона (от m_1 до m_0). В этом можно убедиться, анализируя рис. 2, а.

3. За пределами диапазона, ограниченного значениями m_1 и m_0 , преобразование полученного при измерении параметра будем выполнять путем присваивания кода единицы или нуля с учетом того, что более высокому уровню надежности ППП в основном должен соответствовать код единица, меньшему уровню надежности – код нуль.

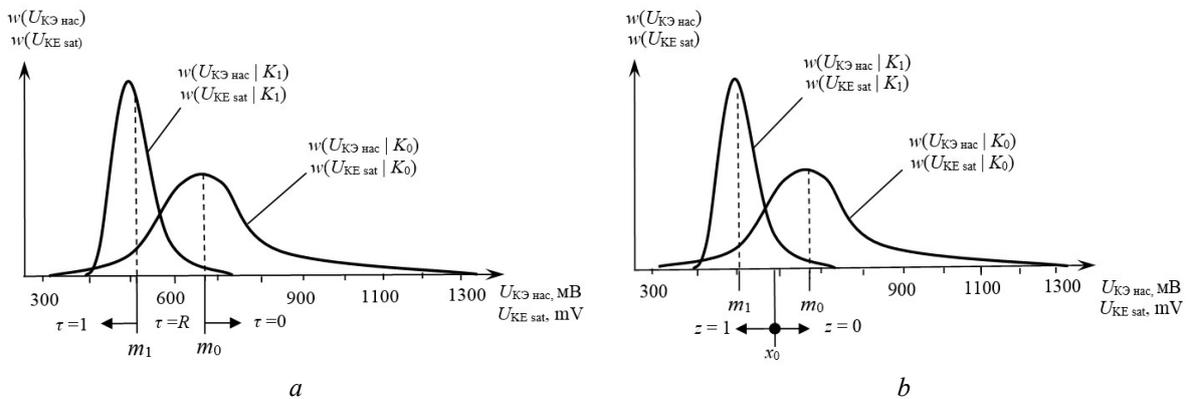


Рис. 2. Преобразование параметра $U_{KE\ sat}$ в код: а – предлагаемая модель; б – модель базового метода пороговой логики

Fig. 2. Conversion of the $U_{KE\ sat}$ parameter into the code: а – the proposed model; б – the model of the basic method of threshold logic

Для преобразования i -го информативного параметра (обозначим его через x_i) в кодовый сигнал (обозначим его через τ_i) выберем следующий алгоритм:

$$\begin{cases} \tau_i = 1, \text{ если } x_i > m_1, \\ \tau_i = 0, \text{ если } x_i < m_0, \\ \tau_i = R, \text{ если } m_0 \leq x_i \leq m_1, \end{cases} \quad (1)$$

где код R (от английского слова Range – диапазон) означает, что результат измерения информативного параметра попадает в диапазон между математическими ожиданиями m_1 и m_0 , соответствующими классам K_1 и K_0 для этого параметра.

Соотношения (1) следует использовать для тех информативных параметров, для которых выполняется условие $m_1 > m_0$. В случае $m_1 < m_0$ следует использовать соотношения:

$$\begin{cases} \tau_i = 1, \text{ если } x_i < m_1, \\ \tau_i = 0, \text{ если } x_i > m_0, \\ \tau_i = R, \text{ если } m_1 \leq x_i \leq m_0. \end{cases} \quad (2)$$

Применение условий (2) к информативному параметру $U_{KE\ sat}$ иллюстрирует рис. 2, а.

На рис. 2, б для сравнения показан подход, используемый в базовом методе пороговой логики для преобразования значений параметра $U_{KE\ sat}$ только в двоичный код.

В последнем столбце табл. 1 приведены условия получения кода $\tau_i = R$ для используемых информативных параметров. Если полученное при измерении значение информативного

параметра не отвечает записанному условию, то принимается $\tau_i = 1$ или $\tau_i = 0$ в зависимости от закономерности информативного параметра.

Предлагаемый алгоритм определения прогнозирующей функции для эвристической модели прогнозирования класса экземпляра (K_1 или K_0) основан на использовании понятия «частная информация о классе экземпляра, содержащаяся в сообщении о том, что кодовый сигнал τ_i принял конкретное значение (1, 0 или R)». С учетом [6] вычислительный алгоритм определения прогнозирующей функции $F^{(j)}$ для j -го экземпляра получен в виде

$$F^{(j)} = \sum_{i=1}^k \log_2 \frac{P(K_1 | \tau_i^{(j)} = \theta)}{P(K_1)} - \sum_{i=1}^k \log_2 \frac{P(K_0 | \tau_i^{(j)} = \theta)}{P(K_0)}, \text{ дв. ед.}, \quad (3)$$

где k – число используемых информативных параметров и, следовательно, кодовых сигналов τ_i ; $\tau_i^{(j)}$ – кодовый сигнал, полученный по соотношениям (1) или (2) для j -го экземпляра; $P(K_1 | \tau_i^{(j)} = \theta)$, $P(K_0 | \tau_i^{(j)} = \theta)$ – вероятность принадлежности экземпляра соответственно к классам K_1 и K_0 при условии, что в результате преобразования информативного параметра $x_i^{(j)}$ j -го экземпляра в кодовый сигнал $\tau_i^{(j)}$ последний принял значение θ ($\theta = 1, 0, R$); $P(K_1)$, $P(K_0)$ – начальная вероятность принадлежности экземпляра соответственно к классам K_1 и K_0 .

Первая сумма выражения (3) представляет собой частную информацию, получаемую для j -го экземпляра от набора кодовых сигналов $\tau_1^{(j)}$, $\tau_2^{(j)}$, ..., $\tau_k^{(j)}$ о классе K_1 , а вторая (вычитаемое) – частную информацию о классе K_0 . Результатом вычисления $F^{(j)}$ по выражению (3) является число, показывающее близость j -го экземпляра к классу K_1 , если $F^{(j)} > 0$, и близость к классу K_0 , если $F^{(j)} < 0$. Фактически решение о классе j -го экземпляра принимается в зависимости от того, информация о каком классе имеет большее значение, т. е. порогом P разделения классов является точка $P = F^{(j)} = 0$.

Ниже приводятся отношения, с помощью которых можно получить оценки вероятностей $P(K_1 | \tau_i = \theta)$, $P(K_0 | \tau_i = \theta)$, $P(K_1)$, $P(K_0)$, используемые в выражении (3).

$$P(K_S | \tau_i = \theta) = \frac{n(K_S | \tau_i = \theta)}{n(\tau_i = \theta)}, \quad P(K_S) = \frac{n(K_S)}{n}; \quad i=1, 2, \dots, k; \quad S=1; 0, \quad (4)$$

где $n(K_S | \tau_i = \theta)$ – количество в обучающей выборке экземпляров класса K_S , для которых кодовый сигнал τ_i i -го информативного параметра принял значение θ ($\theta = 1, 0, R$); $n(\tau_i = \theta)$ – общее количество в обучающей выборке экземпляров, для которых по соотношениям (1) или (2) кодовый сигнал τ_i i -го информативного параметра принял значение θ ($\theta = 1, 0, R$); $n(K_S)$ – количество экземпляров класса K_S в обучающей выборке; n – объем обучающей выборки.

Использование модели прогнозирования

В табл. 2 приведены полученные по результатам обучающего эксперимента вероятности, используемые в выражении (3) для подсчета частной информации о классах K_1 и K_0 .

Таблица 2. Данные для подсчета прогнозирующей функции
Table 2. Data for calculating the predictive function

Код τ_i	$P(K_1 \tau_i = 1)$	$P(K_1 \tau_i = 0)$	$P(K_1 \tau_i = R)$	$P(K_0 \tau_i = 1)$	$P(K_0 \tau_i = 0)$	$P(K_0 \tau_i = R)$
τ_1	0,813	0,185	0,629	0,181	0,815	0,371
τ_2	0,815	0,143	0,609	0,185	0,857	0,391
τ_3	0,800	0,050	0,588	0,200	0,950	0,412
Примечание – По результатам обучающего эксперимента для наработки $t_n = 15\,000$ ч $P(K_1) = 0,564$; $P(K_0) = 0,436$						

С помощью данных табл. 2 определены сочетания, построенные из кодовых сигналов τ_1 , τ_2 и τ_3 , отвечающие экземплярам класса K_1 (табл. 3). Сочетания, не приведенные в этой таблице, соответствуют прогнозу о принадлежности экземпляров к классу K_0 . Порогом разделения классов является значение $F = 0$, т. е. экземплярам класса K_1 должно соответствовать положительное значение частной информации.

Таблица 3. Прогнозирующее правило в виде логической таблицы для класса K_1
Table 3. Predictive rule as a logical table for class K_1

Сочетание τ_i Combination τ_i			Значение F , подсчитанное по выражению (3), дв. ед. F value calculated by expression (3), binary unit	Сочетание τ_i Combination τ_i			Значение F , подсчитанное по выражению (3), дв. ед. F value calculated by expression (3), binary unit
τ_1	τ_2	τ_3		τ_1	τ_2	τ_3	
1	1	1	5,141	1	R	R	2,154
1	1	R	3,654	R	R	R	0,803
1	R	1	3,641	1	1	0	1,494
R	1	1	3,790	1	0	1	0,418
R	R	1	2,290	0	1	1	0,889
R	1	R	2,303	–	–	–	–

В табл. 4 приводится сравнение достоверности прогнозирования класса экземпляров обучающей выборки для двух случаев преобразования информативных параметров: преобразование в двоичный код [3, 4]; преобразование в троичный код по условиям (1) и (2), предложенным для новой эвристической модели прогнозирования. При этом в первом и во втором случаях использованы одни и те же информативные параметры. Для оценки достоверности прогнозирования выбрана вероятность принятия правильных решений $P_{\text{прав}}$ с учетом всех экземпляров выборки и вероятность правильных прогнозов для экземпляров класса K_1 (обозначена через $P(K_1|n_1)$), где n_1 – количество в обучающей выборке экземпляров класса K_1 .

Таблица 4. Сравнение моделей прогнозирования
Table 4. Comparison of the forecasting models

Модель прогнозирования Forecasting model	С использованием двоичного кода Using the binary code	С учетом трех областей изменения информативного параметра Taking into account three areas of the informative parameter change
Кодовые сигналы (код), получаемые от преобразования информативных параметров	1 и 0	1, 0, R
Вероятность $P_{\text{прав}}$	0,81	0,90
Вероятность $P(K_1 n_1)$	0,87	0,93

Предлагаемая эвристическая модель прогнозирования отличается от модели, получаемой базовым методом пороговой логики, способом преобразования информативных параметров в кодовые сигналы и обеспечивает, как видно из табл. 4, более высокую достоверность прогнозирования.

Заключение

На примере биполярных транзисторов большой мощности типа КТ872А установлены закономерности электрических параметров, используемых в качестве информативных в задачах индивидуального прогнозирования класса экземпляров с точки зрения их работоспособности на интересующее время работы (заданную наработку). На основе закономерностей предложена эвристическая модель прогнозирования работоспособности, включающая новый способ преобразования информативных параметров в кодовые сигналы, и алгоритм определения прогнозирующей функции с учетом полученных кодовых сигналов. Для применения на практике эта модель может быть представлена логической таблицей, показывающей, каким комбинациям кодовых сигналов соответствуют экземпляры класса K_1 . Показано, что предложенная эвристическая модель прогнозирования обеспечивает лучшие результаты прогнозирования, нежели базовый метод пороговой логики, практически сохраняя его простоту.

Список литературы

1. Боровиков С.М. *Статистическое прогнозирование для отбраковки потенциально ненадежных изделий электронной техники*. Москва: Новое знание; 2013.
2. Боровиков С.М., Цырельчук И.Н., Шнейдеров Е.Н., Бересневич А.И. *Прогнозирование надежности изделий электронной техники*. Минск: МГВРК; 2010.
3. Боровиков С.М., Бересневич А.И., Хмыль А.А., Емельянов А.В., Цырельчук И.Н. Метод прогнозирования надёжности изделий электронной техники. *Доклады Национальной академии наук Беларуси*. 2006;50(4):105-109.
4. Боровиков С.М., Бересневич А.И., Хмыль А.А., Емельянов А.В., Цырельчук И.Н. Прогнозирование надежности изделий электронной техники методом пороговой логики. *Доклады БГУИР*. 2006; 2(14): 49-56.
5. Robinson L.E. Life expectancy in electronic components and 10th rule. *Testing*. 1998;1:16.
6. Боровиков С.М., Казючиц В.О. Индивидуальное прогнозирование надежности транзисторов большой мощности для электронных устройств медицинского назначения. *Доклады БГУИР*. 2021; 19(1): 88-95.

References

1. Borovikov S.M. [Statistical forecasting for the rejection of potentially unreliable electronic products]. Moscow: New Knowledge; 2013. (In Russ.)
2. Borovikov S.M., Tsyrelchuk I.N., Shneiderov E.N., Beresnevich A.I. [Predicting the reliability of electronic products]. Minsk: MGVRK; 2010. (In Russ.)
3. Borovikov S.M., Beresnevich A.I., Khmyl A.A., Emelyanov A.V., Tsyrelchuk I.N. [Method for predicting the reliability of electronic products]. *Doklady Natsional'noi akademii nauk Belarusi = Doklady of the National Academy of Sciences of Belarus*. 2006;50(4):105-109. (In Russ.)
4. Borovikov S.M., Beresnevich A.I., Khmyl A.A., Emelyanov A.V., Tsyrelchuk I.N. [Predicting the reliability of electronic products using the threshold logic method]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2006; 2(14): 49-56. (In Russ.)
5. Robinson L.E. Life expectancy in electronic components and 10th rule. *Testing*. 1998;1:16.
6. Borovikov S.M., Kazyuchicz V.O. [Individual prediction of the reliability of semiconductor devices for electronic devices of medical purposes]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2021;19(1):88-95. (In Russ.)

Вклад авторов / Authors' contribution

Все авторы в равной степени внесли вклад в написание статьи.
All authors have equally contributed to writing the article.

Сведения об авторах

Казючиц В.О., м.т.н., аспирант Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Боровиков С.М., к.т.н., доцент, доцент кафедры проектирования информационно-компьютерных систем Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Шнейдеров Е.Н., к.т.н., доцент, проректор по учебной работе Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Kazyuchyts V.O., M.Sc., Ph.D. student of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Borovikov S.M., Cand. of Sci., Associate Professor, Associate Professor at the Department of Information and Computer Systems Design of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Shneiderov E.N., Cand. of Sci., Associate Professor, Vice-Rector for Academic Affairs of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-17-293-88-38;
e-mail: bsm@bsuir.by
Боровиков Сергей Максимович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki st., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-17-293-88-38;
e-mail: bsm@bsuir.by
Borovikov Sergei Maksimovich