



ՀԱՅ-ՌՈՒՍԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆ

# ԼՐԱԲԵՐ

ՀԱՅ-ՌՈՒՍԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆԻ

ՍԵՐԻԱ

ՖԻԶԻԿԱՄԱԹԵՄԱՏԻԿԱԿԱՆ  
ԵՎ ԲՆԱԿԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ

№ 1

ՀՌՀ Հրատարակչություն

Երևան 2022

**РОССИЙСКО-АРМЯНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ**

**В Е С Т Н И К**  
**РОССИЙСКО-АРМЯНСКОГО**  
**УНИВЕРСИТЕТА**

**СЕРИЯ:**

**ФИЗИКО-МАТЕМАТИЧЕСКИЕ**  
**И ЕСТЕСТВЕННЫЕ НАУКИ**

**№ 1**

Издательство РАУ

Ереван 2022

## **Печатается по решению Ученого совета РАУ**

Вестник РАУ, № 1. – Ер.: Изд-во РАУ, 2022. – 120 с.

### **Редакционная коллегия:**

Главный редактор: *Казарян Э.М., академик НАН РА, д.ф.-м.н., проф.*

Зам. главного редактора: *Аветисян П.С., к.ф.-м.н., д.филос.н., проф.*

Ответственный секретарь: *Шагинян Р.С., к.х.н.*

### **Члены редколлегии:**

*Р.Г. Арамян, д.ф.-м.н., проф.; А.А. Аракелян, д.б.н.; Д.Г. Асатрян, д.т.н., проф.; О.В. Бесов, член-корр. РАН, д.ф.-м.н., проф.; В.И. Буренков, д.ф.-м.н., проф.; Г.Г. Данагулян, член-корр. НАН РА, д.х.н., проф.; В.И. Муронец, д.б.н., проф.; А.А. Оганесян, к.б.н., доц.; А.О. Меликян, член-корр. НАН РА, д.ф.-м.н., проф.; В.Ш. Меликян, член-корр. НАН РА, д.т.н., проф.; Р.Л. Мелконян, д.г.-м.н., член-корр. НАН РА; А.В. Папоян, член-корр. НАН РА, д.ф.-м.н., проф.; С.Г. Петросян, член-корр. НАН РА, д.ф.-м.н., проф.; А.А. Саркисян, д.ф.-м.н., проф.; А.Г. Сергеев, академик РАН, д.ф.-м.н., проф.*

Журнал входит в перечень периодических изданий,  
зарегистрированных ВАК РА и РИНЦ

Российско-Армянский университет, 2022 г.

ISSN 1829-0450

© Издательство РАУ, 2022

# МАТЕМАТИКА И ИНФОРМАТИКА

УДК 519 218.5

Поступила: 29.03.2022г.  
Сдана на рецензию: 05.04.2022г.  
Подписана к печати: 28.04.2022г.

## РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПО НАПРАВЛЕНИЮ ВЫПУКЛОГО ТЕЛА

*Р.Г. Арамян, Э.Р. Арамян*

*Российско-Армянский университет*

*elen.aratyan@yahoo.com*

### АННОТАЦИЯ

В данной статье находится связь между распределением длины случайной хорды выпуклого тела  $D$ , зависящего от направления, и распределением расстояния между двумя случайными точками, брошенными в  $D$  по направлению (новая интегральная геометрическая концепция). Также здесь мы находим отношения между моментами упомянутых распределений.

**Ключевые слова:** выпуклое тело, распределение длины хорды, распределение двух случайных точек.

### Введение

Геометрическая томография (см. [1], [2]) – это область математики, занимающаяся поиском информации о геометрическом объекте,

исходя из данных о его проекциях(теньях) на плоскостях или сечениях плоскостями для восстановления геометрических объектов.

В этой работе мы определяем новую интегрально-геометрическую концепцию: распределение расстояния между двумя случайными точками по направлению в выпуклом теле  $D$  и находим связь между этим новым понятием и распределением длин хорд по направлению выпуклого тела  $D$ . Также в этой статье мы находим связь между моментами выше упомянутых распределений.

Введем две основные концепции:

**Определение 1.** Для двух равномерно распределенных точек  $P_1, P_2$  выпуклого тела  $D$  обозначим расстояние между этими точками через  $r = |P_1 - P_2|$ . Через  $F_r(t)$  обозначаем функцию распределения расстояния между двух, равномерно распределенных точек  $P_1, P_2$  выпуклой области  $D$

$$F_r(t) = \frac{1}{S^2} \int_{\{(P_1, P_2): |P_1 - P_2| < t, P_i \in D, i=1,2\}} dP_1 dP_2, \quad t \in \mathbb{R}^1, \quad (1.1)$$

где  $S$  – площадь  $D$ ,  $dP_i$  ( $i = 1, 2$ ) мера Лебега на  $\mathbb{R}^2$ .

**Определение 2.** Пусть  $D$  компактное выпуклое множество в Евклидовом пространстве  $\mathbb{R}^2$ . Пусть  $b(\varphi)$  – ортогональная проекция  $D$  на прямую, которая проходит через начало координат и имеет направление  $\varphi \in S^1$  (Рис. 2). Прямая  $g(p, \varphi)$  (которая перпендикулярна направлению  $\varphi$ ), пересекающая  $D$ , имеет точку пересечения с  $b(\varphi)$ , обозначим через  $x \in b(\varphi)$ . Можем сопоставить точки  $x \in b(\varphi)$  и прямые, которые пересекают  $D$  и перпендикулярны направлению  $\varphi$ , обозначим эту прямую через  $g_\varphi(x)$ . Предполагая, что точки пересечения  $x$  имеют равномерное распределение на отрезке  $b(\varphi)$ , можем определить функцию распределения длины случайной хорды множества  $D$  по направлению  $\varphi$ .

Функция распределения длины хорды  $X(g) = g \cap D$  назовем функцией распределения длины хорды выпуклой области  $D$  по направлению  $\varphi$  и обозначим  $F_{X,\varphi}(t)$ .

$$F_{X,\varphi}(t) = P(|g \cap D| < t), t \in \mathbb{R}^1, \quad (1.2)$$

Теперь случайно выберем две точки  $t_1$  и  $t_2$  из  $X(g) = g \cap D$ , независимо равномерно распределенных на  $X(g)$  и параллельно направлению  $\varphi \in \mathbf{S}^1$ .

Обозначим расстояние между точками через  $r_\varphi = |t_1 - t_2|$ . Функцию распределения от  $r_\varphi$  назовем функцией распределения расстояния между двумя случайными точками по направлению  $\varphi$  в выпуклой области  $D$  и обозначим через  $F_{r,\varphi}(t)$

$$F_{r,\varphi}(t) = P(r_\varphi < t), t \in \mathbb{R}^1, \quad (1.3)$$

Также через  $F_{X,\varphi}(t)$  обозначаем функцию распределения длины хорды  $X(g)$ .

Справедливы следующие теоремы.

**Теорема 1.** Пусть  $D$  выпуклая область и  $\varphi \in \mathbf{S}^1$  некоторое направление. Связь между распределением расстояния двух случайных точек по направлению  $\varphi$  в  $D$  и функцией распределения длины хорды по направлению  $\varphi$ , есть

$$F_{r,\varphi}(t) = F_{X,\varphi}(t) + 2t \int_t^{X(\varphi)} \frac{f_{X,\varphi}(v)}{v} dv - t^2 \int_t^{X(\varphi)} \frac{f_{X,\varphi}(v)}{v^2} dv, \quad (1.4)$$

где  $(t \in (0, \infty))$ ,  $f_{X,\varphi}(v)$  – функция плотности распределения длины хорды  $X(g)$  по направлению  $\varphi$ , а  $X(\varphi) = \max_{x \in b(\varphi)} X(x)$ .

Для  $n \in \mathbb{N}$  через  $M_\varphi r^n$  обозначим  $n$ -й момент распределения расстояния между двумя случайными точками в  $D$  по направлению  $\varphi \in \mathbf{S}^1$ , а через  $M_\varphi X^n$  обозначим  $n$ -й момент функции распределения длины хорды по направлению  $\varphi$ .

**Теорема 2.** Пусть  $D$  – выпуклая область,  $\varphi \in \mathbf{S}^1$  – направление. Связь между моментами распределения расстояния двух случайных точек по направлению  $\varphi$  в  $D$  и функцией распределения длины хорды по направлению  $\varphi$  есть

$$M_\varphi r^n = \frac{1}{(n+1)(n+2)} M_\varphi X^n \quad (1.5).$$

#### ЛИТЕРАТУРА

1. *Santaló L.A.*, Integral Geometry and Geometric Probability, Cambridge University Press, Cambridge, 2004.
2. *Gardner R.J.*, Geometric tomography, Second ed., Cambridge University Press, Cambridge, 2006.

#### THE ORIENTATION DEPENDENT DISTRIBUTIONS OF A CONVEX BODY

*R. Aramyan, E. Aramyan*

*Russian-Armenian University*

#### ABSTRACT

In this article, we find the relation between the orientation dependent chord length distribution of a convex body  $D$  and the orientation dependent distribution of the distance between two random points in  $D$  (a new integral geometric concept). Also in this article, we find the relations between the moments of the mentioned distributions.

**Keywords:** convex body, chord length distribution, the distribution of two random points.



УДК 621.391.15

Поступила: 04.03.2022г.

Сдана на рецензию: 29.03.2022г.

Подписана к печати: 28.04.2022г.

## INDEPENDENT NEIGHBOURHOODS OF SETS IN $B^n$ GROUP

*H. Sahakyan, Zh. Margaryan*

*Yerevan State University*

*hovhannes1417@gmail.com, jromr@mail.ru*

### ABSTRACT

The article investigates the  $n$ -dimensional hypercube group where the operator for the group is defined as the sum of the corresponding components of the vector by modulo of two. It defines concepts such as the neighbourhood of subset and pair of subsets with independent neighbourhoods. These pairs are closely related to codes in additive channels. We also provide some upper bounds about independent pair neighbourhoods. This article defines two types of set pairs with independent neighbourhoods – “completely good” and “partially good”, and provides a theorem with constructive proof of their equivalence. Good pairs are examples of the availability of upper bound. Furthermore, we construct some trivial and non-trivial examples of pairs with good independent neighbourhoods, where trivial means that the examples are connected to the perfect codes. It turns out that the size of the neighbourhood is connected to the number of zero-sum subsets. In this article, we also present some calculations about subsets with zero-sum.

**Keywords:** additive channels, perfect codes, first order neighbourhoods, independent neighbourhoods.

## Introduction

Saying  $B_2^n$  we mean the set of all vectors having the members of the set 0,1 with the length  $n$ . We define the sum of two vectors as sum of corresponding components by modulo 2. For instance,  $0110 + 1010 = 1100$ . It is obvious that  $\langle B_2^n, + \rangle$  is a group, having  $00\dots 0$  as its unit, and  $a^{-1} = a$ . We define the norm of a vector as the sum of its elements.

## Good and bad sets

**Definition 1.** (a good set). We call the set  $B \subset B_2^n$  ( $|B| \geq 2$ ) a good set for the set  $A$ , if for  $\forall \alpha, \beta \in B (\alpha \neq \beta)$  there  $\alpha + \beta \in A$ .

For instance, the set  $B = \{001, 010, 110\}$  is good for  $A = \{011, 111, 100\}$ .

**Definition 2.** (a bad set). The set  $C \subset B_2^n$  is bad for the set  $A$ , if for  $\forall \alpha, \beta \in C (\alpha \neq \beta)$  there  $\alpha + \beta \notin A$ .

For instance, the set  $C = \{011, 000, 111\}$  is bad for the set  $A = \{010, 101, 110\}$ .

## Upper bounds

### Bad set's upper bound

Let  $C$  is a bad set for some  $A (|A| > 0)$  set, then  $|C| \leq 2^{n-1}$

**Lemma 1.** For some  $a \in A$ , let us consider the following set  $a + C = \{a + c_i \mid c_i \in C\}$ . We can show that

$$(a + C) \cap C = \emptyset \quad (1)$$

*Proof.* Suppose that  $a + c_i = c_j$  then  $c_j + c_i = a$ , which contradicts the definition. On the other hand

$$C \cup (a + C) \subset B_2^n$$

with use of equation (1), we have  $|C| + |(a + C)| \leq 2^n$  and then  $|C| \leq 2^{n-1}$

### Good and Bad sets' upper bound

**Lemma 2.** *If  $B$  is a good set, and  $C$  is a bad set for some  $A$  set, then*

$$|B| \cdot |C| \leq 2^n \quad (2)$$

*Proof.* Let us consider this set  $B + C = \{b + c \mid b \in B, c \in C\}$ . We can show that the cardinality of the set is  $|B| \cdot |C|$ . Suppose we have  $b_1, b_2 \in B, c_1, c_2 \in C$  and  $b_1 + c_1 = b_2 + c_2$  which means  $b_1 + b_2 = c_1 + c_2$ . That is impossible because the left side is from  $A$  and the right side is not.

Let us consider equal cases in lemma 2.

$$|B| \cdot |C| = 2^n \quad (3)$$

### Examples of availability

#### Subgroup example

In this example, as  $A$  and as  $B$  we will take some  $H$  subgroup from  $\langle B_2^n, + \rangle$ , it is obvious that  $B$  is a good set for  $A$ . For  $C$  we will take one element from each coset of  $H$ . Let us show that  $C$  is a bad set for  $A$ . By definition, if we show that for any  $x \in a + H$  and  $y \in b + H$  ( $a + H$  and  $b + H$  are different cosets)  $x + y \notin H$  then  $C$  is a bad set for  $A$ . Suppose  $x + y \in H$  then  $x + y = a + h_1 + b + h_2 = h$  ( $h, h_1, h_2 \in H$ ) which means  $a + b = h + h_1 + h_2 \in H$  that is contradictory to  $a + H$  and  $b + H$  being different cosets. Now we should show that it satisfies equation (3). By definition  $|B| = |H|$  and  $|C| = |(B_2^n \mid H)|$ , and by Lagrange theorem, we have

$$|B| \cdot |C| = |H| \cdot |(B_2^n \mid H)| = |B_2^n| = 2^n \quad (4)$$

### Example by Hamming code

For this example, we will use Hamming code [4]. In this example,  $n$  is equal to  $2^r - 1$ , for some positive integer  $r$ . As it is known Hamming code decomposes  $B_2^n$  group into  $2^{n-r}$  disjoint spheres with radius 1 (here distance of two vectors is a norm of the sum). Let  $A = B_1 \cup B_2$ ,  $B = B_0 \cup B_1$ , and as  $C$  we take centres of decomposed spheres. Here  $B_i$  is set of all vectors with norm  $i$ . It is obvious that  $B$  is a good set for  $A$ .  $C$  is a bad set for  $A$ , because the distance from centres of the spheres is at least 3.

$$|B| \cdot |C| = (1 + 2^r - 1) \cdot 2^{n-r} = 2^r \cdot 2^{n-r} = 2^n \quad (5)$$

### Example by Golay code

Example by Golay code [5] is very similar to the previous example. As it is known, Golay code decomposes  $B_2^{23}$  group into  $2^{12}$  disjoint spheres with radius 3. Let  $A = B_1 \cup B_2 \cup B_3 \cup B_4 \cup B_5 \cup B_6$ ,  $B = B_0 \cup B_1 \cup B_2 \cup B_3$ , and as  $C$  we take centres of decomposed spheres. With the same logic we can prove that  $B$  is a good set and  $C$  is a bad set.

$$|B| \cdot |C| = (C_{23}^0 + C_{23}^1 + C_{23}^2 + C_{23}^3) \cdot 2^{12} = 2^{23} = 2^n \quad (6)$$

### Non-trivial example

The previous three examples we will consider trivial. Now let us show that there exist non-trivial examples.

Let us consider  $B_2^n$  for some  $n(n \geq 5)$ , and let  $a_1, a_2, \dots, a_n$  be some basis for  $B_2^n$ . As  $B$  we will take the following set

$$B = \text{span}(a_1, a_2, \dots, a_{n-2}) \setminus \{s, s + a_1, s + a_2, s + a_1 + a_2\} \\ \cup \{a_{n-1}, a_{n-1} + a_1 + a_2, a_n, a_n + a_1 + a_2\}$$

where  $s = a_1 + a_2 + \dots + a_{n-2}$ . As  $A$  we will take all possible pair sums from  $B$ . For constructing  $C$  we need the following sets:

$$\begin{aligned} F_1 &= \{s + a_n, s + a_n + a_1, s + a_n + a_2, s + a_n + a_1 + a_2\} \\ F_2 &= \{s + a_{n-1}, s + a_{n-1} + a_1, s + a_{n-1} + a_2, s + a_{n-1} + a_1 + a_2\} \\ F_3 &= \{a_n + a_{n-1} + a_1, a_n + a_{n-1} + a_2\} \\ F &= F_1 \cup F_2 \cup F_3 \end{aligned}$$

None of these items can be represented as a sum of pair from  $B$ , for example, for a sum to be  $s + a_n + a_1$  one of the pairs must have  $a_n$  in it, there are only two such elements in  $B$ :  $a_n$  and  $a_n + a_1 + a_2$ . The other element must be  $s + a_1$  or  $s + a_2$  and these two items are not in  $B$ . Same way for other elements in  $F_1$  and  $F_2$ , for  $F_3$  we can use a similar approach, but for  $a_n + a_{n-1}$ . The second property that we will use is following, for any  $f$  from  $F_i$   $a_1 + a_2 + f$  is also from  $F_i$ .

Now, for  $C$  to be bad, we will take one item from  $F_i$  and 0, such that the sum of all items is  $a_1 + a_2$ .  $C = \{0, f_1, f_2, f_3\}$  where  $f_i \in F_i$  and  $f_1 + f_2 + f_3 = a_1 + a_2$ . It is easily can be seen that there are eight possible such trios. For example  $\{s + a_{n-1} + a_1 + a_2, s + a_n + a_2, a_n + a_{n-1} + a_2\}$ . If we show that all possible pair sums from the  $C$  is a subset of  $F$ , then that would mean that  $C$  is a bad set. For that, we only need to show that  $f_{i_1} + f_{i_2} \in F$ .

$$\begin{aligned} f_{i_1} + f_{i_2} &= (a_1 + a_2) + (a_1 + a_2) + f_{i_1} + f_{i_2} = \\ &= (a_1 + a_2) + (f_{i_1} + f_{i_2} + f_{i_3}) + f_{i_1} + f_{i_2} = (a_1 + a_2) + f_{i_3} \in F \end{aligned}$$

This means that set of all pair sums is a subset of  $F$

$$\{f_1, f_2, f_3, f_1 + f_2, f_1 + f_3, f_2 + f_3\} \subset F$$

The simplest example constructed this way is

$$n = 5$$

$$a_i = 00..010..00 \text{ (in } i \text{ - th place 1 everywhere else 0)}$$

$$A = \{00001, 00010, 00011, 00100, 00101, 00110, 00111, \\ 01000, 01001, 01010, 01011, 01100, 01111\}$$

$$B = \{00000, 00001, 00010, 00011, 00100, 00111, 01000, 01011\}$$

$$C = \{00000, 10000, 11101, 01110\}$$

Constructed examples can't be equivalent to examples by Golay code or Hamming code, because good sets are different, and can't be equivalent to the subgroup example because  $B$  is not a subgroup.

### Independent Negighbourhoods

#### Set Negighbourhoods

Let us define the idea of neighbourhood.

**Definition 3.** For a given set  $D$  ( $|D| \geq 2$ ) the set  $D^* = \{x + y \mid x, y \in D, x \neq y\}$  is called a neighbourhood of the first order, and it is denoted by the asterisk  $*$ .

**Property 3.1.** It is obvious that  $D^* = (x + D)^* = \{x + b \mid b \in D\}^*$  for any  $x$ .

**Property 3.2.** If we take  $x \in D$ , replace  $D$  with  $(x + D)$  and use property 3.1 then  $D \setminus \{0\} \subset D^*$ .

### Independent Negighbourhoods

**Definition 4.** We call the given sets  $B, C \subset B_2^n$  a good pair, and we denote them by  $\langle B, C \rangle$  if there exists such a set  $A$  for which  $B$  is good and  $C$  is bad. And we consider  $C$  as a good complement for  $B$ .

**Property 4.1.** Using the definition of a neighbourhood, we can define the idea of a good pair in another way  $\langle B, C \rangle \Leftrightarrow B^* \subset \overline{C^*}$  or in this way, which is the same:

$$\langle B, C \rangle \Leftrightarrow B^* \cap C^* = \emptyset \quad (6)$$

That is, the neighbourhoods of  $B$  and  $C$  are independent. We can take as  $A$  any set that satisfies the condition  $B^* \subset A \subset \overline{C^*}$ .

Note that a good pair is equivalent to an additive channel [1],[2],[3] (there does not exist  $b_1, b_2 \in B$  and  $c_1, c_2 \in C$  for which  $b_1 + c_1 = b_2 + c_2$ ).

**Property 4.2.** Using properties 4.1 and 3.1 we can always assume that  $0 \in B$  and  $0 \in C$ .

**Property 4.3.** Good Pair is a symmetric and anti-reflective binary relation.

This obviously follows from equation (7).

**Property 4.4.** From equation (7) also follows that if  $\langle B, C \rangle$  is a good pair then for any  $B' \subset B$  and  $C' \subset C$   $\langle B', C' \rangle$  is also a good pair.

**Theorem 1.** For any  $B, C$  sets, following is true:  $\langle B, C \rangle$  is a good pair iff  $|B||C| = |B + C|$ , where  $B + C = \{b + c \mid b \in B, c \in C\}$ :

*Proof.*

$$\begin{aligned} \langle B, C \rangle &\Leftrightarrow B^* \cap C^* = \emptyset \\ \forall b_1, b_2 \in B, \forall c_1, c_2 \in C \quad b_1 + b_2 &\neq c_1 + c_2 \Leftrightarrow \\ \forall b_1, b_2 \in B, \forall c_1, c_2 \in C \quad b_1 + c_1 &\neq b_2 + c_2 \Leftrightarrow \\ |B||C| &= |B + C| \end{aligned}$$

**Definition 5.**  $\langle B, C \rangle$  is completely good pair, if  $|B||C| = 2^n$ . Respectively, we call  $C$  a completely good complement.

Completely good pairs are equal case solutions for upper bound in lemma 2.

**Definition 6.** Set  $C \subset \text{span}(B)$  is called  $B$  partially good complement, if  $\langle B, C \rangle$  is a good pair and  $|B||C| = 2^r$ .

### Equivalence theorem

**Theorem 2.** Let the set  $B$  ( $|B| = 2^m$ ) be given; to exist a completely good complement for  $B$  it is necessary and sufficient to exist a partially good complement for  $B$ .

*Proof.* Sufficiency. Let's say there exists a partially good complement for  $B$ :  $C = \{c_1, c_2, \dots, c_{2^{r-m}}\}$ . Now we will construct a completely good complement. Let us consider cosets of  $\text{span}(B)$  in  $B_2^n$ . Let's say  $a_1 = 0, a_2, a_3, \dots, a_{2^{n-r}}$  are generators of cosets. We define the following set to be  $C$

$$C = \left\{ \begin{array}{cccc} a_1 + c_0, & a_2 + c_0, & \dots, & a_{2^{n-r}} + c_0, \\ a_1 + c_1, & a_2 + c_1, & \dots, & a_{2^{n-r}} + c_1, \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_1 + c_{2^{r-m}}, & a_2 + c_{2^{r-m}}, & \dots, & a_{2^{n-r}} + c_{2^{r-m}} \end{array} \right\} \quad (8)$$

Now we calculate  $C^*$ . For any  $x, y \in C$  there are three possible cases:

1.  $x$  and  $y$  are from the same row in equation (8), then their sum is  $a_i + a_j$  ( $i$  and  $j$  are column numbers). Then it can't be from cosets generator set  $\text{span}(B)$ , meaning it can't be from  $B^*$  either.
2.  $x$  and  $y$  are from the same column in equation (8), then their sum is  $c_i + c_j$  ( $i$  and  $j$  are row numbers), by definition of good pair, it can't be in  $B^*$ .
3.  $x$  and  $y$  are from different columns and rows:  $x = a_i + c_j, y = a_p + c_q$  ( $i \neq p$  and  $j \neq q$ ). we should show that  $x + y \notin B^*$ . Let's assume the contrary, that  $x + y = b \in B^*$ , then

$$\begin{aligned} x + y &= b \\ a_i + c_j + a_p + c_q &= b \\ a_i + a_p &= b + c_j + c_q \end{aligned}$$

The left side can't be from  $\text{span}(B)$ , they are from different cosets. But all vectors on the right side are from  $\text{span}(B)$ . This is a contradiction.

Therefore  $C^* \cap B^* = \emptyset$ . Meaning  $\langle B, C \rangle$  is a good pair, and

$$|B| \cdot |C| = 2^m \cdot 2^{r-m} \cdot 2^{n-r} = 2^n \quad (9)$$



Therefore  $C$  is a completely good complement.

Necessity. Let's say  $C$  is a completely good complement for  $B$ . We will show that  $C = C \cap \text{span}(B)$  is a partially good complement. From property 4.4, we know that  $\langle B, C \rangle$  is a good pair. Let us calculate cardinality of  $C$ , again we will consider cosets of  $\text{span}(B)$

$$a_1 + \text{span}(B), a_2 + \text{span}(B), a_3 + \text{span}(B), \dots, a_{2^{n-r}} + \text{span}(B) \quad (10)$$

where  $r = \text{rank}(B)$ . Now, intersect with  $C$

$$(a_1 + \text{span}(B)) \cap C, (a_2 + \text{span}(B)) \cap C, (a_3 + \text{span}(B)) \cap C, \dots, \\ (a_{2^{n-r}} + \text{span}(B)) \cap C$$

if the cardinality of one of the sets is  $k > 2^{r-m}$ , then we can take set

$$C = (a_i + \text{span}(B)) \cap C + a_i \quad (11)$$

and construct a new  $C$  good complement like in equation (8). The cardinality of  $C$  will be  $\cdot 2^{n-r} > 2^{r-m} \cdot 2^{n-r} = 2^{n-m}$ , and  $|B| \cdot |C| > 2^{n-m} \cdot 2^m = 2^n$ , which contradicts lemma 2. So, for any  $1 \leq i \leq 2^{n-r}$  we know that

$$|(a_i + \text{span}(B)) \cap C| \leq 2^{r-m} \quad (12)$$

On the other hand

$$\bigcup_{i=1}^{2^{n-r}} (a_i + \text{span}(B)) = B_2^n \quad (13)$$

and

$$(a_i + \text{span}(B)) \cap (a_j + \text{span}(B)) = \emptyset, \quad (14)$$

Therefore

$$\begin{aligned}
C \cap \bigcup_{i=1}^{2^{n-r}} (a_i + \text{span}(B)) &= C \cap B_2^n \\
\bigcup_{i=1}^{2^{n-r}} (C \cap (a_i + \text{span}(B))) &= C \\
\sum_{i=1}^{2^{n-r}} |C \cap (a_i + \text{span}(B))| &= 2^{n-m} \tag{15}
\end{aligned}$$

Only in one case equations (12) and (15) can be satisfied

$$|C \cap (a_i + \text{span}(B))| = 2^{r-m} \tag{16}$$

one of the  $a_i$  is 0, meaning

$$|C| = |C \cap \text{span}(B)| = 2^{r-m}$$

Therefore  $C$  is a partially good complement for  $B$ .

### Zero-sum subsets

When constructing a good pair with given  $B$  it is easily seen that number of existing  $C$  sets is dependent on the number of zero-sum subsets in set  $B$ , e.g. when  $n = 3$  and  $B = \{a, b, c, d\}$  if  $a + b + c + d \neq 0$  then there is only one possible  $C$ ,  $C = \{0, a + b + c + d\}$ . But if  $a + b + c + d = 0$ , then there are four possible  $C$  sets.

**Definition 7.** We call  $B_0 = \{b_1, b_2, \dots, b_k\}$  ( $b_i \neq 0$ ) a subset with zero-sum of the set  $B \subset B_2^n$  ( $|B| \geq 0$ ) if  $b_1 + b_2 + \dots + b_k = 0$ .

**Definition 8.** We denote the number of all possible zero-sum subsets of the given set  $B$  by  $t_k^B$ .

It is obvious that  $t_k^B$  makes sense only if  $k$  is less than  $|B|$ . And we take  $t_0^B = 1$ .

**Property 8.1.** It is easily seen that  $t_1^B = t_2^B = 0$ :

**Example**

Let's consider  $B_2^n$  ( $n \leq 2$ ). For simplicity, instead of  $t_k^{B_2^n}$  we will write  $t_k$ :

**Lemma 3.** for any  $k \geq 2$  following is true

$$t_k = \frac{C_{2^{n-1}}^{k-1} - (2^n - 1 - (k - 2))t_{k-2} - t_{k-1}}{k} \quad (18)$$

*Proof.* For calculating  $t_k$  we take a set without 0 and with size  $k - 1$ :  $\{a_1, a_2, \dots, a_{k-1}\}$  (there are  $C_{2^{n-1}}^{k-1}$  possible sets), and try to add a new vector, such that the sum is 0. Obviously, the new set must be the sum of the others  $a_k = a_1 + a_2 + \dots + a_{k-1}$ . We must subtract incorrect cases. First when  $a_k = 0$ , there are  $t_{k-1}$  possible cases. The next incorrect case is when  $a_k \in \{a_1, a_2, \dots, a_{k-1}\}$ , without loss of generality, we can assume that  $a_k = a_{k-1}$ , meaning we have  $a_1 + a_2 + \dots + a_{k-2} = 0$ , the number of such cases is  $t_{k-2}$ . And as  $a_{k-1}$  we can take any other vector,  $(2^n - 1 - (k - 2))t_{k-2}$  possible cases. All other cases satisfy definition 7, but each one we counted  $C_k^{k-1} = k$  times.

Using equation (18), we can calculate all values because we know  $t_0$  and  $t_1$  (property 8.1).

We can calculate the sum of all  $t$  numbers. For that, let's rewrite equation (18)

$$(2^n - 1 - (k - 2))t_{k-2} + t_{k-1} + k \cdot t_k = C_{2^{n-1}}^{k-1} \quad (19)$$

and form a system of equations:

$$\left\{ \begin{array}{l} (2^n - 1)t_0 + t_1 + 2t_2 + 0 \cdot t_3 + \dots + 0 \cdot t_{2^{n-1}} = C_{2^{n-1}}^1 \\ 0 \cdot t_0 + (2^n - 2)t_1 + t_2 + 3t_3 + \dots + 0 \cdot t_{2^{n-1}} = C_{2^{n-1}}^2 \\ 0 \cdot t_0 + 0 \cdot t_1 + (2^n - 3)t_2 + t_3 + \dots + 0 \cdot t_{2^{n-1}} = C_{2^{n-1}}^3 \\ \dots \\ 0 \cdot t_0 + 0 \cdot t_1 + 0 \cdot t_2 + 0 \cdot t_3 + \dots + t_{2^{n-1}} = C_{2^{n-1}}^{2^{n-2}} \end{array} \right.$$

Sum of all vectors in  $B_2^n$  ( $n \geq 2$ ) is 0, therefore  $t_{2^{n-1}} = 1$ . If we replace  $k$  with  $2^n - 1$  in equation (19)

$$\begin{aligned}
(2^n - 1 - ((2^n - 1) - 2))t_{(2^n-1)-2} + t_{(2^n-1)-1} + (2^n - 1) \cdot t_{(2^n-1)} \\
= C_{2^{n-1}}^{(2^n-1)-1} \\
2t_{2^{n-3}} + t_{2^{n-2}} + (2^n - 1)t_{2^{n-1}} = C_{2^{n-1}}^{2^n-2} \\
2t_{2^{n-3}} + t_{2^{n-2}} + (2^n - 1) = 2^n - 1 \\
2t_{2^{n-3}} + t_{2^{n-2}} = 0 \\
t_{2^{n-3}} = t_{2^{n-2}} = 0
\end{aligned}$$

Add all equations

$$\begin{aligned}
2^n \cdot (t_0 + t_1 + \dots + t_{2^{n-1}}) - t_0 - t_1 - t_{2^{n-2}} - t_{2^{n-1}} \\
= C_{2^{n-1}}^1 + C_{2^{n-1}}^2 + \dots + C_{2^{n-1}}^{2^n-2} \\
2^n \cdot (t_0 + t_1 + \dots + t_{2^{n-1}}) - 1 - 1 = 2^{2^n-1} - 2 \\
t_0 + t_1 + \dots + t_{2^{n-1}} = 2^{2^n-1-n}
\end{aligned} \tag{20}$$

It turns out that equation (20) is always true.

**Theorem 3.** For any  $B \subset B_2^n$

$$t_0^B + t_1^B + \dots + t_{2^{n-1}}^B = 2^{|B \setminus \{0\}| - \text{rank}(B)} \tag{21}$$

*Proof.* We define  $s(D)$  as a sum of all vectors in  $D$ .

We will map any  $D = \{d_1, d_2, \dots, d_l\} \subset B \setminus \{0\}$  to  $f(D)$ , and then show that each image can be mapped from exactly  $2^{\text{rank}(B)}$  sets, where  $f$  is the following function

$$f(D) = \begin{cases} D & \text{if } s(D) = 0 \\ D \Delta s(D) & \text{otherwise} \end{cases} \tag{22}$$

and  $\Delta$  is the symmetric difference.

Obviously,  $f(D)$  is always a subset with zero-sum.

Now let us calculate how many  $D$  vectors are mapped to some fixed  $f(D) = D$ . There are 3 possible cases:

1.  $s(D) = 0$ :

It is obvious that  $s(D) = 0 \Leftrightarrow D = D$ , so there exists only 1 such  $D$  set.

2.  $s(D) \neq 0$  and  $s(D) \in D$ :

$s(D) \neq 0 \Rightarrow D = D \Delta \{s(D)\}$  knowing that  $s(D) \in D$  we can conclude that  $D = D \cup \{s(D)\} \Rightarrow D = D \setminus \{s(D)\}$ . Obviously  $s(D \setminus \{d\}) = d$  where  $d \in D$  therefore  $f(D \setminus \{d\}) = D$ . In this case, there are  $|D|$  possible  $D$  sets.

3.  $s(D) \neq 0$  and  $s(D) \notin D'$ :

$s(D) \neq 0 \Rightarrow D = D \Delta \{s(D)\}$  knowing that  $s(D) \notin D'$  we can conclude that  $D = D \setminus \{s(D)\} \Rightarrow D = D \cup \{s(D)\}$ . Obviously  $s(D \cup \{d\}) = d$  where  $d \in D$  therefore  $f(D \cup \{d\}) = D$ . We know that  $d' \notin D'$  and  $d \neq 0$ , so it should be from  $(\text{span}(B) \setminus D) \setminus \{0\}$ , thus exactly  $2^{\text{rank}(B)} - |D| - 1$  cases.

Overall, for some fixed  $D$  we have  $1 + |D| + 2^{\text{rank}(B)} - |D| - 1 = 2^{\text{rank}(B)}$  cases. We know that all zero-sum subsets can be mapped at least from themselves. And each input ( $2^{|B \setminus \{0\}|}$  possible inputs) is mapped to some zero-sum subset. Conclusion there are  $2^{|B \setminus \{0\}| - \text{rank}(B)}$  zero-sum subsets.

## REFERENCES

1. *Leontiev V., Movsesyan G., Margaryan Zh.* Codes in Additive Channels. Dokladi of AN of Armenia. 2010. V.110. № 4. PP. 334–339.
2. *Leontiev V., Movsesyan G., Margaryan Zh.* Constant Weight Perfect and D-Representable Codes. Proceedings of the YSU A: Physical and Mathematical Sciences. 2012. V. 46. № 1. PP. 16–19.
3. *Leontiev V., Movsesyan G., Margaryan Zh.* Code Volume Boundaries in The Additive Channel. Proceedings of the YSU A: Physical and Mathematical Sciences. 2012. V. 46. № 2. PP. 14–21.

4. *Hamming R.* Error detecting and error correcting codes – The Bell System Technical Journal. 1950. V. 29. № 2. PP. 149–154.
5. *Golay M.* Notes on digital coding. IEEE Information Society Newsletter. 1949. V. 37. № 6. P. 657.

## **НЕЗАВИСИМЫЕ ОКРЕСТНОСТИ МНОЖЕСТВ В ГРУППЕ $B^N$**

*О.К. Саакян, Ж.Г. Маргарян*

*Ереванский государственный университет*

### **АННОТАЦИЯ**

В данной статье исследуется  $n$ -мерная группа гиперкубов, где оператор для группы определяется как сумма соответствующих компонент вектора по модулю два. Он определяет такие понятия, как соседство подмножества и пара подмножеств с независимыми соседями. Эти пары тесно связаны с кодами в аддитивных каналах. Мы также приводим некоторые верхние оценки окрестностей независимых пар. В этой статье определяются два типа пар множеств с независимыми окрестностями – «полностью хорошие» и «частично хорошие», а также приводится теорема с конструктивным доказательством их эквивалентности. Хорошие пары являются примерами доступности верхней границы. Кроме того, мы строим несколько тривиальных и нетривиальных примеров пар с хорошими независимыми окрестностями, где тривиальный означает, что примеры связаны с совершенными кодами. Оказывается, размер окрестности связан с количеством подмножеств с нулевой суммой. В этой статье мы также представляем некоторые расчеты о подмножествах с нулевой суммой.

**Ключевые слова:** аддитивные каналы, совершенные коды, окрестности первого порядка, независимые окрестности.

УДК 519.174.7

Поступила: 29.03.2022г.

Сдана на рецензию: 30.03.2022г.

Подписана к печати: 15.04.2022г.

## STRONG EDGE COLORING OF FIBONACCI AND LUCAS CUBES

*A. Drambyan, T. Petrosyan*

*Russian-Armenian University*

*ardrambyan@student.rau.am, tigran.petrosyan@student.rau.am*

### ABSTRACT

All graphs considered in this paper are finite and simple. An induced matching in a graph  $G$  is an induced subgraph of  $G$  that forms a matching. An edge coloring  $\phi$  of a graph  $G$  is called strong if each color class is an induced matching. The minimum number of colors required for a strong edge coloring of a graph  $G$  is called strong chromatic index of graph  $G$  and denoted by  $\chi'_s(G)$ . Fibonacci cubes  $F_n$  can be obtained from hypercubes  $Q_n$  by removing vertices  $x$  with consecutive 1s, and Lucas cubes  $L_n$  can be obtained from  $F_n$  by removing vertices  $x$  where the first and the last positions are 1. In this paper we show the value of the strong chromatic index for  $F_n$  and a close upper bound for  $L_n$ .

**Keywords:** Strong chromatic index, Strong edge coloring, Fibonacci cubes, Lucas cubes.

### Introduction

All graphs considered in this paper are finite and simple, and we use Bondy and Murty's book [1] for terminologies and notations not defined

here. We denote by  $V(G)$  and  $E(G)$  the sets of vertices and edges of a graph  $G$ , respectively. The degree of a vertex  $v \in V(G)$  is denoted by  $d(v)$  and the maximum degree of vertices in  $G$  by  $\Delta(G)$ . A induced matching in a graph  $G$  is an induced subgraph of  $G$  that forms a matching.

An *edge coloring* of a graph  $G$  is a mapping  $\phi: E(G) \rightarrow \mathbb{N}$ .  $\phi$  is called *strong* if each color class is an induced matching. The minimum number of colors required for a strong edge coloring of a graph  $G$  is called *strong chromatic index* of graph  $G$  and denoted by  $\chi'_s(G)$ .

Strong edge coloring of graphs was introduced by Fouquet and Jolivet [3]. In 1985, during seminar in Prague, Erdős and Nešetřil proposed the following conjecture.

**Conjecture 1.** *For every graph  $G$  with maximum degree  $\Delta$ ,*

$$\chi'_s(G) \leq \begin{cases} \frac{5}{4}\Delta^2, & \text{if } \Delta \text{ is even,} \\ \frac{1}{4}(5\Delta^2 - 2\Delta + 1), & \text{if } \Delta \text{ is odd.} \end{cases}$$

Later, it was published in [2] and despite many efforts the conjecture is still open. The current best upper bound is  $1.772\Delta^2$  for graphs with sufficiently large  $\Delta$ , and it was proved by Hurley et al. [4].

Denote by  $Q_n$  hypercube (or  $n$ -cube). We can represent vertices of  $Q_n$  as a binary strings of length  $n$ , where two vertices  $x, y$  are adjacent if and only if their string representations are equal in all but one position. In 1990, Faudree, Schelp, Gyárfás and Tuza [5] proved that  $\chi'_s(Q_n) = 2n$ .

Fibonacci cube  $F_n$  is obtained from  $Q_n$  by removing vertices  $x$  with consecutive 1s. Lucas cube  $L_n$  is obtained from  $F_n$  by removing vertices  $x$  where the first and the last positions are 1.

## Main Results

We begin our considerations with strong edge colorings of Fibonacci cubes.



**Theorem 1.** *Let  $n$  be any natural number greater than 3. Then*

$$\chi'_s(F_n) = 2n - 1.$$

**Proof**

In order to proof the lower bound let us consider vertices  $x_1, x_2, x_3, x_4$  where  $x_1 = 00\dots 0, x_2 = 10\dots 0, x_3 = 00\dots 1$  and  $x_4 = 10\dots 1$ . Edges adjacent to  $x_1$  and  $x_2$  should be colored with different colors and the distance of the edge  $(x_3, x_4)$  from all the edges of  $x_1$  and  $x_2$  is at most 1, so it is also should be colored by different color. We get  $\chi'_s(F_n) \geq d(x_1) + d(x_2) - 1 + 1 = n + (n - 1) - 1 + 1 = 2n - 1$ . Let us construct a strong edge coloring with  $2n - 1$  colors  $\phi$  of  $F_n$  by induction on  $n$ . For base cases  $n = 4$ :

$$\phi(e) = \begin{cases} 1 & e \in \{(0000,0100)\} \\ 2 & e \in \{(0100,0101), (1000,1001)\} \\ 3 & e \in \{(0001,0101), (1000,1010)\} \\ 4 & e \in \{(0000,0001)\} \\ 5 & e \in \{(0000,0010)\} \\ 6 & e \in \{(0000,1000)\} \\ 7 & e \in \{(0010,1010), (0001,1001)\} \end{cases} \quad (1)$$

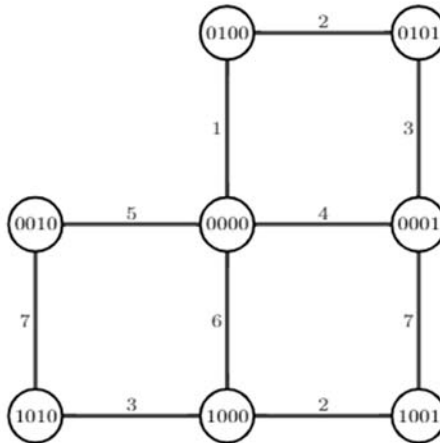


Fig. 1. Strong edge coloring for  $F_4$ .

and  $n = 5$ :

$$\phi(e) = \begin{cases} 1 & e \in \{(00000,00100)\} \\ 2 & e \in \{(00100,00101), (01000,01001), (10000,10001)\} \\ 3 & e \in \{(00001,00101), (01000,01010), (10000,10010)\} \\ 4 & e \in \{(00000,00001), (10100,10101)\} \\ 5 & e \in \{(00000,00010)\} \\ 6 & e \in \{(00000,01000), (10001,10101)\} \\ 7 & e \in \{(00010,01010), (00001,01001), (10000,10100)\} \\ 8 & e \in \{(00100,10100), (00001,10001), (00010,10010)\} \\ 9 & e \in \{(00101,10101), (00000,10000)\} \end{cases} \quad (2)$$

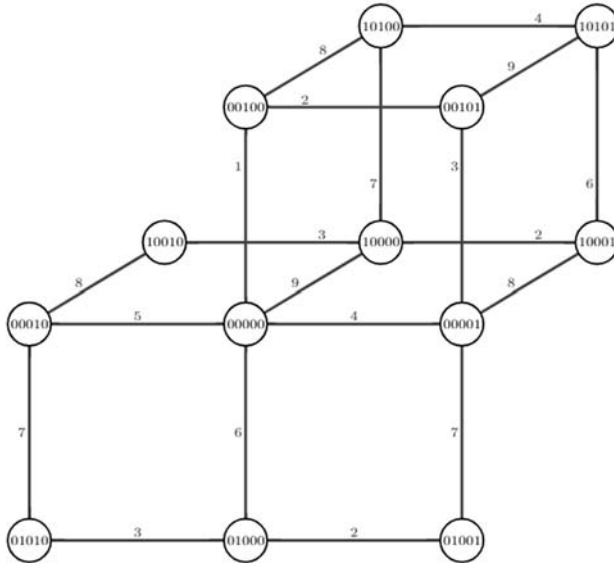


Fig. 2. Strong edge coloring for  $F_5$ .

We will use these colorings. Denote by  $i_1 i_2 \dots i_k F_{n-k}$  sub-graph of  $F_n$  that contains vertices  $x$  with  $i_1 i_2 \dots i_k$  prefix,  $i_l \in \{0,1\}$  for  $l = 1, \dots, k$ . Suppose we have strong edge coloring for graph  $F_{n-1}$  that uses  $2n - 3$  colors.  $F_n$  can be represented as a combination of  $0F_{n-1}$  and  $10F_{n-2}$ , where

vertices from 2 components are corrected if they differ only in the first position. In the future we will refer to the edges, that don't belong both  $0F_{n-1}$  and  $10F_{n-2}$ , as *connector edges*.



Fig. 3. Representation of  $F_n$  as combination of  $0F_{n-1}$  and  $10F_{n-2}$ .

We can color  $0F_{n-1}$  using  $2n - 3$  colors.  $10F_{n-2}$  can be represented as a combination of  $1010F_{n-4}$ ,  $1000F_{n-4}$ ,  $10010F_{n-5}$  and  $1000F_{n-4} - 10010F_{n-5}$ ,  $0000F_{n-4} - 0100F_{n-4}$  connector edges.

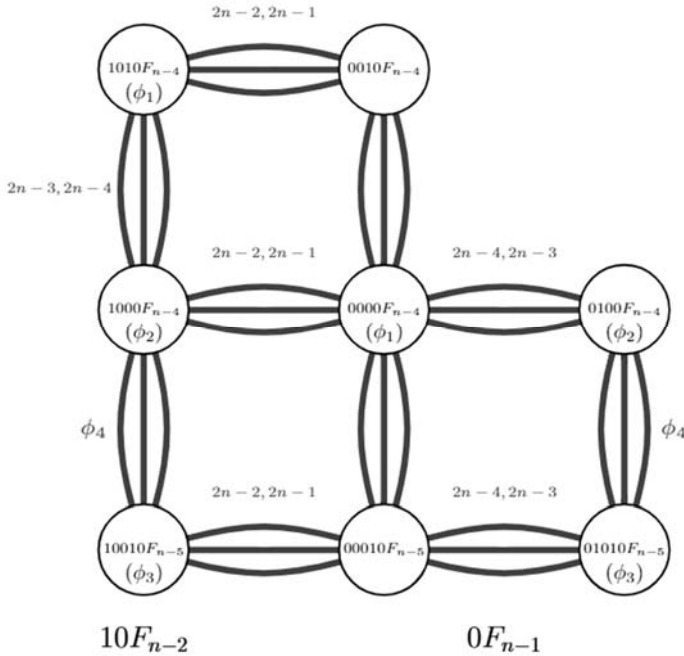


Fig. 4. Visualization of the coloring for  $F_n$ .

We color  $0000F_{n-4}$  using coloring of  $1010F_{n-4}$  by mapping edges  $(x_1, y_1)$  from  $1010F_{n-4}$  to edges  $(x_2, y_2)$  from  $0000F_{n-4}$  where  $x_1$  and  $y_1$  differs from  $x_2$  and  $y_2$  only in first 4 positions accordingly. Doing the same for  $1000F_{n-4}$  and  $10010F_{n-5}$  using colors of  $0100F_{n-4}$  and  $01010F_{n-5}$ . It's easy to notice that the components that share same coloring, are at distance 2 from each other and have same distances from other components, which means that the coloring stays strong. At this point only  $0F_{n-1} - 10F_{n-2}$ ,  $1010F_{n-4} - 1000F_{n-4}$  and  $1000F_{n-4} - 10010F_{n-5}$  connector edges are left. Let's divide  $0F_{n-1} - 10F_{n-2}$  connector edges  $(x, y)$  into 2 sets where edges go to the first set if the sum of 1s in  $x$  (or  $y$ ) except the first position, is even and into the second set otherwise. Easy to see that each set represents an induced matching, which means that we can color the first set using color  $2n - 2$ , and the second set using color  $2n - 1$ . For  $1000F_{n-4} - 10010F_{n-5}$  connector edges we will use coloring of  $0100F_{n-4} - 01010F_{n-5}$  by doing mapping in the same way as we did for the components (one-to-one mapping ignoring first 5 positions). For the  $1010F_{n-4} - 1000F_{n-4}$  connector edges we will use coloring of the  $0000F_{n-4} - 0100F_{n-4}$  connector edges.  $0000F_{n-4} - 0100F_{n-4}$  connector edges are the subset of  $00F_{n-2} - 010F_{n-3}$  connector edges, coloring of which, from the base case  $n = 5$  and the general induction construction, follows that: consists from 2 colors; colors were assigned based on parity of 1s sum; those colors haven't been used for other edges so far. Let's divide edges of  $1010F_{n-4} - 1000F_{n-4}$  into 2 sets based on the parity of the 1s sum (in this case we don't count 3rd position), and assign to the evens' set the color of evens' set from  $00F_{n-2} - 010F_{n-3}$  and the other color to the odds' set. It will ensure that the distance between same colors is  $\geq 2$ . We constructed strong edge coloring for  $F_n$  that uses  $2n - 1$  colors and covers all the edges.

Next, we consider strong edge colorings of Lucas cubes.

**Theorem 2.** *Let  $n$  be any natural number greater than 3. Then*

$$2n - 2 \leq \chi_s'(L_n) \leq 2n - 1.$$

## Proof

In order to prove the lower bound let us consider vertices  $x_1, x_2, x_3, x_4$  where  $x_1 = 00\dots 0, x_2 = 10\dots 0, x_3 = 00\dots 10$  and  $x_4 = 10\dots 10$ . Edges adjacent to  $x_1$  and  $x_2$  should be colored with different colors and the distance of the edge  $(x_3, x_4)$  from all the edges of  $x_1$  and  $x_2$  is at most 2, so it is also should be colored by different color. We get  $\chi_s'(L_n) \geq d(x_1) + d(x_2) - 1 + 1 = n + (n - 2) - 1 + 1 = 2n - 2$ . From the fact that  $L_n$  is a subgraph of  $F_n$  and Theorem 1, it follows that  $\chi_s'(L_n) \leq 2n - 1$ .

**Acknowledgment:** I would like to thank Petros Petrosyan for expertise and assistance throughout all aspects of my research.

## REFERENCES

1. *Bondy J.- A. and Uppaluri S.R. Murty.* Graph theory with applications, volume 290. Macmillan London, 1976.
2. *Erdos P.* Problems and results in combinatorial analysis and graph theory. In Annals of discrete mathematics, volume 38, pages 81–92. Elsevier, 1988.
3. *Fouquet J.-L. and Jolivet J.-L.* Strong edge-colorings of graphs and applications to multi-k-gons. *Ars Combinatoria A*, 16:141–150, 1983.
4. *Hurley E., de Verclos R'emi de Joannis, and Ross J. Kang.* An improved procedure for colouring graphs of bounded local density. In Proceedings of the 2021 ACM-SIAM Symposium on Discrete Algorithms (SODA), pages 135–148. SIAM, 2021.
5. *Gyarfas A. Faudree R., Schelp R. and Tuza Zs.* The strong chromatic index of graphs. *Ars Combinatoria*, 29: 205–211, 1990.

## СИЛЬНАЯ РЕБЕРНАЯ РАСКРАСКА КУБОВ ФИБОНАЧЧИ И ЛУКАСА

*А. Драмбян, Т. Петросян*

*Российско-Армянский университет*

### АННОТАЦИЯ

В данной статье рассматриваются только простые, конечные графы. Реберная раскраска  $\phi$  графа  $G$  называется сильной, если любые 2 ребра на расстоянии, не более двух, окрашены в различные цвета. Минимальное количество цветов, необходимых для сильной реберной раскраски графа  $G$ , называется «сильным хроматическим индексом» графа  $G$  и обозначается  $\chi'_s(G)$ . Кубом Фибоначчи  $F_n$  называется граф, полученный из  $Q_n$  путем удаления вершин  $x$ , которые содержат подряд идущие единицы, а кубом Лукаса  $L_n$  называется граф, полученный из  $F_n$  путем удаления вершин  $x$ , у которых на первой и последней позиции стоит единица. Здесь показано значение сильного хроматического индекса для графов  $F_n$  и дана близкая верхняя оценка для  $L_n$ .

**Ключевые слова:** Сильный хроматический индекс, сильная реберная раскраска, Кубы Фибоначчи, Кубы Лукаса.

UDC 004

Поступила: 06.04.2022г.

Сдана на рецензию: 07.04.2022г.

Подписана к печати: 19.04.2022г.

# **FINE-TUNING TESSERACT FOR MORE ACCURATE AND ROBUST OPTICAL CHARACTER RECOGNITION**

*K. Nikoghosyan, T. Ghukasyan*

*Russian-Armenian University*

*karen.nikoghosyan.98@gmail.com*

## **ABSTRACT**

In this article we study the effectiveness of using automatically generated synthetic training data for improving the accuracy of Tesseract OCR through fine-tuning. We fine-tune the original Tesseract model on more challenging and varied examples that contain different types of noise, additional fonts and target text height. On the example of Armenian texts, we show that the proposed approach dramatically reduces the recognition error rate, specifically by 56% both on word and character levels.

**Keywords:** OCR (Optical Character Recognition), gaussian noise, synthetic dataset, WER (Word Error Rate), CER (Character Error Rate).

## **1. Introduction**

Optical Character Recognition (OCR) is the automatic conversion of text in the images into machine-readable format. OCR tools have many applications and are in high demand for tasks related to data digitization,

such as information extraction from documents, invoices, ID cards, or even street signs and vehicle numbers.

Tesseract [1] is an open source OCR engine providing a command-line tool and a very rich SDK in three programming languages: C++, C, and python. Due to ease of use, high-quality documentation and the large community, it can be used even by non-professionals. Starting with the 4th version, Tesseract now supports OCR for over 100 languages.

Behind the scenes, Tesseract employs LSTM-based [2] models for each language to recognize the corresponding characters. Each model is trained separately based on synthetic training examples. The images in the examples are generated automatically, using standard fonts and a predefined vocabulary. Since the generated images are not distorted in any way, the quality of OCR noticeably deteriorates on noisy input (for example, if the image has geometric distortions or low resolution). The recognition is also erroneous for fonts unseen during the training, which is a major drawback for under-resourced languages such as Armenian, where a large part of existing literature is printed with old-fashioned fonts and Tesseract is the only freely available OCR tool.

In this work, we present a technique of generating richer training examples which help to improve the accuracy of an existing Tesseract model via fine-tuning. We enrich the training data in several ways. Firstly, we apply noise-transformations that are similar to the noise-transformations contained in real-life cases. Secondly, we use images with resolution that varies from low to high. And thirdly, we employ more non-standard fonts. The assumption is that fine-tuning with such examples makes the model more robust against image quality and font changes. We demonstrate the effectiveness of the proposed technique with the example of the Armenian language.

The article is structured as follows. The 1st chapter describes the related works by other authors and their results. The 2nd chapter introduces our approach to creating a synthetic dataset and obtaining a new Tesseract model. The 3rd chapter reports the results of the experiments dedicated to



the comparison of the obtained models with the original Tesseract model for the Armenian language.

### 1.1. Related Work

The problem of improving OCR accuracy has been addressed by many researchers. Authors have successfully demonstrated that the performance of OCR models can be improved with synthesized training data. For example in this work [3], the authors tried to improve the results of obtaining text from pictures of Russian national passports, using their own synthetic data generator, which uses special types of noise to simulate pictures into real data. They employed 3 types of noises: Gaussian blur, brightness map, image intensity change, and 3 types of transformations: projective transformation, vertical and horizontal shifts. Since Tesseract's models can be re-trained and fine-tuned, we adopted a similar approach with a distinction that we also substantially increased the number of fonts used for generating the text images.

Another approach to improving OCR accuracy is the post-processing of an existing model's textual output. In [4], the authors improved the results of the Armenian language OCR with the help of post processing. First, they detect OCR errors via multilayer perceptron, and then correct the detected errors in the second step via a convolutional neural network-based sequence transducer. Despite the improvement, the overall accuracy of recognition still was not high enough for handling challenging examples in practice.

## 2. Proposed Method

Tesseract provides several options for creating OCR models:

- **Re-training from scratch.** This is recommended only when a representative and sufficiently large training set is available. Otherwise, the network will likely overfit.
- **Re-training only the top layers** of the LSTM network. This

option is recommended for the cases when an existing model is adapted for OCR of another language with similar-looking script.

- **Fine-tuning** an existing model. This option may work even when the size of training data is small and is recommended if the goal is to make the recognition better on texts where the difference is subtle (for example, a particularly unusual font).

Since the goal is to improve the accuracy of existing Tesseract models on less than ideal examples, fine-tuning was the most appropriate option. For fine-tuning, we used a training set composed of examples where the font of the text is unknown or the image contains noise. The generation of such examples is discussed in the following section.

## 2.1. Synthetic Dataset Generation

Tesseract used synthetic data for training the original models. In this work, we also use synthetic data, but significantly increase the variety of images in terms of quality, noise and fonts.

There are two options for generating data. The first is the random grouping of letters of the language alphabet. In this case, the words will consist of illogical sequences of letters. The other option is to create a dictionary which will be used to make sentences. Given the fact that we will use the Tesseract API to generate data to get the model, we have chosen the second option. Using the resources found on the Internet, we created a dictionary consisting of 284,349 words. The dictionary is published on GitHub<sup>1</sup>.

The next stage is data generation. We used the Text Recognition Data Generator [5] library to generate the training data. The library is designed to generate several types of background images. Several changes were made in the library to generate the desired data. We added the functionality of generating images in .tif format, the functionality of generating a

---

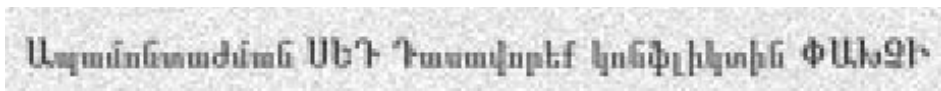
<sup>1</sup> [github.com/karennik98/master\\_ocr\\_modules/blob/master/synthetic\\_data\\_generator/dicts/hy.txt](https://github.com/karennik98/master_ocr_modules/blob/master/synthetic_data_generator/dicts/hy.txt)

corresponding text file for each image, and we also implemented additional filters to make the images noisier.

When creating the synthetic dataset, our aim was to ensure as much variation as possible, which we achieved by (i) varying image resolution, (ii) applying noise, and (iii) using additional non-standard fonts from `fonter.am`<sup>2</sup>. We selected an equal number of examples for each generated subgroup. In total, we used 96 types of fonts, from which 55 are new fonts that were unseen during the training of the original Tesseract model. Along with images with plain white background, we also used images with the following 4 types of filters:

- Gaussian noise,
- Blur,
- Quasicrystal,
- Sinusoidal transformation.

To vary the image resolution, we used examples where the height of the text was either 24, 48, or 96 pixels. Examples of generated images are illustrated in Figures 1-5.



*Fig. 1. Image with Gaussian noise and Arial Unicode MS font.*



*Fig. 2. Image with quasicrystal noise and Arial Unicode MS font.*



*Fig. 3. Image with plain white background and Deja Vu Sans font.*

<sup>2</sup> `fonter.am/en`

*Fig. 4. Image with blur noise and Deja Vu Sans Bold font.*

*Fig. 5. Image with sinusoidal transformation and Arial Unicode MS font.*

### 3. Experiments

To fine-tune, it is necessary to take the existing model for that language as a base model and create a new one based on it. When the new model was trained, version 5.0.0 was used as the base model, which was the latest version at that time. The same SDK version was used for testing.

#### 3.1. Tesseract Fine-Tuning

We used Tesseract’s `tesstrain`<sup>3</sup> workflow for fine-tuning models, keeping the default parameters. As a starting point, we used the model from `tessdata_best`<sup>4</sup> repository, which reportedly contains the OCR engine’s best-performing models for each language.

The dataset was generated so that there were 30 images for every combination of fonts, types of noise, and image quality. Hence, a dataset containing 43, 200 images was obtained using 96 types of fonts, 5 types of noises, and 3 types of dimension parameters.

Using the `tesstrain` tool provided by Tesseract, we obtained two different models through fine-tuning. Two types of metrics were used to measure the accuracy of these models: Word Error Rate (WER), and

---

<sup>3</sup>[github.com/tesseract-ocr/tesstrain](https://github.com/tesseract-ocr/tesstrain)

<sup>4</sup>[github.com/tesseract-ocr/tessdata\\_best](https://github.com/tesseract-ocr/tessdata_best)

Character Error Rate (CER), which measure the edit distance at word and character levels. To find out how much the OCR performance of these two models improved compared to the Tesseract model, the same test dataset was used to measure the accuracy of the model provided by Tesseract.

As mentioned above, the original Tesseract model for the Armenian language was trained for 41 types of fonts<sup>5</sup>. Due to the increase of resources that use OCR and creation of new fonts over time, we decided to add 55 new fonts. It will help to improve the accuracy of the model for unseen fonts and will increase the practical importance of using the model.

### 3.2. Results and Discussion

The comparison of the overall results of the original and fine-tuned models is given in Table 1 (the fine-tuned model is denoted as Tesseract++). The fine-tuned model clearly outperforms the original, improving on both metrics by 56%.

Model	Average WER	Average CER
Tesseract	0.1967	0.0235
Tesseract++	0.0870 (-55.8%)	0.0103 (-56.2%)

Table 1. The results of the models depend on the size of the dataset.

#### 3.2.1. Performance on Different Noise Types

We also compared the accuracy scores on different types of background noise. The breakdown of the results by noise type is given in Table 2 and Table 3. Fine-tuning resulted in better accuracy for all noise types, with error rate decreasing by at least 43% on word-level and 48% on character-level.

<sup>5</sup> [github.com/tesseract-ocr/langdata\\_lstm/tree/main/hye](https://github.com/tesseract-ocr/langdata_lstm/tree/main/hye)

Model	No noise	Quasicrystal	Gaussian	Blur1	Sinusoidal
Tesseract	0.140	0.28	0.16	0.19	0.21
Tesseract++	0.047 (-66%)	0.13 (-54%)	0.066 (-59%)	0.074 (-61%)	0.12 (-43%)

Table 2. Breakdown of average WER results by noise type.

Model	No noise	Quasicrystal	Gaussian	Blur1	Sinusoidal
Tesseract	0.012	0.041	0.014	0.021	0.029
Tesseract++	0.0044 (-63%)	0.019 (-54%)	0.0059 (-58%)	0.0075 (-64%)	0.015 (-48%)

Table 3. Breakdown of average CER results by noise type.

### 3.2.2. Performance on Different Image Resolutions

As mentioned in the previous chapters, the generated dataset contains images of different sizes, specifically 24, 48, and 96 pixels in height. Table 4 shows the evaluation results by the image quality. While the results improved in each category, the performance of the model declined for 96-pixel height texts relative to 48-pixel height.

Model	Average WER			Average CER		
	24px	48px	96px	24px	48px	96px
Tesseract	0.34	0.13	0.12	0.046	0.013	0.012
Tesseract++	0.1545	0.0459	0.0606	0.0203	0.0044	0.0063

Table 4. Breakdown of average results by image resolution.

Table 5 provides more detailed results of the proposed model's performance for each category of noise and image quality.

Background Noise	Average WER			Average CER		
	24px	48px	96px	24px	48px	96px
None	0.054	0.029	0.058	0.005	0.002	0.006
Quasicrystal	0.262	0.080	0.046	0.043	0.011	0.004
Gaussian	0.070	0.041	0.086	0.006	0.003	0.009
Blur1	0.140	0.035	0.048	0.016	0.002	0.005
Sinusoidal	0.247	0.044	0.066	0.033	0.004	0.008

*Table 5. Breakdown of average results by image resolution and image noise type.*

### 3.2.3. Performance on Different Fonts

We separately evaluated the accuracy of OCR models on the original subset of fonts used in Tesseract and the fonts added for the fine-tuning of the new model. Table 6 provides the results for the 41 standard fonts used in Tesseract’s Armenian model. According to the WER metric, the accuracy improved by 24.31%, and according to the CER metric, 26.59%.

Model	Average WER			Average CER		
	24px	48px	96px	24px	48px	96px
Tesseract	0.26	0.056	0.054	0.022	0.0047	0.0044
Tesseract++	0.15	0.043	0.05	0.012	0.0033	0.0042

*Table 6. Breakdown of average results of standard fonts.*

As mentioned in previous sections, the new fonts have been added in order to improve the robustness of the model during its practical application. Table 7 shows the models’ results for the added 55 fonts. According to the WER metric, the model improved by 56.55%, and according to the CER metric, by 55.79%.

Model	Average WER			Average CER		
	24px	48px	96px	24px	48px	96px
Tesseract	0.34	0.13	0.12	0.047	0.013	0.012
Tesseract++	0.15	0.046	0.061	0.021	0.0045	0.0064

*Table 7. Breakdown of average results of added fonts.*

#### 4. Conclusion

In this work, we improved the accuracy of Tesseract's Armenian model via fine-tuning. We automatically created a synthetic dataset that contained challenging training examples obtained through 4 different types of image noisification. The dataset consisted of images with 3 different target text heights and 55 additional fonts. As a result, the model's word and character error rates decreased by 56% on average. The technique can be used for other languages, especially for those languages that have low OCR accuracy.

#### REFERENCES

1. *Smith, R.* (2007, September). An overview of the Tesseract OCR engine. In the Ninth international conference on document analysis and recognition (ICDAR 2007) (Vol. 2, PP. 629–633). IEEE.
2. *Yu, Y., Si, X., Hu, C., & Zhang, J.* (2019). A review of recurrent neural networks: LSTM cells and network architectures. *Neural computation*, 31(7), 1235–1270.
3. *Chernyshova, Y.S., Gayer, A.V., & Sheshkus, A.V.* (2018, April). Generation method of synthetic training data for mobile OCR system. In Tenth international conference on machine vision (ICMV 2017) (Vol. 10696, p. 106962G). International Society for Optics and Photonics.
4. *Tigranyan, S.T., & Ghukasyan, T. G.* (2020). Post-OCR Correction of Armenian Texts Using Neural Networks. *Вестник Российско-Армянского университета, серия: физико-математические и естественные науки*, (№ 2), 22–35.



5. *Nikoghosyan, К.* (2022). OCR\_modules (Version 1.0.0) [Computer software]. [https://github.com/karennik98/master\\_ocr\\_modules](https://github.com/karennik98/master_ocr_modules)

## **ТОНКАЯ НАСТРОЙКА TESSERACT ДЛЯ БОЛЕЕ ТОЧНОГО И НАДЕЖНОГО ОПТИЧЕСКОГО РАСПОЗНАВАНИЯ СИМВОЛОВ**

*К.Г. Никогосян, Ц.Г. Гукасян*

*Российско-Армянский университет*

### **АННОТАЦИЯ**

В данной статье мы изучаем эффективность использования автоматически сгенерированных синтетических обучающих данных для повышения точности распознавания текста Tesseract за счет тонкой настройки. Мы дорабатываем исходную модель Tesseract на более сложных и разнообразных примерах, которые содержат различные типы шума, дополнительные шрифты и высоту целевого текста. На примере армянских текстов мы показываем, что предлагаемый подход резко снижает уровень ошибок распознавания, а именно на 56% как на уровне слов, так и на уровне символов.

**Ключевые слова:** OCR (оптическое распознавание символов), гауссовский шум, синтетический набор данных, WER (частота ошибок в словах), CER (частота ошибок в символах).

УДК004.07

Поступила: 18.03.2022г.

Сдана на рецензию: 21.03.2022г.

Подписана к печати: 15.04.2022г.

## УСКОРЕНИЕ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ОБЩЕЙ ПАМЯТИ ЗА СЧЕТ СЖАТИЯ ДАННЫХ

*Д.В. Ревазян, В.Р. Давтян*

*Национальный Политехнический университет Армении*

*david.revazyan16@gmail.com, vache.davtyan.1999@gmail.com*

### АННОТАЦИЯ

Из-за возрастающих требований к быстродействию вычислительных систем в наше время все больше внимания уделяется распределенным системам благодаря таким ключевым качествам, как масштабируемость и экономическая эффективность. В соответствии с требованиями к производительности растут и объемы данных, с которыми работают вычислительные системы. В распределенных системах очень часто используются данные огромных размеров, и, по сравнению с параллельными системами, скорость коммуникации между блоками в распределенных системах является актуальной проблемой. Когда в параллельных системах каждый процессор имеет прямой доступ к оперативной памяти, скорость работы которого достаточно быстрая, в распределенных системах приходится использовать медленные способы обмена информации – такие, как распределенная общая память. Метод использования алгоритмов сжатия данных без потерь в данной статье призван решить эту проблему. Сжатие данных привлекателен по двум причинам, во-первых, оно ускоряет скорость коммуникации между блоками, а во-вторых, уменьшает количество необходимой памяти для хранения данных.

**Ключевые слова:** Распределенная система, сжатие данных, Распределенная общая память.

## 1. Введение

**Распределенные вычисления** – это метод объединения нескольких компьютеров по некоторому протоколу в распределенную систему для совместного использования данных и координации вычислительной мощности. Распределенная система – это система, компоненты которой расположены на разных компьютерах, которые общаются и координируют свои действия, передавая друг другу информацию из любой системы. Распределенные вычисления предлагают преимущества в производительности, масштабируемости, отказоустойчивости и рентабельности.

Компьютерная программа, работающая в распределенной системе, называется распределенной программой».

Распределенные вычисления – это процесс использования распределенных систем для решения вычислительных задач. В распределенных вычислениях проблема делится на множество задач, каждая из которых решается одним или несколькими компьютерами, которые общаются друг с другом посредством передачи информации.

**Распределенная общая память** представляет собой архитектуру памяти и сочетает в себе преимущества многопроцессорных и распределенных систем. По основному критерию различия распределенной общей памяти, системы организованы в три группы] аппаратные, программные и гибридные реализации [3].

### Ключевые преимущества

Ниже приведены основные преимущества распределенных систем:

- **Масштабируемость.** Распределенные вычислительные системы легко масштабировать благодаря «масштабируемой архитектуре», в которой более высокие нагрузки могут обрабатываться путем простого добавления нового оборудования (вместо замены существующего оборудования).
- **Представление.** Благодаря параллелизму, при котором каждый компьютер в системе одновременно обрабатывает подмножество общих задач, система может достичь высокого

уровня производительности за счет подхода «разделяй и властвуй».

- **Экономическая эффективность.** Распределенные вычисления обычно используют недорогое стандартное оборудование, что делает начальное развертывание, а также расширение системы очень экономичным.

## 2. Выбранная модель

В данной статье будет подразумеваться распределенная система с следующими определяющими свойствами:

- Существует несколько автономных компьютеров, каждый из которых имеет свою локальную память;
- Один из представленных компьютеров является управляющим, а остальные вычислительными блоками;
- Коммуникация осуществляется между вычислительным блоком и управляющим.

В качестве алгоритма реализации распределенной общей памяти используется алгоритм MRSW (multiple reader / single writer).

Алгоритм MRSW позволяет одновременное локальное выполнение операций чтения на нескольких узлах. Только один узел одновременно может получить разрешение на обновление данных, т.е. для каждой копии данных в общей памяти может существовать только один узел, имеющий разрешение на изменение данных. Поэтому алгоритмы MRSW обычно основаны на недействительности. Очень многие протоколы следуют этому принципу [1].

Алгоритмы этого класса различаются распределением ответственности за управление Распределенной общей памяти. KaiLi и Pau Hndak предложили несколько реализаций алгоритма MRSW [2].

В работе используется фиксированный алгоритм распределенного управляющего. В этом алгоритме вместо централизации управления каждый узел управляет заранее определенным подмножеством

данных. Распределение происходит в соответствии с некоторой функцией сопоставления по умолчанию, которое можно изменить, предоставив собственное. Когда программа демонстрирует высокую скорость запросов на блоки данных (особенно на запросы чтения), этот алгоритм превосходит централизованные решения [2]. Стоит отметить, что, в свою очередь, централизованные решения просты в реализации, и их может быть достаточно для нечастых обращений к общим данным, особенно если отношение чтение/запись маленькое (т.е. большой процент обращений является записью) [4].

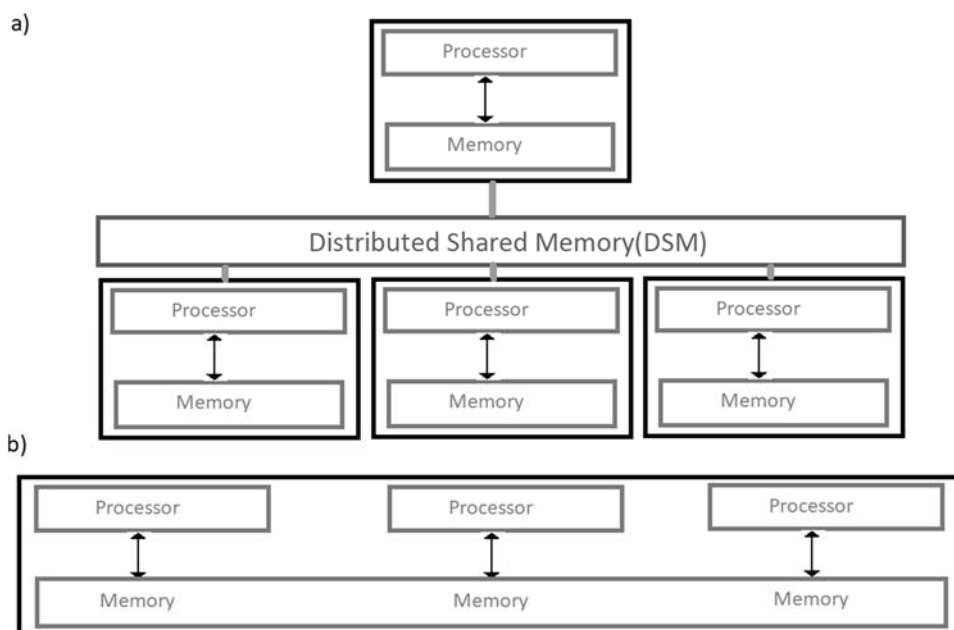


Рис. 1. Распределенные и Параллельные системы.

На Рис 1. представлены архитектуры параллельных и распределенных систем. На Рис. 1 (а) – распределенная система, каждый узел которого имеет свою локальную память, а обмен информацией возможен только путем передачи информации от одного узла к другому с

использованием распределенной общей памяти. На Рис. 1 (б) показана параллельная система, в которой каждый процессор имеет прямой доступ к общей памяти.

В распределенных системах очень часто именно распределенная общая память является «узким горлышком» [5]. В то время, как в параллельных системах каждый процессор имеет прямой доступ к оперативной памяти, скорость работы которого достаточно быстрая, в распределенных системах приходится использовать медленные способы обмена информации – такие, как общая память.

Для решения проблемы с скоростью распределенной общей памяти было решено использовать алгоритмы сжатия без потери данных, таким образом уменьшая количество необходимой для передачи памяти.

## 2.1. Рассмотренные алгоритмы сжатия данных

Сжатие без потерь – это класс сжатия данных, который позволяет полностью восстановить исходные данные из сжатых данных.

Были проведены исследования с следующими алгоритмами сжатия без потерь данных.

- **LZ4** – ориентирован на быструю работу сжатия и распаковки, относится к семейству алгоритмов сжатия LZ77. Главным преимуществом является очень быстрая работа алгоритма, особенно во время распаковки.
- **LZO** – был разработан в середине 1990-х гг. для достижения максимальной скорости распаковки. Поддерживает многопоточное исполнение.
- **ZLib** – является абстракцией алгоритма сжатия DEFLATE. Использует комбинацию LZ77 и кодирование Хаффмана.
- **Zstandard (ZSTD)** – был разработан для обеспечения коэффициента сжатия сравнимого с DEFLATE, но более быстрого в сжатии и, особенно, в распаковке данных. Также отличительной чертой является малое использование памяти.

- **LZ4HC** – является модификацией LZ4 с увеличенным коэффициентом сжатия, хотя уступает вышеупомянутому LZ4 в скорости сжатия данных.

### 3. Предлагаемый метод

Распределенные системы предлагают множество преимуществ, однако в таких системах коммуникация между блоками является «узким горлышком» из-за медленной работы распределенной общей памяти [6].

В основе данной работы лежит использование алгоритмов сжатия данных ради обеспечения более быстрой связи между блоками распределенных систем, иначе говоря, ускорение работы распределенной общей памяти. Данные сжимаются при записи на распределенную общую память и распаковываются после чтения из общей памяти. Данный метод обеспечивает ускорение общей памяти, что, в свою очередь, уменьшает время выполнения распределенного приложения, однако у метода есть накладные расходы, которые приравниваются примерно от 70% до 280% использования процессора во время сжатия и распаковки данных – в зависимости от выбранного алгоритма, где 100% – это полная нагрузка на одно ядро.

Однако использование алгоритмов сжатия данных также позволяет уменьшить объем данных, необходимых для хранения в распределенной общей памяти, в 2–3 раза (рассмотренные в статье алгоритмы имеют коэффициент сжатия от 2 до 3).

Целью данной работы является выяснение лучшего алгоритма сжатия данных в зависимости от скорости работы распределенной общей памяти.

#### 3.1. Экспериментальная часть

В ходе данной работы использовалась физическая реализация распределенной общей памяти, сетевая файловая система версии 3

(NFSv3). В качестве протокола подключения между узлами используется сетевой протокол ssh. Способом подключения сети является Ethernet с пропускной способностью до 1 Gb/s(BCM5720C).

### 3.2. Характеристики узлов

В данной работе использовалась распределенная система с 1 управляющим блоком и 3-мя вычислительными блоками.

Характеристики управляющего блока:

Intel(R) Xeon(R) CPU E5-2690 v3 @ 2.60GHz, Linux 2.6.32 CentOS6.6

Характеристики вычислительных блоков:

Intel(R) Xeon(R) CPU E5-2660 v3 @ 2.60GHz, Linux 2.6.32 CentOS6.6

Intel(R) Xeon(R) Gold 5218 CPU @ 2.30GHz, Linux 2.6.32 CentOS6.6

Intel(R) Xeon(R) CPU E5-2690 v2 @ 3.00GHz, Linux 2.6.18 CentOS5.7

Объем оперативной памяти на всех узлах –128Гб со скоростью работы до 15Гб/с□

Ниже приведены тесты для файлов с размером от 150 мб до 4 Гб, с результатами отправки данных с вычислительного блока на управляющий блок, с чтением данных в управляющем блоке, и суммарные результаты.

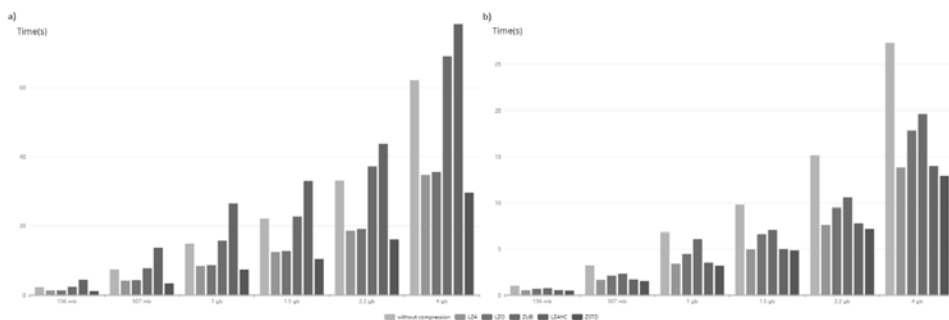


Рис. 2. а) Запись в общую память. б) Чтение с общей памяти.



По наблюдениям, во время записи в общую память наиболее предпочитаемыми являются алгоритмы ZSTD – наряду с LZ4 и LZO. Использование алгоритмов LZ4HC и ZLIB даже дают отрицательные результаты на данной скорости работы (75 мб/с при записи).

Во время чтения данных с общей памяти (160 мб/с) управляющим блоком все алгоритмы показали положительные результаты, однако лучшими среди них оказались алгоритмы LZ4 и LZ4HC – наряду с ZSTD.

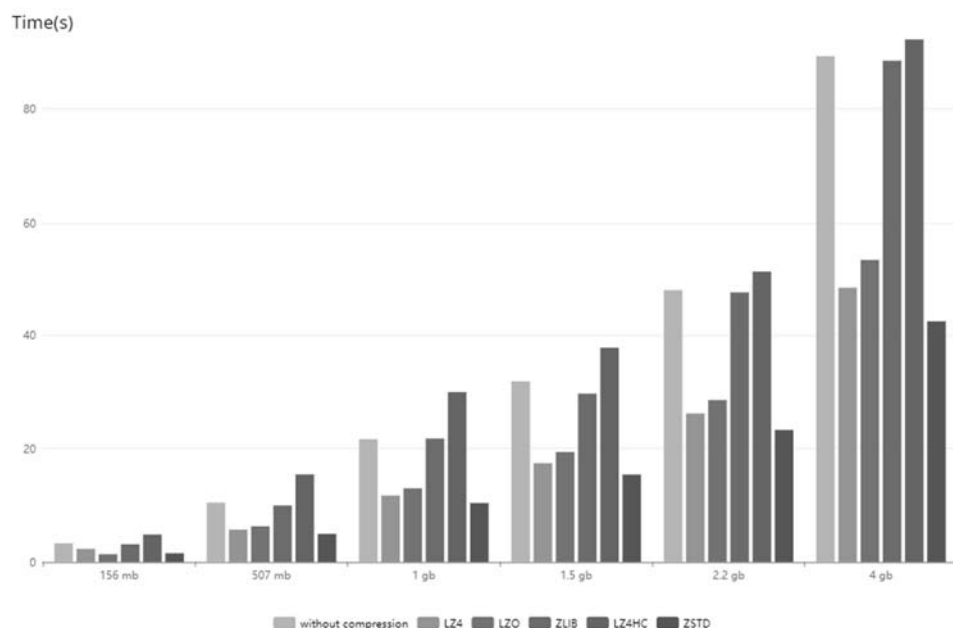


Рис. 3. Суммарные результаты.

В сумме лучшими алгоритмами для работы системы в таких скоростях являются алгоритмы ZSTD с LZ4 и LZO.

А также ниже приведены графики времени от скорости работы распределенной общей памяти.

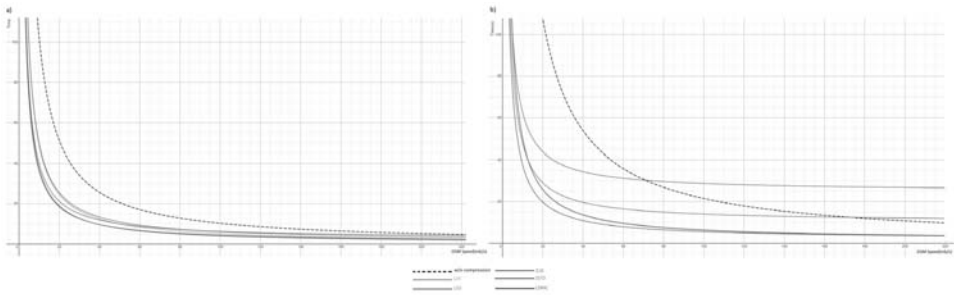


Рис. 4. Время отправки/чтения (а/б) данных от скорости работы распределенной общей памяти.

Во время отправки данных по каналу (запись данных в распределённую общую память) с скоростью работы канала во время записи до 190 мб/с лучшим алгоритмом является ZSTD, со скоростями от 190 до 1265 мб/с лучшим алгоритмом является LZ4, а со скоростями выше ни один алгоритм из рассмотренных не оправдал себя.

Во время чтения данных из канала с скоростью чтения сетевой файловой системы до 37 мб/с наилучшим алгоритмом является ZSTD, со скоростью от 37 до 3050 мб/с наилучшим является LZ4HC, а со скоростью еще большей не один алгоритм использовать не стоит.

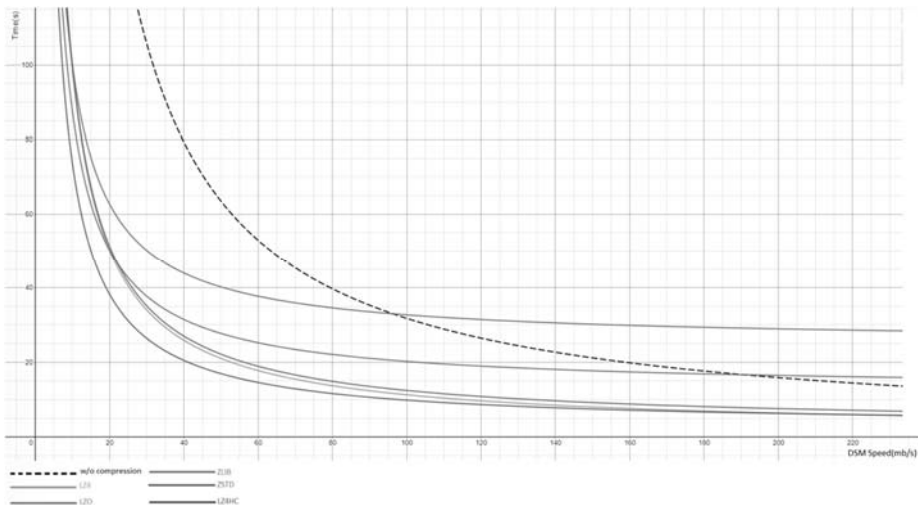


Рис. 5. Суммарное время от скорости работы распределённой общей памяти.

### 3.3. Заключение

Суммируя все вышерассмотренное, лучшим алгоритмом во время работы до 220 мб/с при чтении и 105 мб/с при записи является ZSTD, во время работы системы со скоростью до 1450 мб/с при чтении и 695 мб/с при записи является LZ4, для скоростей выше использованное сжатие данных не имеет смысла.

### ЛИТЕРАТУРА

1. *Protic J., Tomasevic M., Milutinovic V.* Distributed Shared Memory: concepts and systems. IEEE Parallel & Distributed Technology: Systems & Applications (Vol.: 4, Issue: 2, Summer 1996.PP. 63–71).
2. *Li K. and Hudak P.* Memory Coherence in Shared Virtual Memory Systems, ACM Trans. Computer Systems (Vol. 7, no. 4, Nov. 1989.PP. 321–359).
3. *Protic J., Tomasevic M., Milutinovic V.* A survey of distributed shared memory systems. IEEE Proceedings of the Twenty-Eighth Hawaii International Conference: System Sciences (Vol.: 1, Feb 1995.PP. 74–84).
4. *Stumm M. and Zhou S.* Algorithms Implementing Distributed Shared Memory, IEEE Computer. (Vol. 23, no. 5, May 1990.PP. 54–64).
5. *Nitzberg B., Lo V.* Distributed shared memory: a survey of issues and algorithms. IEEE Computer: (Vol.: 24, Issue: 8, Aug. 1991, PP. 52–60).
6. *Bennett E.O., Igiri C.G., Sako D.J.S.* An Efficient Algorithm for Data Compression in a Distributed System.
7. *Lakshmana R.V., Caudhuri M.*(2007) International Conference on Parallel Processing (ICPP 2007). Integrating Memory Compression and Decompression with Coherence Protocols in Distributed Shared Memory Multiprocessors.

**ACCELERATING DISTRIBUTED SHARED MEMORY USING  
DATA COMPRESSION*****D. Revazyan, V. Davtyan****National Polytechnic University of Armenia***ABSTRACT**

Due to the increasing requirements for the speed of computing systems, nowadays more and more attention is paid to distributed systems due to such key qualities as scalability and cost efficiency. In accordance with performance requirements, the amount of data that computing systems work with is also growing. In distributed systems, huge data sizes are very often used, and compared to parallel systems, the speed of communication between blocks in distributed systems is an actual problem. When in parallel systems each processor has direct access to RAM, the speed of which is fast enough, in distributed systems one has to use slower methods of information exchange, such as distributed shared memory. The method of using lossless data compression algorithms in this article is intended to solve this problem. Data compression is attractive for two reasons: firstly, it speeds up the speed of communication between blocks, and secondly it reduces the amount of memory required to store data.

**Keywords:** Distributed system, Data compression, Distributed shared memory.

УДК: 004.896

Поступила: 11.05.2022г.  
Сдана на рецензию: 12.05.2022г.  
Подписана к печати: 18.05.2022г.

## SOME FEATURE SELECTION APPROACHES FOR CARDIOVASCULAR DISEASE PREDICTION

*Ch. Movsisyan*

*Russian-Armenian University*

*movchinar@gmail.com*

### ABSTRACT

The prediction of cardiovascular diseases (CVDs) is nowadays big challenge. It is the leading cause of death over the globe. Practitioners and doctors face a lot of difficulties while predicting heart disease. The main problem is the quality of data (clinical characteristics) that they take into account to predict the proper stage of heart disease. This paper presents and validates some techniques to predict heart disease. In the first step, we take all the described 13 features from Cleveland UCI dataset and apply the following techniques to get the most important features that contribute the onset of heart disease progression, Principal Component Analysis (PCA) and Extra Tree Classifier (ETC). The results showed that some subsets of selected features outperform the significance of initial features for both feature selection approaches. The *ca*, *cp* clinical characteristics were the most important features in terms of its impact on disease progression.

**Keywords:** heart disease, feature selection, prediction.

### Introduction

Cardiovascular diseases (CVDs) are the leading cause of death globally. The prediction of CVDs in most cases depends on a complex combination of clinical features.

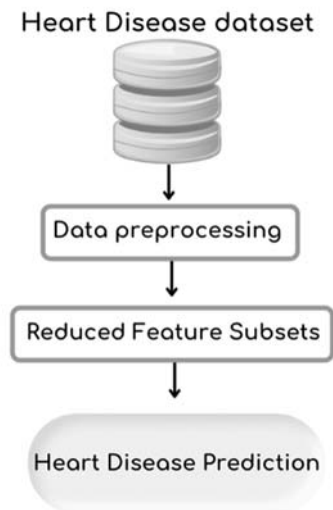
The quality of features is crucial issue in prediction models. Effective selection of important and relevant features can impact learning outcomes, particularly in prediction performance, improve its accuracy. Various approaches have been proposed to address this issue for decades [1–3].

This article presents some well-known approaches as a feature selection technique for heart disease prediction on Cleveland UCI dataset [4].

### **Proposed method**

Patients' clinical characteristics usually contain many parameters that support disease prediction. However, sometimes it leads to non-precise results.

This article proposes some well-known techniques to generate subsets of study parameters that contribute the most to onset of cardiovascular disease progression. Based on the selected subsets of features, the prediction was done. The general workflow is presented in Figure 1.



*Fig. 1. General workflow of the proposed method.*

As a feature selection techniques, Principal Component Analysis and Extra Tree Classifier were considered.

**Principal Component Analysis** [5,6] is a dimensionality reduction that identifies important relationships in the features' set, transforms the existing features based on the identified relationships, and then quantifies the importance of each feature so the most important relationships in terms of features will be selected and the other will be eliminated.

**Extra Tree Classifier** [7] is a type of ensemble learning technique which aggregates the results of multiple de-correlated decision trees collected in a “forest” to output its classification result. To perform feature selection using the mentioned structure, during the construction of the forest, for each feature, the normalized total reduction in the math criteria used in the decision of feature split is computed. This value is called the Gini importance of the feature. Hence, feature selection is done based on the importance value.

**Predictive models:** Support Vector Machine (linear/non-linear) validates the performance of selected features, KNeighbors, Decision Tree, Random Forest, Naïve Bayes, and Gradient Boosting [8–11]. The default hyperparameters described in the sklearn library were used. The performance of the predictive models was evaluated using adopted accuracy as a metric [12].

### **Source of data**

The study observes patients presented in dataset named “Cleveland Heart Disease Dataset” that originates from the UCI Machine Learning Repository [4]. This dataset contains 76 features (clinical characteristics) but all published experiments refer to the subset with 14 features out of 76. The number of samples is 303. The detailed information regarding the chosen features for this study is shown in Table 1.

*Table 1.***Clinical characteristics of the study patients.**

<b>Clinical characteristic</b>	<b>Description</b>
age	The age of the patient.
sex	The gender of the patient. (1 = male, 0 = female).
cp	Type of chest pain. (1 = typical angina, 2 = atypical angina, 3 = non-anginal pain, 4 = asymptotic).
trestbps	Resting blood pressure in mmHg.
chol	Serum Cholesterolo in mg/dl.
fbs	Fasting Blood Sugar. (1 = fasting blood sugar is more than 120mg/dl, 0 = otherwise).
restecg	Resting Electro Cardio Graphic results (0 = normal, 1 = ST-T wave abnormality, 2 = left ventricular hypertrophy).
thalach	Max heart rate achieved.
exang	Exercise induced angina (1 = yes, 0 = no).
oldpeak	ST depression induced by exercise relative to rest.
slope	Peak exercise ST segment (1 = upsloping, 2 = flat, 3 = downsloping).
ca	Number of major vessels (0–3) colored by flourosopy.
thal	Thalassemia (3 = normal, 6 = fixed defect, 7 = reversible defect).
target	Diagnosis of heart disease (0 = absence, 1, 2, 3, 4 = present).



## Results

We performed the discussed above Principal Component Analysis (PCA) and Extra Tree Classifier (ETC) on the described clinical characteristics to get most important features that contribute to the onset of heart disease progression. The output of each technique is the features by descending order based on its importance value. The result of each approach is presented in Table 2.

*Table 2.*

- (a) The most important features by descending order – PCA;**  
**(b) The most important features by descending order – ETC.**

(a)

PCA	chol, trestbps, age, restecg, ca, cp, oldpeak, exang, thal, fbs, slope, sex, thalach
-----	--

(b)

ETC	thal, ca, cp, thalach, exang, oldpeak, age, chol, trestbps, slope, sex, restecg, fbs
-----	--

Then, for each order of features we defined the continuous subsets. The selection performance of each subset of features was evaluated by some classifiers. The outcomes according to PCA and ETC are presented in Table 3 and Table 4.

Table 3.

**The evaluation of feature selection using PCA by accuracy.**

Features' subsets	SVM (linear)	KNeighbors	Decision Tree	Random Forest	SVM (non-linear)	Naive Bayes	Gradient Boosting
ALL	83.33	61.67	73.33	81.67	61.67	83.33	75.0
4 features	53.33	48.33	58.33	58.33	48.33	58.33	51.67
5 features	68.33	50.0	73.33	80.0	40.0	70.0	68.33
6 features	76.67	50.0	80.0	83.33	36.67	78.33	75.0
7 features	73.33	48.33	76.67	83.33	36.67	75.0	75.0
8 features	78.33	48.33	80.0	83.33	36.67	80.0	76.67
9 features	80.0	48.33	71.67	85.0	36.67	83.33	76.67
10 features	80.0	48.33	71.67	85.0	36.67	83.33	75.0
11 features	85.0	48.33	73.33	85.0	36.67	86.67	76.67

Table 4.

**The evaluation of feature selection using ETC by accuracy.**

Features' subsets	SVM (linear)	KNeighbors	Decision Tree	Random Forest	SVM (non-linear)	Naive Bayes	Gradient Boosting
ALL	83.33	61.67	73.33	81.67	61.67	83.33	75.0
4 features	80.0	71.67	70.0	78.33	63.33	80.0	73.33
5 features	83.33	70.0	73.33	83.33	63.33	85.0	70.0
6 features	81.67	68.33	73.33	78.33	63.33	80.0	71.67
7 features	81.67	63.33	73.33	80.0	63.33	83.33	71.67
8 features	81.67	58.33	73.33	80.0	60.0	81.67	73.33
9 features	80.0	61.67	73.33	80.0	65.0	81.67	75.0
10 features	81.67	61.67	73.33	81.67	65.0	83.33	75.0
11 features	83.33	61.67	73.33	81.67	61.67	86.67	78.33

The results showed that some subsets of selected features outperform the significance of initial features for both feature selection approaches (mentioned in red). Also, we can see that the prediction models work better when in the subset exist *ca*, *cp* clinical characteristics. The used evaluation metric can be defined as follows: predictive accuracy is the proportion of correctly classified outcomes either true positive or true negative.

## Discussion

Cardiovascular diseases (CVDs) are the leading cause of death globally. The prediction of CVDs in most cases depends on a complex combination of clinical characteristics (features). This study reviewed the following well known techniques for feature selection purposes: Principal Component Analysis (PCA) and Extra Tree Classifier (ETC). The experiments were performed on Cleveland Heart Disease Dataset considering 13 clinical characteristics. The result showed the proper implication between the selected subsets of features and heart disease prediction. The selected subsets of features were validated by some predictive models, i.e., Support Vector Machine (linear/non-linear), KNeighbors, Decision Tree, Random Forest, Naïve Bayes, and Gradient Boosting. The results showed that some subsets outperform the significance of initial features for both feature selection approaches. The *ca*, *cp* clinical characteristics were most important features in terms of its impact on disease progression. The evaluation of predictive models was done using predictive accuracy as a metric.

## REFERENCES

1. *Bashir S., et al.* Improving Heart Disease Prediction Using Feature Selection Approaches, 2019 16th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST), 2019. PP. 619–623, doi: 10.1109/IBCAST.2019.8667106.

2. *Spencer, Robinson, et al.* Exploring feature selection and classification methods for predicting heart disease. *Digitalhealth* vol. 6 2055207620914777. 29 Mar. 2020.
3. Chen A.H., et al., HDPS: Heart disease prediction system, 2011 *Computing in Cardiology*, 2011. PP. 557–560.
4. <https://archive.ics.uci.edu/ml/datasets/heart+disease>
5. Badaruddoza et al. Principal component analysis of cardiovascular risk traits in three generations cohort among Indian Punjabi population // *Journal of advancedre search* vol. 6, 5 (2015): 739–46.
6. *Giri D., et al.*, Automated diagnosis of Coronary Artery Disease affected patients using LDA, PCA, ICA and Discrete Wavelet Transform, *Knowledge-Based Systems*, Volume 37, 2013, Pages 274–282.
7. *Mochammad S., et al.* Stable Hybrid Feature Selection Method for Compressor Fault Diagnosis, in *IEEE Access*, vol. 9. PP. 97415–97429, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3092884.
8. *Kim Y., et al.* Explainable heat-related mortality with random forest and S.Hapley Additive ex Planations (SHAP) models // *In Sustainable Cities and Society*, 2022.
9. *Riyaz L., et al.* Heart Disease Prediction Using Machine Learning Techniques: A Quantitative Review, in *Conference on Innovative Computing and Communications*, 2021.
10. *Paikaray D., et al.* An Extensive Approach Towards Heart Stroke Prediction Using Machine Learning with Ensemble Classifier // *In International Conference on Paradigms of Communication, Computing and Data Sciences*, 2022.
11. *Johnson K., et al.* Scoring of Coronary Artery Disease Characteristics on Coronary CT Angiograms by Using Machine Learning // *In RSNA Radiology*, 2019.
12. *Diebold F.X., et al.* Comparing predictive accuracy // *In Journal of Business & Economic Statistics*, 2002.

## **НЕКОТОРЫЕ ПОДХОДЫ К ВЫБОРУ ПРИЗНАКОВ ДЛЯ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ СЕРДЕЧНО-СОСУДИСТЫХ ЗАБОЛЕВАНИЙ**

*Ч.Г. Мовсисян*

*Российско-Армянский университет*

### **АННОТАЦИЯ**

Прогнозирование сердечно-сосудистых заболеваний (ССЗ) в настоящее время представляет собой большую проблему. Это основная причина смерти на земном шаре. Практики и врачи сталкиваются с большими трудностями при прогнозировании сердечных заболеваний. Основная проблема заключается в качестве данных (клинических характеристик), которые они принимают во внимание, чтобы предсказать правильную стадию болезни сердца. В этой статье представлены и проверяются некоторые методы, которые можно использовать для прогнозирования сердечных заболеваний. На первом этапе мы берем все описанные 13 признаков из набора данных Cleveland UCI и применяем следующие методы, чтобы получить наиболее важные признаки, способствующие развитию сердечно-сосудистых заболеваний, анализ основных компонентов (РСА) и дополнительный древовидный классификатор (ЕТС). Результаты показали, что некоторые подмножества выбранных признаков превосходят по значимости исходные признаки для обоих подходов к выбору признаков. Клинические характеристики *sa*, *sr* были наиболее важными характеристиками с точки зрения их влияния на прогрессирование заболевания.

**Ключевые слова:** болезни сердца, выбор признаков, прогнозирование.

# ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

УДК 621.396.677.85

Поступила: 25.02.2022г.  
Сдана на рецензию: 18.03.2022г.  
Подписана к печати: 15.04.2022г.

## DESIGN OF CIRCULAR ANTENNA ARRAY BASED ON ORBITAL ANGULAR MOMENTUM FOR TWIST-WAVE RADIO

*S. Eyrarnjyan<sup>1</sup>, A. Stepanyan<sup>2</sup>, A. Galstyan<sup>3</sup>*

*<sup>1</sup>Russian-Armenian University*

*<sup>2</sup>National Polytechnic University of Armenia, Institute of Information and  
Telecommunication Technologies and Electronics*

*<sup>3</sup>InSol LLC, Yerevan, Armenia*

*eyrsuren@gmail.com, araratstepanyan9@gmail.com, artur.galstyan@gmail.com*

### ABSTRACT

Recent discoveries concerning rotating (helical) phase fronts and orbital angular momentum (OAM) of laser beams are applied to radio frequencies. It is discovered that OAM-based radios will be the perfect communication platforms to construct secure military communication systems. Recently, new methods have been studied and researched for creating OAM antennas. An OAM antenna based on microstrip rectangular patch has been researched and designed. Antenna radiation characterization such as radiation pattern, radiated field phase distribution in the near field, OAM modes analyzed in the FEKO environment.

**Keywords:** orbital angular momentum, microstrip antenna, OAM modes, twist wave.

## Introduction

Electromagnetic system will not only radiate energy (linear momentum) but also angular momentum (AM) into the far zone. The angular momentum associated with EM radiation is composed of spin and orbital components describing its polarization states and the phase structure distribution, respectively [1]. The electromagnetic fields carrying OAM do not propagate with plane wave front, but with helicoids, hence these waves are called “twisted waves”. When this kind of wave is in the radio frequency, it is called “twisted radio wave” [2].

OAM has found practical applications in many other fields such as radar, nanotechnology, quantum experiments and also astronomy and space sciences, improving the resolving power of diffraction-limited optical instruments and facilitating the detection of extrasolar planets [2].

There are three basic advantages regarding OAM based wireless communications which are high spectrum efficiency, more users access, high reliability for anti-jamming [3].

The common way to generate the twisted radio beams is by a circular antenna array with each element fed by the same signal, but with a successive phase element to element such that after a full turn the phase has been incremented by an integer multiple  $l$  of  $2\pi$  [2].

The purpose of this work is to design new OAM antenna for twist wave radio which includes microstrip antenna array with phase shifter.

## Problem Statement

It researched and designed OAM antenna which structure is circular antenna array includes 4 microstrip patch antenna and shown in Figure 1. The dimensions of the microstrip antenna element are depicted in Figure 2.

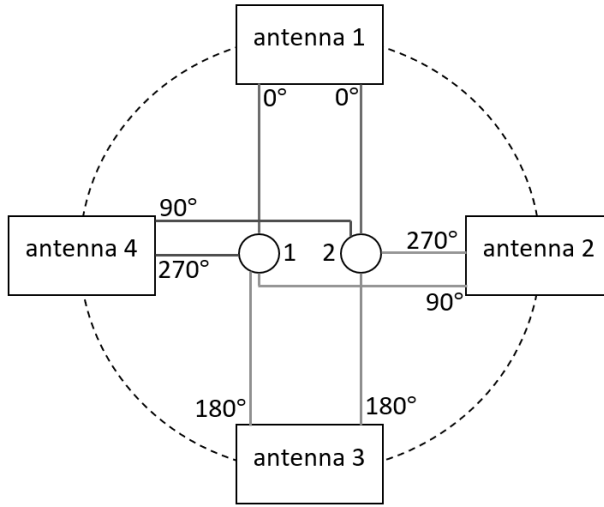


Fig. 1. The OAM antenna functional block diagram.

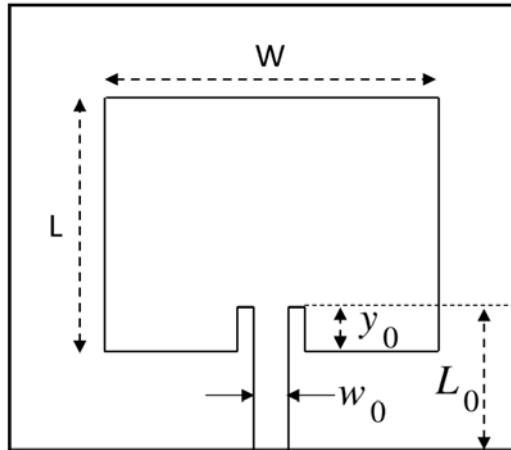


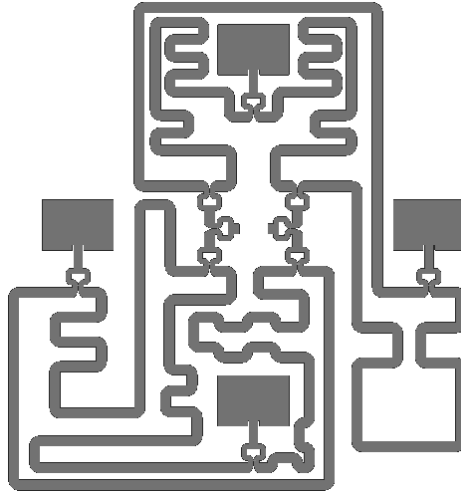
Fig. 2. Structure of microstrip patch antenna.

The extrinsic rotation is referred to as orbital angular momentum with mode numbers denoted by  $l$ . The parameters  $l$  and  $s$  can be both positive and negative integers. The angular momentum is the composition of OAM and SAM such that the angular momentum mode number  $j = l + s$ . The



Nequidistant elements in the circular antenna array are fed with unit amplitude, but with a successive phase delay from element to element such that after a full turn the phase has been incremented periodically. An OAM-carrying radio beam with mode number  $l$  can be generated if the  $n$ -th element has phase  $\Phi_n = l\Delta\varphi_n$ , where  $\Delta\varphi_n = 2\pi n/N$  is the angle of the element position [3, 4]. We assume that  $N = 4$ . Therefore, the possible OAM states are  $\pm 1$ , when the elements are fed with unit amplitude and successive phase delays of  $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$  from element to element feeding port 1 and  $0^\circ, 270^\circ, 180^\circ, 90^\circ$  feeding from port 2 (Figure 1). The designed phase shifter based on Wilkinson 1:4 power dividers providing phase distribution between array elements. The phase distribution is achieved by changing the length of feeding microstrip lines.

The structure of the designed OAM antenna is shown in Figure 3. The size of the antenna area is 12x12 cm.



*Fig. 3. Structure of designed OAM antenna.*

Microstrip patch antenna is studied and investigated. It is a popular low cost, low profile antenna structure when the application requires a broadside radiation pattern with high front-to-back ratio.

Microstrip patch antenna sizes are calculated using (3) and (4) formulas [6].

$$1. \text{ Antenna width: } W = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1),$$

$$2. \text{ Antenna length: } L = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_{eff}}} - 0.824h \frac{\epsilon_{eff}+0.3}{\epsilon_{eff}-0.258} \cdot \frac{\frac{w}{h}+0.262}{\frac{w}{h}+0.813} \quad (2),$$

where  $h$  is substrate height,  $\epsilon_{eff}$  is effective dielectric constant.

## Results

The antenna was designed and simulated using FEKO environment. The operating frequency is designed at 5GHz. Microstrip antenna designed based on FR4 dielectric with the following parameters:  $\epsilon_r = 4.6$ ,  $h = 1.6 \text{ mm}$ ,  $tg\delta = 0.017$ .

The microstrip patch antenna sizes are calculated through 1 and 2 formulas:

- 1) patch size:  $w = 25\text{mm}$ ,  $L = 18,3\text{mm}$ ;
- 2) substrate size:  $w_s = 47,8\text{mm}$ ;  $L_s = 41,13\text{mm}$ .
- 3) feeding circuit sizes:  $w_0 = 2,8 \text{ mm}$ ;  $l_0 = 8 \text{ mm}$ .

Figure 4 shows the simulated voltage standing wave ration (VSWR) of the microstrip antenna element. Antenna absolute bandwidth is 140.2 MHz. Figure 5 shows the simulated gain of the patch element. In the 2:1 bandwidth patch element gain is  $\sim 5 \text{ dBi}$ .

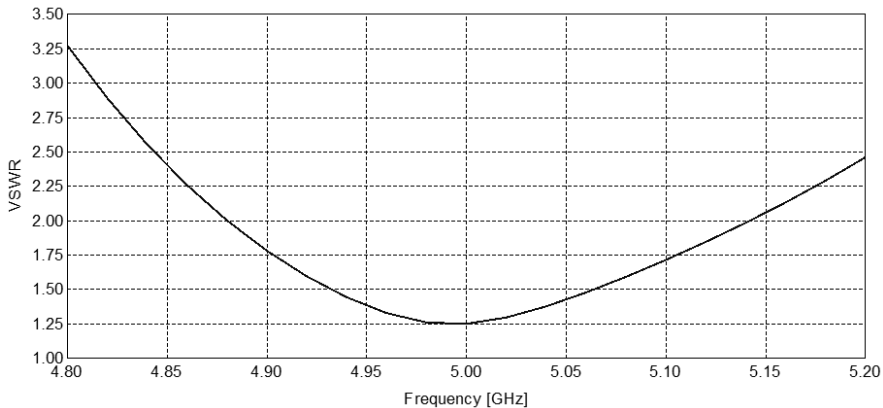


Fig. 4. Microstrip patch antenna VSWR.

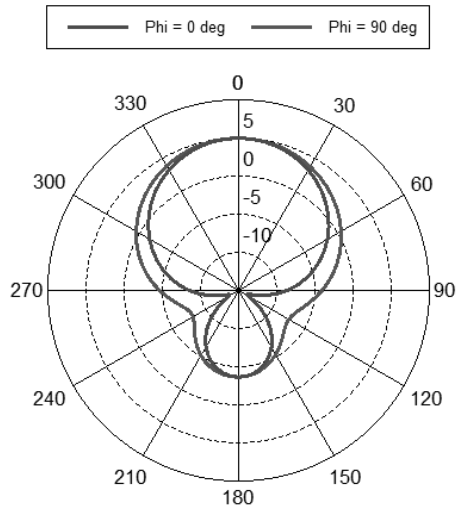


Fig. 5. Antenna simulated radiation pattern  $\theta$  and  $\phi$  plane.

Figure 6 shows phase and magnitude distribution of electric field with  $l = -1$  mode at 5GHz, and figure 7 with  $l = +1$  mode.

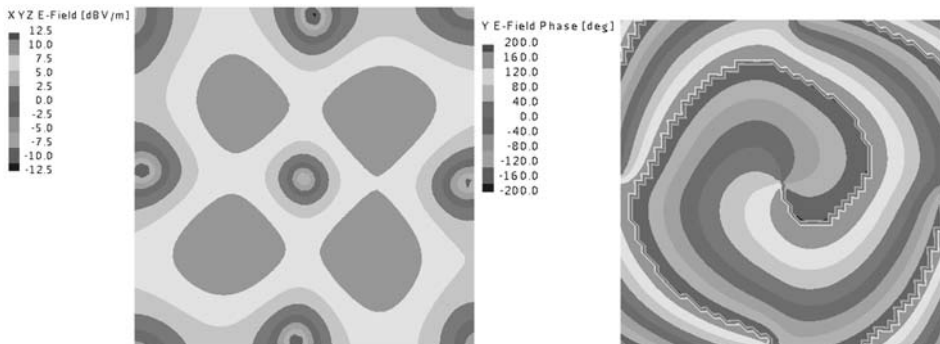


Fig. 6. The phase and magnitude of electric field with  $l = -1$  at 5GHz.

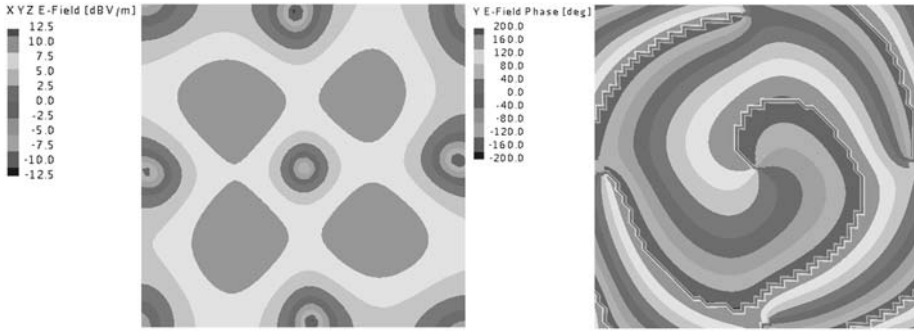


Fig. 7. The vector and magnitude of electric field with  $l = +1$  at 5GHz.

It is observed that the OAM states of  $\pm 1$  are legible when calculating the number of helical wavefronts ( $n$ ) in clockwise direction or anticlockwise direction. Radiation pattern for these modes are directional with 5 dBi maximum gain.

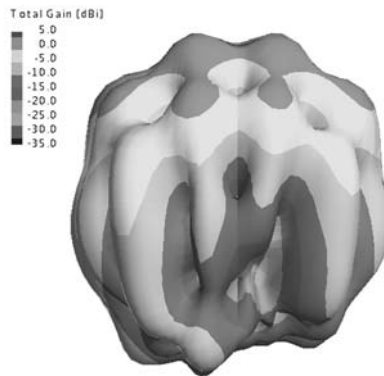


Fig. 8. OAM antenna 3D radiation pattern for  $l = -1$  and  $l = +1$  modes at 5 GHz frequency.

As shown in the Figure 6 and 7, amplitude distribution isn't evenly and amplitude in the direction of the main radiation is very low:  $E_0 = -12\text{dBV/m}$ . This is the main disadvantage of this structure and for solving this problem we will consider antenna with lens or reflector for the future.

For the comparison with 0 and +1 modes, another structure is designed where phase distribution from the port 1 is  $0^\circ$  and from the port 2 is  $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$  (Figure 9). Figure 10 shows amplitude, phase distribution and radiation pattern of OAM antenna with  $l = 0$  mode. Antenna radiation pattern consists of multiple beams with different gain unlike  $l = -1$  and  $l = +1$  modes. Compared with phase distributions,  $l = 0$  mode has different distribution, and it doesn't have clockwise and anticlockwise direction.

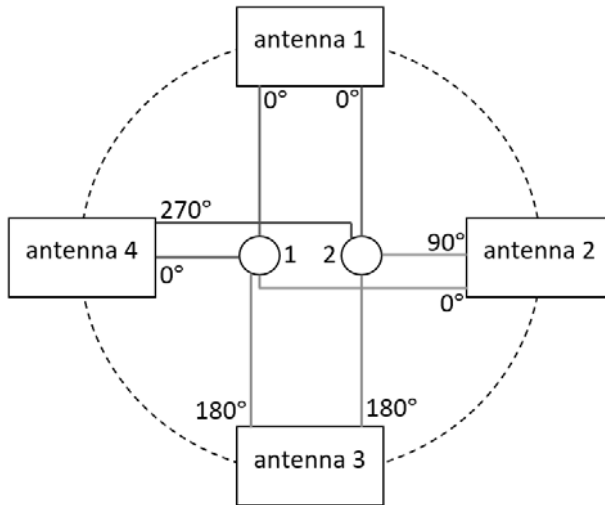


Fig. 9. OAM antenna with 0 and +1 modes.

## Conclusion

Orbital angular momentum antennas are investigated and designed with  $\pm 1$  and 0, +1 modes at 5 GHz frequency which is the circular antenna array including 4 microstrip antennas. In this case the possible OAM states are  $\pm 1$  and 0, +1. To achieve OAM antenna  $\pm 1$  when the elements are fed with unit amplitude and successive phase delays of  $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$  from element to element feeding port 1 and  $0^\circ, 270^\circ, 180^\circ, 90^\circ$  feeding from

port 2. It is observed that the OAM states of  $\pm 1$  are legible when calculating the number of helical wavefronts ( $n$ ) in clockwise direction or anticlockwise direction.

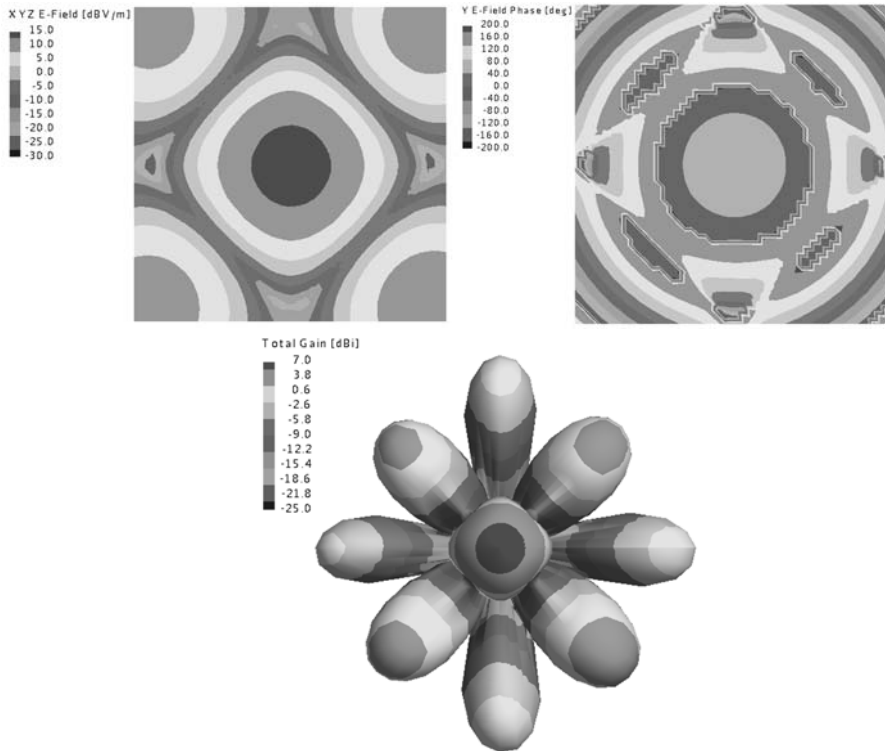


Fig. 10. OAM antenna amplitude, phase distribution and radiation pattern with  $l = 0$  mode.

For comparing with OAM antenna 0, +1 modes it is designed phase shifter which provide equal from the port 1 is  $0^\circ$  and  $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$  phase distributions from the port 2.

The main disadvantage of this structure is the low amplitude in the main direction of radiation. To resolve this problem in the future it's planned to use lens or reflector to direct the radiowaves.

## REFERENCES

1. Siavoush M. Mohammadi, Lars K.S., Daldorff, Jan E.S. Bergman, Karlsson R.L., Forozesh K., Tobia D. Carozzi Orbital angular momentum in radio a system study// IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2014.
2. Zheng Sh., Xiaonan Hui, Xiaofeng Jin, Chi H., and Zhang X. Transmission Characteristics of a Twisted Radio Wave based on Circular Traveling-wave Antenna// IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2015.
3. Cheng W., Zhang W., Jing H., Gao Sh. and Zhang H. Orbital Angular Momentum for Wireless Communications // IEEE Wireless Communications. 2018.
4. Tamburini F., Mari El., Sponselli A., Thid'e Bo, Bianchini1 A. and Romanato F. Encoding many channels on the same frequency through radio vorticity: first experimental test// New Journal of Physics. 2012.
5. Deng Ch., Chen W., Zhijun Zh., Yue Li and Feng Zh. Generation of OAM Radio Waves Using Circular Vivaldi Antenna Array// International Journal of Antennas and Propagation. 2013.
6. Pozar D.M. Microwave Engineering. 4<sup>th</sup> edition, John Wiley & Sons. 2011. 147p.
7. Thomas A. Milligan Modern Antenna Design. 2<sup>nd</sup> edition, John Wiley & Sons. 2005. 313p.

**РАЗРАБОТКА КРУГОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НА ОСНОВЕ  
ОРБИТАЛЬНОГО УГЛОВОГО МОМЕНТА ДЛЯ РАДИО  
С ВИТЫМИ ВОЛНАМИ**

**С.Г. Ейрамджян<sup>1</sup>, А.Г. Степанян<sup>2</sup>, А.В. Галстян<sup>3</sup>**

<sup>1</sup> *Российско-Армянский университет*

<sup>2</sup> *Национальный Политехнический университет Армении,  
Институт Информационных и Телекоммуникационных технологий и  
электроники*

<sup>3</sup> *ООО «Инсол», Ереван, Армения*

Недавние открытия, касающиеся вращающихся (спиральных) фазовых фронтов и орбитального углового момента (ОУМ) лазерных лучей применяются к радиочастотам. Было обнаружено, что радиостанции на базе ОУМ станут идеальной

коммуникационной платформой для построения защищенной военной системы связи. В последнее время изучаются и исследуются новые методы создания антенн ОУМ. В данной работе была исследована и разработана ОУМ-антенна на основе микрополосковых прямоугольных антенн. Характеристики излучения антенны – такие как диаграмма направленности, фазовое распределение излучаемого поля в ближнем поле, режимы ОУМ анализировались в среде FEKO.

**Ключевые слова:** орбитальный угловой момент, микрополосковая антенна, режимы ОУМ, витые волны.



УДК 621.317.7.023

Поступила: 03.01.2022г.

Сдана на рецензию: 12.01.2022г.

Подписана к печати: 02.02.2022г.

## ИЗМЕРЕНИЕ ВЕЛИЧИНЫ ВЕКТОРА ОШИБОК СТАНДАРТА WiFi 7 МЕТОДОМ КРОСС-КОРРЕЛЯЦИИ

*Г.А. Цатурян*

*Национальный политехнический университет Армении*

*grigor.tsaturyan99@gmail.com*

### АННОТАЦИЯ

В современных системах связи – таких, как WiFi 7, используются квадратурные модуляции высокого порядка и сигналы с полосой пропускания до 320 МГц. К величине вектора к ошибкам таких сигналов предъявляются более жесткие требования по точности, и для того чтобы соответствовать этим требованиям, предлагаются новые методы тестирования. В системах для ошибки при измерении величины вектора классическим методом используется один радиочастотный анализатор. В этих системах собственный порог шума близок к требованиям современных систем связи.

В данной статье исследован кросс-корреляционный метод измерения величины вектора ошибки. Этот метод позволяет удалить шум анализатора из измерений и получить более низкий пороговый уровень шума для измерения величины вектора ошибки. В данном методе используются два векторных анализатора радиочастотных сигналов.

**Ключевые слова:** Величина вектора ошибки, EVM, WiFi 7, метод кросс-корреляции, приемопередатчик векторного сигнала.

## Введение

С развитием систем связи увеличивается полоса пропускания используемых в них сигналов, уменьшается мощность сигнала и усложняются виды модуляции, что из-за увеличения шума затрудняет измерение величины вектора ошибок (Error Vector Magnitude – EVM) [1].

EVM является наиболее распространенной мерой качества модуляции, используемой в цифровой связи. Он описывает отклонение точки созвездия IQ между идеальным и реальным положениями. Графическое представление EVM показано на Рис. 1 [2].

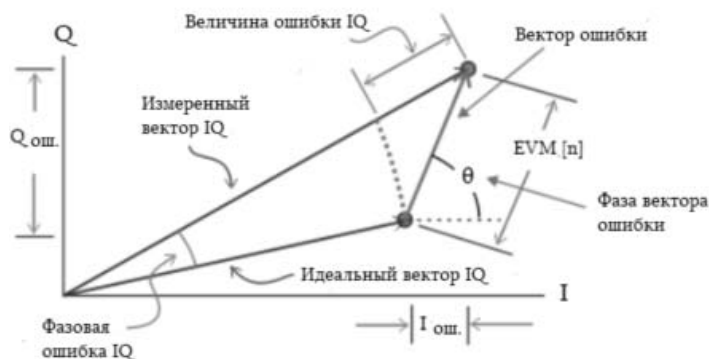


Рис. 1. Графическое представление EVM.

EVM обозначается выражением (1) и представляется в процентах или дБ:

$$EVM (\%) = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} I_{\text{ош}} [n]^2 + Q_{\text{ош}} [n]^2}}{EVM_{\text{норм}}}, \quad (1)$$

где  $I_{\text{ош}} = I_{\text{идеальный}} - I_{\text{измеренный}}$ ,  $Q_{\text{ош}} = Q_{\text{идеальный}} - Q_{\text{измеренный}}$ ,  $n$  – индекс символов,  $N$  – количество символов,  $EVM_{\text{норм}}$  – величина самой дальней точки созвездия [3] □

Существует два метода измерения EVM: с помощью одного анализатора и кросс-корреляционный. В первом случае блок-схема измерительной системы выглядит следующим образом (Рис. 2):

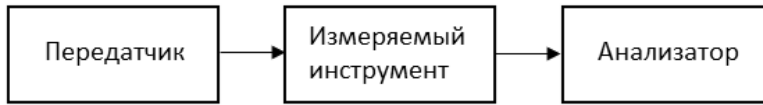


Рис. 2. Блок-схема измерительной системы с одним анализатором.

Преимуществом этого метода является использование одного анализатора, а недостатком – влияние шума передатчика, измерительного устройства и анализатора на измерение EVM. Кросс-корреляционный метод измерения EVM удаляет шум анализатора из измерений, поэтому можно измерить более низкий EVM по сравнению с методом одного анализатора. При использовании этого метода необходимо использовать два анализатора. Выходной сигнал тестирующего устройства через делитель передается на анализаторы (Рис. 3).

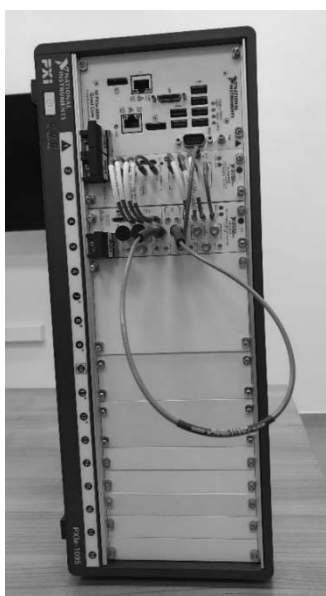


Рис. 3. Блок-схема измерительной системы методом кросс-корреляции.

Использование двух анализаторов позволяет коррелировать полезный сигнал, и поскольку шумы анализаторов не коррелируются, они удаляются из измерений [4].

**Постановка задачи.** Целью работы является сравнение значений порогового EVM тестовой системы, измеренных одним анализатором и методами кросс-корреляции с использованием сигнала стандарта WiFi 7 (802.11be).

**Результаты исследования.** Векторный приемо-передатчик NI PXIe-5831 использовался в измерительной системе при методе одного анализатора (Рис. 4, а). В диаграмме, представленной на Рисунке 4, б), тракт передачи IF0 приемо-передатчика соединен с трактом приема IF1.



a)



b)

*Рис. 4. а) Измерительная система методом одного анализатора;  
б) Блок-схема измерительной системы методом одного анализатора.*

Алгоритм измерения был разработан в программной среде LabVIEW. Графический интерфейс алгоритма показан на Рис. 5.

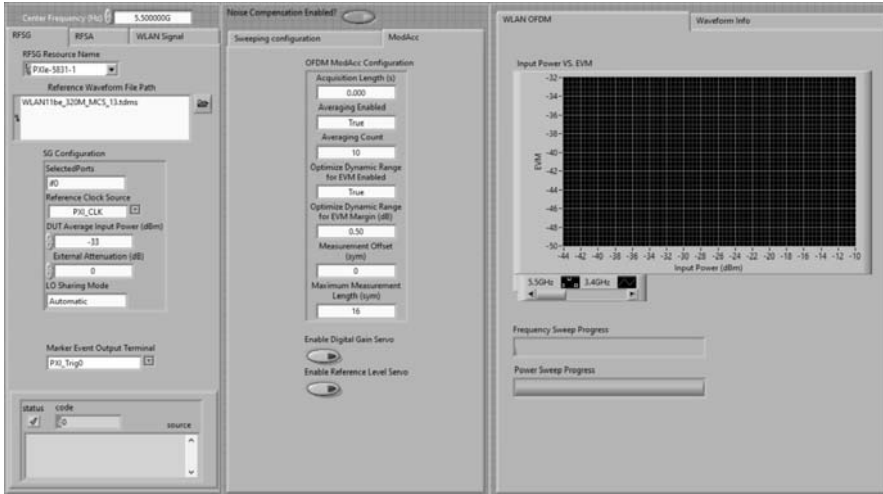


Рис. 5. Графический интерфейс алгоритма с методом измерения одного анализатора.

Измерения проводились для стандарта WLAN 802.11be с сигналом, шириной полосы 320 МГц и модуляцией MCS13 (4096 QAM) на частоте 5.5 ГГц, с мощностью сигнала от  $-20$  дБм до 10 дБм и температурой  $+ 23$  °С. Пороговые значения EVM, измеренные методом одного анализатора, достигают  $-48$  дБ (Рис. 6).

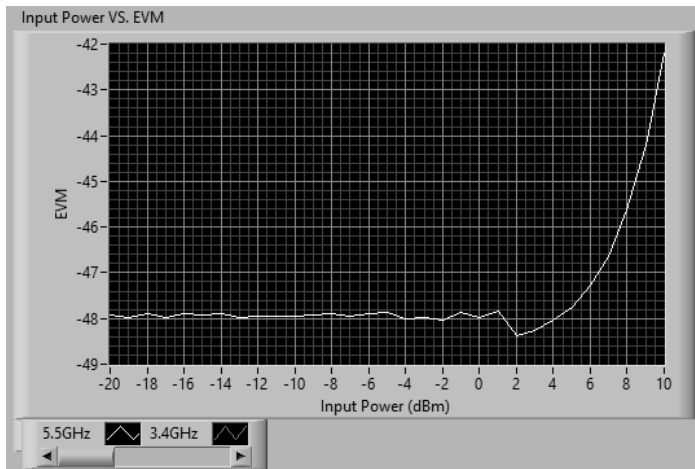


Рис. 6. Результаты измерений EVM методом одного анализатора.

На Рис. 7 показана система измерения EVM с методом кросс-корреляции, в которой используются два векторных приемопередатчика NI PXIe-5831: а) блок-схема системы, б) внешний вид передней панели измерительной системы. Тракт передачи IF0 первого NIPXle-5831 подключен к входу делителя, а выходы делителя подключены к трактам приемопередатчиков IF1. Оба приемопередатчика используют один и тот же гетеродин: выход гетеродина первого NIPXle-5831 (LO2out) подключен к входу смесителя второго NIPXle-5831 (LO2in).

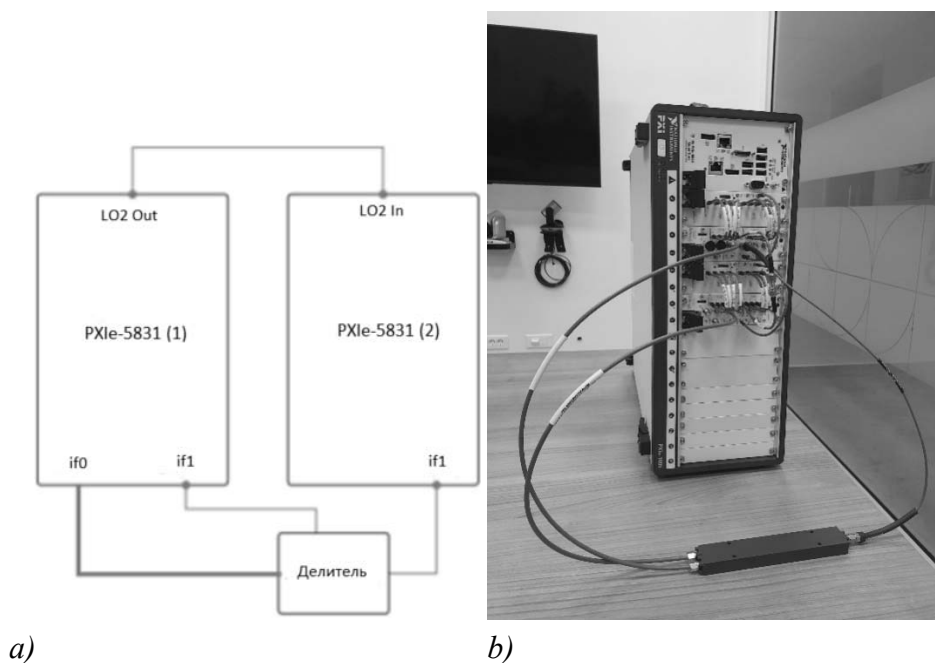


Рис. 7. а) Блок-схема измерительной системы методом кросс-корреляции;  
б) Внешний вид передней панели измерительной системы методом кросс-корреляции.

Результаты EVM, показанные на Рис. 8, проведенные методом кросс-корреляции, показывают, что пороговый EVM уровень системы

достигает -51 дБ. Из измерений, проведенных обоими методами, видно, что результаты пороговых значений EVM, полученные методом кросс-корреляции, были улучшены на 3 дБ.

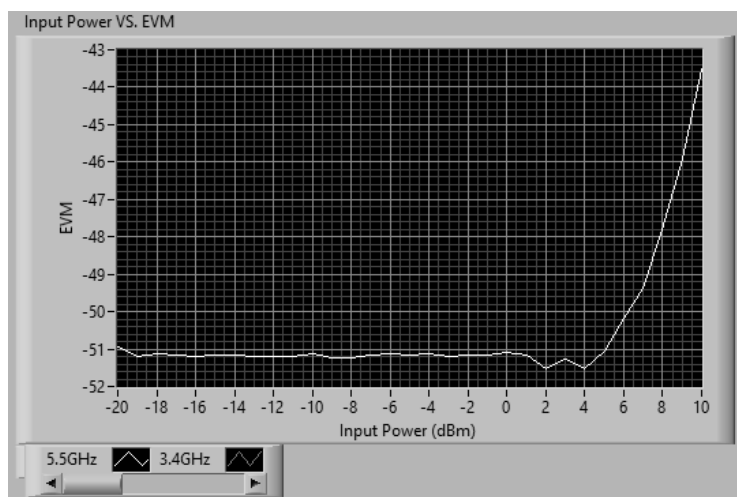


Рис. 8. Результаты измерений EVM методом кросс-корреляции.

## Заключение

В статье сравнивались пороговые значения EVM измерительной системы с использованием метода одного анализатора и кросс-корреляции. Измерения проводились для стандарта WLAN 802.11be с сигналом шириной полосы 320 МГц и модуляцией MCS13 (4096 QAM) на частоте 5.5 ГГц, с мощностью сигнала от -20 дБ до 10 дБ и температурой + 23 °С. Векторный приемо-передатчик NI PXIe-5831 использовался в качестве генератора и анализатора сигналов, а алгоритм измерений был смоделирован в программной среде LabVIEW.

Для частоты 5,5 ГГц и мощности приема от -20 дБм до 5 дБм пороговые значения EVM измерительной системы, измеренные методом одного анализатора, достигают -48 дБ, а методом кросс-корреляции до -51 дБ.

Таким образом, применение метода кросс-корреляции позволяет улучшить пороговые значения EVM до 3 дБ, что позволит проводить измерения EVM для низкошумных устройств, используемых в современных системах связи.

## ЛИТЕРАТУРА

1. NI Improving the EVM Results of Modulated Wideband Signals, 2021.
2. LitePoint EVM: Why it Matters and how it's Measured, 2021.
3. Keysight Technologies Modulation Accuracy-EVM.
4. *Jacques B., Sombrin, Medrel P.* Cross-correlation method measurement of Error Vector Magnitude and application to power amplifier non-linearity performances, 2016.

## ERROR VECTOR MAGNITUDE MEASUREMENT OF WIFI 7 STANDARD WITH CROSS-CORRELATION METHOD

*G. Tsaturyan*

*National Polytechnic University of Armenia*

Modern communication systems, such as WiFi 7, are using high order quadrature modulations and signals with a bandwidth of up to 320MHz. The error vector magnitude of such signals are subject to more stringent accuracy requirements. In order to meet those requirements new testing methods are being proposed. One radio frequency analyzer is being used in the classical method of error vector magnitude measurement systems. In those systems noise threshold is close to the requirements of modern communication systems.

In the article cross correlation method of error vector magnitude measurements has been investigated. This method allows the noise of the analyzer to be removed from the measurements and to obtain a lower noise threshold level for measuring error vector magnitude. Two radio frequency vector signal analyzers are being used in this method.

**Keywords:** Error vector magnitude, EVM, WiFi 7, cross correlation method, vector signal transceiver.



УДК621.317.7.023

Поступила: 07.01.2022г.

Сдана на рецензию: 12.01.2022г.

Подписана к печати: 21.01.2022г.

## РАЗРАБОТКА ВЫСОКОМОЩНОЙ УНИВЕРСАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ РАДИОПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ ДЛЯ СОГЛАСУЮЩИХ СХЕМ АНТЕНН МОБИЛЬНОЙ СОТОВОЙ СВЯЗИ

*С.В. Антонян*

*Национальный политехнический университет Армении*

*samwellantonyan@gmail.com*

### АННОТАЦИЯ

Одной из важнейших проблем современных систем связи является оценка высших гармоник в компонентах цепи. В связи с высокой линейностью, предлагаемых в настоящее время компонентов, для тестирования необходимо использовать сигналы высокой мощности. Разработана и протестирована измерительная система, с помощью которой можно измерять высшие гармоники и S-параметры в усилителях и переключателях. Высшие гармоники, являющиеся эталоном для оценки измерительной системы, представлены в программной среде LabVIEW, как и результаты оценки гармоник тестируемого устройства. Приведена структурная схема разработанной измерительной системы высокой мощности, а также результаты расчетов в виде графических изображений.

**Ключевые слова:** Система мобильной связи 4-го поколения (4G), система измерения гармоник, усилитель мощности, радиочастотный переключатель, антенный тюнер.

## **Введение**

Разнообразие частотных диапазонов современных стандартов связи вызывает ряд проблем, в том числе согласование импеданса антенного входа на разных частотных диапазонах. Для решения подобных проблем и с целью уменьшения коэффициента стоячей волны, отраженной в радиочастотном контуре, осуществляется проектирование согласующих схем в различных частотных диапазонах. Подключение таких согласующих цепей к антенне осуществляется с помощью радиопереключателей, что приводит к снижению потерь из-за согласования антенны и повышению КПД.

В связи с высокой линейностью предлагаемых в настоящее время радиопереключателей для тестирования необходимо использовать сигналы высокой мощности. Массовому производству полупроводниковых приборов, используемых в таких системах, предшествует тестирование характеристик устройства. Однако из-за ограничений максимальной мощности прецизионных приемопередатчиков векторных сигналов, представленных на рынке – таких, как максимальная мощность передачи-приема (примерно 20 дБм) и неточность выходного сопротивления устройства, тестирование таких радиопереключателей становится весьма проблематичным.

Основными параметрами для тестирования таких радиопереключателей являются параметры рассеяния цепи (S-параметры) [1] и уровень амплитуд гармоник высшего уровня.

**Постановка задачи.** Спроектировать измерительную систему, которая позволит проводить испытания радиочастотного переключателя при высокой входной мощности. На Рис. 1 показана структурная схема системы.

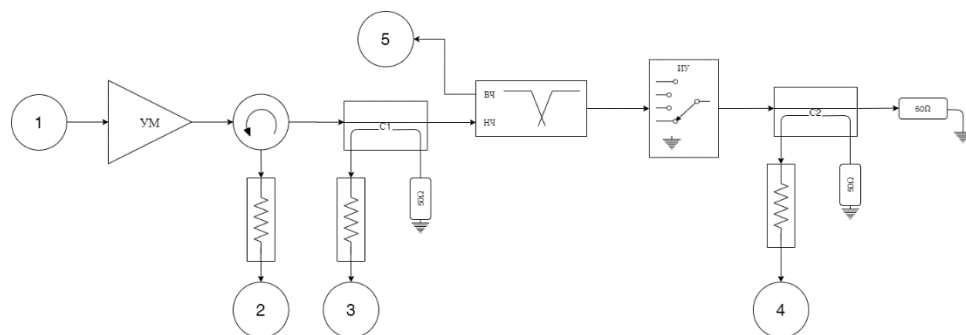


Рис. 1. Структурная схема испытательной системы.

Из блока 1, которая является векторным генератором сигналов, тестовый сигнал подается на измерительную систему. Из-за ограничения максимальной мощности передающего устройства, к входу подключается большой усилитель мощности (УМ), чтобы обеспечить необходимый уровень мощности для тестовой системы. Мощность входного сигнала, поступающего на тестовое устройство, предварительно оценивается в блоке приемника 3, который задается с помощью ответвителя О1 [2]. Для измерения одного из S-параметров тестируемого устройства ИУ переключается в изолированный режим, в котором вся мощность отражается от входа тестируемого устройства. Циркулятор (Ц) защищает усилитель от сигнала большой мощности, действующего в обратном направлении. Поскольку входной сигнал уже измерен, измерение отраженного сигнала в блоке 2 векторного анализатора сигналов позволяет определить параметр  $S_{11}$  (коэффициент отражения) [3].

Сигнал с ответвителя С1 подается на низкочастотный вход диплексора. После дополнительной фильтрации тестового сигнала ИУ подключается к выходу диплексора. Оценка выходной мощности производится на блоке приемного устройства 4, сигнал на который подается с помощью ответвителя С2. Уровни мощности, измеренные в блоках 4 и 3, позволяют определить параметр  $S_{21}$ . Высшие гармоники, обусловленные нелинейностью тестируемого радиопереключателя,

отражаясь обратно на вход тестовой системы, могут быть оценены в блоке приемного устройства 5, сигнал на который поступает по высокочастотной цепи диплексора. В режиме изоляции ИУ входная мощность полностью отражается, что можно измерить с помощью циркулятора, изменив направление сигнала на блок 2.

**Результаты исследования.** В ходе проведенного исследования на частоте 900 МГц был сгенерирован уровень мощности 46 дБм. После нескольких часов работы в условиях комнатной температуры выяснилось, что уровень гармоник тестируемой системы находится в допустимом диапазоне. Уровень мощности гармоник 2-го порядка системы для заданной мощности и частоты, как показано на Рис. 2, составил -88 дБм при требуемых -80 дБм.

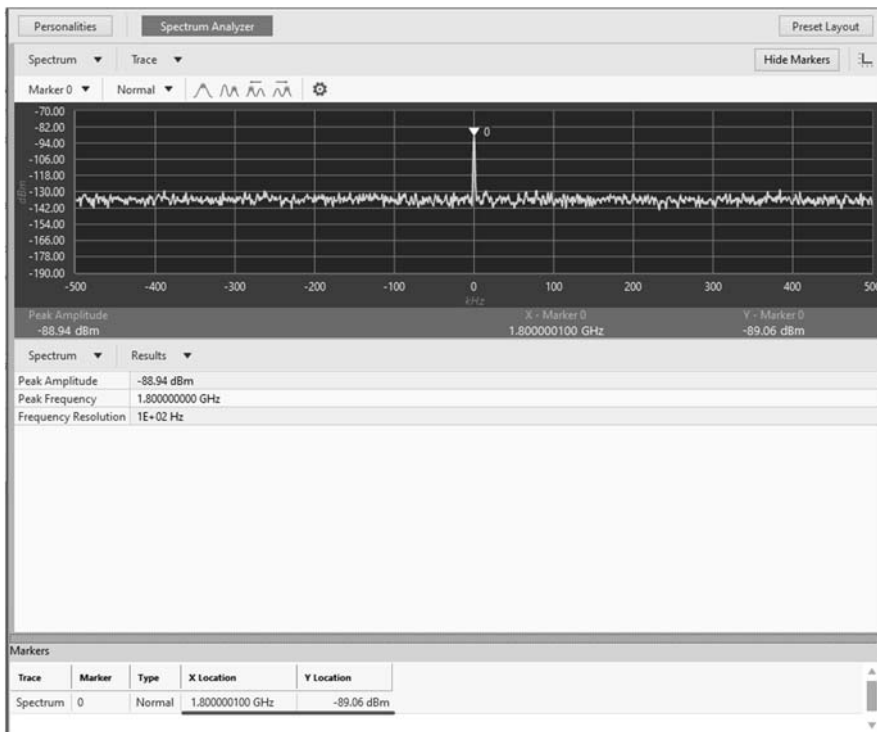


Рис. 2. Уровень гармоник испытательной системы без тестируемого компонента.

На начальном этапе исследования отклонение мощности гармонического сигнала составило 12 дБ, что, как выяснилось в результате анализа, являлось коэффициентом недостаточной стоячей волны одного из узлов.

В результате коррекции ошибок уровень гармоник 2-го порядка тестовой системы вместе с ИУ составил примерно -76 дБм (Рис. 3).

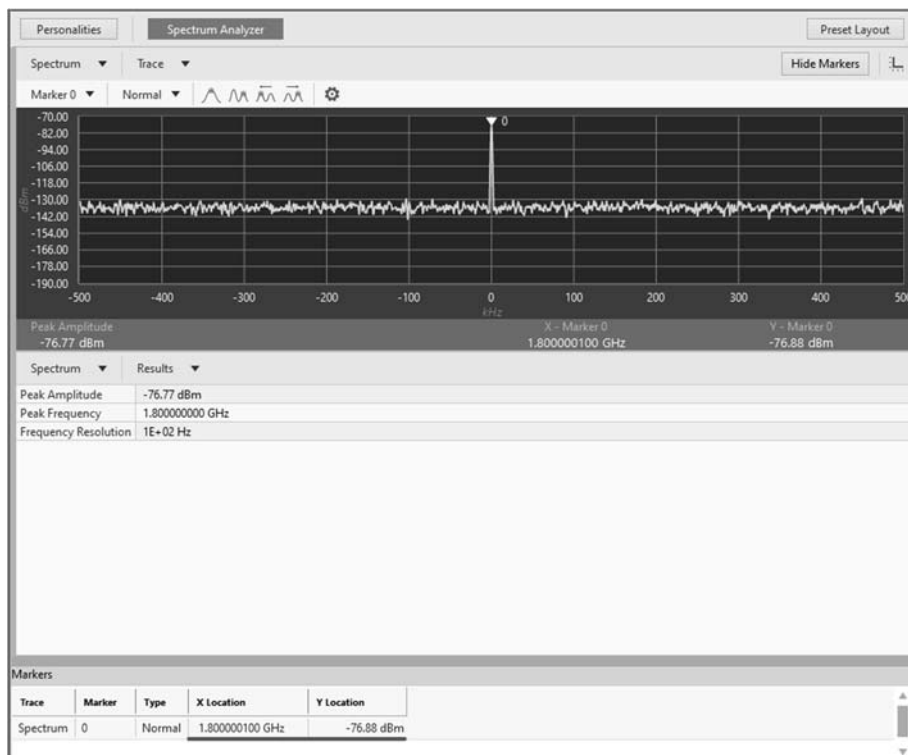


Рис. 3. Уровень гармоник тестируемого устройства.

Тракт сигнала выходной мощности очень чувствителен. Он должен быть оптимизирован для достижения наилучшего коэффициента отражения, что означает высококачественные кабельные соединения и идеальную чистую среду. В качестве примера можно привести очистка входов медицинским спиртом, что улучшило уровень гармоник на 3–4 дБ.

## **Заключение**

Разработана и испытана система измерения высших гармоник, обусловленных высоким уровнем сигнала в усилителях мощности, а также для измерения S-параметров устройств. В программной среде LabVIEW был выполнен сравнительный анализ гармоник 2-го порядка испытательной системы без ИУ, а также результаты оценки гармоник тестируемого радиопереключателй.

## **ЛИТЕРАТУРА**

1. *David M. Pozar* Microwave Engineering. Fourth Edition // John Wiley & Sons, Inc., 2012, pp. 178–180.
2. *Joseph J. Carr* Practical Radio Frequency Test & Measurement // Butterworth-Heinemann, 1999. P. 118.
3. *Collier R.J. and Skinner A.D.* Microwave Measurements 3rd Edition // IET Electrical Measurement Series, Volume 12, 2007. P. 23.

## **DEVELOPING OF A HIGH-POWER UNIVERSAL SYSTEM FOR MEASURING ANTENNA TUNERS FOR MATCHING CIRCUITS OF MOBILE CELLULAR COMMUNICATION ANTENNAS**

*S. Antonyan*

*National Polytechnic University of Armenia*

One of the most important problems in modern communication systems is the assessment of higher harmonics in circuit components. Due to the high linearity of the components currently offered, it is necessary to use high power signals for testing. Measurement system has been developed and tested, which allows to measure the higher harmonics and S parameters in amplifiers and antenna tuner switches. The higher harmonics, which are the standard for evaluating the measuring system are presented in LabVIEW software environment, as well as the results of evaluating the harmonics of the device under test. The structural diagram of the developed high power measurement system are shown, as well as the calculation results in the form of graphic images.

**Keywords:** 4-th generation (4G) mobile communication system, harmonic measurement system, power amplifier, RF switch, switch, antenna tuner.

УДК621.3.049.77

Поступила: 06.04.2022г.

Сдана на рецензию: 13.04.2022г.

Подписана к печати: 25.04.2022г.

## TRANSISTOR AGING MINIMIZATION METHOD FOR MULTI OUTPUT LEVEL CONVERTER DESIGN

*H. Kostanyan, S. Harutyunyan, G. Voskanyan, S. Ghukasyan*

*Synopsys Armenia Educational Department*

*harutyk@synopsys.com, sergo@synopsys.com, garnikv@synopsys.com,  
ghukasya@synopsys.com*

### ABSTRACT

Nowadays integrated circuits (IC) are used in various systems such as medical devices, military systems etc. therefore additional accuracy during design process is needed.

In modern integrated circuits due to technology downscaling there is a challenge to keep transistors in appropriate working conditions, as technology nodes become smaller and the supply voltages of circuits not following the scaling process, causing stress between transistor terminals.

Voltage stress is one of many challenges that need to be reviewed closely during circuit design process, as it may cause side effects that will shorten transistor lifetime and cause lower accuracy in design. Stress could cause transistor's threshold voltage and current changes as well. Level converters are one of the design portions that could work with various voltage levels. Based on design suggestions described in this paper, reliability improvement method proposed for level shifters. Proposed method allows to use only thin oxide devices in level shifter design. Various output levels make the circuit flexible in usage.

**Keywords:** reliability analysis, level shifter circuit, integrated circuit, digital signal processing, voltage stress.

## **Introduction**

Nowadays digital systems are the core part of integrated circuits, processing digital signals with different amplitudes. These signals connecting parts of design supplied by different voltages.

One of the reasons for operating voltage differences in chips is power consumption optimization, besides devices out of chips could use higher voltage levels. There is need to have circuits that could convert voltage levels for all parts of chip, keeping digital 1 and 0 levels comprehensible. This kind of circuits should be diminutive and easy designed as could be used as standard cells in digital libraries.

Level shifters are devices that work in such conditions. There are two main types of level shifters which transferring voltage logic 1 level either from high to low voltage nor from low to high level. The other types of these devices could transform not only logic 1 level to higher (lower) levels, but both logic 0 and 1 levels, these circuits are called dual logic level converters and widely used nowadays.

As the transistor's sizes grow smaller during technological progress the allowed voltage difference between transistors terminals are also scaling down. As a result during design process circuits designers should consider that additional stress on transistor's terminals should be avoided [1].

Stress could bring up additional degradation on transistors due to drift effects caused by aging. Negative bias temperature instability (NBTI) and hot carrier injection (HCI) effects are one of them.

Aging effects tend to change device parameters during transistor lifetime. NBTI effect for instance is causing threshold voltage degradation. Higher threshold voltage brings transistor operating point changes. Threshold changes reduce even faster when circuit works on high temperatures or elevated supply voltages. Gate length and operating voltages scaling makes transistors parameters variations such as threshold and current more tangible in modern systems.

HCI effect also brings transistor characteristics degradation. It damages NMOS and PMOS gate oxides. As transistor operating at high



temperature and voltage conditions, carriers accumulate sufficient amount of kinetic energy by field to jump potential barrier of gate oxide (SiO<sub>2</sub>). As mentioned transistor sizes scaling aggressively than supply voltages, consequently electrical field is also going to obtain higher values in parallel with technologies shrinking (1) [2].

$$E_{vertical} = \frac{V_{nom}}{T_{ox}} \quad (1)$$

The formula shows the increasing electrical field which is described in the international technology road map for semiconductors. Where  $V_{nom}$  is predicted supply.

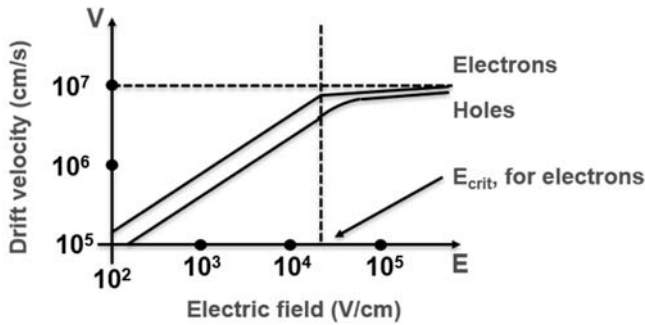


Fig. 1. Velocity of drift versus electrical field values.

The velocity of hot carriers in some cases where electrical field is high enough could be higher than the saturation velocity (Fig 1). [3].

$$\Delta V_{TH} \sim \frac{1}{\sqrt{L}} \exp(\alpha_1 E_{OX}) \exp(\alpha_2 V_{DS}) t^{n_{HC}} \quad (2)$$

where:

$E_{ox}$  – oxide electrical field;

$n_{HC}$  – time exponent;

$\alpha_1$  and  $\alpha_2$  – voltage scaling factors;

$V_{DS}$  – drain source voltage difference.

The dependency of threshold voltage change on account of hot carrier effect is explained above (2) [4].

The carriers that already gained enough energy could crash into Si atoms and bring out electron-hole pairs causing ionization. In their turn generated carriers accelerated by field can again cause ionization, Generated carriers could be injected into oxide or could harm the interface. This effect is maximal when voltage between drain and source is much higher from gate-source voltage (Fig. 2).

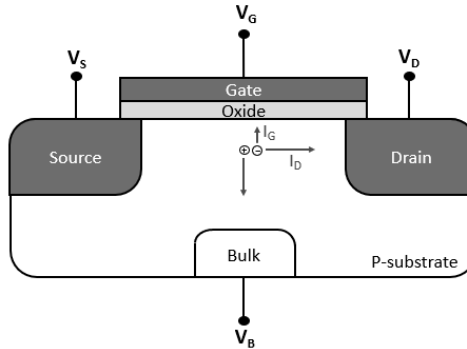


Fig. 2. Accelerated hot carriers.

Another effect could be caused when hot carriers themselves could be injected into oxide; they could gain momentum into gate direction by high gate voltage. If the gate voltage is high enough, electrons could be able to jump over potential barrier and enter the oxide (Fig. 3).

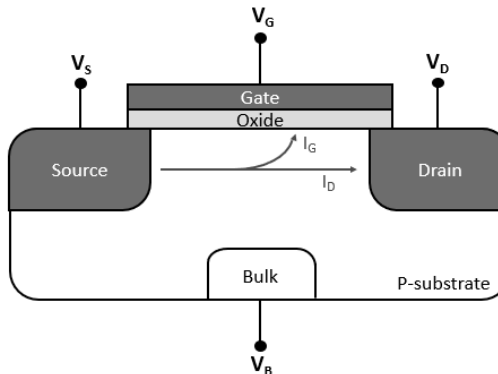


Fig. 3. Channel hot carrier.

The aging effects need to be modeled in simulations carefully nowadays. Gate delay degradation, threshold voltage changes, are slowing down transistors and could change the timing parameters of circuit causing setup/hold time issues.

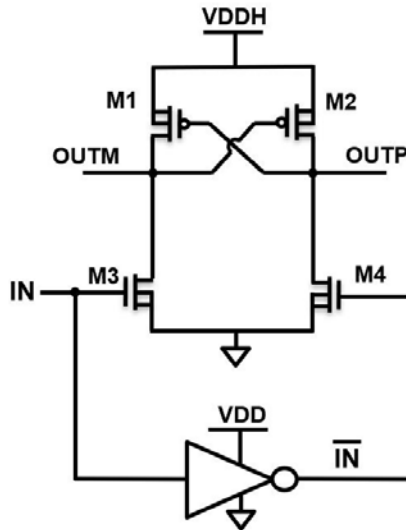


Fig. 4. Common level shifter structure.

For the level shifter circuit described issues are common because the low (VDD) and high (VDDH) supply levels could be far from each other (Fig. 4). Not all technologies have thick oxide devices, or not fabricated to operate under stress conditions caused by high voltage differences between the transistor's terminals.

Looking into common level shifter design the weak points of circuit need to be understood. The control transistors are M3 and M4 which are driving input signal. The input signal is formed by VDD level which is the low supply level of design, output signal on its turn forming by VDDH level. Logic 1 level at input (VDD) opens M3 transistor and the second input transistor M4 operating in off mode. As M4 is open it drives M2 drain to zero level which also opens. In this case M2 driving output (outp) to logic

1 level but in this case its VDDH level. On other hand outp closes the M2 transistor and outm reaches 0 level.

Need to be noted that all transistors are designed and fabricated to have maximum voltage difference between terminals equal to VDD, thus when VDD signal reaches circuit input and outp has VDDH level and outm 0 level the voltage difference between M2 drain source is equal to VDDH, which is not allowed. When input reaches 0 level the situation is vice versa for M3 M4 and M1 M2 devices. For some designs, upper transistors M1 and M2 is thick oxide devices, and assumed stress level allows to operate them without stress.

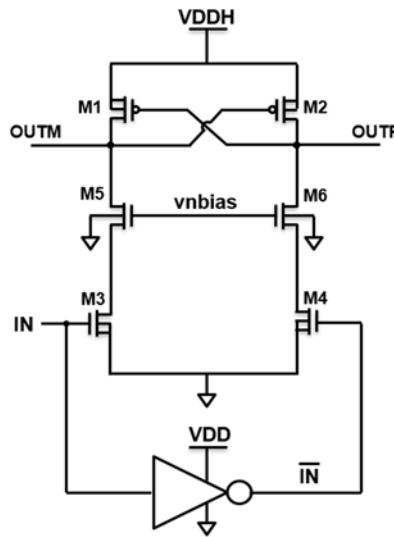


Fig. 5. Cascoded level shifter structure.

To solve transistors overstress issue and provide acceptable conditions for transistors functionality cascading method could be used (Fig. 5) [5]. With that simple method transistors will surely be under work conditions defined by fab (no stress) and will have much longer lifetime.

Usually, cascode transistors gate receives constant bias voltage value which limits drain and source voltage levels above its value, other case

transistor will be closed. As voltage levels could be limited for transistors terminals, right decided bias value for cascode devices could bring desirable result for the circuit.

### **Architecture and Operation Principle**

Proposed architecture of level shifter using cascoding method and final stage with  $v_{pbias}$  supply allows to have 2 pairs of outputs (Fig. 6). OOUTP and OOUTN pair have low level 0 and high level  $V_{DDH}$ , final stage outputs 0.4V and  $V_{DDH}$  accordingly. This allows to have universal standard cell in libraries which could provide multiple voltages at once for switches depending of their supply level. The main stage is cascoded level shifter circuit which transistors have no stress issues.

The first stage work principal is same as for simple level shifter, the outputs OOUTN and OOUTP provide stable voltage depending on input level, the logic 1 level for this output is  $V_{DDH}$  which equal to 1.2V, for input voltage high level is 0.7V. To ensure a good performance of the cell and to avoid overstress issues  $v_{pbias}$  and  $v_{nbias}$  should vary within an accepted range.

The  $v_{pbias}$  value could be generated using voltage dividers or bandgap circuits, with proper matching techniques in layout the voltage should not vary more than 5%.

Coming to the final stage it is important to mention that this stage brings opportunity to have additional output levels, as bias values chosen properly the transistors are out of stress conditions in both cases.

For the PB output the voltage levels are 0.4V and 1.2V. This brings opportunity to open PMOS transistors with PB output while its 0.4V when its source connected to high voltage (1.2V).

In this case thin oxide PMOS devices could be used as switch to provide high voltages. There would not be an issue while PMOS is opened because it will receive 0.4V at its input not 0, and difference between gate and drain/source values will be allowable 0.8V.

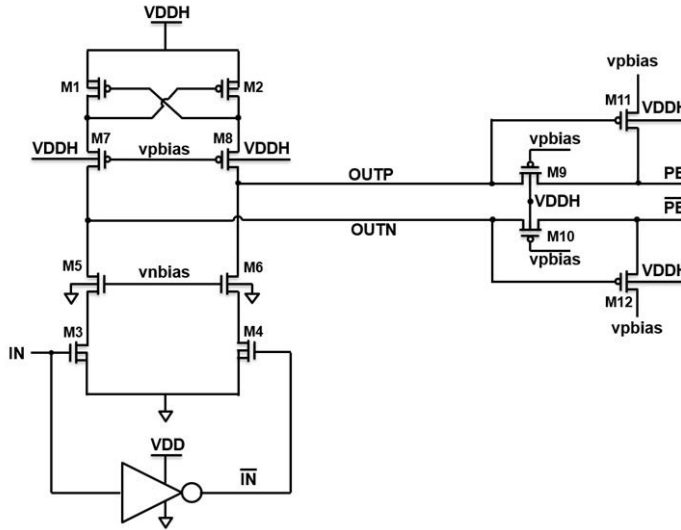


Fig. 6. Cascoded level shifter structure.

## Simulation Results

Simulation results and plots presented in this part of paper. Circuits designed via Synopsys Custom Designer tool [6]. Simulations have done using HSPICE program [7].

Aging simulation is done for VDDH level 1.2V and 125oC temperature. This is stress condition that is applied for 10 years aging.

For the common level shifter without cascading stages aging results presented (Fig 7).

As projected in chart above, where X axis shows aging years and Y shows current degradation of transistors during lifetime, we could see that M2 and M1 transistors are degrading a lot and this is one of the issues that should be avoided.

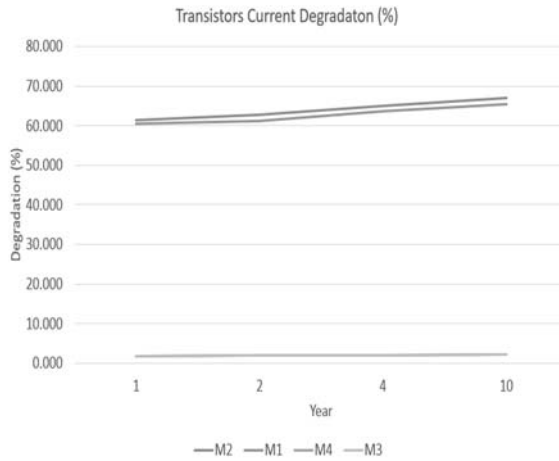


Fig. 7. Transistors current degradation in 10 years for common level shifter.

With proposed method degradation process limited the maximum current degradation is less than 10% compared with 60% in reference circuit (Fig. 8).

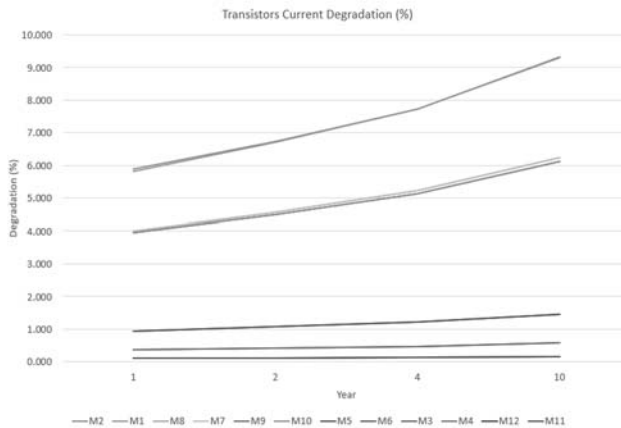


Fig. 8. Transistors current degradation in 10 years for proposed design.

The plots for proposed method show that voltage level is settling at VDDH level for the OUTP. OUTN is the same output but inverted (Fig. 9).

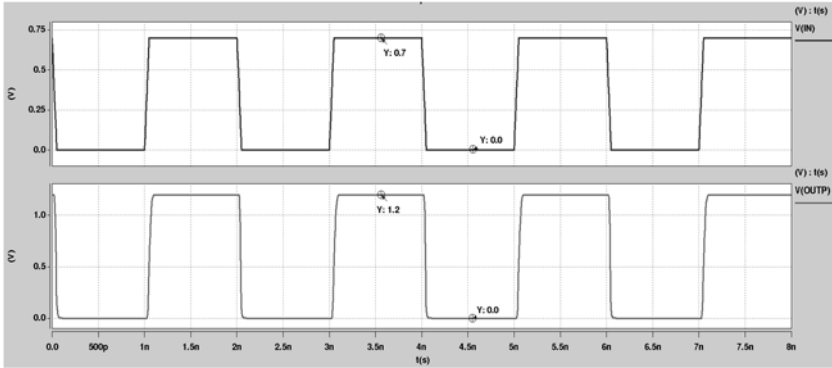


Fig. 9. OUTP depending on input signal.

For the PB output two voltage levels also settled, for logic 0 there is 0.4V level and for logic one 1.2V accordingly (fig. 10).

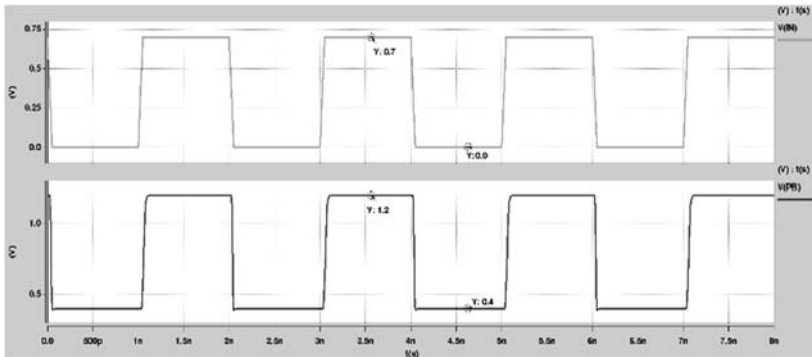


Fig. 10. PB output depending on input signal.



## Conclusion

Transistor aging minimization method for multi output level converter design is applied to simple level shifter design. Two stages of level shifter designed to provide converted voltage levels. Aging effect on transistors is investigated. By proposed method current degradation on transistors is minimized. Designed circuit could be used in technologies where only thin oxide devices could be fabricated. Considered design could be used as standard cells in IC libraries due to compact design. Output levels reach the intended voltage levels.

## REFERENCES

1. *Campbell Ph.* What is Voltage Power Optimization?, Vanguard Power (Hong Kong) Limited, 1508 Eastern Tower, Yihai Square Commercial Building, North Chuang Ye Road, Nanshan District, Shenzhen 518054, China. 2009.
2. *Lorenz, D.* (2012). Aging analysis of digital integrated circuits (Doctoral dissertation, Technische Universität München).
3. *Baker, R.J.* CMOS Circuit Design, Layout and Simulation 3rd Edition, John Wiley & Sons, 2010.
4. *Mahato, S., & Gielen, G.* (2013, December). Impact of transistor aging on RF low noise amplifier performance of 28nm technology: Reliability assessment. In 2013 IEEE 20th International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS) (pp. 413–416). IEEE.
5. *Razavi, B.* Design of Analog CMOS Integrated Circuits. Mc Graw Hill India, 2nd edition, 2017. 782p.
6. Galaxy Custom Designer Schematic Editor User Guide, Synopsys Inc. 2014. 236p
7. HSPICE Reference Manual Synopsys Inc. 2018. 968p.

## МЕТОД УМЕНЬШЕНИЯ СТАРЕНИЯ ТРАНЗИСТОРА ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ МНОГОВЫХОДНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ УРОВНЯ

*А. Костанян, С. Арутюнян, Г. Восканян, С. Гукасян*

*Образовательный департамент Синописис Армения*

### АННОТАЦИЯ

В настоящее время интегральные схемы (ИС) используются в различных системах – таких, как медицинские оборудования, военные системы и т.д., поэтому требуется дополнительная точность в процессе проектирования.

В современных интегральных схемах из-за уменьшения масштаба технологии возникает риск поддержания транзисторов в надлежащих рабочих условиях, поскольку технологические узлы становятся меньше, а напряжение питания схем не уменьшается также быстро как процесс масштабирования, вызывая стрессовое напряжение между выводами транзисторов.

Напряжение стресса – одна из многих проблем, которые необходимо тщательно анализировать в процессе проектирования, поскольку они могут вызывать побочные эффекты, которые сокращают срок службы транзистора и снижают точность проектирования. Преобразователи уровня – одни из частей схем, которые могут работать с различными уровнями напряжения. На основе конструктивных предложений, описанных в данной статье, предложен метод повышения надежности для преобразователей уровня напряжения. Предлагаемый метод позволяет использовать в конструкции преобразователя уровня только тонко оксидные устройства. Различные уровни выходного сигнала делают схему гибкой в использовании.

**Ключевые слова:** анализ надежности, преобразователь уровня напряжения, интегральные схемы, стрессовое напряжение.

УДК 538.956

Поступила: 20.04.2022г.

Сдана на рецензию: 23.04.2022г.

Подписана к печати: 27.04.2022г.

## ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ВОСПРИИМЧИВОСТЬ БИЭКСИТОНОВ В СИЛЬНО СПЛЮСНУТОЙ ЭЛЛИпсоИДАЛЬНОЙ КВАНТОВОЙ ТОЧКЕ

*Л.А. Тадевосян*

*Российско-Армянский университет*

*trvosyan@gmail.com*

### АННОТАЦИЯ

В данной работе была теоретически исследована электрическая восприимчивость биекситонов в сильно сплюснутой эллипсоидальной квантовой точке. Приведены теоретические расчеты электрической восприимчивости биекситонов в зависимости от размеров большой и малой полуосей сильно сплюснутой эллипсоидальной квантовой точки. Приведена моделирование данной зависимости с помощью расчетных точек.

**Ключевые слова:** сильно сплюснутая эллипсоидальная квантовая точка, электрическая восприимчивость, поляризуемость.

### Введение

Квантовые точки являются одним из самых исследуемых объектов в XX веке. Именно из-за того что геометрию и размеры квантовых точек можно менять, получая квантовые точки разных видов и размеров. Это дает нам возможность получать квантовые точки с разными

физическими характеристиками. Именно зависимость энергетического спектра от размеров наночастиц, дает нам возможности использовать квантовые точки в разных новейших технологиях. Квантовые точки используются в оптоэлектронике, микроэлектронике, энергетике, а также в медицине и биологии. За последние годы исследование разных характеристик квантовых точек является одним из важнейших направлений в квантовой физике. В данной работе теоретически была рассчитана электрическая восприимчивости биэкситонов в сильно сплюснутой эллипсоидальной квантовой точке при режиме сильного квантования [1–5].

### Электрическая восприимчивость

Пусть стационарные состояния атома описываются решениями уравнения Шредингера

$$H|n\rangle = E_n|n\rangle$$

Пусть вектор  $|0\rangle$  соответствует основному состоянию. Давайте вычислим электрическую поляризуемость атома  $\alpha$  (это есть электрическая восприимчивость  $\chi$  вещества, содержащего  $N$  атомов в  $1\text{ см}^3$ ) [6].

Поместим атом в электрическое поле  $\varepsilon$ , которое направлено вдоль оси  $z$ . Тогда на него действует возмущение

$$W = e\varepsilon \sum_{\lambda} z_{\lambda},$$

где  $e$  – заряд электрона, а индекс  $\lambda$  нумерует атомные электроны.

Давайте напишем уравнение в первом порядке теории возмущения:

$$(H + W)|\psi\rangle = E|\psi\rangle$$

Решением будет вектор состояния

$$|\psi\rangle = |0\rangle + \sum_n' \frac{\langle n|W|0\rangle}{E_0 - E_n} |n\rangle$$

Также можем записать как:

$$|\psi \geq |0\rangle + e\varepsilon \sum_n' \frac{\langle n | \sum z_\lambda |0\rangle}{E_0 - E_n} |n\rangle$$

Среднее значение проекции дипольного момента атома на направление поля определяется формулой:

$$p_z = -e \langle \psi | \sum_\lambda z_\lambda | \psi \rangle$$

То есть имеем (с точностью до членов первого порядка малости включительно)

$$p_z = -e \left\{ \langle 0 | \sum_\lambda z_\lambda |0\rangle + \sum_n' \left[ \frac{\langle n | W |0\rangle}{E_0 - E_n} \langle 0 | \sum_\lambda z_\lambda |n\rangle + \frac{\langle 0 | W |n\rangle}{E_0 - E_n} \langle n | \sum_\lambda z_\lambda |0\rangle \right] \right\}$$

Первый член данной формулы есть дипольный момент невозмущенного атома. Второй член показывает дипольный момент, индуцированный полем. Давайте его обозначим  $P_{\text{инд}}$ . Определяя поляризуемость атома  $\alpha$  равенством, можем найти  $\alpha$

$$\alpha = 2e^2 \sum_n' \frac{|\langle n | \sum z_\lambda |0\rangle|^2}{E_n - E_0}$$

$E_0$  есть энергия основного состояния поэтому знаменатель в этом выражении положительный. Из этого следует, что поляризуемость  $\alpha$  также является положительной [7].

$\chi$  (электрическая восприимчивость) есть коэффициент пропорциональности между напряженностью поля и поляризацией вещества  $P = N P_{\text{инд}}$ :

$$P = \chi \varepsilon$$

то есть

$$\chi = 2Ne^2 \sum_n' \frac{|\langle n | \sum z_\lambda | 0 \rangle|^2}{E_n - E_0}$$

из этого следует что  $\chi > 0$ .

Обозначим  $2Ne^2$  как  $\chi_0$  и для электрической восприимчивости получим

$$\chi = \chi_0 \sum_n' \frac{|\langle n | \sum z_\lambda | 0 \rangle|^2}{E_n - E_0}.$$

### Расчеты и обсуждение

Проведем расчеты и найдем зависимость  $\chi$  (электрическая восприимчивость) от размеров нашей ССЭКТ. На Рис. 1. приведена зависимость электрической восприимчивости  $\chi$  от большой полуоси эллипсоида, принимая, что размер маленькой полуоси фиксированный.

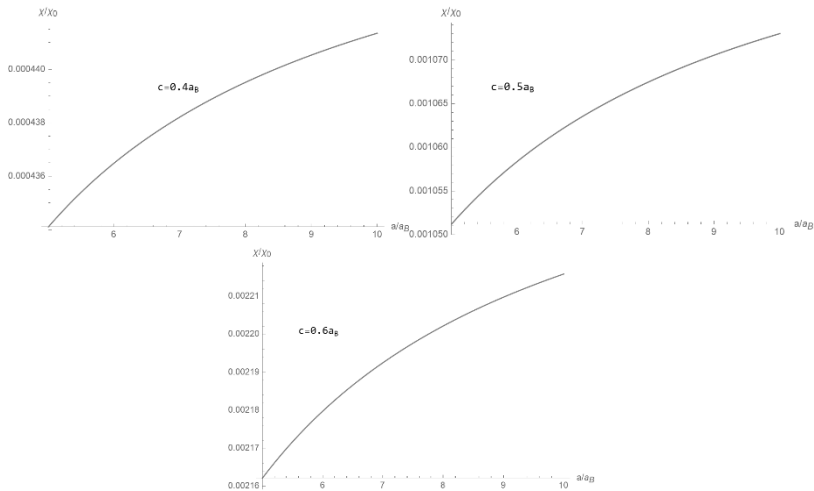


Рис. 1. Зависимость электрической восприимчивости от размера большой полуоси при разных фиксированных значениях маленькой полуоси.

Также были проведены исследования зависимости электрической восприимчивости от маленькой полуоси эллипсоида при фиксированном размере большой полуоси. Эти расчеты показаны на Рис. 2.

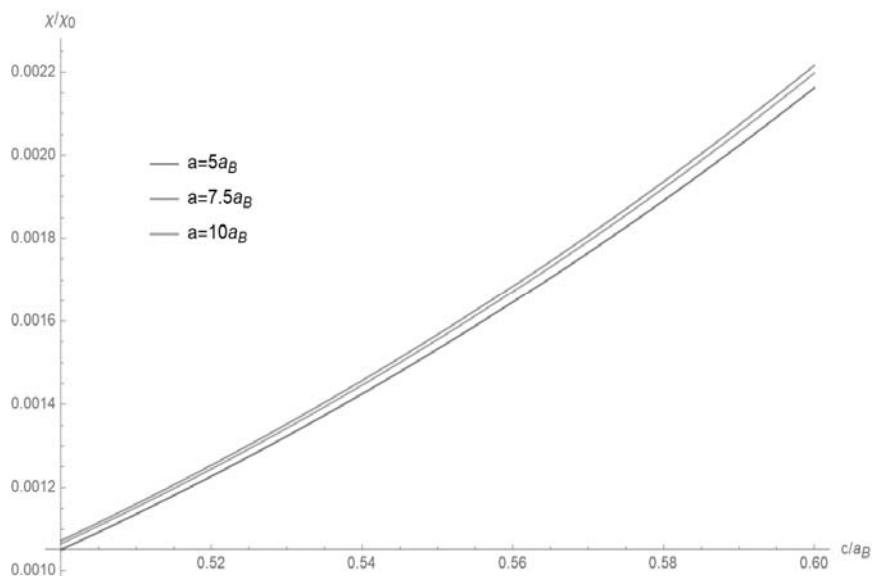


Рис. 2. Зависимость электрической восприимчивости от размера маленькой полуоси, при разных фиксированных значениях большой полуоси.

Сравнив рисунки, мы можем сказать, что зависимость электрической восприимчивости от маленькой полуоси более чувствительна, что является следствием более сильного размерного квантования.

Отметим, что нами было проведено моделирование графика зависимости и показано, что зависимость электрической восприимчивости от большой и маленькой полуоси носит экспоненциальный характер.

На Рис. 3. показано, что расчетные точки с большой точностью совпадают с функцией

$$\alpha + \beta e^{\gamma c}$$

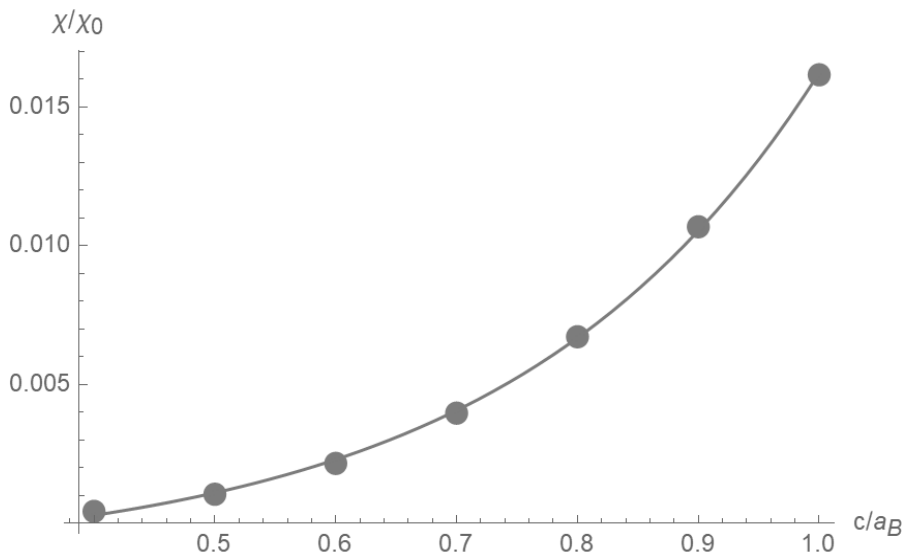


Рис. 3. Расчетные точки и моделированная функция.

Параметры моделирования для данного случая принимали значения

$$\alpha = -0,00141686, \beta=0,000358 \text{ и } \gamma=3,8979.$$

Отметим, что все рисунки и расчеты были проведены для режима сильного квантования.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Галицкий В.М., Карнаков Б.М., Коган В.И. Задачи по квантовой механике, М.: «Наука», 1992.
2. Левич В.Г., Вдовин Ю. А., Мямлин В.А. Курс теоретической физики. Т. 2. М.: «Наука», 1971.
3. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Теоретическая физика. Т. 3. Квантовая механика. Нерелятивистская теория, М., 1989.



4. *Hayrapetyan, D.B., Dvoyan, K.G. and Kazaryan, E.M.*, 2007. Direct interband light absorption in a strongly oblated ellipsoidal quantum dot. *Journal of Contemporary Physics (Armenian Academy of Sciences)*, 42 (4), PP.151–157.
5. *Baghdasaryan D.A., Hayrapetyan D.B. and Kazaryan E.M.* Prolate spheroidal quantum dot: Electronic states, direct interband light absorption and electron dipole moment. *Physica B: Condensed Matter*, 2015. 479, PP. 85–89.
6. *Флюгге З.* Задачи по квантовой механике. Т. 2. М.: Изд-во «Мир», 1974.
7. *Флюгге З.* Задачи по квантовой механике. Т. 1. М.: Изд-во «Мир», 1974.

## **ELECTRIC SUSCEPTIBILITY OF BIEXCITONS IN A STRONGLY OBLATE ELLIPSOIDAL QUANTUM DOT**

*L. Tadevosyan*

*Russian-Armenian University*

### **ABSTRACT**

In this work, we theoretically studied the electrical susceptibility of biexcitons in a strongly oblate ellipsoidal quantum dot. The theoretical calculations of the electrical susceptibility of biexcitons as a function of the sizes of the major and minor semiaxes of a strongly oblate ellipsoidal quantum dot are presented, as well as the modeling of this dependence with the help of calculated points is shown bellow.

**Keywords:** strongly oblate ellipsoidal quantum dot, dielectric susceptibility, polarizability.

# БИОЛОГИЧЕСКИЕ НАУКИ

УДК 577.35

Поступила: 20.12.2021г.

Сдана на рецензию: 23.12.2021г.

Подписана к печати: 21.01.2022г.

## ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЫ СВЯЗЫВАНИЯ РЯДА N,N-ДИЗАМЕЩЕННЫХ ПИПЕРАЗИНОВ С АКТИВНЫМ ЦЕНТРОМ TRPC6

*А.Т. Макичян<sup>1</sup>, Н.И. Зернов<sup>2</sup>, В.С. Камарян<sup>1</sup>,  
Л.С. Унанян<sup>1,2</sup>, Е.А. Попугаева<sup>2</sup>*

<sup>1</sup>*Российско-Армянский Университет, Институт биомедицины и фармации,  
лаборатория структурной биоинформатики Ереван, Армения*

<sup>2</sup>*Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,  
лаборатория молекулярной нейродегенерации Санкт-Петербург, Россия*

*ani.makichyan@rau.am, quakenbush97@gmail.com*

### АННОТАЦИЯ

В работе представлены результаты взаимодействия ряда N,N-дизамещенных пиперазинов с активным центром TRPC6, одним из ключевых неселективных кальциевых каналов, вовлеченных в патогенез Болезни Альцгеймера. Были проведены серии *insilico* исследований с использованием методов молекулярного моделирования и компьютерного анализа и определены пространственно-энергетические характеристики комплексообразования. На основе результатов молекулярного докинга выбраны соединени-

я, проявляющие наилучшее значение стерических и энергетических показателей при взаимодействии. Определены ключевые аминокислотные остатки, вовлеченные в процесс комплексообразования. Проведен сравнительный анализ значений аффинности с известным положительным модулятором TRPC6.

**Ключевые слова:** TRPC, пиперазины, Болезнь Альцгеймера, молекулярное моделирование.

## **Введение**

Известно, что деменция сопровождается нарушением когнитивных функций, приводя к патологическим изменениям в головном мозге больного. Нарушение когнитивных функций влияет на память, мышление, способность обучения и суждения. Оно почти всегда сопровождается изменением настроения, эмоционального контроля и поведения [1]. По данным ВОЗ, деменция входит в десятку по значимости причин, приводящей к смерти и инвалидности больных во всем мире [2]. Последствия деменции не ограничиваются физическими, психологическими факторами, затрагиваются также социальные и экономические факторы, приводящие к нежелательным последствиям с точки зрения прямых затрат на медицинскую и социальную помощь, а также затраты на неформальный уход за больным [3]. Уже в 2019 году социально-экономические издержки, вызванные деменцией, составили 1.3 триллиона долларов США, при этом по прогнозу на 2030 год эти затраты увеличатся, достигая 2,8 триллионов долларов США. Это связано с увеличением затрат на уход людей, живущих с деменцией и числа пациентов больных разными формами. К 2019 году количество людей, страдающих разными формами деменции, составило 55 миллионов, из которых более 60% проживают в странах с низким и средним уровнями доходов [4]. По прогнозу ВОЗ на 2050 год количество больных с деменцией возрастет почти втрое, достигая 139 млн. На сегодняшний день диагностировано различные формы деменции. Одним из

распространенных форм деменции, который составляет 60–70% случаев является Болезнь Альцгеймера (БА) [5]. К сожалению, на данный момент эффективной терапии против БА не существует [6]. Хотя БА пока невозможно вылечить, поставленный на ранней стадии диагноз позволяет затормозить развитие деменции и улучшить качество жизни пациенту и его родственникам [7]. Одним из отличительных факторов БА является накопление в головном мозге больного нейрофибриллярных клубков и амилоидных бляшек [8].

На сегодняшний день фигурируют три основные теории возникновения БА: амилоидная, холинэргическая и кальциевая [9]. Амилоидная теория базируется на возникновении в головном мозге больного БА сенильных бляшек, образующихся на основе белка амилоид- $\beta$  [10]. При этом пути и механизмы возникновения и течения патогенеза изучена не до конца [11]. Согласно холинэргической теории возникновения, БА характеризуется изменением каталитической функции ацетилхолинэстеразы (АХЭ) и бутирилхолинэстеразы (БуХЭ), приводящий к дефициту нейромедиатора ацетилхолина у пациентов [12]. В основе кальциевой теории лежат механизмы изменения внутриклеточных  $\text{Ca}^{2+}$  зависимых сигнальных путей, детектированные в процессе возникновения БА [13]. Было показано, что накопление  $\text{Ca}^{2+}$  внутри нейрона с последующим увеличением концентрации оказывается токсичным для клетки, приводя к процессу, которые управляют патогенезом БА [14]. В качестве потенциальных мишеней рассматриваются потенциал-зависимые  $\text{Ca}^{2+}$  каналы (VGCC), и каналы транзиторных рецепторных потенциалов (TRPC) [15].

При БА, потеря синапса рассматривается как наиболее значимый индикатор когнитивной дисфункции у больного [16]. Было показано, что и, в частности, 51164 могут воздействовать на  $\text{Ca}^{2+}$  зависимую сигнальную систему через TRPC, приводя к нормализации концентрации  $\text{Ca}^{2+}$  в нейронах, проявляя нейропротекторные свойства [17].

В настоящей работе представлены результаты исследования взаимодействия ряда *N,N*-дизамещенных пиперазинов, отобранных из электронных библиотек <https://zinc.docking.org/> и <https://www.ebi.ac.uk/chembl/> с

активным центром TRPC6, используя методы молекулярного моделирования, в частности молекулярный докинг и компьютерный анализ данных.

## Материалы и методы

Отобранные молекулярные модели были оптимизированы с использованием силовых полей MM2, что является принятой практикой для малых молекул [18]. Для структурно-энергетической оптимизации была выбрана программа ChemOfficev. 13.057, в частности, модуль ChemBio 3D [19]. Молекулярная модель исследуемой мишени взята из базы данных UniProt с идентификационным номером KB: Q9Y210 [20]. В качестве контрольного соединения был выбран гиперфорин, взятый из базы данных PubChem с идентификационным номером CID:441298.

В работе применялась методика «направленного докинга». Она позволяет оценить возможное взаимодействие с учетом знания активного центра, что является важным при прогнозе процесса комплексообразования с потенциальным лигандом, имеющим терапевтический эффект. В качестве инструмента для молекулярного докинга был использован AutodockVina [21]. Начальные параметры молекулярного докинга приведены в Табл. 1.

Таблица 1.

### Начальные параметры молекулярного докинга.

N	Параметр	Значение
1.	Количество начальных конформеров	20
2.	Континуум исчисления	200
3.	Повторяемость эксперимента	5
4.	Объем виртуального бокса	96314 Å <sup>3</sup>
5.	Среднеквадратичное отклонение	≤ 2 Å

Процесс кластеризации и анализа результатов молекулярного докинга проводился с использованием программы, созданной нами на основе алгоритма FOREL в среде Python [22]. Конформационные карты взаимодействия для всех комплексов проведена на основе программы BIOVIA Discovery Studio [23].

Статистический анализ результатов исследования проводился на основе комплексного применения стандартных статистических методов. В качестве платформы был выбран MSeXcel.

### Результаты и обсуждения

Начальная выборка исследуемых соединений для проведения молекулярного докинга составила 57 молекулярных моделей соответствующих всем критериям «соединений лидеров» (результаты не приведены). В результате были отобраны 5 соединений, проявляющие высокие значения пространственно-энергетических характеристик комплексообразования.

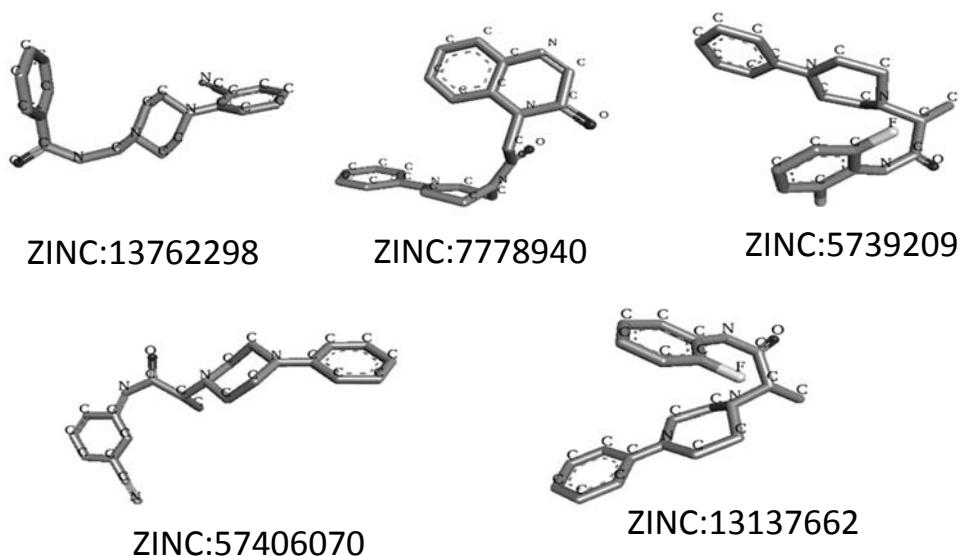


Рисунок 1. Молекулярные модели топ 5 соединений, проявляющие высокие значения комплексообразования с активным центром TRPC6.

На Рис.1. приведены молекулярные модели топ 5 соединений, проявляющие высокие значения комплексообразования с активным центром TRPC6. Полученные результаты молекулярного докинга свидетельствуют, что соединения ZINC:13762298, 7778940; 57392095; 57406070; 13137662 связываются с активным центром TRPC6 с вовлечением ключевых аминокислотных остатков (см. Табл. 2.).

Таблица 2.

**Взаимодействие исследуемых соединений с ключевыми аминокислотными остатками активного центра TRPC6.**

Соединения Zinc ID:	Аминокислотные остатки формирующие активный центр TRPC6									
	PHE443	ILE613	ALA447	LEU411	ASN617	ALA616	LEU614	TYR391	PHE407	PHE440
Гиперфорин	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
13762298 (3)	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
7778940 (1)	+	+	+	+	+	+	-	+	+	+
57392095 (2)	+	+	+	+	+	+	+	-	+	+
57406070 (4)	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
13137662 (5)	+	+	+	+	+	+	+	-	+	+

Полное соответствие аминокислотных остатков с контрольным соединением наблюдается у ZINC:13762298 и 57406070, при этом с TYR391 взаимодействие не наблюдается у ZINC:57392095 и 13137662. Все соединения связываются с LEU614, кроме ZINC:7778940. Полу-

ченные нами результаты свидетельствуют, что пространственное расположение исследуемых топ 5 соединений в активном центре почти идентично. Полученные результаты конформационного анализа взаимодействия лигандов в активном центре TRPC6 свидетельствуют, что взаимодействие несет в основном гидрофобный и электростатический характер. У соединения 13762298 визуализируются также единичная водородная связь с TYR 391 с дистанцией 3,2 Å. Взаимодействия гиперфорина (контрольное соединение) в активном центре несет гидрофобный характер, также наблюдаются две возможные водородные связи с аминокислотными остатками ASP 617; ILE 613с дистанцией 3,2 и 3,4Å, соответственно.

На основе результатов комплексообразования были рассчитаны энергетические показатели взаимодействия, что является одним из основных оценочных функций аффинности. Результаты полученных энергетических значений приведены на Рис. 2.

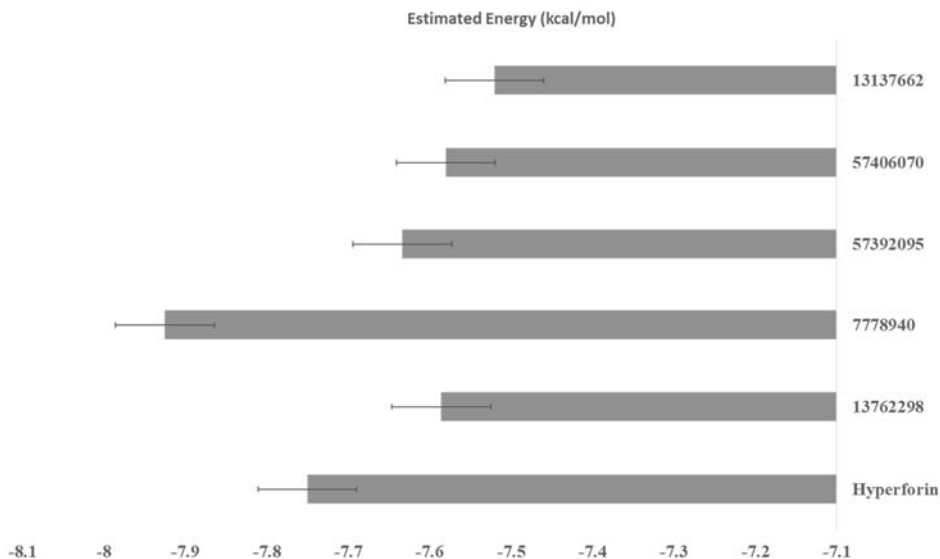


Рисунок 2. Рассчитанные значения энергии связывания для топ 5 соединений, взаимодействующие с активным центром TRPC6.



С точки зрения взаимодействия с активным центром мишени, указанные соединения можно расположить по следующему убывающему ряду  $1 > \text{hup} > 2 > 3 > 4 > 5$ .

Таким образом в результате исследования можно констатировать, что наилучшим является соединение 7778940 с энергией связывания  $-7.93$  ккал/моль. Наименьшей энергией связывания обладает соединение 13137662 со значением  $-7,52$  ккал/моль. По характеру взаимодействий с активным центром TRPC6 у соединений преобладают в основном гидрофобный и электростатический тип связывания.

Данная работа проводится в рамках финансовой поддержки Минобрнауки России в рамках государственного задания по теме «Реализации комплекса мер по повышению эффективности деятельности Российско-Армянского и Белорусско-Российского университетов» (ДС от 08.07.21 № 075-03-2021-050/5).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. *Tucker-Drob E.M.* (2019). Cognitive aging and dementia: a life-span perspective. *Annual review of developmental psychology*, 1, 177–196.
2. World Health Organization. (2018). *Towards a dementia plan: a WHO guide*.
3. *Brasure M., Desai P., Davila H. et al.* (2018). Physical activity interventions in preventing cognitive decline and Alzheimer-type dementia: a systematic review. *Annals of internal medicine*, 168(1), 30–38.
4. World Health Organization. (2019). *Risk reduction of cognitive decline and dementia: WHO guidelines*.
5. *Livingston G., Huntley J., Sommerlad A. et al* (2020). Dementia prevention, intervention, and care: 2020 report of the Lancet Commission. *The Lancet*, 396(10248), 413–446.
6. *Graham W.V., Bonito-Oliva A., & Sakmar T.P.* (2017). Update on Alzheimer's disease therapy and prevention strategies. *Annual review of medicine*, 68, 413–430.
7. *Kivimäki M. & Singh-Manoux A.* (2018). Prevention of dementia by targeting risk factors. *The Lancet*, 391(10130), 1574–1575.

8. Goedert M., Sisodia S.S. & Price D.L. (1991). Neurofibrillary tangles and  $\beta$ -amyloid deposits in Alzheimer's disease. *Current opinion in neurobiology*, 1(3), 441–447.
9. Du X., Wang X. & Geng M. (2018). Alzheimer's disease hypothesis and related therapies. *Translational neurodegeneration*, 7(1), 1–7.
10. Selkoe D.J. & Hardy J. (2016). The amyloid hypothesis of Alzheimer's disease at 25 years. *EMBO molecular medicine*, 8(6), 595–608.
11. Cissé M. & Checler F. (2015). Eph receptors: new players in Alzheimer's disease pathogenesis. *Neurobiology of disease*, 73, 137–149.
12. Yu Z., Wu S., Zhao W. et al (2018). Anti-Alzheimers activity and molecular mechanism of albumin-derived peptides against AChE and BChE. *Food & function*, 9(2), 1173–1178.
13. Popugaeva E., Pchitskaya E. & Bezprozvanny I. (2018). Dysregulation of intracellular calcium signaling in Alzheimer's disease. *Antioxidants & redox signaling*, 29(12), 1176–1188.
14. Pchitskaya, E., Popugaeva, E., & Bezprozvanny I. (2018). Calcium signaling and molecular mechanisms underlying neurodegenerative diseases. *Cell calcium*, 70, 87–94.
15. Lu R., He Q. & Wang J. (2017). TRPC channels and Alzheimer's disease. *Transient Receptor Potential Canonical Channels and Brain Diseases*, 73–83.
16. Coleman P.D. & Yao P.J. (2003). Synaptic slaughter in Alzheimer's disease. *Neurobiology of aging*, 24(8), 1023–1027.
17. Popugaeva E., Chernyuk D., Zhang H., Postnikova T.Y., Pats K., Fedorova E. ... & Bezprozvanny I. (2019). Derivatives of Piperazines as potential therapeutic agents for Alzheimer's disease. *Molecular pharmacology*, 95(4), 337–348.
18. Vanommeslaeghe K., Guvench O. & MacKerell A.D., Jr (2014). Molecular mechanics. *Current pharmaceutical design*, 20(20), 3281–3292.
19. Cousins K.R. (2011). Computer review of ChemDraw ultra 12.0
20. UniProt Consortium (2008). The universal protein resource (UniProt). *Nucleic acids research*, 36(Database issue), D190–D195.
21. Trott O. & Olson A.J. (2010). AutoDockVina: improving the speed and accuracy of docking with a new scoring function, efficient optimization, and multithreading. *Journal of computational chemistry*, 31(2), 455–461.
22. Мовсисян Ч.Г., Камарян В.С., Унанян Л.С., Овакимян А.С. Разработка программы конформационного анализа и визуализации результатов молекулярного докинга с использованием методов кластеризации, *Вестник РАУ № 1*. СС.165–176, 2021.

23. *Design L. I. G. A. N. D.* (2014). Pharmacophore and ligand-based design with Biovia Discovery Studio®.

**THE STUDY OF THE BINDING MODE OF A SERIES  
OF N, N-DISUBSTITUTED PIPERAZINES  
WITH THE ACTIVE CENTER OF TRPC6**

*A. Makichyan<sup>1</sup>, N. Zernov<sup>2</sup>, V. Ghamaryan<sup>1</sup>, L. Hunanyan<sup>1,2</sup>, E. Popugaeva<sup>2</sup>*

*<sup>1</sup>Russian-Armenian University, Institute of Biomedicine and Pharmacy,  
Laboratory of Structural Bioinformatics, Yerevan, Armenia*

*<sup>2</sup>Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University,  
Laboratory of Molecular Neurodegeneration, St. Petersburg, Russia*

*ani.makichyan@rau.am, quakenbush97@gmail.com*

**ABSTRACT**

The paper presents the results of the interaction of several N,N-disubstituted piperazines with active site of TRPC6, one of the key non-selective calcium channels involved in the pathogenesis of Alzheimer's disease. The spatial and energy properties of the complexation was determined by the methods of molecular modeling and computer analysis. Based on the results of molecular docking, a compound was selected that exhibited the best value of steric and energy parameters during the interaction. The key amino acid residues involved in the process of complexation have been identified. A comparative analysis of affinity values with the known positive modulator TRPC6 was carried out.

**Keywords:** TRPC, piperazines, Alzheimer's disease, molecular modeling.

## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

- Антонян С.В.** магистрант 2-го курса Национального политехнического университета Армении по специальности «Радиотехника»
- Арамян Р.Г.** д.ф.-м.н. профессор, заведующий кафедрой математической кибернетики Российско-Армянского университета
- Арамян Э.Р.** аспирант 1-го года обучения по направленности «Методы и системы защиты информации, информационная безопасность» Российско-Армянского университета
- Арутюнян С.С.** магистрант 2-го курса учебного отдела «Синописис Армения» Национального политехнического университета Армении
- Восканян Г.А.** магистрант 2-го курса учебного отдела «Синописис Армения» Национального политехнического университета Армении
- Галстян А.В.** директор ООО “InSol”
- Гукасян С.А.** аспирант Национального политехнического университета Армении
- Гукасян Ц.Г.** к.т.н., старший научный сотрудник лаборатории им. Иванникова (Россия)
- Давтян В.Р.** магистрант 2-го курса учебного отдела «Синописис Армения» Национального политехнического университета Армении, инженер по программному обеспечению (Индатасайд)
- Драмбян А.** магистрант 2-ого курса по направлению подготовки «Прикладная математика и информатика» Российско-Армянского университета
- Зернов Н.И.** аспирант по направленности «Молекулярная биология» Санкт-Петербургского политехнического

- 
- университета им. Петра Великого, инженер-исследователь лаборатории молекулярной нейродегенерации (Санкт-Петербург)
- Камарян В.С.** аспирант 1-го года обучения по направленности «Математическая биология, биоинформатика», научный сотрудник лаборатории структурной биоинформатики Российско-Армянского университета
- Костанян А.Т.** аспирант Национального политехнического университета Армении
- Макичян А.Т.** аспирант 3-го года обучения по направленности «Органическая химия», научный сотрудник лаборатории структурной биоинформатики Российско-Армянского университета
- Маргарян Ж.Г.** к.ф.-м.н., доцент, доцент кафедры дискретной математики и теоретической информатики Ереванского государственного университета (ЕГУ)
- Мовсисян Ч.** аспирант первого года обучения кафедры системного программирования Российско-Армянского университета
- Никогосян К.Г.** магистрант 2-го курса по направлению подготовки «Прикладная математика и информатика Российско-Армянского университета
- Петросян Т.** магистрант 2-го курса по направлению подготовки «Прикладная математика и информатика Российско-Армянского университета
- Попугаева Е.А.** д.б.н., научный сотрудник лаборатории молекулярной нейродегенерации Санкт-Петербургского политехнического университета им. Петра Великого (Санкт-Петербург)
- Ревазян Д.В.** магистрант 2-го курса учебного отдела «Синопсис Армения» Национального политехнического университета Армении, инженер по программному обеспечению (Синопсис Армения)

- Саакян О.К.** магистрант 2-го курса факультета информатики и прикладной математики ЕГУ
- Степанян А.С.** магистрант 2-го курса Института информационных и телекоммуникационных технологий и электроники Национального политехнического университета Армении
- Тадевоян Л.** магистрант 2-го курса по направлению подготовки «Электроника и наноэлектроника» Российско-Армянского университета
- Унанян Л.С.** к.б.н., руководитель лаборатории структурной биоинформатики Российско-Армянского университета
- Цатурян Г.А.** магистрант 2-го курса Национального политехнического университета Армении по специальности «Радиотехника»
- Эйрамджян С.** к.т.н.

## СОДЕРЖАНИЕ

### Математика и информатика

<b>Р.Г. Арамян, Э.Р. Арамян.</b> Распределения по направлению выпуклого тела .....	5
<b>Н. Sahakyan, Zh. Margaryan.</b> Independent Neighbourhoods of Sets in $B^n$ group .....	9
<b>A. Drambyan, T. Petrosyan.</b> Strong edge coloring of Fibonacci and Lucas cubes .....	23
<b>К. Nikoghosyan, T. Ghukasyan.</b> Fine-Tuning Tesseract for More Accurate and Robust Optical Character Recognition .....	31
<b>Д.В. Ревазян, В.Р. Давтян.</b> Ускорение распределенной общей памяти за счет сжатия данных .....	42
<b>Ch. Movsisyan.</b> Some Feature Selection Approaches for Cardiovascular Disease Prediction .....	53

### Физико-технические науки

<b>S. Eyrampjyan, A. Stepanyan, A. Galstyan.</b> Design of Circular Antenna Array Based on Orbital Angular Momentum for Twist-Wave Radio .....	62
<b>Г.А. Цатурян.</b> Измерение величины вектора ошибок стандарта WiFi7 методом кросс-корреляции .....	73
<b>С.В. Антонян.</b> Разработка высокоомощной универсальной системы измерения радиопереклюателей для согласующих схем антенн мобильной сотовой связи .....	81
<b>Н. Kostanyan, S. Harutyunyan, G.Voskanyan, S. Ghukasyan.</b> Transistoraging minimization method for multi output level converter design .....	87
<b>Л. Тадевосян</b> Электрическая восприимчивость биэкситонов в сильно сплюснутой эллипсоидальной квантовой точке .....	99

### Биологические науки

<b>А.Т. Макичян, Н.И. Зернов, В.С. Камарян, Л.С. Унанян, Е.А. Попугаева.</b> Исследование моды связывания ряда N,N-дизамещенных пиперазинов с активным центром TRPC6 .....	106
--	-----

*Главный редактор РНИ – М.Э. Авакян  
Корректор – М.Р. Асланян  
Компьютерная верстка – А.Г. Антонян*

Адрес Редакции научных изданий  
Российско-Армянского  
университета:

*0051, г. Ереван, ул. Овсена Эмина, 123  
тел./факс: (+374 12) 77-57-75 (внутр. 8130)  
e-mail: redaction.rau@gmail.com*

Заказ № 12  
Подписано к печати 22.05.2022г.  
Формат 70x100<sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Бумага офсетная № 1.  
Объем 7.5 усл. п.л. Тираж 100 экз.