

УДК 621.391

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМПЛЕКСНОЙ ОГИБАЮЩЕЙ ПРИ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧЕ ДВОИЧНЫХ СООБЩЕНИЙ УЗКОПОЛОСНЫМИ ПЕРЕКРЫВАЮЩИМИСЯ СИГНАЛАМИ

*Вершинин В.А., к.т.н., доцент, e-mail: vershinin-vladimir@yandex.ru.*

### USING A COMPLEX ENVELOPE FOR PARALLEL TRANSMISSION OF BINARY MESSAGES BY NARROW-BAND OVERLAPPING SIGNALS

*Vershinin V. A.*

*The article deals with the parallel transmission of binary messages by narrow-band orthogonal signals. Before transmission, the binary message is divided into blocks. The elements of the blocks are received for transmission at the same time and are transmitted using the proposed orthogonal signals. The signals of sequentially transmitted blocks partially overlap in time. The specific costs of the frequency band, the peak factor and the noise immunity of the transmission are given. The aim of the work is to consider the formation of the transmitted signal and the processing of the received signal using a complex envelope. In this case, the main part of the algorithm of formation and processing is carried out in the low-frequency region.*

**Key words:** parallel transmission, overlapping signals, crosstalk, specific costs of the frequency band, complex envelope, noise immunity.

**Ключевые слова:** параллельная передача, перекрывающиеся сигналы, удельные затраты полосы частот, комплексная огибающая, помехоустойчивость.

#### Введение

В классическом варианте метод параллельной передачи заключается в одновременной передаче блоков из  $L$  элементов сообщения с использованием  $L$  сигналов длительностью  $T$  ортогональных на этом интервале. Блоки поступают для передачи с интервалом  $T$ . Таким образом, сигналы, соответствующие элементам каждого блока, полностью перекрываются во времени, а сигналы, соответствующие последовательно передаваемым блокам не перекрываются во времени. Прием ведется на основе ортогонального разделения сигналов. Заметим также, что в основе широко используемой технологии OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) лежит параллельная передача сообщений с использованием ортогональных синусоидальных сигналов. Одним из недостатков OFDM является малая скорость спада боковых лепестков спектральной плотности мощности, что приводит к увеличению внеполосных излучений. Стремление избавиться от этого недостатка приводит обычно к увеличению удельных затрат полосы или снижению помехоустойчивости.

В [1] для параллельной передачи рассматривается использование ортогональных сигналов вида:

$$v_i(t) = \begin{cases} \cos 2\pi(K+i)t/T + \cos 2\pi(K+i+1)t/T \\ \text{при } i = 0, 2, 4, \dots, L-2; \\ \sin 2\pi(K+i)t/T + \sin 2\pi(K+i+1)t/T \\ \text{при } i = 1, 3, 5, \dots, L-1. \end{cases} \quad (1)$$

Эти сигналы определены на интервале времени  $-T/2 \leq t < T/2$ , вне указанного интервала сигналы рав-

*Рассматривается параллельная передача двоичных сообщений узкополосными ортогональными сигналами. Перед передачей двоичное сообщение делится на блоки. Элементы блоков поступают для передачи одновременно и передаются с использованием предлагаемых ортогональных сигналов. Сигналы последовательно передаваемых блоков частично перекрываются во времени. Приведены удельные затраты полосы частот, пик-фактор и помехоустойчивость передачи. Целью работы является рассмотрение формирования передаваемого сигнала и обработки принимаемого сигнала с использованием комплексной огибающей. При этом основная часть алгоритма формирования и обработки осуществляется в низкочастотной области.*

ны нулю.  $K$  – целое положительное число, определяющее расположение полосы частот, занимаемой сигналом на выходе модулятора. Значение  $L$  и  $K$  предполагается четным.

При  $L = 8$ :

$$\begin{aligned} v_0(t) &= \cos 2\pi K t/T + \cos 2\pi(K+1)t/T; \\ v_1(t) &= \sin 2\pi(K+1)t/T + \sin 2\pi(K+2)t/T; \\ v_2(t) &= \cos 2\pi(K+2)t/T + \cos 2\pi(K+3)t/T; \\ v_3(t) &= \sin 2\pi(K+3)t/T + \sin 2\pi(K+4)t/T; \\ v_4(t) &= \cos 2\pi(K+4)t/T + \cos 2\pi(K+5)t/T; \\ v_5(t) &= \sin 2\pi(K+5)t/T + \sin 2\pi(K+6)t/T; \\ v_6(t) &= \cos 2\pi(K+6)t/T + \cos 2\pi(K+7)t/T; \\ v_7(t) &= \sin 2\pi(K+7)t/T + \sin 2\pi(K+8)t/T. \end{aligned}$$

Блоки поступают для передачи с интервалом  $T/2$  и передаются с использованием  $L$  элементарных сигналов длительностью  $T$ , ортогональных на этом интервале. Сигнал, соответствующий передаваемому блоку частично перекрывается с сигналом предыдущего блока и сигналом последующего блока. На рис. 1 и рис. 2 в нормированном виде показаны сигналы  $v_0(t)$  и  $v_7(t)$  соответственно при  $K = 4$ .

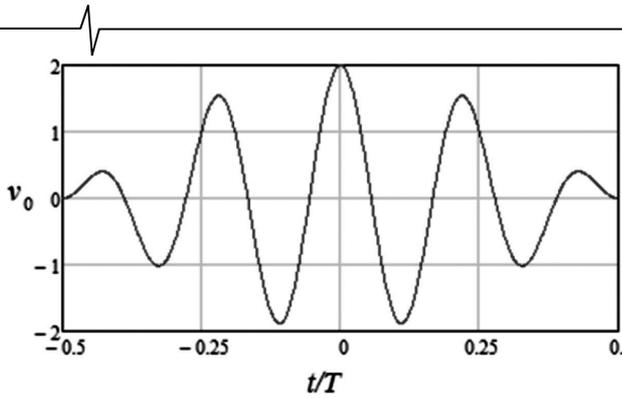


Рис. 1. Нормированный сигнал  $v_0(t)$

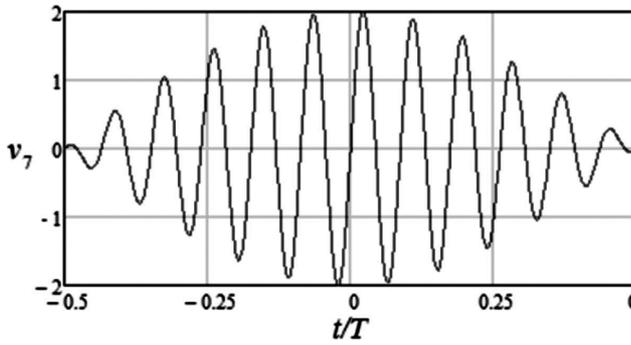


Рис. 2. Нормированный сигнал  $v_1(t)$

Сигнал на выходе модулятора при передаче  $M$  блоков:

$$y(t) = \sum_{i=0}^{L-1} s_i(t), \quad (2)$$

где  $s_i(t) = \sum_{m=1}^M a_i^m Av_i(t - 0,5Tm)$  – канальный сигнал;  $a_i^m$  – значение  $i$ -го элемента  $m$ -го блока. Предполагается, что элемент блока может принимать значение 1 или -1.

Ширина полосы частот, занимаемой сигналом (2) по уровню -30 дБ спектральной плотности мощности при  $K = 40$  для  $L = 64$  и  $L = 128$  равна  $68/T$  и  $132/T$ , а удельные затраты полосы 0,531 и 0,516. Пик-фактор сигнала при  $L = 64$  и  $L = 128$  равен 7,92 и 11,0.

Использование при параллельной передаче частично перекрывающихся сигналов на основе сигналов (1) по сравнению с неперекрывающимися синусоидальными ортогональными сигналами позволяет получить лучшие удельные затраты полосы, увеличить скорость спада боковых лепестков спектральной плотности мощности (уменьшить внеполосные излучения). При этом помехоустойчивость практически не ухудшается.

Из изложенного выше следует, что при больших значениях  $K$  при формировании передаваемого сигнала и обработке принимаемого сигнала используются высокочастотные сигналы. В этом случае целесообразно при формировании и обработке использовать комплексную огибающую [2]. При этом основная часть алгоритма формирования и обработки осуществляется в низкочастотной области.

**Целью работы** является рассмотрение формирования передаваемого сигнала (2) и обработки принимаемого сигнала с использованием комплексной огибающей.

## Формирование на основе комплексной огибающей

При  $i = 0, 2, 4, \dots, L - 2$  (см. (2) с учетом (1))

$$\begin{aligned} s_i(t) &= \sum_{m=1}^M a_i^m Av_i(t - 0,5Tm) = \\ &= \sum_{m=1}^M a_i^m A \left[ \cos 2\pi(K+i)(t/T - 0,5m) + \right. \\ &\quad \left. + \cos 2\pi(K+i+1)(t/T - 0,5m) \right]. \end{aligned}$$

Аналитический сигнал

$$\begin{aligned} s_{ai}(t) &= \sum_{m=1}^M a_i^m A \left[ \cos 2\pi(K+i)(t/T - 0,5m) + \right. \\ &\quad \left. + \cos 2\pi(K+i+1)(t/T - 0,5m) \right] + \\ &+ ja_i^m A \left[ \sin 2\pi(K+i)(t/T - 0,5m) + \right. \\ &\quad \left. + \sin 2\pi(K+i+1)(t/T - 0,5m) \right] = \\ &= \sum_{m=1}^M a_i^m A \left[ e^{j2\pi(K+i)(t/T - 0,5m)} + e^{j2\pi(K+i+1)(t/T - 0,5m)} \right]. \end{aligned}$$

Здесь и далее  $j$  – мнимая единица. Комплексная огибающая

$$\begin{aligned} \dot{s}_i(t) &= s_{ai}(t) e^{-j2\pi(K+L/2)t/T} = \\ &= \sum_{m=1}^M a_i^m A \left[ e^{j2\pi(i-L/2)(t/T - 0,5m)} + e^{j2\pi(i-L/2+1)(t/T - 0,5m)} \right] = \\ &= \sum_{m=1}^M a_i^m A \left[ \cos 2\pi(i-L/2)(t/T - 0,5m) + \right. \\ &\quad \left. + \cos 2\pi(i-L/2+1)(t/T - 0,5m) \right] + \\ &+ ja_i^m A \left[ \sin 2\pi(i-L/2)(t/T - 0,5m) + \right. \\ &\quad \left. + \sin 2\pi(i-L/2+1)(t/T - 0,5m) \right]. \end{aligned}$$

При  $i = 1, 3, 5, \dots, L - 1$

$$\begin{aligned} s_i(t) &= \sum_{m=1}^M a_i^m Av_i(t - 0,5Tm) = \\ &= \sum_{m=1}^M a_i^m A \left[ \sin 2\pi(K+i)(t/T - 0,5m) + \right. \\ &\quad \left. + \sin 2\pi(K+i+1)(t/T - 0,5m) \right]. \end{aligned}$$

Аналитический сигнал

$$\begin{aligned} s_{ai}(t) &= \sum_{m=1}^M a_i^m A \left[ \sin 2\pi(K+i)(t/T - 0,5m) + \right. \\ &\quad \left. + \sin 2\pi(K+i+1)(t/T - 0,5m) \right] - \\ &- ja_i^m A \left[ \cos 2\pi(K+i)(t/T - 0,5m) + \right. \\ &\quad \left. + \cos 2\pi(K+i+1)(t/T - 0,5m) \right] = \\ &= \sum_{m=1}^M -ja_i^m A \left[ e^{j2\pi(K+i)(t/T - 0,5m)} + e^{j2\pi(K+i+1)(t/T - 0,5m)} \right]. \end{aligned}$$

Комплексная огибающая

$$\begin{aligned} \dot{s}_i(t) &= s_{ai}(t) e^{-j2\pi(K+L/2)t/T} = \\ &= \sum_{m=1}^M -ja_i^m A \left[ e^{j2\pi(i-L/2)(t/T - 0,5m)} + e^{j2\pi(i-L/2+1)(t/T - 0,5m)} \right] = \\ &= \sum_{m=1}^M a_i^m A \left[ \sin 2\pi(i-L/2)(t/T - 0,5m) + \right. \\ &\quad \left. + \sin 2\pi(i-L/2+1)(t/T - 0,5m) \right] - \\ &- ja_i^m A \left[ \cos 2\pi(i-L/2)(t/T - 0,5m) + \right. \\ &\quad \left. + \cos 2\pi(i-L/2+1)(t/T - 0,5m) \right]. \end{aligned}$$

Для значений  $i = 0, 1, 2, 3, \dots, L - 1$  можно записать:

$$\dot{s}_i(t) = \sum_{m=1}^M a_i^m A g_i(t-0, 5Tm),$$

$$\text{где } g_i(t) = \begin{cases} e^{j2\pi(i-L/2)t/T} + e^{j2\pi(i-L/2+1)t/T} \\ \text{при } i = 0, 2, 4, \dots, L-2; \\ -j(e^{j2\pi(i-L/2)t/T} + e^{j2\pi(i-L/2+1)t/T}) \\ \text{при } i = 1, 3, 5, \dots, L-1. \end{cases}$$

Комплексная огибающая сигнала (2)  $\dot{y}(t) = \sum_{i=0}^{L-1} \dot{s}_i(t)$ .

Нетрудно показать, что

$$\begin{aligned} y(t) &= \text{Re}[\dot{y}(t)e^{j2\pi(K+L/2)t/T}] = \\ &= \text{Re}[\dot{y}(t)] \cos 2\pi(K+L/2)t/T - \\ &- \text{Im}[\dot{y}(t)] \sin 2\pi(K+L/2)t/T. \end{aligned}$$

Из последнего выражения следует, что передаваемый сигнал может быть сформирован с помощью квадратурного модулятора, на входы которого поступают действительная и мнимая составляющая комплексной огибающей.

### Обработка на основе комплексной огибающей

Пусть на входе демодулятора имеет место сигнал

$$z(t) = y(t) + n(t), \quad (3)$$

где  $n(t)$  – помеха с односторонней спектральной плотностью мощности  $N$  в диапазоне частот, который включает полосу частот, занимаемую сигналом  $y(t)$ .

$$\begin{aligned} c_k^m &= \text{Re} \left\{ \frac{1}{2T} \int_{(m-1)T/2}^{(m+1)T/2} \dot{y}(t) g_k^*(t-0, 5Tm) dt + \frac{1}{2T} \int_{(m-1)T/2}^{(m+1)T/2} \dot{n}(t) g_k^*(t-0, 5Tm) dt \right\} = \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} a_i^{m-1} A \text{Re} \left\{ \frac{1}{2T} \int_{(m-1)T/2}^{(m+1)T/2} g_i[t-0, 5T(m-1)] g_k^*(t-0, 5Tm) dt \right\} + \sum_{i=0}^{L-1} a_i^m A \text{Re} \left[ \frac{1}{2T} \int_{(m-1)T/2}^{(m+1)T/2} g_i(t-0, 5Tm) g_k^*(t-0, 5Tm) dt \right] + \\ &+ \sum_{i=0}^{L-1} a_i^{m+1} A \text{Re} \left\{ \frac{1}{2T} \int_{(m-1)T/2}^{(m+1)T/2} g_i[t-0, 5T(m+1)] g_k^*(t-0, 5Tm) dt \right\} + \text{Re} \left[ \frac{1}{2T} \int_{(m-1)T/2}^{(m+1)T/2} \dot{n}(t) g_k^*(t-0, 5Tm) dt \right]. \end{aligned}$$

$$\text{Здесь } \text{Re} \left[ \frac{1}{2T} \int_{(m-1)T/2}^{(m+1)T/2} g_i(t-0, 5Tm) g_k^*(t-0, 5Tm) dt \right] = \begin{cases} 1 & \text{при } i = k; \\ 0 & \text{при } i \neq k; \end{cases}$$

$$\text{Re} \left\{ \frac{1}{2T} \int_{(m-1)T/2}^{(m+1)T/2} g_i[t-0, 5T(m-1)] g_k^*(t-0, 5Tm) dt \right\} = 0; \quad \text{Re} \left\{ \frac{1}{2T} \int_{(m-1)T/2}^{(m+1)T/2} g_i[t-0, 5T(m+1)] g_k^*(t-0, 5Tm) dt \right\} = 0.$$

Тогда можно записать

$$\begin{aligned} c_k^m &= a_k^m A + \text{Re} \left[ \frac{1}{2T} \int_{(m-1)T/2}^{(m+1)T/2} \dot{n}(t) g_k^*(t-0, 5Tm) dt \right] = \\ &= a_k^m A + \frac{1}{2T} \int_{(m-1)T/2}^{(m+1)T/2} \text{Re}[\dot{n}(t)] \text{Re}[g_k(t-0, 5Tm)] dt + \frac{1}{2T} \int_{(m-1)T/2}^{(m+1)T/2} \text{Im}[\dot{n}(t)] \text{Im}[g_k(t-0, 5Tm)] dt. \end{aligned}$$

Рассмотрим обработку сигнала (3) путем перехода к комплексной огибающей этого сигнала:  $\dot{z}(t) = \dot{y}(t) + \dot{n}(t)$ , где  $\dot{n}(t)$  – комплексная огибающая, соответствующая помехе  $n(t)$ .

Демодулятор принимает решение о принятом значении  $i$ -го элемента  $m$ -го блока  $b_i^m$  ( $i = 0, 1, 2, \dots, L-1$ ) на основе обработки этого сигнала по алгоритму:

$$\begin{aligned} b_k^m &= \begin{cases} 1 & \text{при } c_k^m > 0; \\ -1 & \text{при } c_k^m \leq 0, \end{cases} \quad \text{где} \\ c_k^m &= \text{Re} \left[ \frac{1}{2T} \int_{(m-1)T/2}^{(m+1)T/2} \dot{z}(t) g_k^*(t-0, 5Tm) dt \right]. \end{aligned} \quad (4)$$

Для такой обработки необходимо получить комплексную огибающую  $\dot{z}(t)$ . Комплексную огибающую можно определить с помощью преобразования Гилберта. На практике ее определяют несколько иначе с использованием квадратурного демодулятора. Для этого предварительно формируется сигнал

$$\begin{aligned} z_c(t) &= z(t) e^{-j2\pi(K+L/2)t/T} = \\ &= z(t) \cos(2\pi(K+L/2)t/T) - z(t) j \sin(2\pi(K+L/2)t/T). \end{aligned}$$

Действительная и мнимая части этого сигнала поступают на входы фильтров нижних частот (ФНЧ). На выходах фильтров будем иметь  $\text{Re}[\dot{z}(t)]$  и  $\text{Im}[\dot{z}(t)]$ , соответственно.

Рассмотрим структуру  $c_k^m$  в (4). С учетом (2) и (3):

Слагаемое  $\frac{1}{2T} \int_{(m-1)T/2}^{(m+1)T/2} \text{Re}[\dot{n}(t)] \text{Re}[g_k(t-0, 5Tm)] dt$  и

$\frac{1}{2T} \int_{(m-1)T/2}^{(m+1)T/2} \text{Im}[\dot{n}(t)] \text{Im}[g_k(t-0, 5Tm)] dt$  являются неза-

висимыми случайными величинами, распределенными по нормальному закону с нулевым математическим

ожиданием и дисперсией  $\frac{N}{4T^2} \int_{-T/2}^{T/2} [v_k(t)]^2 dt = \frac{N}{4T}$ . Вели-

чина  $c_k^m$  также является случайной распределенной по нормальному закону с математическим ожиданием  $d_k^m A$

и дисперсией  $N/2T$ . Вероятность ошибки  $p_s = 1 - F(\sqrt{2h^2})$ ,

где  $F(x) = (1/\sqrt{2\pi}) \int_{-\infty}^x \exp(-y^2/2) dy$ ;  $h^2 = W/N$ ;  $W$  –

средняя энергия сигнала  $y(t)$  на  $m$ -м интервале, приходящаяся на элемент передаваемого сообщения,  $W = A^2 T$ .

### Моделирование

Моделирование будем проводить в среде Matlab. Для этого сигналы при передаче  $m$ -го блока на интервале  $(m-1)T/2 \leq t < (m+1)T/2$  рассматриваются в дискретные моменты времени  $t_d^m = (m-1)T/2 + dT_0$ .

Здесь  $d = 0, 1, 2, \dots, D-1$ ;  $T_0$  – период дискретизации;  $D = T/T_0$  – число дискретных моментов времени на интервале  $(m-1)T/2 \leq t < (m+1)T/2$ , это число должно быть четным. Пусть средняя частота  $[K + (L/2)]/T$

спектральной плотности мощности сигнала  $y(t)$  находится в середине первой зоны Найквиста. Тогда первая зона Найквиста заканчивается частотой  $f_1 = (2K + L)/T$ . Полоса частот, занимаемая сигналом  $y(t)$ , находится в пределах этой зоны. Период дискрет-

тизации  $T_0 = \frac{1}{2f_1}$ . Будем также считать, что диапазон

частот помехи  $n(t)$  равен первой зоне. Значения помехи в дискретные моменты времени являются независимыми случайными величинами, дисперсия этих величин

$\sigma^2 = Nf_1 = \frac{N}{2T_0}$ . Тогда

$$\sigma = \sqrt{\frac{N}{2T_0}} = \sqrt{\frac{W}{2T_0 h^2}} = \sqrt{\frac{A^2 T}{2T_0 h^2}} = A \sqrt{\frac{T}{2T_0 h^2}} = A \sqrt{\frac{D}{2h^2}}$$

Ниже приведена программа моделирования при передаче  $U$  блоков. В результате определяется число ошибочно принятых элементов блоков.

1. function er=gr6(K,h2,U,L)
- %Предварительные установки
2. rng('default');
3. M=100;
4. A=1;

5. T=1;
6. D=2\*(2\*K+L);
7. T0=T/D;
8. td=0:T0:(M+1)\*T/2-T0; %Вектор дискретных моментов времени
9. gd=zeros(L,D);
10. rd=exp(1i\*2\*pi\*(K+L/2)\*td/T);
11. rd1=exp(-1i\*2\*pi\*(K+L/2)\*td/T);
12. for j=0:2:L-2
13.         gd(j+1,:)=exp(1i\*2\*pi\*(j-L/2)\*(td(1:D)/T-0.5))+exp(1i\*2\*pi\*(j-L/2+1)\*(td(1:D)/T-0.5));
14. end
15. for j=1:2:L-1
16. gd(j+1,:)=1i\*(exp(1i\*2\*pi\*(j-L/2)\*(td(1:D)/T-0.5))+exp(1i\*2\*pi\*(j-L/2+1)\*(td(1:D)/T-0.5)));
17. end
18. er=0;
19. sigma=A\*sqrt(D/(2\*h^2));
- %Моделирование
20. for u=1:U
21. a=2\*randi(M,L)-1; %Матрица передаваемых элементов
22. ydc1=upfirdn(a,A\*gd.',D/2);
23. ydc=sum(ydc1. '); %Дискретная комплексная огибающая выходного сигнала
24. yd=real(ydc.\*rd); %Дискретный выходной сигнал
25. nd=normrnd(0,sigma,1,(M+1)\*D/2); %Дискретная помеха
26. zd=yd+nd; %Дискретный входной сигнал
27. zdc=rd1.\*hilbert(zd); %Дискретная комплексная огибающая входного сигнала
28. for m=1:M
29. zdc1=zdc(1+(m-1)\*D/2:(m+1)\*D/2);
30. c=(zdc1\*gd')/D;
31. b=2\*(c>=0)-1;
32. er=er+sum(ne(b,a(m,:)));
33. end
34. end
35. end

Более подробно поясним использование функции upfirdn(a,A\*gd.',D/2). Эта функция (при прямом назначении) определяет выходные сигналы фильтров с конечными импульсными характеристиками, заданных столбцами матрицы импульсных характеристик при входных сигналах, заданных столбцами матрицы входных сигналов. В данном случае формируется матрица дискретных значений комплексных огибающих канальных сигналов. При этом  $a$  – матрица передаваемых элементов;  $A*gd.'$  – матрица, столбцы которой пропорциональны дискретным значениям сигнала  $g_i(t)$ ;  $D/2$  определяет перекрытие соседних блоков.

Результаты моделирования с помощью приведенной выше программы приведены в таблице. Моделирование производилось при  $M = 100$ ,  $K = 40$ ,  $L = 64$ ,  $D = 288$  и различных значениях  $h^2$ . В результате получено значение числа ошибок при использовании алгоритма Витерби  $N_{ош}$  при передаче  $N_{неп} = LMU$  элементов двоичного сообщения. Затем с помощью функции berconfint

пакета Matlab определена оценка вероятности ошибки  $p = N_{ош} / N_{пер}$ , нижняя  $p_n$  граница, верхняя  $p_v$  граница оценки с доверительной вероятностью 0,95.

Результаты моделирования

|           |                       |                       |                       |
|-----------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
| $h^2$     | 5                     | 10                    | 15                    |
| $U$       | $10^2$                | $10^4$                | $10^6$                |
| $N_{пер}$ | $64 \times 10^6$      | $64 \times 10^6$      | $64 \times 10^8$      |
| $N_{ош}$  | 471                   | 280                   | 145                   |
| $p$       | $7,36 \times 10^{-4}$ | $4,38 \times 10^{-6}$ | $2,27 \times 10^{-8}$ |
| $p_n$     | $6,71 \times 10^{-4}$ | $3,88 \times 10^{-6}$ | $1,91 \times 10^{-8}$ |
| $p_v$     | $8,05 \times 10^{-4}$ | $4,92 \times 10^{-6}$ | $2,67 \times 10^{-8}$ |
| $p_s$     | $7,83 \times 10^{-4}$ | $3,87 \times 10^{-6}$ | $2,16 \times 10^{-8}$ |

Результаты моделирования подтверждают полученное теоретически выражение для определения вероятности ошибки  $p_s$ .

### Заключение

Использование при параллельной передаче частично перекрывающихся сигналов на основе предлагаемых узкополосных ортогональных сигналов по сравнению с неперекрывающимися синусоидальными ортогональными сигналами позволяет увеличить скорость спада боковых лепестков спектральной плотности мощности.

Использование комплексной огибающей позволяет производить основную часть алгоритма формирования передаваемого сигнала и обработки принимаемого сигнала в низкочастотной области без ухудшения помехоустойчивости.

### Литература

1. Вершинин В.А. Параллельная передача двоичных сообщений перекрывающимися сигналами // Международный научно-исследовательский журнал. 2019. №11(89).
2. Прокис Джон. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь. 2000. – 800 с.