УДК 621.391+004.73

Е.С. Лисицына, В.В. Швыдкий, А.И. Щерба, Э.В. Фауре

*Черкасский государственный технологический университет, Черкассы*

# РАЗДЕЛЕНИЕ ВЕКТОРНОЙ СМЕСИ СИГНАЛА И ПОМЕХИ ПО МЕТОДУ МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ

*В статье рассматриваются вопросы разделения векторной смеси сигнала и помехи в векторно-топологической решетке по критерию максимального правдоподобия в среде с высокой интенсивностью помех. Решается задача выделения сигнала данных, содержащегося в модулированном по фазе шумоподобном сигнале. Показано, что при использовании шумоподобного сигнала на основе псевдослучайной последовательности длины T максимальная кратность исправляемой ошибки определяется значением* $t = 0,5(T-1)$.

***Ключевые слова:*** *векторно-топологическая решетка, шумоподобный сигнал, псевдослучайная последовательность, система с решающей обратной связью, система без обратной связи.*

## Введение

Значительная часть систем передачи данных (СПД) базируется на блочных принципах передачи и принципах исправления ошибок за счет использования решающей обратной связи (РОС). В них имеет место одна простая зависимость:

$$p_{бл} = 1-(1-p_0)^T , \tag{1}$$

т.е. вероятность ошибки блока определяется длиной блока «*T*» и качеством канала «$p_0$». Как следствие, пропускная способность падает с ростом длины блока и по мере ухудшения качества канала. Действует простое практическое правило – длина блока

$$T \approx 1/(10p_0) . \tag{2}$$

Тогда относительная пропускная способность примерно равна 0,9, а это означает, что из каждого десятка переданных блоков, один будет поврежден ошибкой и подлежит переспросу. Все это приводит к тому, что уже при $p_0 \ge 10^{-3}$ (следовательно, T≤100) потери пропускной способности СПД с РОС становятся значительными и эффективность СПД заметно падает.

При дальнейшем ухудшении качества канала используют каскадное кодирование или шумоподобные сигналы (ШПС) в зависимости от свойств канала связи. В каналах с $10^{-3} \le p_0 \le 10^{-2}$ (например, в каналах коротковолновой радиосвязи) применяют помехоустойчивое кодирование с прямым исправлением ошибок. Однако и для самых коротких кодов, например, для кода Хэмминга, исправляющего одиночные ошибки, с параметрами $n = 7, k = 3, m = 4, n = m + k$, необходимо выполнение условия $10^{-2} \le p_0 \le 10^{-1}$.

При дальнейшем ухудшении качества канала коды с прямым исправлением ошибок начинают размножать ошибки, поэтому в этой ситуации используют простейшие коды с повторением, где каждый двоичный символ T-кратно повторяется. Эффективным способом обеспечения работоспособности систем связи на широкополосных каналах низкого качества является применение ШПС.

Отметим, что вся современная теория обработки ШПС базируется на представлении принятого сигнала в виде:

$$s_{пм}(t) = s_{пд}(t) + \varepsilon(t) . \tag{3}$$

Эта модель описывает принятый сигнал $s_{пм}(t)$ на выходе непрерывного канала связи любой физической природы при передаче сигнала $s_{пд}(t)$ и воздействии аддитивной помехи $\varepsilon(t)$.

В данной работе круг вопросов, связанных с работой по таким каналам и с таким представлением сигнала, рассматриваться не будет. Здесь рассматриваются вопросы обработки сигнала на выходе дискретного канала связи (канала постоянного тока) любой физической природы. Иным рассматриваемым здесь случаем являются каналы с неаддитивной помехой, такие как дискретные каналы, образованные в сети электропитания, или каналы данных, образованные в многопарных кабелях телефонной связи с интенсивными импульсными помехами.

По этой причине в настоящей работе идет речь об обработке двоичных векторных сигналов вида

$$\vec{B} = \vec{A} + \vec{\varepsilon} ,$$

где $\vec{A}$ – вектор переданного источником сигнала; $\vec{\varepsilon}$ – вектор, действующей в канале помехи; $\vec{B}$ – вектор принятого сигнала.

При этом $\vec{A}, \vec{B}, \vec{\varepsilon}$ – двоичные вектора пространства размерности T и мощности $M = 2^T$.

В дальнейшем изложении все вектора будут представлены в полиномиальной форме записи, в силу чего вектор сигнала на входе приемника запишем в виде

$$B(x) = A(x) \oplus \varepsilon(x) , \tag{4}$$

при этом, там, где это не вызывает путаницы, вместо символа $\oplus$ будет использован символ +.

**Анализ источников и публикаций.** Вопросы приема и обработки ШПС в непрерывном канале связи исследованы достаточно полно, его теория хорошо разработана [1, 2], что и обусловило широкую применимость этих методов в современных системах связи. Вопросы приема и обработки ШПС в дискретном канале связи исследованы недостаточно. В частности, в работе [3] дана оценка различимости передаваемого сигнала на фоне шума по взаимокорреляционной функции (ВКФ) принятого сигнала и копии передаваемого сигнала, сгенерированной приемником. Здесь и далее под термином «различимость» будем понимать основные условия безошибочной демодуляции ФМ ШПС корреляционным приемником (вычислением ВКФ):

– наличие одного глобального пика ВКФ на интервале «Т»;

– знак глобального пика ВКФ положителен при передаче двоичного нуля и отрицателен при передаче двоичной единицы.

В работе [3] показано, что короткие ПСП (Т = 3,5) неразличимы на фоне шума – при воздействии ошибок кратности $t \in 1,2...T$, условия однозначного различения сигнала не выполняются. Только при $T = 7$ условия однозначной демодуляции ФМ ШПС выполняются для ошибок кратности $t = 1$, увеличение длинны ПСП (базы сигнала) ведет к росту различимости и, соответственно, росту энергетического выигрыша при корреляционной обработке сигнала. По этой причине ограничивается сфера применения «коротких» ПСП (ШПС с малой базой).

**Цель работы.** Целью проводимых здесь исследований является разделение смеси (4) на составные части с максимальным правдоподобием. Метод ориентирован на использование в СПД, работающих по дискретным каналам низкого качества ($0,1 \le p_0 < 0,45$). Это могут быть каналы различной физической природы с интенсивным естественным или преднамеренным шумом.

## Решение задачи

Для обнаружения сигнала и разделения смеси, определенной уравнением (4), на сигнал и шум будем использовать теорию решеток [4].

*Примечание. Здесь под термином «решетка» подразумевается множество с заданными на нем операциями* [5].

Прежде всего отметим, что для решения поставленной задачи необходимо определить свойства слагаемых в уравнении (4).

Шумовая компонента $\varepsilon(x)$ может принимать любое значение из области определения векторного пространства. При десятичной форме записи вектором $\varepsilon(x)$ может быть любое число $N \in \overline{(0,(2^T-1))}$, а при полиномиальной форме записи, соответственно, полином $\varepsilon(x) \in \overline{(0,E(x))}$, где $E(x)$ – единичный вектор (вектор, состоящий из всех единиц).

Существенным является вопрос о статистике этой шумовой компоненты. Сразу отметим, что здесь не будет рассматриваться случай равновероятного распределения вектора $\varepsilon(x)$, поскольку это соответствует случаю, когда на вход приемника поступает «белый» шум из среды распространения сигнала при условии, что цепь связи передатчика с каналом оборвана. Здесь будем исходить из принципа, что относительная частота появления вектора помехи уменьшается с ростом его веса. Например, для каналов с аддитивным шумом вероятность появления ошибки кратности t при передаче вектора длины T определяется так:

$$P(t) = C_T{}^t p_0^t q_0^{T-t}, \tag{5}$$

где $q_0 = 1 - p_0$.

Таким образом, рассматриваемый здесь подход ориентирован на изменение статистики от статистики, определяемой формулой (5), до сколь угодно близкой к равновероятному распределению. Теперь определим векторно-топологическую решетку, в которой будет формироваться сигнал-переносчик данных и, в которой будет выполняться разделение смеси (4) на составные части. В решетке определим систему базисных векторов и сигнальную компоненту A(x), а точнее, сигнально-кодовую конструкцию (СКК), как пространство передаваемых сигналов. Очевидно, что при передаче двоичных символов оптимальной (по максимуму достоверности передачи) будет система с противоположными сигналами. Это значит, что для передачи символа двоичного «нуля» выберем один из базисных векторов решетки, а для передачи символа двоичной «единицы» – максимально удаленный противоположный вектор. Эти два вектора образуют СКК, которая порождает ШПС с базой $b = T$. Заметим, что в силу противоположности векторов СКК и того, что $A(x) + \overline{A(x)} = E(x)$, где $wtE(x) = T$, расстояние между векторами СКК d всегда равно T, из чего следует, что

$$b = d = T. \tag{6}$$

*Примечание. Черта над надписью вектора обозначает его инверсию.*

Учитывая, что кратность исправляемой ошибки связана с кодовым расстоянием как $d = 2t + 1$ [6], с учетом (6) получим, что размерность вектора СКК (и соответственно, базы ШПС) определяется кратностью исправляемой ошибки, т.е.

$$T = 2t + 1. \tag{7}$$

Отсюда, кратность исправляемой ошибки:

$$t = 0,5(T - 1). \tag{8}$$

Учтем, что в связи с отсутствием единого времени у передатчика и приемника момент начала приема ШПС случаен, что эквивалентно вращению решетки относительно ее оси т.е. циклического сдвига векторов решетки. Вследствие этого, извлечение сигнала данных из принятого сигнала, по существу, выполняется в два этапа:

– сначала, в момент подключения к каналу, определяется положение решетки в топологическом пространстве, а затем она принудительно поворачивается, пока не установится в нужное положение. На этом процедура синхронизации циклов считается завершенной;

– после установления цикловой фазы решается задача извлечения из принятого вектора двоичного сигнала данных.

Признавая важность решения задачи обеспечения цикловой фазы, отметим, что в данной работе процедуры ее установления рассматриваться не будут в силу обособленности данной задачи.

С учетом необходимости выполнения цикловой синхронизации, учитывая, что векторное пространство образуют, условно говоря, набор прямых и набор противоположных векторов, определим следующие требования к решетке:

– прямые вектора решетки образуют подпространство из T циклически сдвинутых векторов веса $0 \le w \le T$ (это все вектора, не совпадающие с осью вращения решетки), где T нечетно и определяет размерность и мощность пространства;

– решетка образует абелевую группу по вращению вокруг оси, образованной единичным и нулевым векторами пространства.

Тогда расстояние R между прямыми векторами решетки должно удовлетворять одному из неравенств:

- для последовательностей с автокорреляционной функцией (АКФ) типа A $0,5T \le R \le 0,5(T+1)$;
- для последовательностей с АКФ типа Б $0,5(T-1) \le R \le 0,5T$.

Под последовательностями типа А будем подразумевать последовательности, у которых $-1/\text{Ò} \le \rho(\tau \ne 0) \le 0$, а под последовательностями типа Б будем подразумевать последовательности, у которых $0 \le \rho(\tau \ne 0) \le 1/\text{Ò}$.

Отметим, что этим условиям удовлетворяют все последовательности обладающие «хорошей» АКФ, такие как М-последовательности (последовательности типа А), последовательности Баркера (последовательности типа Б), Лежандра и т.п., но из этого не следует, что других решеток, подходящих для решения поставленной задачи, не существует. Поиск последовательностей, удовлетворяющих предъявленным здесь требованиям, показал, что число векторов, подходящих для решения поставленной задачи, превышает число известных последовательностей, причем с ростом размерности пространства, число подходящих последовательностей растет. Последовательности, пригодные для построения решеток длиной $T \le 31$ приведены в табл. 1.

Теперь уточним решетку, сигнально-кодовую конструкцию и метод приема, обеспечивающие решение поставленной задачи. Учитывая вращение решетки вокруг оси и цикличность векторов, пронумеруем вектора в каком-либо порядке, например, из всех базисных векторов выберем вектор младшей степени, который и обозначим, как $A_0(x)$. Тогда остальные вектора формируются следующим образом:

$$A_i(x) = \left| A_0(x) \cdot x^i \right|_{x^T+1}. \tag{9}$$

Это есть циклические сдвиги вектора $A_0(x)$ при произвольном значении *i*. Вычисление $A_0(x)$, как показано в [6], для М-последовательностей выполняется так:

$$A_0(x) = \left(x^T + 1\right) \Big/ G^{\wedge}(x), \tag{10}$$

где $G^{\wedge}(x)$ – многочлен, взаимный генераторному.

С учетом этого, в качестве вектора-носителя символа двоичного нуля выберем вектор $A_j(x)$, равноудаленный от векторов $A_0(x)$ и $A_{T-1}(x)$, т.е. тот у которого

$$j = 0,5(T-1). \tag{11}$$

Это значит, что в процессе цикловой синхронизации сначала определяется номер принятого вектора решетки, а затем она принудительно поворачивается в положение, определенное уравнением (11).

Таблица 1

Последовательности для построения решеток

| Длина | Битовая последовательность | Боковые лепестки АКФ |
|---|---|---|
| 3 | А:110 | -1/T |
| 5 | Б:11110 | 1/T |
| 7 | А:1110100 | -1/T |
| 11 | А:11101101000 | -1/T |
| 13 | Б:1111110101100<br>Б:1111101110010 | 1/T |
| 15 | А:111101011001000 | -1/T |
| 19 | А:1111010100001101100 | -1/T |
| 23 | А:11111010110011001010000 | -1/T |
| 31 | А:1111101110001010110100001100100<br>А:1111101100111000011010100100010<br>А:1111100110100100001010111011000<br>А:1111011011100100100001110101000 | -1/T |

*Примечание. В таблицу не включены противоположные и взаимные последовательности, которые имеют такую же АКФ, как и табличные. Противоположные последовательности образуются заменой на противоположные двоичных символов табличной последовательности, а взаимные – обратным порядком считывания символов табличной последовательности.*

Определим, как соотносятся между собой вектора помехи при приеме одного и того же вектора $B(x)$, для чего принятый вектор представим в следующем виде:

$$B(x) = A_j(x) \oplus \varepsilon_1(x) \tag{12}$$

для двоичного нуля;

$$B(x) = \overline{A_j(x)} \oplus \varepsilon_2(x) \tag{13}$$

для двоичной единицы.

Тогда $A_j(x) \oplus \varepsilon_1(x) = \overline{A_j(x)} \oplus \varepsilon_2(x)$. Учитывая, что $A_j(x) + \overline{A_j(x)} = E(x)$, получим:

$$\varepsilon_2(x) = E(x) + \varepsilon_1(x) = \overline{\varepsilon_1(x)}. \quad (14)$$

Из (12) и (13) следует, что по принятому из канала вектору $B(x)$ можно вынести два суждения:

– источник выдал символ двоичного нуля, который при передаче по каналу поражен помехой $\varepsilon_1(x)$;

– источник выдал символ двоичной единицы, который при передаче по каналу поражен помехой $\varepsilon_2(x) = \overline{\varepsilon_1(x)}$.

Теперь можно ответить на вопрос – какое из этих событий наиболее правдоподобное. Ответ прост – наиболее правдоподобное то событие, которое включает помеху меньшего веса. Отсюда следует простое правило принятия решения и алгоритм работы приемника – принятому вектору $B(x)$ ставится в соответствие два вектора $\varepsilon_1(x)$ и $\varepsilon_2(x)$, вектор меньшего веса определяет наиболее вероятный двоичный символ, переданный источником.

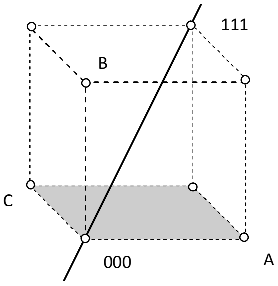

Рис. 1. Векторно-топологическая решетка при T = 3

Рассмотрим пример для T = 3. На рис. 1 показано множество векторов пространства (узлы решетки) и базисные вектора в нем.

Круговое вращение вокруг оси, соединяющей вектора 000 и 111, образует абелевую группу. В качестве базисных векторов решетки выберем последовательность Баркера $A_0(x) = x + 1$ (вектор 011), $A_1(x) = x^2 + x$ (вектор 110) и $A_2(x) = x^2 + 1$ (вектор101), что соответствует узлам A, B, C решетки. Учитывая, что на положение решетки после вращения никаких ограничений не накладывается, обозначения A, B, C – условность, заданная лишь для определенности выбора переносчиков символов двоичного нуля и единицы и выполнения процедуры синхронизации. В соответствии с (11) определим СКК:

– переносчик двоичного нуля – вектор $A_1(x) = x^2 + x$ (код вектора 110);

– переносчик двоичной единицы – противоположный вектор $\overline{A_1(x)} = \overline{x^2 + x} = x^0 = 1$ (код вектора 001).

Перечислим все возможные вектора помехи в двоичной и полиномиальной записи, определим их вес. При фиксированной оси вращения куба половину векторов будем условно считать прямыми, а вторую половину – противоположными. Тогда множество векторов помехи примет вид:

$\varepsilon_1(x) = 000 = 0$, t = 0;

$\varepsilon_2(x) = 111 = x^2 + x + 1$, t = 3;

$\varepsilon_1(x) = 001 = x^0$, t = 1;

$\varepsilon_2(x) = 110 = x^2 + x$, t = 2;

$\varepsilon_1(x) = 010 = x$, t = 1;

$\varepsilon_2(x) = 101 = x^2 + 1$, t = 2;

$\varepsilon_1(x) = 100 = x^2$, t = 1;

$\varepsilon_2(x) = 011 = x + 1$, t = 2.

Отметим, что вектор $\varepsilon(x) = 000 = 0$, по существу, не является ошибкой. Этот вектор называют ошибкой нулевой кратности (ошибкой нулевого веса).

Отсюда непосредственно вытекает правило принятия решения приемником при T = 3 и СКК вида: $A_1(x) = x^2 + x$ и $\overline{A_1(x)} = \overline{x^2 + x} = x^0$:

– наиболее достоверным является двоичный символ нуля для всех $B(x)$ из ряда:

$B(x) = A_1(x) + 0 = x^2 + x$,

$B(x) = A_1(x) + x^0 = x^2 + x + 1$,

$B(x) = A_1(x) + x = x^2 + x + x = x^2$,

$B(x) = A_1(x) + x^2 = x^2 + x + x^2 = x$

(соответственно, двоичные коды $B(x)$: 110, 111, 100, 010);

– наиболее достоверным является двоичный символ единицы для всех противоположных $B(x)$ ряда: $B(x) = 1$, $B(x) = 0$, $B(x) = x + 1$, $B(x) = x^2 + 1$ (соответственно, двоичные коды $B(x)$: 001, 000, 011, 101).

Отсюда также следует, что здесь происходит исправление однократной ошибки. Поэтому вероятность правильного приема $Q = p(0) + p(1)$, а вероятность ошибки $P = p(2) + p(3)$. Таким образом, максимальное правдоподобие обеспечивается при выполнении условия $p(0) > p(3)$ и $p(1) > p(2)$. Это условие является более слабым по сравнению с условием уменьшения вероятности ошибки с ростом ее веса и выполняется при вероятности ошибки в канале весьма близком к значению 0,5.

Отметим в целом, что определение правила принятия решения (таблицы, хранимой в памяти приемника), для любого нечетного значения размерности пространства T, сводится к вычислению пар прямой-обратный вектор помехи и сложению с ним вектора-носителя данных. Эта процедура может быть выполнена при арифметической форме записи векторов помехи:

– первая половина есть последовательность чисел $N_1 \in \overline{(0, (2^{T-1} - 1))}$;

– вторая половина – числа $N_2 = T - N_1$.

Сумма весов векторов первой и второй половины таблицы равна T. Сложение векторов $\varepsilon_1(x)$ с вектором-переносчиком двоичного нуля и векторов $\varepsilon_2(x)$ с вектором-переносчиком двоичной единицы определяет правило и таблицу принятия решения приемником.

Определим, что будет, если СКК образуют вектора оси вращения решетки. При выборе СКК в виде Т-кратного повторения нуля для переноса двоичного символа нуля источника и Т-кратного повторения единицы для переноса двоичного символа единицы источника получим общеизвестный код с повторением [6]. Здесь под кодом с повторением будем понимать семейство совершенных циклических блоковых кодов с исправлением ошибок, в котором кодовое слово формируется Т-кратным повторением слов сообщения. Эти коды удовлетворяют всем поставленным условиям и пригодны для решения поставленной задачи.

Подводя итог в целом, отметим, что код с повторением есть частный случай выбора СКК в виде векторов, совпадающих с осью вращения решетки. Отметим также, что этот частный случай выбора СКК порождает иной линейный сигнал, по сравнению с сигналом, порожденным базисными векторами решетки.

Если понимать под ШПС широкополосный сигнал с большой базой, то СКК на базисных векторах порождает ШПС, а СКК на векторах, совпадающих с осью вращения решетки, ШПС не порождает. Это объясняется тем, что форма линейного спектра кода с повторением, соответствует по форме спектру двоичного сигнала данных, с тем лишь отличием, что в силу Т-кратного повторения символа источника данных, длительность бита линейного кода в Т раз больше длительности бита исходного кода, линейный спектр смещен вниз по оси частот, причем этот сигнал является узкополосным. Это обстоятельство в ряде случаев играет решающую роль. Так, например, особенностью сетей электропитания, как среды для передачи данных, является то, что с ростом частоты быстро растет затухание в среде передачи. Это обстоятельство приводит к уменьшению дальности связи и ухудшению соотношения сигнал/шум с ростом скорости передачи. В этом контексте сдвиг спектра линейного сигнала вверх по частоте нежелателен.

С другой стороны, интенсивность промышленных помех в низкочастотной области спектра наибольшая и уменьшается с ростом частоты, что вынуждает производить смещение спектра линейного сигнала вверх по частоте. В силу этого обстоятельства здесь применение кода с повторением, является нецелесообразным, в то время как выбор СКК с векторами любых других узлов решетки, не совпадающих с осью вращения решетки, является оптимальным.

Произведем оценку эффективности принятых решений.

Исходя из равенств (7) и (8), для любого Т вероятность правильного приема двоичного символа определится как

$$Q = \sum_{t=0}^{0,5(T-1)} p(t)\,, \qquad (15)$$

где
$$p(t) = C_T^t {p_0}^t (1-p_0)^{T-t}\,, \qquad (16)$$

а вероятность ошибочного приема как $P = 1 - Q$.

По формулам (15) и (16) выполнен расчет достоверности приема символа, переданного источником при разных значениях базы ШПС ($(b = T) \le 31$) и качества канала связи ($0,1 \le p_0 \le 0,45$), результаты расчета сведены в табл. 2.

Таблица 2

Вероятность правильного приема символа

| T \ $p_0$ | 0,1 | 0,2 | 0,3 | 0,45 |
|---|---|---|---|---|
| 3 | 0,97200 | 0,89600 | 0,78400 | 0,57475 |
| 5 | 0,99144 | 0,94208 | 0,83692 | 0,59313 |
| 7 | 0,99727 | 0,96666 | 0,87396 | 0,60829 |
| 9 | 0,99911 | 0,98042 | 0,90119 | 0,62142 |
| 11 | 0,99970 | 0,98835 | 0,92178 | 0,63312 |
| 13 | 0,99990 | 0,99300 | 0,93762 | 0,64374 |
| 15 | 0,99997 | 0,99576 | 0,94999 | 0,65350 |
| 17 | 0,99999 | 0,99742 | 0,95972 | 0,66256 |
| 19 | $1-4\cdot10^{-5}$ | 0,99842 | 0,96745 | 0,67104 |
| 21 | $1-1\cdot10^{-5}$ | 0,99903 | 0,97361 | 0,67900 |
| 23 | $1-5\cdot10^{-6}$ | 0,99940 | 0,97855 | 0,68653 |
| 25 | $1-2\cdot10^{-6}$ | 0,99963 | 0,98253 | 0,69368 |
| 27 | $1-6\cdot10^{-7}$ | 0,99977 | 0,98574 | 0,70048 |
| 29 | $1-2\cdot10^{-7}$ | 0,99986 | 0,98835 | 0,70697 |
| 31 | $1-7\cdot10^{-8}$ | 0,99991 | 0,99046 | 0,71318 |

Как следует из приведенной таблицы, достоверность передачи быстро растет с ростом базы ШПС и по мере роста качества канала.

Как отмечалось, короткие ПСП (Т = 3, 5) неразличимы на фоне шума при воздействии ошибок любой кратности, в то время как разделение смеси сигнала и шума на основе векторно-топологических решеток, приведенный здесь, обеспечивает исправление части ошибок. На графике рис. 2 показана зависимость энергетического выигрыша для Т = 3 и Т = 5 при использовании разделения смеси в векторно-топологической решетке в сравнении с обычным корреляционным приемом ШПС.

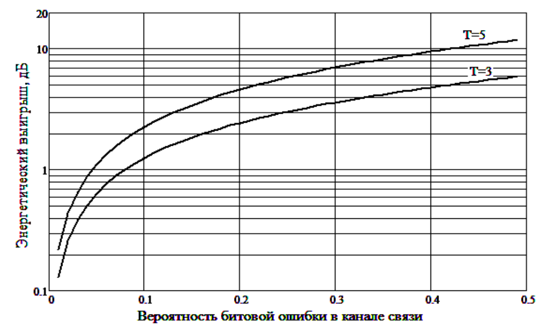


Рис. 2. Энергетический выигрыш

Как отмечено в данной работе, для построения СПД БОС и СПД РОС в среде передачи с $0,1 \le p_0 \le 0,45$, предлагаемый здесь метод необходим как дополнительное средство повышения достоверности.

С этой целью выполнен расчет требуемого значения базы ШПС в зависимости от качества среды передачи. Результаты расчета приведены на графике рис. 3.

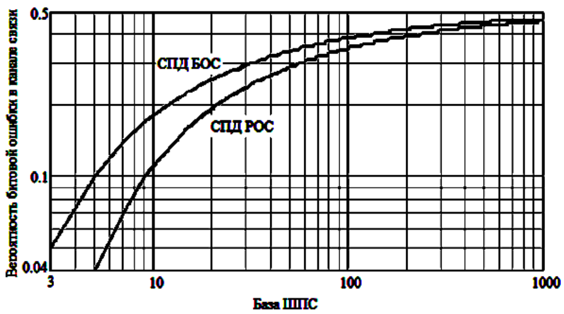


Рис. 3. Расчет требуемого значения базы ШПС в зависимости от качества среды передачи

Обеспечение инженерных расчетов для построения СПД БОС и СПД РОС – данные по оптимальному значению базы сигнала для разного значения качества среды передачи – приведены в табл. 3.

Таблица 3

База ШПС для СПД БОС и РОС

| Вероятность ошибки в канале | СПД БОС | СПД РОС |
|---|---|---|
| | База ШПС | База ШПС |
| 0,1 | 5 | 9 |
| 0,15 | 9 | 15 |
| 0,2 | 13 | 21 |
| 0,25 | 19 | 33 |
| 0,3 | 31 | 55 |
| 0,35 | 57 | 101 |
| 0,4 | 133 | 235 |
| 0,45 | 537 | 951 |

*Примечание. При выполнении вычислений для базы ШПС b>50 возможно снижение точности вычислений по формуле (12), поэтому приведенные здесь значения показывают лишь порядок цифр и требуют дальнейшего уточнения*

## Выводы

1. Для разделения векторной смеси, описываемой соотношением (4), на составные части оправдано описание процесса демодуляции на основе векторно-топологической решетки, обеспечивающее максимальное правдоподобие принятия решения о принимаемом символе данных.

2. При выборе СКК, состоящей из одного базисного вектора решетки и ему противоположного вектора, обеспечивается исправление ошибок в соответствии с равенством (8).

3. Выбор векторов-носителей сигнала данных, совпадающих с осью вращения решетки, образует общеизвестный код с повторением.

4. Предложенные решения обеспечивают возможность создания СПД БОС и СПД РОС в среде передачи низкого качества ( $0,1 \le p_0 \le 0,45$ ), обусловленного интенсивными естественными или преднамеренными помехами

## Список литературы

1. *Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е. Варкин. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.*

2. *Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигнала методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В.И. Борисов, В.М. Зинчук, А.И. Лимарев и др. – М.: Радио и связь, 2000. – 384 с.*

3. *Митянкина Т.В. Сравнительная оценка эффективности корреляционного приема и приема с «накоплением» / Т.В. Митянкина, В.В. Швыдкий, О.В. Шевченко // Вестник ЧГТУ. – 2006. – № 4. – С. 83-88.*

4. *Конвей Дж. Упаковки шаров, решетки и группы / Дж. Конвей, Н. Слоэн. – М.: Мир, 1990. – 415 с.*

5. *Карпенко А.С. Решетки теорий и логик. Логика на рубеже тысячелетий / А.С. Карпенко // Логические исследования. – М.: Наука, 2000. – Вып. 7. – 15 с.*

6. *Кларк Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи / Дж. Кларк, мл. Дж. Кейн. – М.: Радио и связь, 1987. – 392 с.*

7. *Лисицына Е.С. Некоторые свойства многочленов и их использование в задачах связи / Е.С. Лисицына, Э.В. Фауре, В.В. Швыдкий, А.И. Щерба // Вісник ЧДТУ. – 2006. – № 4. – С. 134-140.*

*Поступила в редколлегию 2.11.2010*

**Рецензент:** д-р техн. наук, проф. В.Н. Рудницкий, Черкасский государственный технологический университет, Черкассы.

### РОЗПОДІЛ ВЕКТОРНОЇ СУМІШІ СИГНАЛУ ТА ЗАВАДИ ЗГІДНО МЕТОДУ МАКСИМАЛЬНОЇ ПРАВДОПОДІБНОСТІ

О.С. Лісіцина, В.В. Швидкий, А.І. Щерба, Е.В. Фауре

*У статті розглядаються питання розділення векторної суміші сигналу і завади у векторно-топологічних сітках згідно з критерієм максимальної правдоподібності в середовищі з високою інтенсивністю завад. Вирішується завдання виділення сигналу даних, що міститься в модульованому по фазі шумоподібному сигналі. Показано, що при використанні шумоподібного сигналу на основі псевдовипадкової послідовності довжини T максимальна кратність помилки, що виправляється, визначається значенням t = 0,5 (T – 1).*

***Ключові слова:*** *векторно-топологічні сітки, шумоподібний сигнал, псевдовипадкова послідовність, система з вирішальним зворотним зв'язком, система без зворотного зв'язку.*

### VECTORIAL MIXTURE OF SIGNAL AND HINDRANCE IN OBEDIENCE TO METHOD OF MAXIMAL PLAUSIBILITY

E.S. Lisitsina, V.V. Shvidkiy, A.I. Shcherba, E.V. Faure

*In the article the questions of vectorial mixture of signal and hindrance division are examined in a vectorial-topology grate on the criterion of maximal verisimilitude in an environment with high intensity of hindrances. The task of data signal selection, contained in phase modulated spread-spectrum signal decides. It is rotined that at the use of spread-spectrum signal on the basis of pseudocasual sequence of length of T the maximal multipleness of the corrected error is determined by the value t = 0,5 (T – 1).*

***Keywords:*** *vectorial-topology grate, spread-spectrum signal, pseudocasual sequence, feed-back decision system, nonreactive system.*