

УДК 621.391.7

РАСПОЗНАВАНИЕ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ ПРИ МАЛЫХ ОТНОШЕНИЯХ СИГНАЛ/ШУМ

О. Н. Нарышкина, А. В. Светиков, В. В. Шубин
(ФГУП "РФЯЦ-ВНИИЭФ", г. Саров Нижегородской области)

Представлена оценка возможностей по распознаванию цифровых сигналов при малых отношениях сигнал/шум, а также результаты разработки алгоритма структурирования таких сигналов. Алгоритм реализован на языке C++ в программе для обработки сигналов, используемых в технологиях Fast Ethernet и FDDI. Представлены экспериментальные результаты по тестированию программы для сигналов Fast Ethernet, FDDI (скорость 125 Мбит/с). Получено снижение коэффициента ошибок (BER) по сравнению с теоретической вероятностью ошибок при прямом детектировании.

Ключевые слова: волоконно-оптическая линия передачи, отношение сигнал/шум, вероятность появления ошибки, коэффициент ошибок, структурирование оптических сигналов.

Введение

Параметры волоконно-оптических систем передачи (ВОСП) информации во многом зависят от уровня мощности, принимаемого с волоконно-оптической линии передачи (ВОЛП). Чем меньше входная мощность, при которой удается обеспечить требуемое качество передачи информации, тем лучше параметры ВОСП: больше длина ретрансляционного участка, количество разветвлений в сети, скрытость передаваемой информации. В случае мониторинга ВОЛП требуемая ответвляемая мощность будет меньше.

Для цифровых систем связи универсальным показателем качества передачи сигналов является коэффициент ошибок BER (Bit Error Ratio). Для систем, функционирующих в реальном времени, определен аварийный уровень с $BER = 10^{-3}$, что соответствует отношению сигнал/шум ~ 6 . При меньших значениях BER канал связи уже не дееспособен (происходит разрыв связи).

Тем не менее известно [1], что при передаче информации в сообщениях содержится большая избыточность. Поэтому даже в условиях, когда канал связи находится в аварийном состоянии, при записи сигнала и его математической обработке на ЭВМ может быть получена передаваемая информация.

В настоящей статье предлагаются алгоритм и программа обработки цифровых сигналов с ВОСП для сетей с технологиями Fast Ethernet и FDDI. Приводятся результаты экспериментального тестирования программы с помощью анализатора телекоммуникационных сигналов LeCroy WM820Zi.

Теоретический предел распознавания сигналов

По теореме Шеннона предельная пропускная способность канала связи с шумом C задается выражением [1]

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{W_c}{W_{ш}} \right), \quad (1)$$

где B — полоса частот канала связи; W_c — средняя мощность сигнала; $W_{ш}$ — средняя мощность шума.

Пропускную способность канала можно представить в виде отношения

$$C = \frac{I}{nt}. \quad (2)$$

Здесь и далее I — среднее количество передаваемой информации (в битах), которое приходится на один информационный символ (буква, цифра,

знак); n — среднее количество единичных цифровых сигналов, используемых для передачи кодовой комбинации информационного символа; t — тактовый период при передаче одного бита.

Полоса частот может быть выражена через тактовый период (теорема Найквиста–Котельникова) [1]:

$$B = \frac{1}{2t}. \quad (3)$$

Отношение средних мощностей определяется через отношение сигнал/шум q , принятое для ВОСП согласно [2] как отношение амплитудного значения сигнала U к среднему квадратическому значению шума σ :

$$\frac{W_c}{W_{ш}} = \left(\frac{U}{2\sigma}\right)^2 = \frac{q^2}{4}, \quad (4)$$

После подстановки (2)–(4) в (1) получаем зависимость q от среднего количества информации I :

$$q = 2 \left(2^{2I/n} - 1\right)^{0,5}.$$

На рис. 1 представлены зависимости $q = f(I)$ для кодов, используемых в следующих стандартах (здесь и далее m — количество бит в кодовой комбинации для одного информационного символа):

- синхронная цифровая иерархия SDH: $m = 8, n = 8$ (NRZ со скремблированием);
- Ethernet-10, 40, 100 Гбит/с: $m = 8, n = 8,25$ (блочный код 64B66B);

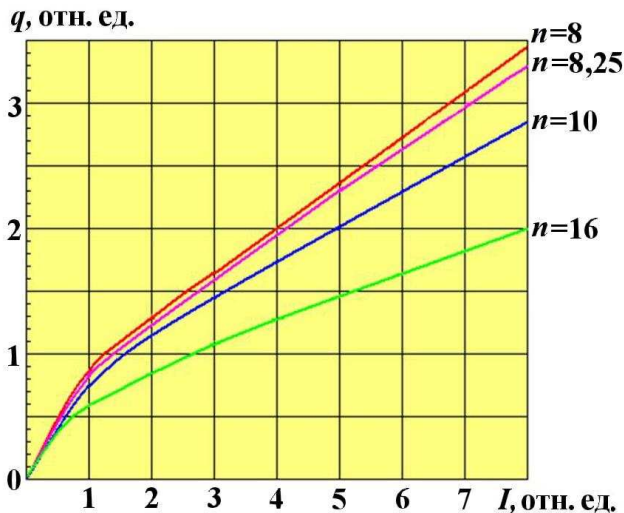


Рис. 1. Теоретические зависимости отношения сигнал/шум от среднего количества информации, приходящегося на символ

- FE, GE, FDDI: $m = 8, n = 10$ (блочные коды 8B10B и 4B8B);
- плездохронная цифровая иерархия PDH: $m = 8, n = 16$ (манчестерские коды 1B2B).

Среднее количество информации определяется типом символа и условиями его определения. Например, в табл. 1 представлено требуемое для получения сообщения среднее количество информации на один текстовый символ при различных условиях анализа сообщений для двух алфавитов (русского и английского языков) [3].

В действительности все обстоит несколько иначе. Дело в том, что зависимость (1) получе-

Таблица 1

Среднее количество информации (бит) на текстовый символ

| Обозначение | Условия определения информации на один символ | Русский алфавит (33 символа) | Английский алфавит (27 символов) |
|-------------|---|------------------------------|----------------------------------|
| I_n | Равновероятностное появление букв | 5,087 | 4,755 |
| I_1 | С учетом априорной вероятности появления каждого из символов | 4,360 | 4,040 |
| I_2 | С учетом априорной вероятности комбинаций из двух символов | 3,520 | 3,320 |
| I_3 | С учетом априорной вероятности комбинаций из трех символов | 3,010 | 3,100 |
| I_5 | С учетом априорной вероятности комбинаций из пяти букв (оценка) | — | 2,100 |
| I_8 | С учетом априорной вероятности комбинаций из восьми букв (оценка) | — | 1,900 |
| $I_?$ | Теоретический предел (оценка) (учет всех комбинаций символов) | 1,700 | 1,500 |

на в предположении способа кодирования с помощью шумоподобных сигналов [1]. На практике способы кодирования задаются стандартами передачи ВОСП (различные Ethernet, FDDI, SDH, PDH) и используемые в них сигналы далеки от шумоподобных. Зависимость (1) задает *предельную* пропускную способность канала, которая практически не может быть достигнута [1]. Кроме того, в (1) не учитываются алгоритмы структурирования сигнала и распознавания сообщения.

Порядок распознавания цифровых сигналов

Распознавание принятого сигнала практически не зависит от скорости передачи и способа кодирования информации. Для всех кодов в ВОСП при передаче в качестве единичного цифрового сигнала используется переход через нулевое напряжение (нулевой энергетический уровень). Для наглядности рассмотрим порядок структурирования и расшифровки на примере сигнала, передаваемого с помощью технологии Fast Ethernet со скоростью 125 Мбит/с.

Исходной для обработки является реализация случайного сигнала (синяя кривая на цветном

рис. 2, см. цветную вкладку), оцифрованная с помощью АЦП и записанная в память ЭВМ. Алгоритмы структурирования и восстановления цифрового сигнала подробно рассмотрены ниже.

После восстановления цифрового сигнала производится его разбиение на кадры в соответствии со структурой кадра Ethernet (рис. 3) и выделение информационных полей LLC Data [4]. После объединения информационных полей кадров одного и того же адресата поле разбивается на последовательность пятибитовых групп. Каждая группа соответствует закодированному первичному шестнадцатеричному символу. Шестнадцатеричные символы определяются в соответствии с табл. 2 кодирования сигналов передачи [4]. Например, для сигнала, приведенного на рис. 2, это символы 7, 8, E, 0, 9, HALT, 9.

Для каждой пары полученных шестнадцатеричных символов определяется информационный символ (буква, цифра, знак) в соответствии с табл. 3 [5]: первый шестнадцатеричный символ соответствует столбцу таблицы, второй — строке. Таким образом, производится расшифровка передаваемой информации. Например, по сигналам, приведенным на рис. 2, получаются следующие результаты: буква "x" (символы 7 и 8), буква "p" (символы E и 0); символы 9 и HALT составляют ошибочную комбинацию.

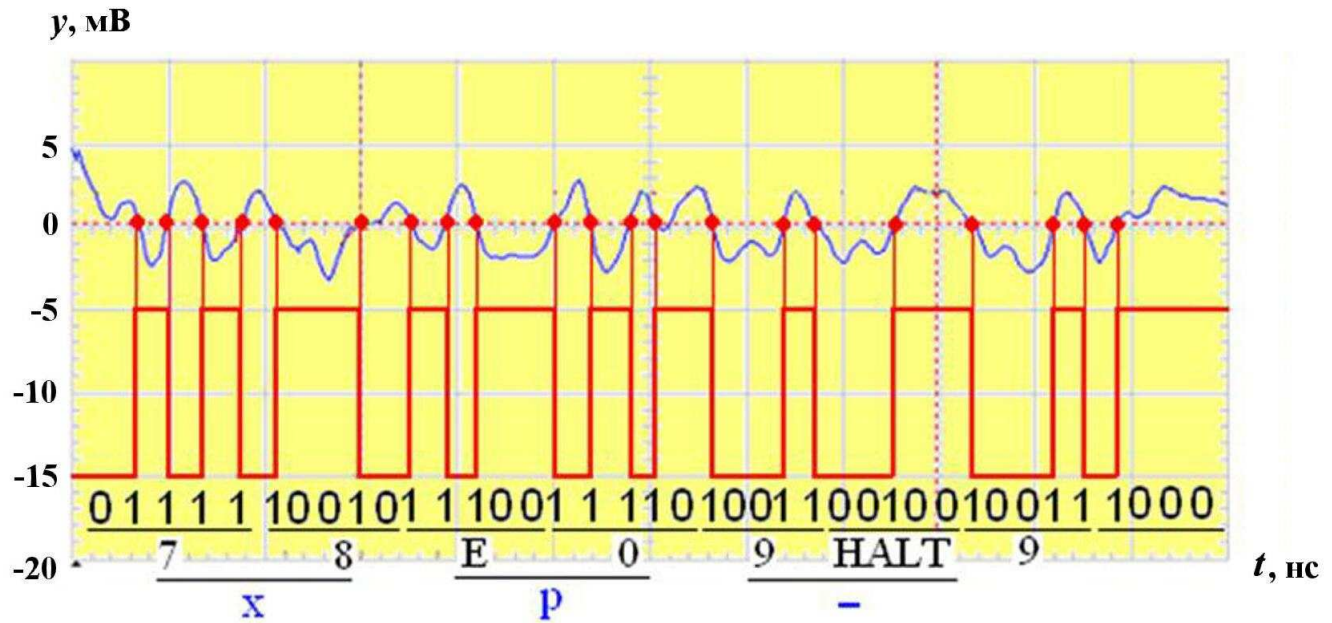


Рис. 2. Пример структурирования сигнала 100Base-FX

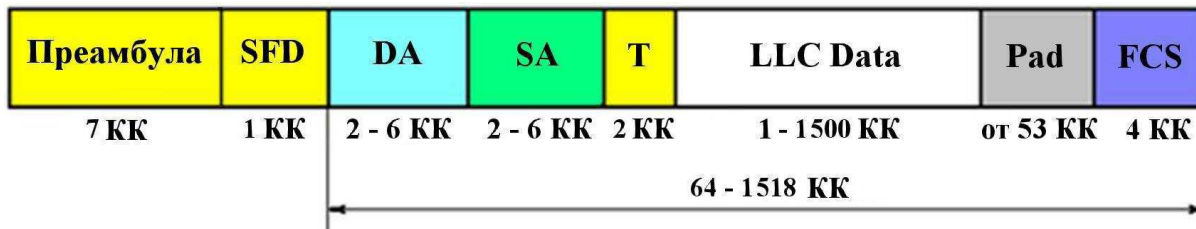


Рис. 3. Структура кадра Ethernet: преамбула — 7 кодовых комбинаций (КК); SFD (Start Frame Delimiter) — ограничитель начала кадра: 1010101011; DA — адрес назначения; SA — адрес отправления; T — размер поля данных; LLC Data — поле данных; Pad — дополнительное поле; FCS — контрольная последовательность кадра

Таблица 2

Таблица кодирования сигналов передачи

| Символ | Имя | Назначение | Линейный код |
|--------|-----------|---|--------------|
| Q | QUIET | Символы статуса линии | 00000 |
| I | IDLE | | 11111 |
| H | HALT | | 00100 |
| J | | Начальный ограничитель | 11000 |
| K | | | 10001 |
| L | | | 00101 |
| T | | Конечный ограничитель | 01101 |
| R | RESET | Контрольный индикатор | 00111 |
| S | SET | | 11001 |
| 0 | 0000 | Символы данных 61% - 1 39% - 0 | 11110 |
| 1 | 0001 | | 01001 |
| 2 | 0010 | | 10100 |
| 3 | 0011 | | 10101 |
| 4 | 0100 | | 01010 |
| 5 | 0101 | | 01011 |
| 6 | 0110 | | 01110 |
| 7 | 0111 | | 01111 |
| 8 | 1000 | | 10010 |
| 9 | 1001 | | 10011 |
| A | 1010 | | 10110 |
| B | 1011 | | 10111 |
| C | 1100 | | 11010 |
| D | 1101 | | 11011 |
| E | 1110 | | 11100 |
| F | 1111 | | 11101 |
| V | VIOLATION | Запрещенные символы 71% - 0 29% - 1 | 00001 |
| V | VIOLATION | | 00010 |
| V | VIOLATION | | 00011 |
| V | VIOLATION | | 00110 |
| V | VIOLATION | | 01000 |
| V | VIOLATION | | 01100 |
| V | VIOLATION | | 10000 |

Таблица 3

Кодовая таблица информационных символов

| | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | A | B | C | D | E | F |
|---|---|----|-----|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0 | ⊙ | ▶ | ! | 0 | @ | P | ' | р | А | Р | а | ⋮ | ⊥ | ⊥ | р | Ё |
| 1 | ⊙ | ◀ | !" | 1 | A | Q | a | q | Б | С | б | ⋮ | ⊥ | ⊥ | с | ё |
| 2 | ♥ | ↕ | ## | 2 | B | R | b | r | В | Т | в | ⋮ | ⊥ | ⊥ | т | ё |
| 3 | ♥ | !! | #\$ | 3 | C | S | c | s | Г | У | г | ⋮ | ⊥ | ⊥ | у | ё |
| 4 | ♦ | !! | \$% | 4 | D | T | d | t | Д | Ф | д | ⋮ | ⊥ | ⊥ | ф | ё |
| 5 | ♣ | !! | %& | 5 | E | U | e | u | Е | Ц | е | ⋮ | ⊥ | ⊥ | ц | ё |
| 6 | ♣ | !! | &' | 6 | F | V | f | v | Ж | Ш | ж | ⋮ | ⊥ | ⊥ | ш | ё |
| 7 | • | !! | '(| 7 | G | W | g | w | З | Щ | з | ⋮ | ⊥ | ⊥ | щ | ё |
| 8 | ◼ | !! | (* | 8 | H | X | h | x | И | Ъ | и | ⋮ | ⊥ | ⊥ | ъ | ё |
| 9 | ◊ | !! |)* | 9 | I | Y | i | y | Й | Ы | й | ⋮ | ⊥ | ⊥ | ы | ё |
| A | ♂ | !! | +* | A | J | Z | j | z | К | Ь | к | ⋮ | ⊥ | ⊥ | ь | ё |
| B | ♀ | !! | +* | B | K | [| k | [| П | Ъ | п | ⋮ | ⊥ | ⊥ | ъ | ё |
| C | ♂ | !! | +* | C | L | \ | l | \ | Н | Ъ | н | ⋮ | ⊥ | ⊥ | ъ | ё |
| D | ♀ | !! | +* | D | M |] | m |] | О | Ъ | о | ⋮ | ⊥ | ⊥ | ъ | ё |
| E | ♂ | !! | +* | E <td>N</td> <td>^</td> <td>n</td> <td>^</td> <td>П</td> <td>Ъ</td> <td>п</td> <td>⋮</td> <td>⊥</td> <td>⊥</td> <td>ъ</td> <td>ё</td> | N | ^ | n | ^ | П | Ъ | п | ⋮ | ⊥ | ⊥ | ъ | ё |
| F | ♀ | !! | +* | F <td>O</td> <td>_</td> <td>o</td> <td>_</td> <td>П</td> <td>Ъ</td> <td>п</td> <td>⋮</td> <td>⊥</td> <td>⊥</td> <td>ъ</td> <td>ё</td> | O | _ | o | _ | П | Ъ | п | ⋮ | ⊥ | ⊥ | ъ | ё |

**Практический предел
расшифровки сигналов**

Вероятность получения информации из сигналов, передаваемых по ВОЛП, $P_{и}$ в общем случае равна произведению условных вероятностей [6]:

$$P_{и} = P_o P_c(P_o) P_p(P_o, P_c), \tag{5}$$

где P_o — вероятность обнаружения сигнала; $P_c(P_o)$ — вероятность структурирования сигнала при условии, что он обнаружен; $P_p(P_o, P_c)$ — вероятность расшифровки сигнала при условии, что сигнал обнаружен и структурирован.

При неограниченном времени наблюдения сигнал всегда может быть обнаружен: $P_o = 1$. Будем считать, что полученный сигнал будет успешно расшифрован: $P_p = 1$. При этих условиях мощность принимаемого сигнала будет определяться вероятностью структуризации сигнала P_c . При структурировании сигнала нет априорных данных о передаваемой информации, поэтому появление нулей и единиц в информационном поле следует считать равновероятным. Вероятность правильного структурирования информационного символа P_c будет определяться

вероятностью ошибки на единичный цифровой сигнал $P_{ош}$ по формуле [6]

$$P_c = (1 - P_{ош})^n.$$

Известно также, что вероятность получения информации из сигнала определяется средним количеством информации I и количеством бит m в кодовой комбинации для одного информационного символа по формуле

$$P_{и} = \frac{I}{m}.$$

Подставляя полученные выражения для $P_{и}$ и P_c в (5) и учитывая, что $P_o = P_p = 1$, получаем

$$P_{ош} = 1 - \left(\frac{I}{m}\right)^{1/n}. \tag{6}$$

Отношение сигнал/шум ($q \leq 6$) для данного значения $P_{ош}$ можно вычислить по формуле Ю. К. Макарова:

$$q = \left\{ -6,421 \ln \left(1 - \left[2(1 - P_{ош}) - 1 \right]^2 \right) \right\}^{1/2}. \tag{7}$$

После подстановки (6) в (7) получаем предельное требование к отношению сигнал/шум для получения информации из сигнала:

$$q = \left\{ -6,421 \ln \left(1 - \left[2 \left(\frac{I}{m} \right)^{1/n} - 1 \right]^2 \right) \right\}^{1/2}.$$

На рис. 4 представлены практические зависимости $q = f(I)$ для тех же способов кодирования, что и на рис. 1. Из рис. 1, 4 следует, что значения q отличаются друг от друга.

В табл. 4 представлены значения q (предельное и практическое) для $I = \overline{2,5}$ при $n = 8; 8,5; 10$ и 16 . Информация из реализации при таких значениях q ($q < 6$) может быть получена только при записи и обработке на ЭВМ.

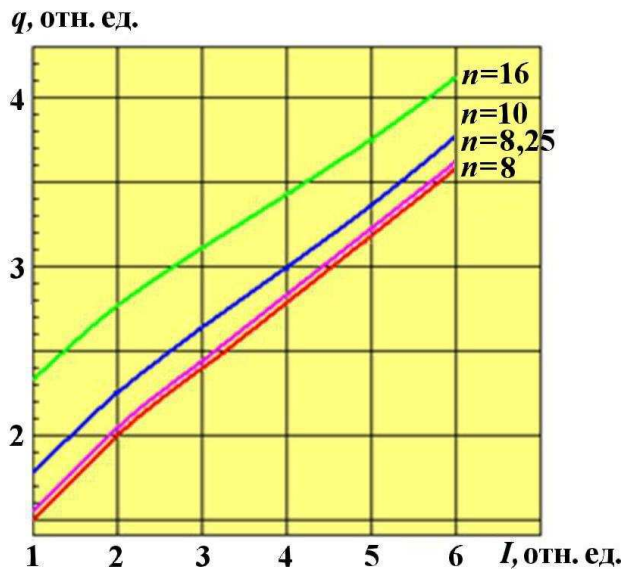


Рис. 4. Практические зависимости отношения сигнал/шум от среднего количества информации, входящегося на символ

Таблица 4

Значения q (предельное/практическое)

| I | n | | | |
|---|----------|-----------|-----------|----------|
| | 16 | 10 | 8,25 | 8 |
| 2 | 0,8/2,8 | 1,15/2,25 | 1,25/2,05 | 1,3/2,0 |
| 3 | 1,1/3,15 | 1,4/2,65 | 1,6/2,35 | 1,65/2,4 |
| 4 | 1,3/3,4 | 1,7/3,0 | 1,9/2,75 | 2,0/2,8 |
| 5 | 1,4/3,75 | 2,0/3,3 | 2,3/3,15 | 2,4/3,2 |

Алгоритм структурирования и его программная реализация

В предлагаемом алгоритме структурирования входными данными является выборка цифровых отсчетов Y_i объемом H , полученная путем аналого-цифрового преобразования входной реализации сигнала $y(t)$ за время наблюдения. Период дискретизации t_d выбирается из условия (теорема Котельникова)

$$t_d \leq \frac{\tau}{2},$$

где τ — длительность тактового интервала исходной цифровой последовательности.

Для всей выборки объемом H вычисляется среднее выборочное значение Y_0 по формуле

$$Y_0 = \sum_{i=1}^H Y_i$$

и среднее энергетическое значение Y_{cp} по формуле

$$Y_{cp} = \frac{H}{2} \sum_{i=1}^H |Y_i - Y_0|. \quad (8)$$

Полученное Y_{cp} принимается за нулевое значение входной реализации (линия $y = 0$ на рис. 2).

Далее определяются все точки пересечения входной реализации с нулевой линией, соответствующие единичным цифровым сигналам. Для каждого стандарта известна длительность тактового интервала и его допуск. Например, тактовый интервал при скорости передачи 125 Мбит/с составляет 8 нс, а допуск, определяемый дрожанием фронта (jitter), составляет $\pm 1,6$ нс. Фиксируются все полученные переходы через нулевую линию.

С учетом того, что частота входной реализации примерно в два раза ниже тактовой частоты, на интервале менее 6,4 нс пересечений быть не может. Поэтому требуется определить, какие из полученных переходов в реализации являются истинными, а какие — ложными. Для определения истинности (ложности) перехода проводится анализ реализации по амплитуде и энергетическому наполнению.

Вычисляется среднее значение амплитуды выборки:

$$A_{cp} = \frac{1}{H} \sum_{i=1}^H |Y_i - Y_{cp}| = \frac{h}{H} \sum_{j=1}^{H/h} |A_j|, \quad (9)$$

где h — количество отсчетов в пределах тактового интервала, $h = \tau/t_d$; j — номер тактового интервала; A_j — среднее значение амплитуды в пределах тактового интервала j , которое определяется по формуле

$$A_j = \frac{1}{h} \sum_{i=(j-1)h+1}^{jh} (Y_i - Y_{cp}). \quad (10)$$

Полученное значение амплитуды реализации сигнала A_j на каждом тактовом интервале сравнивается со средним значением амплитуды выборки A_{cp} . Если $|A_j| \geq A_{cp}$, то переход в начале тактового интервала является истинным, иначе — ложным.

Для исключения ошибки определения истинности перехода проводится проверка энергетического наполнения соседних тактов, между которыми произошел переход. Для этого на каждом тактовом интервале вычисляется энергия реализации Φ_j по формуле

$$\Phi_j = h \sum_{i=(j-1)h+1}^{jh} (Y_i - Y_{cp})^2. \quad (11)$$

По полученным данным вычисляется модуль разности значений энергии на соседних тактовых интервалах и принимается решение об истинности (ложности) перехода по следующему критерию: переход считается истинным, если

$$|\Phi_j - \Phi_{j-1}| \geq 4Y_{cp}^2 h, \quad (12)$$

в противном случае переход ложный.

После этого в соответствии с правилами кодирования формируется цифровая последовательность логических нулей и единиц.

Данный алгоритм реализован на языке C++ в программе для стандарта передачи 100Base-FX (технология Fast Ethernet).

Экспериментальные результаты по тестированию программы

Для определения реальных возможностей программы проведено ее тестирование для сигналов стандарта 100Base-FX (со скремблированием) при отношениях сигнал/шум в диапазоне от 0,5 до 6.

Структурная схема стенда для тестирования программы представлена на рис. 5. Данная схема позволяет одновременно получать истинную (эталонную) реализацию сигнала (канал 1) и анализируемую реализацию с уменьшенным отношением сигнал/шум по сравнению с истинной реализацией (канал 2). Полученные результаты выводятся на экран анализатора LeCroy Wave Master 820Zi и сохраняются в числовом и графическом форматах.

Для истинной (эталонной) реализации (канал 1) отношение сигнал/шум определяется по формуле

$$q = \frac{U}{\sigma}, \quad (13)$$

где U — амплитудное значение сигнала; σ — среднее квадратическое значение шума.

Наиболее точно определить значение σ позволяет встроенная в анализатор функция построения гистограммы. Например, на рис. 6 представлена гистограмма распределения плотности вероятности напряжения шума на выходе приемного оптикоэлектронного модуля ПРОМ-364-80к.

Величина σ определяется с помощью функции построения гистограммы по формуле

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (V_i)^2},$$

где V_i — измеренные значения шума; N — количество точек сигнала за весь период наблюдения.

Вычисленное значение $\sigma = 0,874$ мВ совпало со значением, заявленным предприятием-изготовителем модуля ПРОМ-364-80к (ЗАО "Телаз", г. Москва).

С помощью функции построения гистограммы анализатора определяется также амплитуда сигнала U . Она вычисляется как разность между верхним и нижним уровнями напряжения реализации. Было получено $U = 5,22$ мВ.

Таким образом, исходное отношение сигнал/шум, вычисленное по формуле (13), составляет 5,97. Каналы 1 и 2 имеют одинаковые передаточные характеристики, поэтому $q_2 = q_1 = 5,97$.

Далее выполняется одновременный анализ реализаций канала 1 и канала 2. Выравнивание сигналов в каналах по времени осуществляется при помощи функции задержки, встроенной в

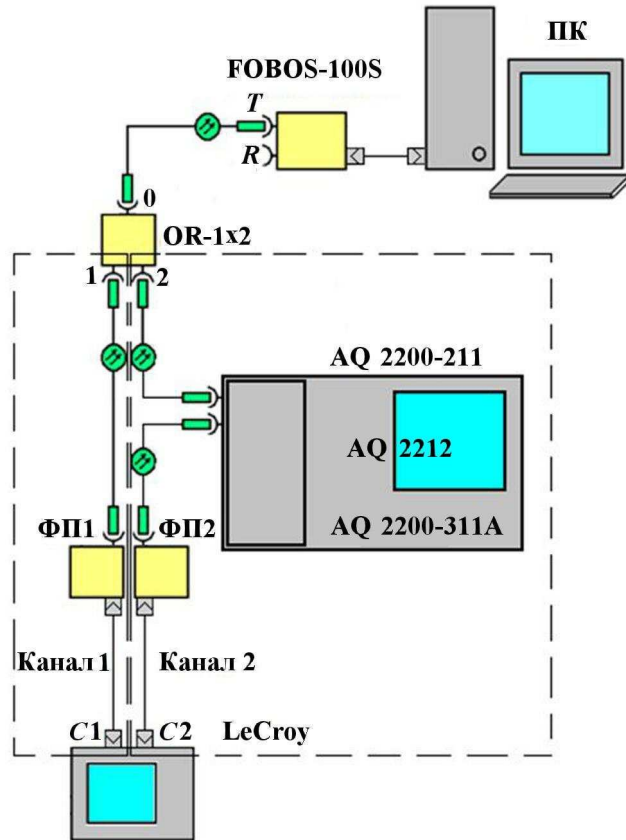


Рис. 5. Структурная схема стенда для тестирования программы: LeCroy — анализатор телекоммуникационных сигналов Wave Master 820Zi; ПК — персональный компьютер с сетевой картой Realtek PCIe GBE Family Controller; OR-1x2 — оптический разветвитель; ФП — фотоприемник; FOBOS-100S — конвертор среды; AQ 2212 — платформа фирмы Yokogawa с модулями оптического аттенюатора AQ 2200-211, AQ 2200-311A



Рис. 6. Гистограмма распределения плотности вероятности шума

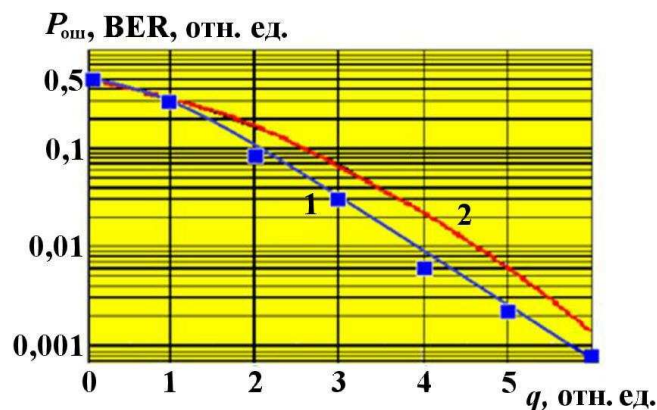


Рис. 9. Зависимости BER (1) и $P_{\text{ош}}$ (2) от отношения сигнал/шум q

Заключение

Практическое распознавание цифровых сигналов при среднем количестве информации на один символ (I) от 2 до 4 бит может быть осуществлено при отношениях сигнал/шум (q) от 2 до 3,4 в зависимости от способа кодирования информации. Теоретический предел распознавания (из теоремы Шеннона при кодировании шумоподобными сигналами) получается при количестве информации I от 2 до 4 бит при отношении сигнал/шум q от 0,8 до 2 в зависимости от количества единичных сигналов на бит.

Разработанная и протестированная программа позволяет снизить коэффициент ошибки BER при распознавании цифровых сигналов примерно в 2 раза при отношениях сигнал/шум от 2 до 6 по сравнению с расчетной вероятностью ошибки для прямого детектирования сигнала.

Список литературы

1. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. М.: Иностран. лит-ра, 1963.
2. ГОСТ 26599-85. Системы передачи волоконно-оптические. Термины и определения. М.: Изд-во стандартов, 2001.
3. Теория информации. Кодировка информации в теории Шеннона. <http://www.inform.com>.
4. Убайдуллаев Р. Р. Волоконно-оптические сети. М.: Эко — Тренз, 2001.
5. Математика и информатика. Передача и кодирование информации. Лекция 8. <http://www.inform.com>.
6. Шубин В. В. Волоконно-оптические системы и информационная безопасность. С.-Пб.: Ива, 2006.

Статья поступила в редакцию 05.03.14.

DIGITAL SIGNAL RECOGNITION IN LOW SIGNAL/NOISE RATIO ENVIRONMENTS / O. N. Naryshkina, A. V. Svetikov, V. V. Shubin (FSUE RFNC-VNIIEF, Sarov, Nizhny Novgorod region).

The paper discusses digital signal recognition capabilities for low signal/noise ratio environments and results of developing a corresponding signal structuring algorithm. The algorithm is implemented in the C++ language in a signal processing program used for Fast Ethernet and FDDI signals. Experimental results of program tests for Fast Ethernet and FDDI signals are presented (125 Mb/s rate). The error rate (BER) was decreased compared to the theoretical error probability for direct detection.

Keywords: fiber optic link, signal/noise ratio, error probability, error rate, optical signal structuring.