

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 удастся 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);

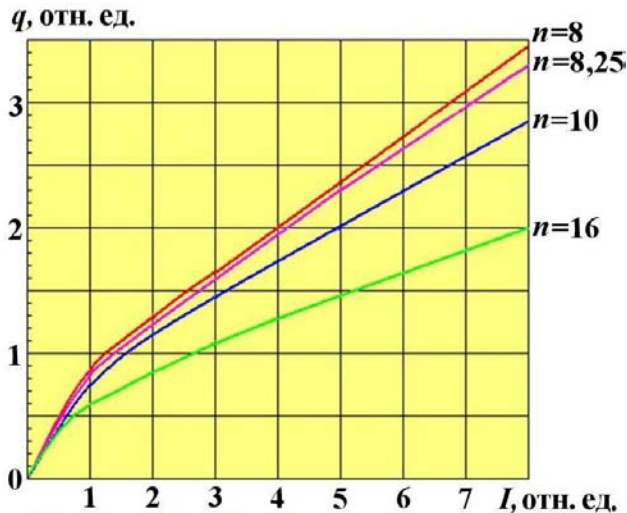


Рис. 1. Теоретические зависимости отношения сигнал/шум от среднего количества информации, приходящегося на символ

- FE, GE, FDDI: $m = 8, n = 10$ (блочные коды 8B10B и 4B8B);
- плезеохронная 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.

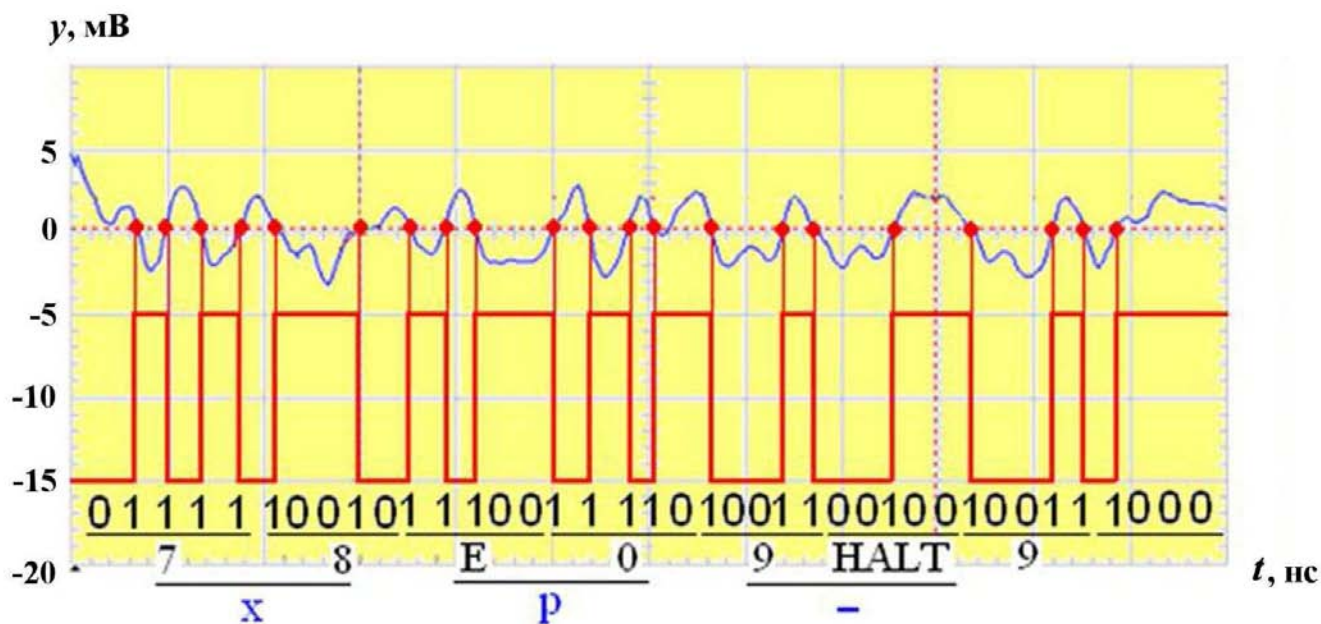


Рис. 2. Пример структурирования сигнала 100Base-FX

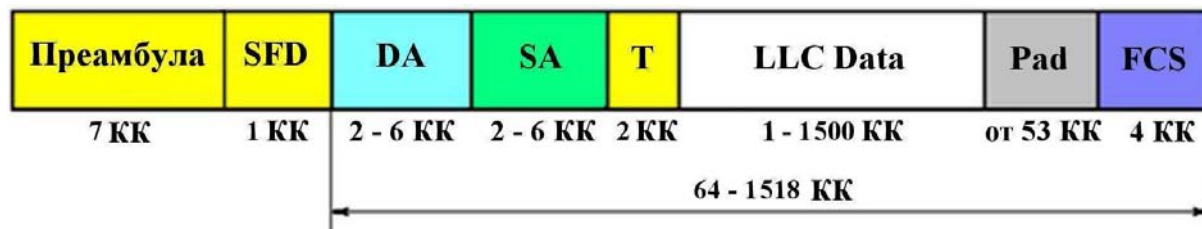


Рис. 3. Структура кадра Ethernet: преамбула — 7 кодовых комбинаций (КК); SFD (Start Frame Delimiter) — ограничитель начала кадра: 1010101011; DA — адрес назначения; SA — адрес отправления; T — размер поля данных; LLC Data — поле данных; Pad — дополнительное поле; FCS — контрольная последовательность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

Кодовая таблица информационных символов

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
1	!	~	!"#\$%&'	(*	+	,	-	.	/	0	1	2	3	4	5
2	!	~	!"#\$%&'	(*	+	,	-	.	/	0	1	2	3	4	5
3	!	~	!"#\$%&'	(*	+	,	-	.	/	0	1	2	3	4	5
4	!	~	!"#\$%&'	(*	+	,	-	.	/	0	1	2	3	4	5
5	!	~	!"#\$%&'	(*	+	,	-	.	/	0	1	2	3	4	5
6	!	~	!"#\$%&'	(*	+	,	-	.	/	0	1	2	3	4	5
7	!	~	!"#\$%&'	(*	+	,	-	.	/	0	1	2	3	4	5
8	!	~	!"#\$%&'	(*	+	,	-	.	/	0	1	2	3	4	5
9	!	~	!"#\$%&'	(*	+	,	-	.	/	0	1	2	3	4	5
A	!	~	!"#\$%&'	(*	+	,	-	.	/	0	1	2	3	4	5
B	!	~	!"#\$%&'	(*	+	,	-	.	/	0	1	2	3	4	5
C	!	~	!"#\$%&'	(*	+	,	-	.	/	0	1	2	3	4	5
D	!	~	!"#\$%&'	(*	+	,	-	.	/	0	1	2	3	4	5
E	!	~	!"#\$%&'	(*	+	,	-	.	/	0	1	2	3	4	5
F	!	~	!"#\$%&'	(*	+	,	-	.	/	0	1	2	3	4	5

**Практический предел
расшифровки сигналов**

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

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

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

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

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

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

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 $I = 2, 5$ 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.

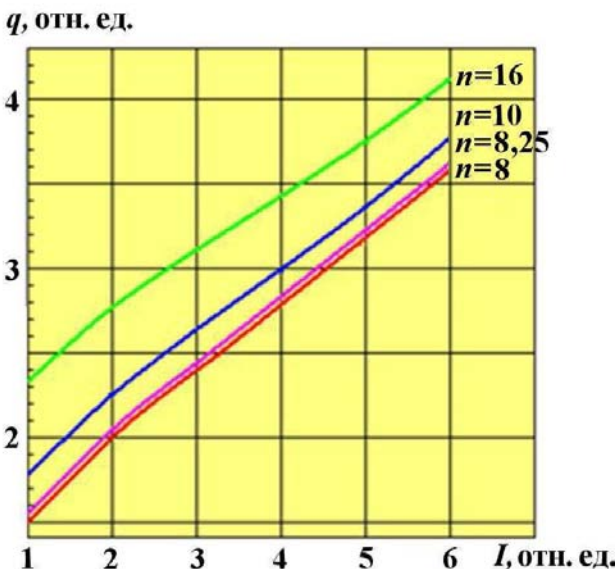


Рис. 4. Практические зависимости отношения сигнал/шум от среднего количества информации, приходящегося на символ

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

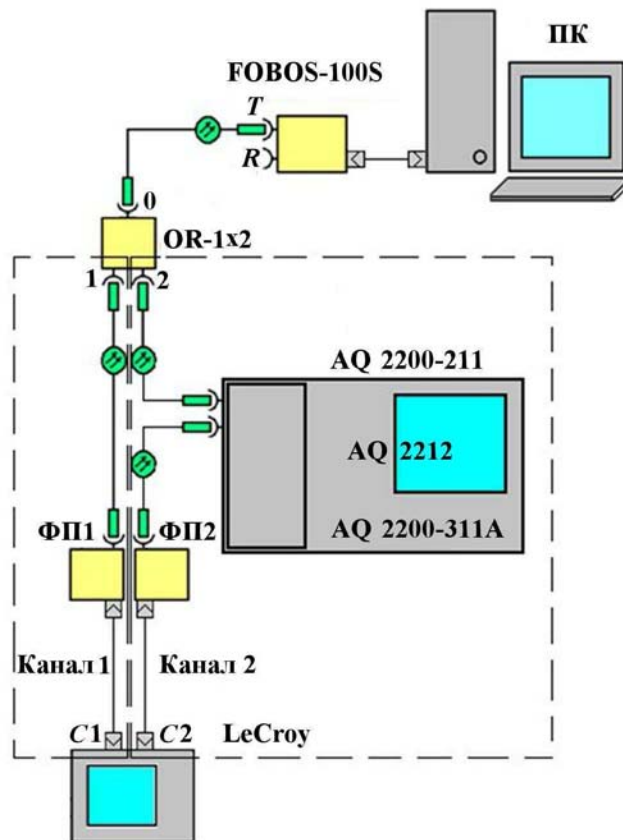


Рис. 5. Структурная схема стенда для тестирования программы: LeCroy — анализатор телекоммуникационных сигналов Wave Master 820Zi; ПК — персональный компьютер с сетевой картой Realtek PCIe GBE Family Controller; OR-1x2 — оптический разветвитель; ФП — фотоприемник; FOBOS-100S — конвертор среды; AQ 2212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



Рис. 6. Гистограмма распределения плотности вероятности шума

анализатор. Амплитуда сигнала в канале 2 уменьшается путем внесения в линию дополнительных потерь A_{dB} с помощью регулируемого оптического аттенюатора AQ 2200-311A. Уменьшение амплитуды сигнала в канале 2 приводит к такому же уменьшению отношения сигнал/шум, так как уровень шумов определяется тепловым шумом ПРОМ-364-80к и не изменяется при проведении тестирования.

Для каждого заданного отношения сигнал/шум сохраняются осциллограммы сигналов каналов 1 и 2 в графическом и числовом форматах с частотой дискретизации 40 ГГц. Полученные числовые последовательности истинной (канал 1) и анализируемой (канал 2) реализаций сигнала являются исходными данными для обработки. Сравнение результатов обработки этих двух последовательностей позволяет определить коэффициент ошибок BER при структурировании. Блок-схема программы представлена на рис. 7.

По данным, полученным с анализатора телекоммуникационных сигналов, для анализируемой и истинной реализаций по формуле (8) вычисляются средние значения уровней Y_{cp} и определяются нулевые линии. Для обеих последовательностей определяются и сохраняются точки пересечения реализации с нулевой линией, отстоящие друг от друга на интервал, кратный такто-

вому интервалу $(8 \pm 1, 6)$ нс. На интервалах между точками пересечения, которые принимаются за тактовые, для истинной и анализируемой реализаций вычисляются средние амплитуды A_j по формуле (10), и по ним — средние значения амплитуды всей реализации A_{cp} по формуле (9).

Далее для обеих последовательностей проводятся вычисления энергии реализации на каждом тактовом интервале по формуле (11) и сохранение полученных данных. Проверяется условие (12), и по истинным переходам, которые принимаются за логические единицы, формируются цифровые последовательности. Полученные последовательности автоматически сравниваются между собой, вычисляется количество несовпадений (ошибок — error), и результаты выводятся на экран ПЭВМ (рис. 8).

По полученным и обработанным данным (см. рис. 8) вычисляется коэффициент ошибок BER структурирования единичного цифрового сигнала:

$$BER = \frac{N_{ош}}{N_o},$$

где $N_{ош}$ — количество ошибочно структурированных бит; N_o — общее количество принятых бит.

На рис. 9 представлены полученная экспериментальная зависимость BER и расчетная кривая вероятности ошибки $P_{ош}$, построенная по формуле (6).



Рис. 7. Блок-схема программы

```

D:\PICC\Программы по C++\Project1.exe
Enter file: q22.cpp
Enter file1: q23.cpp
Total amount 62
0 1 1 1 0 1 1 0 0 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 1 0 0 1 0 1 0 1 0 1 1 1 0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 0 0 1 1 1 0 0 1
error 28
1 0 0 1 0 1 1 1 1 0 0 1 1 0 0 0 1 1 0 0 1 0 1 0 1 0 1 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 1 1 0 0 1 1 1 1
    
```

Рис. 8. Окно выдачи результатов структуризации

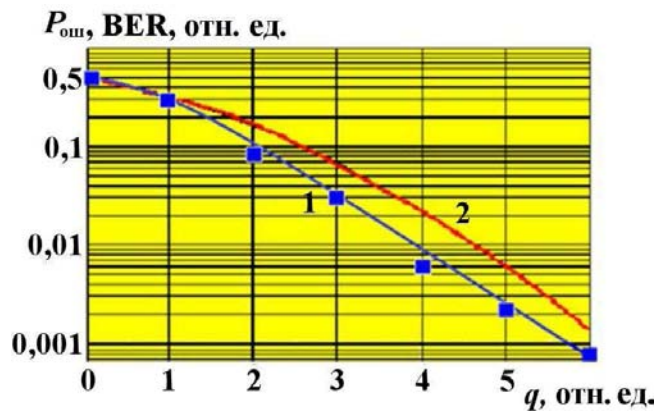


Рис. 9. Зависимости BER (1) и $P_{\text{ош}}$ (2) от отношения сигнал/шум q

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.