

# Простой приемник с мягким принятием решения для бинарной амплитудной модуляции

В.А.Коньшев, О.Е.Наний, В.Н.Трещиков, Р.Р.Убайдуллаев

*Предложен простой приемник с мягким принятием решения на основе двух компараторов. Показано, что выигрыш по оптическому отношению сигнал/шум (OSNR) по сравнению с традиционными приемниками, использующими жесткое принятие решения, может достигать 0.5 дБ. Указаны варианты создания прототипов устройств.*

**Ключевые слова:** приемник с мягким принятием решения, кодирование с исправлением ошибок, бинарный канал связи, взаимная информация, емкость канала, OSNR, Q-фактор.

## 1. Введение

Стремительная информатизация общества, развитие сети Интернет, рост числа абонентов сетей мобильной связи, увеличение количества видеоконференций и т.п. обусловили экспоненциальный рост объема передаваемой информации и, как следствие, необходимость соответствующего увеличения пропускной способности оптических сетей и систем связи на всех уровнях [1, 2]. Для обеспечения роста пропускной способности оптических каналов передачи информации происходит замена традиционных систем дальней связи с канальной скоростью 10 Гбит/с, использующих амплитудную модуляцию, системами связи с фазовой модуляцией и канальной скоростью 40 Гбит/с [3, 4], а также когерентными системами связи с канальной скоростью 100 Гбит/с [5, 6]. Наряду с этим модернизируются городские сети связи и сети доступа.

На текущий момент 100G-системы становятся доминирующими в сетях дальней связи. В то же время, востребованность 10G DWDM-каналов продолжает расти в городских и региональных сетях, где вопросы снижения стоимости оборудования играют ключевую роль. В связи с этим необходимы такие решения, которые позволяют добиться улучшения технических характеристик без применения дорогостоящих компонентов. Главная трудность, которую приходится преодолевать разработчикам при увеличении пропускной способности оптических сетей связи, состоит в деградации качества оптического сигнала из-за накопления шумов усилителей, а также линейных и нелинейных искажений. Кодирование с исправлением ошибок (FEC) и цифровая обработка принятых сигналов стали играть ключевую роль в современных высокоскоростных системах связи, обеспечивая повышение каче-

ства предоставляемых услуг и снижая стоимость оборудования и затраты на его эксплуатацию [7, 8].

По способу оцифровки поступившего на приемник бинарного оптического сигнала и принципу кодирования/декодирования сообщения приемопередатчики можно разделить на две основные категории [9] (рис.1): приемопередатчики с жестким принятием решения, или HD-FEC (hard decision FEC); приемопередатчики с мягким принятием решения, или SD-FEC (soft decision FEC). В приемнике бинарного оптического сигнала с HD-FEC значение каждого входного символа (0 или 1) определяется путем сравнения амплитуды (уровня) сигнала с пороговым уровнем в компараторе. Если уровень входного сигнала превышает уровень порога компаратора, то компаратор принимает жесткое (т.е. однозначное) решение о том, что значение принятого сигнала «один» (в противном случае «ноль»). Метод HD-FEC, использующий один компаратор, характеризуется невысокой ценой и конструктивной простотой приемника, однако поскольку алгоритмы исправления ошибок должны одинаково тщательно анализировать все принятые символы, это ограничивает их возможности.

В приемнике бинарного оптического сигнала с SD-FEC значение каждого входного символа определяется путем сравнения амплитуды (уровня) сигнала с несколькими порогами. Для этого используются аналого-цифровые преобразователи (АЦП) или несколько компараторов с разными уровнями сравнения. Как правило, существует центральный порог, на основании сравнения уровня сигнала с которым принимается приближенное решение о значении каждого входного символа. Однако если приемник с HD-FEC принимает окончательное первичное решение (будем называть его окончательным решением до FEC) о том, какое значение приписать принятому символу (0 или 1), то приемник с SD-FEC после сравнения сигнала с дополнительными порогами дает дополнительную информацию о степени уверенности в правильности принятого решения. Эта дополнительная информация позволяет обнаружить и исправить большее количество ошибок. Так, типичные приемники с HD-FEC при избыточности 15% обеспечивают уменьшение коэффициента ошибок BER после FEC до уровня  $10^{-12}$  (при значении BER до FEC  $10^{-4}$ ). При такой же избыточности 15% при-

В.А.Коньшев, В.Н.Трещиков, Р.Р.Убайдуллаев. ООО «Т8», Россия, 107076 Москва, ул. Краснобогатая, 44/1, оф. 826; e-mail: rru@t8.ru

О.Е.Наний. ООО «Т8», Россия, 107076 Москва, ул. Краснобогатая, 44/1, оф. 826; Московский государственный университет им. М.В.Ломоносова, физический факультет, Россия, 119991 Москва, Воробьевы горы

Поступила в редакцию 10 августа 2014 г., после доработки – 27 ноября 2014 г.

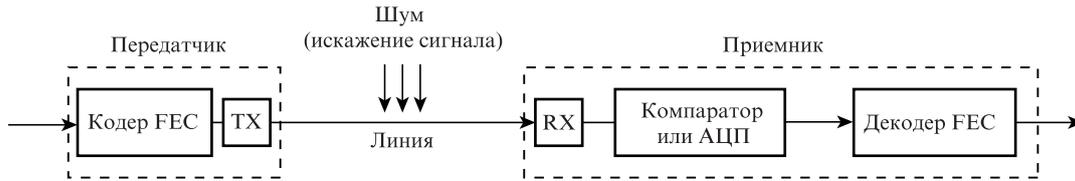


Рис.1. Система передачи с FEC.

емники с SD-FEC способны обеспечить BER после FEC на уровне  $10^{-12}$  при значении BER до FEC более  $10^{-2}$ . Улучшение технических характеристик в приемниках с SD-FEC достигается за счет использования более дорогих, чем в HD-FEC, компараторов или АЦП, а также затратой больших вычислительных ресурсов при декодировании.

Процесс декодирования в приемниках с SD-FEC можно описать так, что АЦП преобразовывает входной сигнальный импульс в многобитовый символ. Первый бит указывает на принятие решения (до FEC), а последующие (доверительные биты) дают дополнительную информацию о том, насколько корректно принятое решение. В когерентных системах 100G DP-QPSK [10] используются приемники SD-FEC с восьмибитовыми АЦП ( $n = 8$ , число состояний 256). Несмотря на сложность реализации, использование восьмибитовых АЦП в когерентных системах вполне оправдано, т. к. они обеспечивают выполнение множества необходимых операций с принятым и оцифрованным сигналом. К числу таких операций относятся компенсация хроматической и поляризационной модовой дисперсии, компенсация отстройки частоты и ухода фазы передающего лазера относительно частоты и фазы опорного лазера и др. [11, 12]. В приемниках с прямым детектированием использование столь сложных устройств менее оправдано. В таких приемниках в большинстве случаев по-прежнему используются простейшие однопороговые компараторы и HD-FEC. Ранее также были рассмотрены двух- и трехбитовые приемники SD-FEC ( $n = 2, 3$ , число состояний на каждый принятый сигнальный импульс соответственно 4 и 8) [13, 14].

В настоящей работе предложен и исследован наиболее простой вариант приемника с SD-FEC, построенный с использованием только двух компараторов. Анализ проведен на основе теории Шеннона и определяет потенциальные возможности улучшения характеристик передачи при замене приемника HD-FEC предложенным простейшим типом приемника SD-FEC.

## 2. Структура приемника и принцип работы

Структурная схема приемника SD-FEC с двумя компараторами приведена на рис.2. Бинарный оптический сигнал (в формате ООК) поступает на фотодиод, преобразуется в электрический ток и поступает на вход электрического делителя. Делитель передает на входы двух

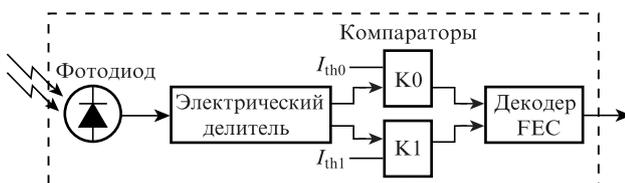


Рис.2. Структура приемника SD-FEC с двумя компараторами.

компараторов два одинаковых по величине напряжения, которые пропорциональны входному току. На компараторах выставляются разные пороги по уровню сравнения:  $I_{th0}$  и  $I_{th1}$ . Каждый компаратор, таким образом, преобразует входное напряжение в бинарный символ 0 или 1. Опишем состояния компараторов парой чисел, сначала показание компаратора K0, затем K1. В общем случае возможны следующие показания компараторов: 00, 01, 10, 11.

Если считать, что основной источник шума может быть только в оптическом тракте и в фотодиоде приемника, и пренебречь шумами в электрическом делителе, а именно шумами, вследствие которых на компараторы могло бы поступать разное напряжение, то при условии  $I_{th0} < I_{th1}$  можно исключить ситуацию, когда компараторы дадут показание 01. Это показание фактически становится противоречивым и возможно только при неправомерно выставленных порогах компаратора ( $I_{th0} > I_{th1}$ ). Мы полагаем, что декодер обрабатывает символы, которые могут принимать только три состояния: 00 (определенно 0), 10 (неопределенное состояние) и 11 (определенно 1). Таким образом, два компаратора играют роль АЦП с тремя выходными состояниями. Информация с компаратора подается в декодер, который после обработки поступившей информации принимает окончательное решение о последовательности двоичных символов в переданном сообщении.

## 3. Модель оптического канала передачи с гауссовым уширением уровней 0 и 1

Одной из основных причин возникновения ошибок (ошибочного приема двоичного символа), кроме искажений сигнала, являются шумы приемника.

Для расчета BER необходимо задаться конкретным видом функций распределения ошибок. В линии с оптическими усилителями, кроме тепловых и дробовых шумов, присутствуют также шумы, вызванные спонтанным излучением оптических усилителей. Тепловые шумы и шумы биений сигнала со спонтанным излучением распределены по нормальному (гауссову) закону, дробовые шумы подчиняются пуассоновскому распределению, а шумы биений спектральных компонент спонтанного излучения – распределению  $\chi^2$  (chi-square). При большом отношении сигнал/шум основной вклад дают шумы биений сигнала со спонтанным излучением. Они распределены по гауссову закону, так как представляют собой линейную комбинацию гауссовых переменных [15]. В такой модели электрический сигнал, поступающий на вход компаратора, описывается следующими величинами: средним значениями  $I_0$  и  $I_1$ , а также дисперсиями  $\sigma_0^2$  и  $\sigma_1^2$  сигнала при приеме «нуля» и «единицы» соответственно.

В бинарном канале с жестким принятием решения используется один компаратор с уровнем сравнения  $I_{th}$ . Из входной последовательности двухуровневых (бинарных) символов  $X$  формируется двухуровневая последователь-

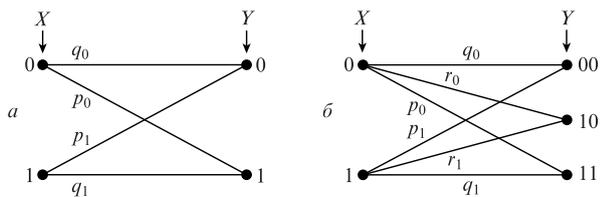


Рис.3. Диаграммы переходов для системы с жестким принятием решения (бинарный символ на входе в декодер) (а) и системы с мягким принятием решения (символ с тремя значениями на входе в декодер) (б).

ность символов  $Y$  (рис.3,а). На выходе приемника с двумя компараторами с уровнями  $I_{th0}$  и  $I_{th1}$  формируется трехуровневая последовательность символов  $Y$  (рис.3,б).

Емкость канала связи с шумами определяется максимумом взаимной информации последовательностей  $X$  и  $Y$  при вариации параметров системы. Будем считать, что на фотоприемник приходит в среднем одинаковое число «нулей» и «единиц». Таким образом, варьируемые параметры – это один уровень сравнения в HD-FEC и два уровня сравнения компараторов в SD-FEC.

При заданных уровнях сравнения компараторов  $I_{th}$  ( $I_{th0}$ ,  $I_{th1}$ ) значения вероятностей переходов ( $p$ ,  $r$  и  $q$ ), обозначенные на рис.3, определяются соотношениями [16], приведенными в табл.1. Описание этих вероятностей также дано в табл.1.

Общая формула для вычисления взаимной информации имеет вид [16]

$$I(X, Y) = \sum_i p(x_i) \sum_j p(y_j | x_i) \log \frac{p(y_j | x_i)}{\sum_k p(y_j | x_k) p(x_k)}, \quad (1)$$

где  $p(x)$  – априорная вероятность того, что произойдет событие  $x$ ;  $p(y | x)$  – условная вероятность того, что произойдет событие  $y$  (при условии, что произошло событие  $x$ ).

В случае равной вероятности передачи «нуля» и «единицы» формула (1) приобретает вид

$$I(X, Y) = 1 + \frac{1}{2} \left[ \sum_j p(y_j | 0) \log \left( \frac{p(y_j | 0)}{p(y_j | 0) + p(y_j | 1)} \right) + \sum_j p(y_j | 1) \log \left( \frac{p(y_j | 1)}{p(y_j | 0) + p(y_j | 1)} \right) \right], \quad (2)$$

где  $j = 1, 2$  для HD-FEC и  $1, 2, 3$  для SD-FEC.

Табл.1. Соотношения вероятностей для приемников с жестким (HD-FEC) и мягким (SD-FEC, три выходных состояния) принятием решения.

Описание	HD-FEC	SD-FEC
Вероятность ошибки при приеме «нуля» ( $0 \rightarrow 1$ )/( $0 \rightarrow 11$ )	$p_0 = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{I_{th} - I_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right)$	$p_0 = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{I_{th1} - I_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right)$
Вероятность безошибочной передачи «нуля» ( $0 \rightarrow 0$ )/( $0 \rightarrow 00$ )	$q_0 = 1 - p_0$	$q_0 = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{I_0 - I_{th0}}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right)$
Вероятность перехода в «среднее» состояние при приеме «нуля» ( $0 \rightarrow 10$ )	–	$r_0 = 1 - p_0 - q_0$
Вероятность ошибки при приеме «единицы» ( $1 \rightarrow 0$ )/( $1 \rightarrow 00$ )	$p_1 = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{I_1 - I_{th}}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right)$	$p_1 = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{I_1 - I_{th0}}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right)$
Вероятность безошибочной передачи «единицы» ( $1 \rightarrow 1$ )/( $1 \rightarrow 11$ )	$q_1 = 1 - p_1$	$q_1 = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{I_{th1} - I_1}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right)$
Вероятность перехода в «среднее» состояние при приеме «единицы» ( $1 \rightarrow 10$ )	–	$r_1 = 1 - p_1 - q_1$

#### 4. Емкость бинарных каналов с жестким и мягким принятием решения

Максимальное значение взаимной информации, которое может быть получено путем оптимизации системы передачи по свободным параметрам называется емкостью канала. Для бинарного канала с жестким принятием решения емкость канала

$$C = \max_{I_{th}} I(X, Y). \quad (3)$$

В приемнике с HD-FEC

$$I(X, Y) = 1 + \frac{1}{2} (p_0 \log p_0 + q_0 \log q_0 + p_1 \log p_1 + q_1 \log q_1) - \frac{1}{2} [(p_0 + q_1) \log(p_0 + q_1) + (q_0 + p_1) \log(q_0 + p_1)]. \quad (4)$$

Если бинарный канал симметричный ( $\sigma_0 = \sigma_1 = \sigma$ ), то максимум достигается при  $I_{th} = (I_0 + I_1)/2$ . Для простоты считаем  $I_0 = 0$ ,  $I_1 = 1$ , т.е.  $I_{th} = 0.5$  (все параметры безразмерные). В этом случае емкость канала с жестким принятием решения

$$C = 1 + p \log p + q \log q, \quad (5)$$

где вероятность битовой ошибки

$$p = p_0 = p_1 = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{1}{\sigma_0 2 \sqrt{2}} \right),$$

а  $q = q_0 = q_1$  и  $p + q = 1$ .

Взаимная информация в приемнике с SD-FEC

$$I(X, Y) = 1 + \frac{1}{2} (p_0 \log p_0 + q_0 \log q_0 + r_0 \log r_0 + p_1 \log p_1 + q_1 \log q_1 + r_1 \log r_1) - \frac{1}{2} [(q_0 + p_1) \log(q_0 + p_1) + (r_0 + r_1) \log(r_0 + r_1) + (p_0 + q_1) \log(p_0 + q_1)]. \quad (6)$$

В случае симметричного бинарного канала ( $\sigma_0 = \sigma_1 = \sigma$ ), аналогичного рассмотренному выше, имеем

$$I(X, Y) = p + q + p \log p + q \log q - (p + q) \log(p + q), \quad (7)$$

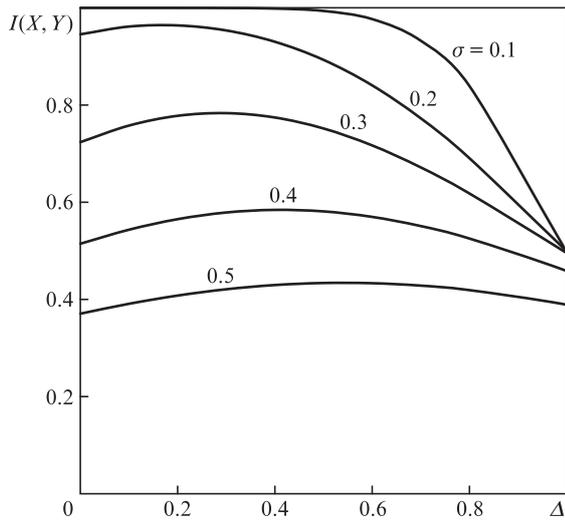


Рис.4. Зависимости взаимной информации от расстояния между уровнями сравнения при заданных значениях  $\sigma$ .

где  $p_0 = p_1 = p, q_0 = q_1 = q, r_0 = r_1 = r, p + q + r = 1$  и

$$p = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\Delta+1}{\sigma 2\sqrt{2}}\right), \quad q = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\Delta-1}{\sigma 2\sqrt{2}}\right), \quad \Delta = I_{\text{th1}} - I_{\text{th0}}$$

Зависимости взаимной информации  $I(X, Y)$  от разности порогов  $\Delta$  при различных значениях  $\sigma$ , рассчитанные численно по формуле (7), приведены на рис.4. Видно, что по мере роста  $\Delta$ , начиная от 0, взаимная информация возрастает (роста визуально не наблюдается только при  $\sigma \leq 0.1$ ) и при определенном значении  $\Delta$  достигает максимума.

Представленные на рис.5 зависимости среднеквадратичного отклонения  $\sigma$  от расстояния  $\Delta$  при заданных значениях взаимной информации  $I(X, Y)$  позволяют оценить диапазон значений  $\Delta$  (от 0.2 до 0.3 соответствует значениям  $I$  от 0.75 до 0.85), при которых значения  $\sigma$  близки к своим максимумам.

Емкость канала – взаимная информация, оптимизированная по свободному параметру  $\Delta$ , рассчитывалась численно:

$$C = \max_{I_{\text{th0}}, I_{\text{th1}}} I(X, Y) = \max_{\Delta} I(X, Y).$$

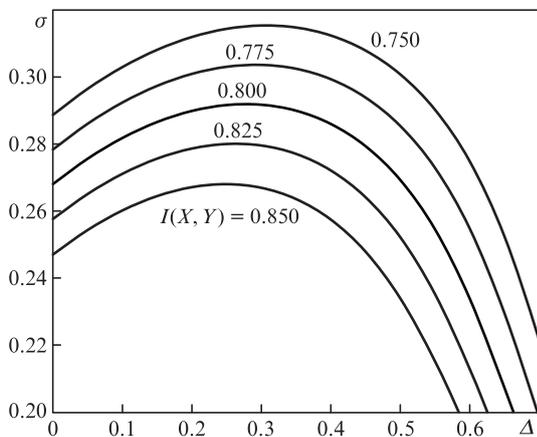


Рис.5. Зависимости среднеквадратичного отклонения от расстояния между уровнями сравнения при заданных значениях взаимной информации.

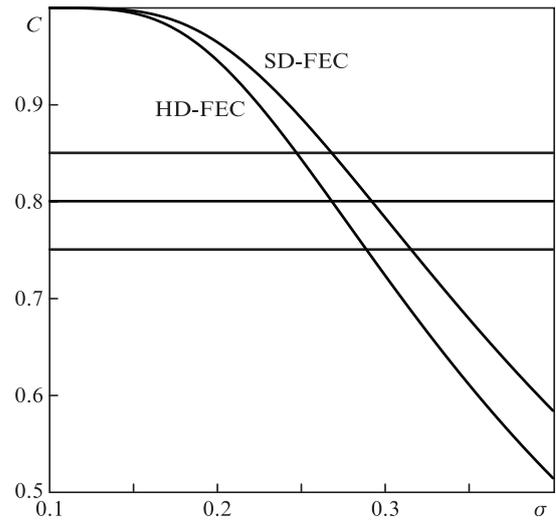


Рис.6. Зависимости емкости канала от среднеквадратичного отклонения.

Результаты расчетов в виде зависимостей емкости  $C$  от  $\sigma$  для случаев HD-FEC и SD-FEC приведены на рис.6. Горизонтальные линии отвечают разным емкостям канала. В данном случае значения  $C$  от 0.75 до 0.85 соответствуют коэффициентам ошибок  $p$  от 0.4 до 0.2 в канале связи с HD-FEC. Указанный диапазон  $C$  характерен для большого числа реализаций волоконно-оптических линий связи.

### 5. Выигрыш по OSNR

Наиболее важная характеристика транспондера – требуемое оптическое отношение сигнал/шум  $\text{OSNR}_R$  [17]. Использование предложенного типа приемника с SD-FEC обеспечивает работоспособность системы связи при меньших значениях требуемого OSNR ( $\text{OSNR}_{RS}$ ), чем при использовании обычных приемников с жестким принятием решения ( $\text{OSNR}_{RH}$ ).

Определим выигрыш по  $\text{OSNR}_R$  в виде отношения

$$V_{\text{OSNR}} = \frac{\text{OSNR}_{RH}}{\text{OSNR}_{RS}}. \tag{8}$$

Величина  $V_{\text{OSNR}}$  выражается в децибелах.

Выигрыш по OSNR обеспечивается тем, что работоспособность канала с SD-FEC поддерживается при большем уровне шума, а следовательно, при большем  $\sigma$ . Относительной мерой уровня шума является параметр качества, или  $Q$ -фактор,

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_0 + \sigma_1} = \frac{1}{2\sigma}. \tag{9}$$

При нулевой экстинкции ( $r = I_0/I_1 = 0$ ) требуемый OSNR рассчитывается по формуле [15]:

$$\text{OSNR}_R = \frac{B_c}{B_f} \left( Q^2 + Q \sqrt{\frac{B_o}{B_c}} \right), \tag{10}$$

где  $B_f = 12.5$  ГГц (или 0.1 нм) – референсная полоса;  $B_o = 78.75$  ГГц (или 0.63 нм) – полоса оптического фильтра;  $B_c = 8.955$  ГГц (или 0.07164 нм) – полоса электрического фильтра. Тогда с учетом указанных типовых значений для транспондера 10G

Табл.2. Выигрыш в требуемом OSNR для различных значений избыточности.

Емкость/избыточность (%)	$\sigma_H$	$\sigma_S$	$Q_H$ HD-FEC	$Q_S$ SD-FEC	OSNR <sub>RH</sub> (дБ)	OSNR <sub>RS</sub> (дБ)	$V_{OSNR}$ (дБ)
0.85/17.65	0.247	0.268	2.023	1.865	8.591	8.097	0.49
0.8/25.00	0.268	0.292	1.865	1.712	8.096	7.588	0.51
0.75/33.00	0.289	0.315	1.731	1.585	7.653	7.132	0.52

$$OSNR_R = 0.7164(Q^2 + 2.965Q).$$

В табл.2 на основании двух зависимостей емкости канала от дисперсии сигнала, соответствующих приемникам HD-FEC и SD-FEC, приведены расчетные значения выигрыша по OSNR<sub>R</sub> для трех значений избыточности. Таким образом, получаем, что в широком диапазоне избыточностей выигрыш составляет 0.5 дБ.

## 6. Заключение

В настоящей работе предложен простейший вариант реализации приемника с SD-FEC для использования в стандартных системах связи с модуляцией мощности и прямым детектированием. В рассмотренной схеме приемника используется всего один дополнительный уровень сравнения, при этом не требуется изменений в существующей инфраструктуре линии связи. Добавление второго компаратора не столь обременительно, как замена на восьмибитовый АЦП. Использование приемника SD-FEC с малым числом выходных состояний позволяет использовать схемы декодирования, не требующие высокопроизводительных блоков DSP. Таким образом, показано, что применение такого приемника с мягким принятием решения обладает определенным преимуществом по сравнению с традиционными приемниками, использующими жесткое принятие решения. Предложен вариант реализа-

ции приемника SD-FEC. При оптимальных значениях порогов, зависящих от уровня шума, выигрыш в величине требуемого OSNR может достигать 0.5 дБ, что соответствует увеличению максимальной длины многопролетной DWDM-линии на 25%.

1. Winzer P.J. *Proc. ECOC* (München, 2013, We.1.D1).
2. Tkach R.W. *Bell Labs Tech. J.*, **14** (4), 3 (2010).
3. Редюк А.А. и др. *Квантовая электроника*, **41** (10), 929 (2011).
4. Гуркин Н.В. и др. *Квантовая электроника*, **43** (6), 546 (2013).
5. Гуркин Н.В. и др. *Квантовая электроника*, **43** (6), 550 (2013).
6. Gainov V.V. et al. *Laser Phys. Lett.*, **10**, 075107 (2013).
7. Mizuochi T. *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, **12** (4), 544 (2006).
8. Djordjevic I., Arabaci M., Minkov L.L. *J. Lightwave Technol.*, **27** (16), 3418 (2009).
9. ITU-T G.975.1 Forward error correction for high bit-rate DWDM submarine systems (2004).
10. Chang F., Onohara K., Mizuochi T. *IEEE Commun. Mag.*, **48** (3), S48 (2010).
11. Makovejs S. *High-speed optical fibre transmission using advanced modulation formats. PhD theses* (London, University College, 2011).
12. Наний О.Е., Трешиков В.Н. *Фотон-Экспресс*, **4** (116), 18 (2014).
13. Sakib M.N., Moayedi M., Liboiron-Ladouceur O. *Proc. Photon. Conf. (IPC) IEEE* (Burlingame, CA, 2012, p. 532).
14. Mizuochi T. et al. *Proc. OSA/OFC/NFOEC* (Город?, 2011, NWC2).
15. Листвин В.Н., Трешиков В.Н. *DWDM системы* (М.: Наука, 2013).
16. Djordjevic I., Ryan W., Vasic B. *Coding for Optical Channels* (New York: Springer, 2010).
17. Hui R., O'Sullivan M. *Fiber Optic Measurement Techniques* (Elsevier: Acad. Press, 2009).