

Сверхплотная упаковка оптических импульсов для многоканальных высокоскоростных линий оптической связи

Е.Г.Шапиро, М.П.Федорук, М.В.Захарюта

Изучен новый спектрально-плоский формат передачи данных для волоконно-оптических линий связи с высокой спектральной эффективностью передачи данных. Получены аналитические формулы для усредненного спектра мощности оптического сигнала и показана сильная зависимость формы спектра мощности от частотного сдвига оптического фильтра относительно центра заданного канала. Выполнено прямое численное моделирование многоканальных линий оптической связи на основе данного формата.

Ключевые слова: волоконно-оптические линии связи, дисперсионное управление, формат передачи данных, высокая спектральная эффективность.

1. Введение

Дальнейшее увеличение суммарной информационной емкости волоконно-оптических линий связи без расширения спектральной области передачи оптических сигналов возможно благодаря увеличению спектральной эффективности передачи данных $S_{\text{eff}} = B_1/\Delta\nu_{\text{ch}}$ (здесь B_1 – скорость передачи данных в одном частотном канале в бит/с; $\Delta\nu_{\text{ch}}$ – расстояние между соседними частотными каналами в герцах). Таким образом, увеличение спектральной эффективности передачи данных можно обеспечить за счет роста скорости B_1 и(или) уменьшения расстояния $\Delta\nu_{\text{ch}}$.

Использование высокоскоростных режимов передачи данных (40 Гбит/с и более в одном частотном канале) приводит к спектральному уширению сигналов и, как следствие, к сильному взаимодействию между каналами. Это обстоятельство вызывает деградацию сигнала и увеличение коэффициента ошибки в системах с плотно расположенными частотными каналами. Для подавления перекрестного взаимодействия между последними можно использовать специальным образом подобранные оптические фильтры, которые ограничивают спектр индивидуального канала, однако это приводит к искажению формы сигнала во временной области.

В настоящей статье рассматривается передача данных по N каналам со скоростью 40 Гбит/с в системе со сверхплотной упаковкой частотных каналов ($\Delta\nu_{\text{ch}} = 50$ ГГц) на основе спектрально-ограниченного формата (flat-top format) вдоль полосы частот B при использовании временного профиля сигнала $\text{sinc}(\pi Bt) = \sin(\pi Bt)/t$

(sinc-образный профиль) и спектральной эффективности $S_{\text{eff}} = 0.8$ бит·с⁻¹·Гц⁻¹. Прямое численное моделирование показывает, что применение данного формата позволяет осуществить передачу оптических данных с пропускной способностью 1 Тбит/с на расстояние порядка 1000 км [1].

Отметим, что передача спектрально-ограниченных (band-limited) сигналов со скоростью 40 Гбит/с в одном канале ранее экспериментально изучалась в [2]. Однако в этой работе форма импульсов специальным образом не контролировалась.

2. Спектр мощности спектрально-ограниченного формата

Рассмотрим получение профиля усредненного спектра мощности последовательности, состоящей из оптических импульсов с прямоугольным частотным спектром, что соответствует sinc-образной форме импульсов во временной области.

Пусть T – длительность битового интервала, связанная со скоростью передачи данных соотношением $B_1 = 1/T$. Для получения sinc-образных элементарных битов короткий гауссов импульс проходит через прямоугольный оптический фильтр с полосой пропускания B . Параметры T и B выбираются таким образом, чтобы выполнялось равенство $BT = 1$. В этом случае профиль оптических импульсов во временной области задается функцией $\sin(\pi Bt)/t$, нули которой расположены в центрах битовых интервалов. Данное обстоятельство позволяет существенно уменьшить нелинейное взаимодействие соседних битов.

Обозначим через S сдвиг оптического фильтра относительно центра частотного канала и через A_0 – параметр, определяющий амплитуду оптических импульсов. Последовательность чисел $\{a_n\}$ состоит из 0 и 1 ($1 \leq n \leq M$). Временной профиль сигнала $s(t)$ задается формулой

$$s(t) = \sum_{n=1}^M a_n p_n(t),$$

Е.Г.Шапиро. Институт автоматики и электрометрии СО РАН, Россия, 630090 Новосибирск, просп. акад. Коптюга, 1; e-mail: shapiro.e@iae.nsk.su

М.П.Федорук. Институт вычислительных технологий СО РАН, Россия, 630090 Новосибирск, просп. акад. Лаврентьева, 6; e-mail: mife@ict.nsc.ru

М.В.Захарюта. Новосибирский государственный университет, Россия, 630090 Новосибирск, ул. Пирогова, 2; e-mail: zaharyuta@ngs.ru

где

$$p_n(t) = \frac{A_0}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\pi B + 2\pi S}^{\pi B + 2\pi S} \exp[i\omega(t - nT)] d\omega$$

$$= \frac{A_0}{\sqrt{2\pi}} \exp[2\pi i S(t - nT)] \frac{\sin[\pi B(t - nT)]}{t - nT}.$$

Регистрируемый с приемного устройства электрический ток пропорционален интенсивности сигнала

$$|s(t)|^2 = \sum_{m,n=1}^M a_m a_n p_m^*(t) p_n(t).$$

Вычислим спектр мощности сигнала. Обозначим через $P_m(\omega)$ и $P_n(\omega)$ преобразование Фурье функций $p_m^*(t)$ и $p_n(t)$ соответственно. Заметим, что

$$\tilde{P}_m(\omega) = \begin{cases} A_0 \exp(-i\omega m T), & \omega \in [-\pi B - 2\pi S, \pi B - 2\pi S], \\ 0, & \omega \notin [-\pi B - 2\pi S, \pi B - 2\pi S], \end{cases}$$

$$P_n(\omega) = \begin{cases} A_0 \exp(-i\omega n T), & \omega \in [-\pi B + 2\pi S, \pi B + 2\pi S], \\ 0, & \omega \notin [-\pi B + 2\pi S, \pi B + 2\pi S]. \end{cases}$$

Кроме того, выполняется равенство $\exp(-i\pi B T) = \exp(i\pi B T) = -1$.

Следовательно, для $\omega \geq 0$ фурье-образ $P_{mm}(\omega)$ произведения функций $p_m^*(t)p_n(t)$ имеет вид

$$P_{mm} = \frac{1}{4\sqrt{2\pi}} \int_{\omega - \pi B - 2\pi S}^{\pi B - 2\pi S} P_m(\omega') P_n(\omega - \omega') d\omega' = \frac{A_0^2}{4\sqrt{2\pi}} \times$$

$$\begin{cases} \exp(-i\omega n T) (2\pi B - \omega), & n = m, \\ \frac{(-1)^{n-m}}{i(n-m)T} \exp[-2\pi i S(n-m)T] [\exp(-i\omega n T) - \exp(-i\omega m T)], & n \neq m. \end{cases}$$

Меняя местами m и n , можно получить выражение для фурье-образа функции $p_m(t)p_n^*(t)$. Сумма $p_m^*(t)p_n(t) + p_m(t)p_n^*(t)$ в частотной области имеет вид

$$P_{mm}(\omega) + P_{nn}(\omega) = \frac{A_0^2}{\sqrt{2\pi}} \frac{(-1)^{n-m}}{i(n-m)T}$$

$$\times \cos[2\pi S(n-m)T] \sin\left[\frac{\omega(n-m)T}{2}\right]$$

$$\times \exp(-i\omega n T) \exp\left[\frac{i\omega(n-m)T}{2}\right]. \quad (1)$$

Спектр мощности $F(\omega)$ сигнала $s(t)$ задается формулой

$$F(\omega) = \frac{A_0^2}{4\sqrt{2\pi}} \left\{ (2\pi B - \omega) \sum_{n=1}^M a_n \exp(-i\omega n T) \right.$$

$$\left. + 4 \sum_{n>m} a_m a_n [P_{mm}(\omega) + P_{nn}(\omega)] \right\}. \quad (2)$$

Подставляя (1) в (2) и переходя к суммированию по n и $k = n - m$, получаем

$$F(\omega) = \frac{A_0^2}{4\sqrt{2\pi}} \left[(2\pi B - \omega) \sum_{n=1}^M a_n \exp(-i\omega n T) \right.$$

$$\left. + \frac{4}{T} \sum_{k=1}^{M-1} \sum_{n=k+1}^M a_{n-k} a_n g_k \exp(-i\omega n T) \right], \quad (3)$$

где

$$g_k = \frac{(-1)^{k+1}}{k} \cos(2\pi k S T) \sin\left(\frac{\omega k T}{2}\right) \exp\left(\frac{i\omega k T}{2}\right).$$

Функция $F(\omega)$ является случайной функцией, конкретное значение $F(\omega)$ зависит от битовой последовательности чисел $\{a_n\}$. Вычислим усредненную по всем последовательностям функцию $\langle F(\omega) \rangle$. Поскольку $\langle a_n \rangle = 1/2$ и $\langle a_m a_n \rangle = 1/4$ при $n \neq m$ для $1 \leq m, n \leq M$, получим из (3)

$$\langle F(\omega) \rangle = \frac{A_0^2}{4\sqrt{2\pi}} \left\{ \frac{2\pi B - \omega}{2} \exp(-i\omega T) \right.$$

$$\times \frac{1 - \exp(-i\omega M T)}{1 - \exp(-i\omega T)} + \frac{\exp(-i\omega T)}{T} \sum_{k=1}^{M-1} g_k \exp(-i\omega k T)$$

$$\left. \times \frac{1 - \exp[-i\omega(M-k)T]}{1 - \exp(-i\omega T)} \right\}. \quad (4)$$

Заметим, что

$$\sum_{k=1}^{M-1} g_k \exp(-i\omega k T) = \sum_{k=1}^{M-1} g_k^*$$

$$\sum_{k=1}^{M-1} g_k = \frac{B}{4i} \sum_{k=1}^{M-1} \frac{(-1)^{k+1}}{k} \left\{ \cos[(\omega + 2\pi S)k T] \right.$$

$$+ \cos[(\omega - 2\pi S)k T] + i \sin[(\omega + 2\pi S)k T]$$

$$\left. + i \sin[(\omega - 2\pi S)k T] - 2 \cos(2\pi S k T) \right\}.$$

Частотный сдвиг оптического фильтра S можно заменить на $-S$, поэтому далее полагаем $0 \leq 2\pi S T \leq \pi$. Воспользуемся известными равенствами

$$C(x) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k+1}}{k} \cos(kx)$$

$$= \begin{cases} \ln \left[2 \cos\left(\frac{x}{2}\right) \right], & 0 \leq x < \pi, \\ \frac{1}{2} \ln [2 - 2 \cos(x - \pi)], & \pi \leq x < 2\pi, \end{cases} \quad (5)$$

$$S(x) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k+1}}{k} \sin(kx) = \begin{cases} \frac{x}{2}, & 0 \leq x < \pi, \\ \frac{x}{2} - \pi, & \pi < x \leq 2\pi. \end{cases} \quad (6)$$

Подставив (5) и (6) в (4) и заменив верхний предел суммирования бесконечностью, получим

$$\langle F(\omega) \rangle = \frac{A_0^2}{2\sqrt{2\pi}} \frac{\exp(-i\omega T)}{1 - \exp(-i\omega T)} \left\{ \frac{2\pi B - \omega}{2} \right.$$

$$\times [1 - \exp(-i\omega M T)] + \sum_{k=1}^{\infty} g_k^* - \exp(-i\omega M T) \sum_{k=1}^{\infty} g_k \left. \right\} =$$

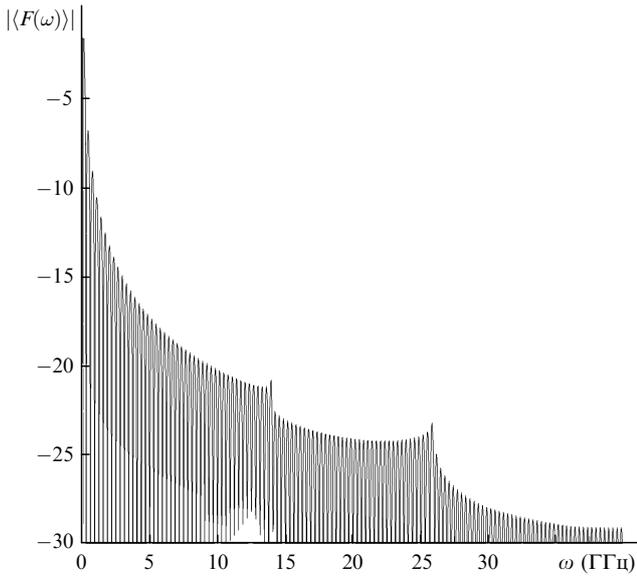


Рис.1. Теоретический спектр мощности сигнала до воздействия электрического фильтра. Сдвиг S оптического фильтра относительно центра частотного канала равен 6 ГГц.

$$= \frac{A_0^2}{4\sqrt{2\pi}} \frac{\exp(-i\omega T)}{1 - \exp(-i\omega T)} \left\{ \frac{2\pi B - \omega}{2} [1 - \exp(-i\omega MT)] + \frac{iB}{4} [C(\omega + 2\pi ST) + C(\omega - 2\pi ST) - 2C(2\pi ST)] \times [1 + \exp(-i\omega MT)] + \frac{B}{4} [S(\omega + 2\pi ST) + S(\omega - 2\pi ST)][1 - \exp(-i\omega MT)] \right\}.$$

Приведем графики функции $|\langle F(\omega) \rangle|$ для оптической системы с длительностью битового интервала $T = 25$ пс ($B_1 = 40$ Гбит/с) и полосой пропускания оптического фильтра $B = 40$ ГГц для сдвига оптического фильтра $S = 6$ и 19 ГГц. На рис. 1, 2 профиль $\langle F(\omega) \rangle$ вычислялся для длины последовательностей $M = 128$.

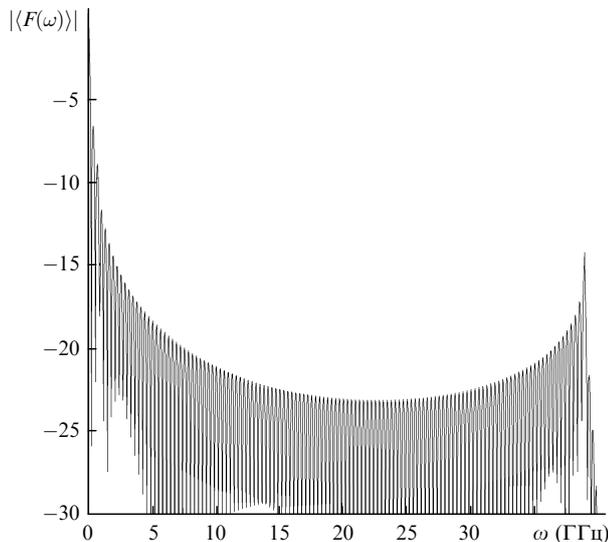


Рис.2. Теоретический спектр мощности сигнала до воздействия электрического фильтра. Сдвиг S оптического фильтра относительно центра частотного канала равен 19 ГГц.

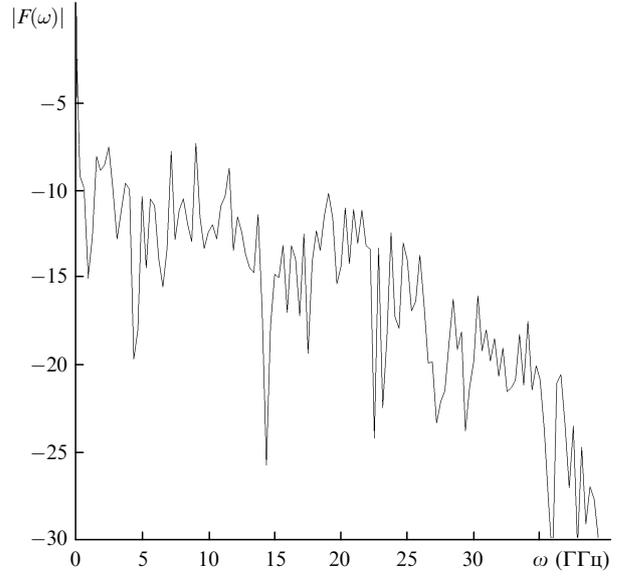


Рис.3. Расчетный спектр мощности сигнала до воздействия электрического фильтра. Сдвиг S оптического фильтра относительно центра частотного канала равен 6 ГГц.

Сравним форму спектра мощности усредненной модели с профилем спектра псевдослучайной последовательности, состоящей из 256 битов. На рис.3 и 4 приведены графики для $S = 6$ и 19 ГГц соответственно. Видно, что при больших S спектр мощности приобретает прямоугольную форму, что качественно хорошо согласуется с результатами усредненной модели. Поскольку электрический фильтр на приемнике обладает конечной полосой пропускания ($B_{cl} \leq 50$ ГГц), то сигналы с «плоским» спектром (рис.2, 4) искажаются сильнее, чем сигналы с «колоколообразной» формой спектра (рис.1, 3). Поэтому существует оптимальная величина сдвига оптического фильтра относительно центра заданного частотного канала, которая минимизирует коэффициент ошибки при регистрации сигнала на приемнике. Это подтверждают приведенные ниже результаты прямого численного моделирования.

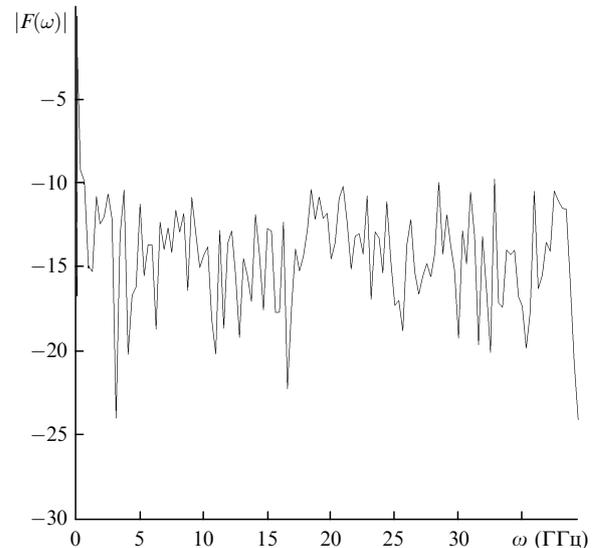


Рис.4. Расчетный спектр мощности сигнала до воздействия электрического фильтра. Сдвиг S оптического фильтра относительно центра частотного канала равен 19 ГГц.

3. Результаты численного моделирования

Распространение оптических импульсов по волоконной линии связи с распределенной дисперсией описывается обобщенным нелинейным уравнением Шредингера для комплексной огибающей A электромагнитного поля [3]:

$$i \frac{\partial A}{\partial z} - \frac{\beta_2(z)}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} + \sigma(z)|A|^2 A = iG(z)A. \quad (7)$$

Здесь z – расстояние вдоль линии; t – время; $|A|^2$ – мощность сигнала; β_2 – параметр дисперсии групповой скорости; σ – коэффициент керровской нелинейности. Для учета изменений параметров γ , σ и β_2 при переходе от одного типа световода к другому они представлены как функции от z . Коэффициент нелинейности σ определяется формулой $\sigma = 2\pi n_2 / (\lambda_0 A_{\text{eff}})$, где n_2 – нелинейный показатель преломления, λ_0 – несущая длина волны, A_{eff} – эффективная площадь собственной моды световода. Функция $G(z)$ описывает процессы затухания и усиления оптического сигнала, конкретный ее вид задается типом оптического усиления. Для численного решения уравнения (1) использовался метод операторной экспоненты [3].

Критерием надежности коммуникационной системы служит величина коэффициента ошибки (BER), которая определяет отношение ошибочных битов к общему числу переданных [4].

Предположим, что плотности вероятностей нулей и единиц p_i ($i = 0, 1$) распределены по нормальному закону

$$p_i(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_i} \exp\left[-\frac{(x - \mu_i)^2}{2\sigma_i^2}\right],$$

где μ_i – средние значения; σ_i – среднеквадратичные отклонения.

Тогда можно ввести Q -фактор,

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0},$$

связанный с BER следующим образом:

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}Q} \exp\left(-\frac{Q^2}{4}\right).$$

В расчетах передаточная способность волоконно-оптических линий связи анализировалась в терминах Q -фактора ($Q > 6$ для коэффициента ошибки $\text{BER} < 10^{-9}$), полученного посредством усреднения 21 псевдослучайной последовательности по $2^7 - 1$ бит в каждой [5].

Рассматривалось распространение сигналов sinc-образной формы в коммуникационной системе $N \times 40$ Гбит/с со спектральным уплотнением и разделением между соседними частотными каналами 50 Гц. Конфигурация периодической секции волоконно-оптической линии связи с общей длиной 46.8 км была такова:

SMF (20 км) + DCF (6.8 км) + SMF (20 км) + EDFA.

Волоконные световоды имели следующие характеристики:

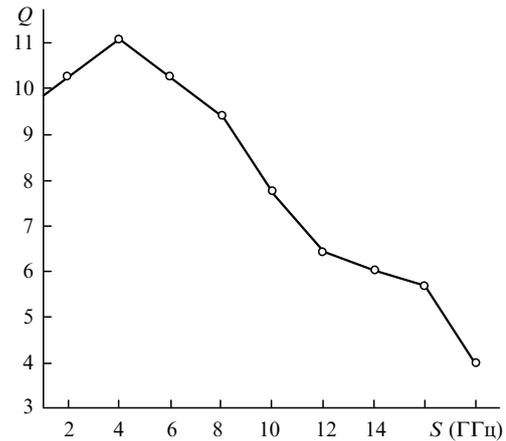


Рис.5. Зависимость начального Q -фактора системы от сдвига оптического фильтра относительно центра частотного канала. Полоса пропускания электрического фильтра $B_{\text{el}} = 50$ ГГц.

SMF: При $\lambda = 1550$ нм дисперсия $D = 17$ пс·нм⁻¹·км⁻¹, дисперсионный наклон $S = 0.07$ пс·нм⁻¹·нм⁻¹·км⁻¹, потери 0.2 дБ/км;

DCF: При $\lambda = 1550$ нм дисперсия $D = -100$ пс·нм⁻¹·км⁻¹, дисперсионный наклон $S = -0.41$ пс·нм⁻¹·нм⁻¹·км⁻¹, потери 0.65 дБ/км;

сосредоточенный эрбиевый усилитель EDFA имел коэффициент шума 4.5 дБ.

На рис.5 приведена зависимость Q -фактора на входе в линию от сдвига прямоугольного оптического фильтра (полоса пропускания электрического фильтра равна 50 ГГц).

Заметим, что оптимальный сдвиг S_{opt} зависит от формы оптического фильтра. Например, для супергауссова фильтра 6-го порядка с полосой пропускания $B = 44$ ГГц сдвиг $S_{\text{opt}} = -6$ ГГц. Зависимость величины Q -фактора от номера канала при распространении сигнала по линии на расстояние 1030 км показана на рис.6. В расчетах использовался супергауссов оптический фильтр 6-го порядка с указанными выше параметрами. Поскольку $Q \approx 6$ во всех 28 частотных каналах, то можно констатировать, что данный формат обеспечивает передачу оптических данных с суммарной пропускной способностью 1 Тбит/с на расстояния до 1000 км.

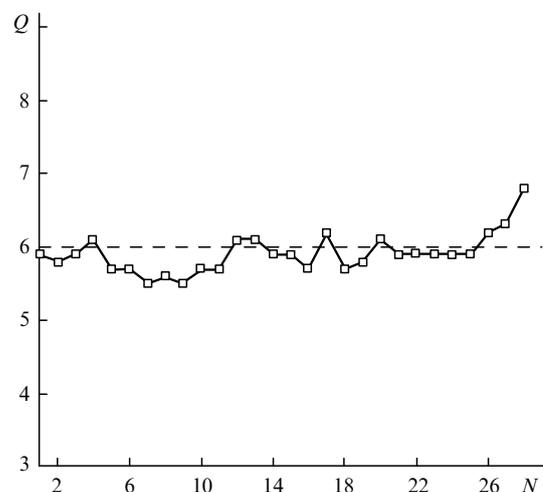


Рис.6. Зависимость Q -фактора от номера частотного канала после распространения сигнала на 1030 км.

4. Заключение

В статье теоретически и численно исследован новый спектрально-плоский формат передачи данных с sinc-образной формой оптических импульсов. Быстрое затухание спектра мощности и соответствующее подавление перекрестного взаимодействия между частотными каналами позволяет достичь спектральной эффективности передачи данных $S_{\text{eff}} = 0.8 \text{ бит} \cdot \text{с}^{-1} \cdot \text{Гц}^{-1}$. Результаты аналитических вычислений и данные прямого численного моделирования показывают сильную зависимость коэффициента ошибки (Q -фактора оптической системы) от сдвига оптического фильтра относительно центра заданного частотного канала. Математическое моделирование конкретной конфигурации волоконно-оптической линии связи показывает, что данный формат обес-

печивает передачу оптических данных с суммарной пропускной способностью 1 Тбит/с на расстояния порядка 1000 км.

Работа выполнена при поддержке Интас (грант № 03-56-203). Авторы также выражают благодарность за финансовую поддержку «Интеграционному проекту СО РАН № 31».

1. Лысакова М.В., Федорук М.П., Турицын С.К., Шапиро Е.Г. *Квантовая электроника*, **34**, 857 (2004).
2. Morita I., Tsuritani T., Edagawa N. *IEEE J. Lightwave Technol.*, **20**, 2182 (2002).
3. Agrawal G.P. *Nonlinear Fiber Optics* (New York: Acad. Press, 2001).
4. Agrawal G.P. *Fiber-Optic Communication Systems* (New York: John Wiley & Sons Inc., 1997).
5. Shapiro E.G., Fedoruk M.P., Turitsyn S.K. *Electron. Lett.*, **37**, 1179 (2001).