

Исследование новых модуляционных форматов передачи данных для высокоскоростных волоконно-оптических линий связи с дисперсионным управлением

О.В.Штырина, М.П.Федорук, С.К.Турицын

Представлены результаты математического моделирования распространения оптических сигналов в многоканальной высокоскоростной волоконной линии связи с комбинированной схемой усиления оптических сигналов, использующей новые модуляционные форматы передачи данных. Приведена сравнительная характеристика форматов с амплитудной и фазовой модуляциями несущей электромагнитной волны. Результаты численного моделирования показывают значительное преимущество фазовых форматов модуляции по сравнению с амплитудными. Использование фазово-модулированных форматов приводит к возрастанию максимальной дальности качественной связи в среднем в три раза по сравнению с амплитудно-модулированными форматами. Показано, что оптимальные режимы распространения в случае как амплитудно-модулированных, так и фазово-модулированных форматов реализуются при нормальной (отрицательной) средней дисперсии групповых скоростей, однако для амплитудно-модулированных форматов величина дисперсии оказывается гораздо больше, чем для фазово-модулированных.

Ключевые слова: волоконные линии связи, модуляционные форматы передачи данных, математическое моделирование.

1. Введение

Дальнейшее увеличение пропускной способности (суммарной скорости передачи данных) современных многоканальных волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) можно осуществить за счет расширения спектрального диапазона $\Delta\nu$ передачи данных и увеличения спектральной эффективности γ передачи данных.

Рассмотрим многоканальную ВОЛС со скоростью передачи информации B в одном частотном канале и с расстоянием $\Delta\nu$ между соседними частотными каналами. Спектральная эффективность передачи данных $\gamma = B/\Delta\nu$; тогда суммарная скорость передачи данных по всем каналам $B_{\Sigma} = \gamma\Delta\nu$.

Для существенного расширения спектрального диапазона $\Delta\nu$ необходим оптический усилитель с равномерной полосой усиления и шириной в несколько сот нанометров [1]. Другой возможный и перспективный путь связан с увеличением спектральной эффективности передачи данных γ . Оба подхода имеют как достоинства, так и недостатки.

Увеличить γ можно двумя путями: увеличением пропускной способности B одного частотного канала или уменьшением расстояния $\Delta\nu$ между соседними частотными каналами. В работе [2] отмечается, что первый путь экономически более перспективен, поскольку, как показывают оценки, возрастание скорости передачи информации в четыре раза обеспечивает снижение стоимости единицы передаваемой информации примерно в 2.5 раза.

О.В.Штырина, М.П.Федорук. Институт вычислительных технологий СО РАН, Россия, 630090 Новосибирск, просп. акад. Лаврентьева, 6; e-mail: mife@ict.nsc.ru
С.К.Турицын. Институт автоматизации и электрометрии СО РАН, Россия, 630090 Новосибирск, просп. акад. Коптюга, 1; e-mail: s.k.turitsyn@aston.as.uk

Поступила в редакцию 23 октября 2006 г., после доработки – 20 марта 2007 г.

Вместе с тем увеличение скорости передачи информации сопровождается ростом искажений цифровых сигналов в линии связи. В частности искажения, вызываемые хроматической дисперсией, растут пропорционально квадрату канальной битовой скорости B^2 , искажения из-за воздействия поляризационной модовой дисперсии (ПМД) в первом приближении пропорциональны первой степени B и мощность шумов также пропорциональна B [2].

В связи с этим исследование новых модуляционных форматов передачи данных, менее чувствительных к дисперсионным и нелинейным искажениям в высокоскоростных линиях связи ($B = 40$ Гбит/с и более), представляется весьма актуальной задачей.

В настоящей работе проводится сравнение нескольких типов модуляционных форматов передачи данных на примере ВОЛС с дисперсионным управлением (распределенной дисперсией). В системах с дисперсионным управлением используются периодически чередующиеся оптические волокна с противоположными знаками хроматической дисперсии, что позволяет контролировать дисперсионное уширение импульса, повысить отношение мощности сигнала к шуму и уменьшить влияние нелинейных эффектов на деградацию оптических импульсов (см., напр., [3]). В частности, периодическая секция ВОЛС с дисперсионным управлением, показанная на рис.1, состоит из периодических секций на основе стандартного одномодового волокна (SMF) с аномальной (положительной) дисперсией групповых скоростей и дисперсионно-компенсирующего волокна (DCF) с нормальной (отрицательной) дисперсией. Высокая локальная хроматическая дисперсия ВОЛС позволяет уменьшить влияние внутриканального четырехволнового смешения, а низкая средняя хроматическая дисперсия периодической секции ВОЛС

$$\langle D \rangle = \frac{D_{\text{SMF}}L_{\text{SMF}} + D_{\text{DCF}}L_{\text{DCF}}}{L_{\text{SMF}} + L_{\text{DCF}}}$$

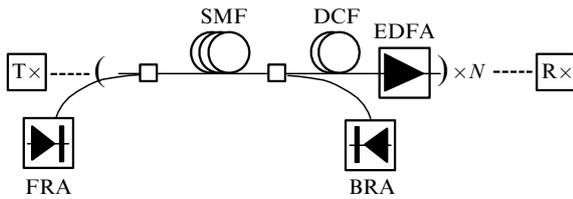


Рис.1. Схематическая конфигурация волоконно-оптической линии связи:

T – источник; R – приемник; EDFA – волоконный эрбиевый усилитель; FRA – ВКР-(рамановский) усилитель с прямой накачкой; BRA – рамановский усилитель с обратной накачкой; SMF – стандартное одномодовое волокно; DCF – дисперсионно-компенсирующее волокно.

обеспечивает подавление случайных отклонений временных позиций оптических сигналов. Здесь D_{SMF} и L_{SMF} – локальная хроматическая дисперсия и длина участка волокна SMF соответственно, а D_{DCF} , L_{DCF} – то же для дисперсионно-компенсирующего волокна.

Параметры волоконных световодов SMF и DCF, используемые в расчетах, приведены ниже.

SMF	
Потери на $\lambda = 1550$ нм (дБ·км ⁻¹)	0.20
Потери на $\lambda = 1455$ нм (дБ·км ⁻¹)	0.25
Эффективная площадь моды (мкм ²)	80
Дисперсия (пс·нм ⁻¹ ·км ⁻¹)	17
Дисперсионный наклон (пс·нм ⁻² ·км ⁻¹)	0.07
Рамановский коэффициент g_{ps}/A_{eff} (Вт ⁻¹ ·км ⁻¹)	0.42
Коэффициент рэлеевского рассеяния e_p (км ⁻¹)	7.05×10^{-5}
Коэффициент рэлеевского рассеяния e_s (км ⁻¹)	5.4×10^{-5}
Нелинейный показатель преломления (м ² ·Вт ⁻¹)	2.7×10^{-20}
DCF	
Потери на $\lambda = 1550$ нм (дБ·км ⁻¹)	0.65
Эффективная площадь моды (мкм ²)	19
Дисперсия (пс·нм ⁻¹ ·км ⁻¹)	-100
Дисперсионный наклон (пс·нм ⁻² ·км ⁻¹)	-0.41
Нелинейный показатель преломления (м ² ·Вт ⁻¹)	2.7×10^{-20}

Схематически модуляционные форматы передачи данных, рассмотренные в данной статье, показаны на рис.2. Дадим краткую характеристику этих форматов.

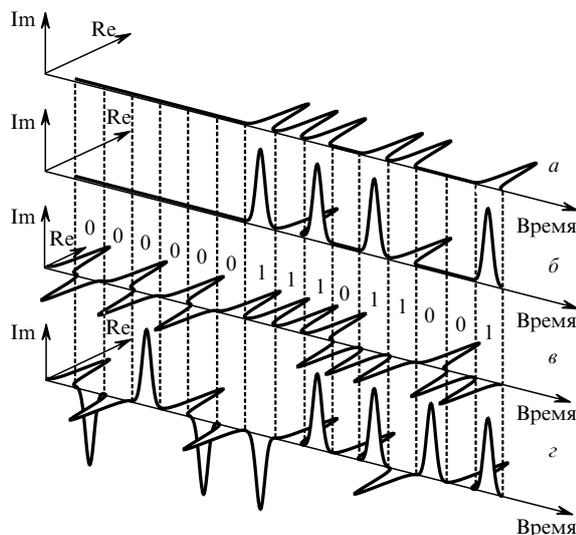


Рис.2. Схематическое представление различных модуляционных форматов передачи данных – RZ OOK-формата (а), $\pi/2$ AP RZ OOK-формата (б), RZ DPSK-формата (в) и $\pi/2$ RZ DPSK-формата (г).

В форматах, представленных на рис.2,а,б, для кодирования информации применяется амплитудная модуляция (ASK – Amplitude Shift Keying). В обычном бинарном формате «включено-выключено» имеются два информационных значения мощности, отвечающих включенному или выключенному состоянию передатчика и соответствующих логической единице или нулю. В литературе этот формат получил название RZ OOK-формата (Return to Zero On-Off Keying format); все элементарные биты в нем имеют одинаковую фазу (рис.2,а). Примером амплитудного формата служит также $\pi/2$ AP RZ OOK-формат ($\pi/2$ Alternate-Phase Return to Zero On-Off Keying), в котором фазы битов последовательно чередуются и принимают значения 0 и $\pi/2$ (рис.2,б) [4].

В форматах, представленных на рис.2,в,г, для кодирования информации используется фазовая модуляция (PSK – Phase Shift Keying). При этом следует иметь в виду, что в оптических системах связи, рассматриваемых в настоящей работе, во всех фазовых форматах модуляции используются дифференциальные фазовые методы, когда информация закладывается в относительный сдвиг оптической фазы двух последовательных импульсов. Так, в обычном RZ DPSK-формате с кодированием по разности оптических фаз (Return to Zero Differential Phase-Shift Keying format) логический нуль кодируется, когда фаза оптического импульса в битовом интервале сдвинута на π относительно фазы предыдущего бита, а логическая единица соответствует одинаковым фазам в двух соседних битах (рис.2,в). При этом всем элементарным битам соответствует одинаковая мощность несущего импульса.

В ряде работ (см., напр., [5–8]) показано, что этот формат значительно улучшает качество передачи информации в оптических системах связи по сравнению с обычным цифровым OOK-форматом. Это обусловлено тремя причинами. Во-первых, метод сбалансированного детектирования в DPSK-формате обеспечивает уменьшение коэффициента ошибки (BER) по сравнению с обычным форматом передачи данных. Во-вторых, DPSK-формат значительно более устойчив по отношению к воздействию на оптический сигнал паразитных нелинейных эффектов, возникающих вследствие фазовой кросс-модуляции. В этом формате все битовые интервалы заполнены оптическими импульсами, и распределение мощности от бита к биту более однородно по сравнению с обычным форматом. В-третьих, случайный сдвиг фаз соседних битов может привести к уменьшению эффективности четырехволнового смешения. За счет уменьшения коэффициента ошибки можно увеличить расстояние между повторителями, увеличить дистанцию распространения и увеличить информационную емкость оптической системы связи.

В формате, показанном на рис.2,г, логическая единица кодируется, когда фаза оптического импульса сдвинута на $\pi/2$ относительно фазы предыдущего бита, а логический нуль кодируется, когда сдвиг фазы на составляет $-\pi/2$ [9]. Этот формат получил в работе [9] название $\pi/2$ RZ DPSK-формата.

2. Математическая постановка задачи

Как известно, распространение оптического сигнала вдоль ВОЛС описывается обобщенным нелинейным уравнением Шредингера (ОНУШ) для комплексной огибающей A амплитуды электромагнитного поля [10]:

$$i \frac{\partial A}{\partial z} + i \gamma_s A - \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - \frac{i \beta_3}{6} \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} + \sigma \left[|A|^2 + \frac{i}{\omega_0} \frac{\partial}{\partial t} (|A|^2 A) - T_R A \frac{\partial |A|^2}{\partial t} \right] = 0. \quad (1)$$

Здесь z – расстояние вдоль волоконной линии; t – время; $|A|^2$ – мощность сигнала; β_2 – параметр дисперсии групповой скорости; β_3 – дисперсионный член третьего порядка; T_R – время рамановского отклика; σ – коэффициент керровской нелинейности; γ_s – эффективный коэффициент, учитывающий затухание и усиление сигнала. Величины β_2 , β_3 , σ и γ_s представлены как функции от z , чтобы учесть изменения этих параметров при переходе от одного типа световода к другому. Коэффициент нелинейности σ определяется формулой

$$\sigma = \frac{2\pi n_2}{\lambda_0 A_{\text{eff}}},$$

где n_2 – нелинейный показатель преломления; λ_0 – несущая длина волны; $\omega_0 = 2\pi c/\lambda_0$; c – скорость света; A_{eff} – эффективная площадь моды световода. Для численного решения уравнения (1) использовался метод расщепления по физическим процессам (см., напр., [10]).

Важной оценкой «качества» коммуникационной системы является коэффициент ошибки BER, который определяет отношение числа ошибочных битов к общему числу переданных [11]. Типичное приемлемое значение BER составляет 10^{-9} . Естественно, прямое моделирование столь малых значений коэффициента ошибки невозможно, и поэтому для его оценки в линиях оптической связи используются различные косвенные методы – обычно это концепция Q -фактора оптической линии связи [11]. В случае бинарного ООК-формата «включено-выключено» в предположении, что статистика нулевых и единичных битов подчиняется нормальному гауссову закону распределения,

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

где μ_i и σ_i ($i = 0, 1$) – математическое ожидание и среднеквадратичное отклонение для нулевых и единичных битов соответственно.

Тогда

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

Здесь erfc – модифицированная функция ошибок, причем коэффициенту $\text{BER} \leq 10^{-9}$ соответствует $Q \geq 6$.

В данной работе в роли критерия качества передачи сигнала мы использовали величину Q -фактора и дальность качественной связи определяли как расстояние, для которого $Q = 6$. Для вычисления дальности связи в представленных ниже расчетах использовались псевдослучайные последовательности с длинами $(2^{10} - 1) - (2^{14} - 1)$ бит. Дальность связи выбиралась как наименьшее расстояние по всем возможным частотным каналам. В большинстве расчетов использовалось пять частотных каналов со скоростью передачи данных в одном частотном канале $B = 40$ Гбит/с (длительность битового интервала $T_b = 25$ пс) и расстоянием между соседними каналами

$\delta\nu = 100$ ГГц. Включенное состояние передатчика моделировалось гауссовыми импульсами с длительностями $(0.33 - 0.66)T_b$.

Аналогичным образом оценивалась величина Q -фактора и для $\pi/2$ AP RZ ООК-формата, поскольку фазовая модуляция в данном формате не несет никакой информации.

В случае RZ DPSK-форматов необходимо модифицировать вычисление Q -фактора [12, 13], для чего определим его по разности оптических фаз сигнала на приемнике ($\Delta\Phi$, 0 и $\Delta\Phi$, π). В этом случае в предположении гауссовой статистики шумов [12]

$$Q_{\Delta\Phi} = \frac{\pi}{\sigma_{\Delta\Phi,0} + \sigma_{\Delta\Phi,\pi}},$$

где $\sigma_{\Delta\Phi,0}$ и $\sigma_{\Delta\Phi,\pi}$ – среднеквадратичные отклонения разности фаз от 0 и π соответственно.

Отметим, что фактор $Q_{\Delta\Phi}$ связан с коэффициентом ошибки соотношением [12]

$$\text{BER} = \text{erfc} \left(\frac{Q_{\Delta\Phi}}{\sqrt{2}} \right),$$

и значению $\text{BER} = 10^{-9}$ соответствует $Q = 6.1$. Аналогично вводится фактор $Q_{\Delta\Phi}$ для $\pi/2$ RZ DPSK-формата.

Введем альтернативный «амплитудный Q -фактор» (Q_A), который определим следующим образом:

$$Q_A = \frac{\langle |A_n| \rangle}{\sigma_{|A_n|}},$$

где $|A_n|$ – амплитуда оптического поля до интерферометра задержки; n – номер битового интервала. Тогда в случае RZ DPSK-форматов Q -фактором, по которому определялись коэффициент ошибки и дальность связи, считался наименьший из факторов Q_A и $Q_{\Delta\Phi}$.

При исследовании конкретной конфигурации ВОЛС методами математического моделирования возникает задача оптимизации линии, суть которой заключается в определении ее оптимальных параметров и оптического сигнала, обеспечивающих максимальную информационную емкость линии. (Под информационной емкостью понимается величина $B_{\Sigma} L_D$, где L_D – дальность линии связи, которая определяется по заданному значению коэффициента ошибки.)

Рассмотрим теперь математические модели, которые использовались для описания волоконных оптических усилителей: сосредоточенных эрбиевых усилителей (EDFA) и рамановских усилителей с прямой или обратной накачкой (FRA и BRA).

В случае волоконных эрбиевых усилителей амплитуда оптического сигнала умножалась на \sqrt{G} , где G – коэффициент усиления сигнала в усилителе. Для описания шумов спонтанной эмиссии использовалась модель белого шума. Спектральная плотность белого шума вычислялась по формуле

$$S_{\text{sp}} = (G - 1)n_{\text{sp}}h\nu_s,$$

где h – постоянная Планка; ν_s – несущая частота сигнала; n_{sp} – коэффициент спонтанной эмиссии, связанный с коэффициентом шума усилителя NF (шум-фактор) соотношением

$$NF = \frac{2n_{sp}(G-1)}{G}.$$

Коэффициент шума волоконного эрбиевого усилителя NF = 4.5 дБ. Эрбиевый усилитель устанавливался в конце каждой периодической секции (после участка дисперсионно компенсирующего волокна). Усиление оптического сигнала на участке стандартного одномодового волокна SMF производилось рамановскими усилителями с прямой и (или) обратной накачками.

Для моделирования процесса рамановского усиления использовалась система обыкновенных дифференциальных уравнений для средних мощностей сигнала и накачек с учетом шумов усиленной спонтанной эмиссии и обратного рэлеевского рассеяния [14]. Данная модель в случае накачки на одной длине волны имела следующий вид:

$$\begin{aligned} \frac{dP_p^-}{dz} &= \alpha_p P_p^- - \epsilon_p P_p^+ + \frac{v_p}{v_s} \frac{g_{ps}}{A_{eff}} \left\{ P_s^+ + P_s^- + 4h\nu_s \Delta\nu_s \right. \\ &\quad \times \left[1 + \frac{1}{\exp[h(\nu_p - \nu_s)/kT] - 1} \right] \left. \right\} P_p^-, \\ \frac{dP_p^+}{dz} &= -\alpha_p P_p^+ + \epsilon_p P_p^- + \frac{v_p}{v_s} \frac{g_{ps}}{A_{eff}} \left\{ P_s^+ + P_s^- + 4h\nu_s \Delta\nu_s \right. \\ &\quad \times \left[1 + \frac{1}{\exp[h(\nu_p - \nu_s)/kT] - 1} \right] \left. \right\} P_p^+, \\ \frac{dP_s^+}{dz} &= -\alpha_s P_s^+ + \epsilon_s P_s^- + \frac{g_{ps}}{A_{eff}} (P_p^- + P_p^+) \\ &\quad \times \left\{ P_s^+ + 2h\nu_s \Delta\nu_s \left[1 + \frac{1}{\exp[h(\nu_p - \nu_s)/kT] - 1} \right] \right\}, \\ \frac{dP_s^-}{dz} &= \alpha_s P_s^- - \epsilon_s P_s^+ - \frac{g_{ps}}{A_{eff}} (P_p^- + P_p^+) \\ &\quad \times \left\{ P_s^- + 2h\nu_s \Delta\nu_s \left[1 + \frac{1}{\exp[h(\nu_p - \nu_s)/kT] - 1} \right] \right\}, \end{aligned}$$

где P_s^+ и P_s^- – средние мощности сигнала, распространяющегося на центральной несущей частоте ν_s вперед и назад соответственно; α_p и α_s – коэффициенты поглощения излучения накачки и сигнала; g_{ps}/A_{eff} – отношение коэффициента рамановского усиления к эффективной площади моды световода; $\Delta\nu_s$ – полная полоса частот распространения сигнала (суммарная полоса частот для всех частотных каналов, рассматриваемых в расчетах); ϵ_p и ϵ_s – коэффициенты обратного рэлеевского рассеяния на частоте накачки и сигнала соответственно.

Граничные условия в начале (при $z = 0$) и в конце участка рамановского усиления (при $z = L$) следующие:

$$\begin{aligned} P_p^-(L) &= P_{p0}^-, \quad P_p^+(0) = P_{p0}^+, \\ P_s^+(0) &= P_{s0}, \quad P_s^-(L) = 0. \end{aligned}$$

Если потери сигнала в пределах данного участка полностью компенсировались рамановским усилением, то использовалось естественное граничное условие $P_s^+(L) = P_s^+(0) = P_{s0}$. Если типы световодов менялись на протяжении длины L , то потерями в точках их соединения пренебрегали. В представленных ниже расчетах $L = L_{SMF}$.

После решения краевой задачи для исходной системы уравнений вычислим коэффициент

$$\alpha_s^{eff}(z) = \alpha_s - \frac{g_{ps}}{A_{eff}} [P_p^+(z) + P_p^-(z)]$$

и подставим $\alpha_s^{eff}(z)/2$ в уравнение (1) вместо коэффициента γ_s .

Перепишем уравнение для мощности сигнала P_s^+ в следующем виде:

$$\begin{aligned} \frac{dP_s^+}{dz} &= - \left[\alpha_s + \frac{g_{ps}}{A_{eff}} (P_p^- + P_p^+) \right] P_s^+ + 2h\nu_s \Delta\nu_s \\ &\quad \times \left[1 + \frac{1}{\exp[h(\nu_p - \nu_s)/kT] - 1} \right] \frac{g_{ps}}{A_{eff}} (P_p^- + P_p^+) \\ &\quad + \epsilon_s P_s^- = -\alpha_s^{eff}(z) P_s^+ + S_1(z) + S_2(z), \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} S_1(z) &= 2h\nu_s \Delta\nu_s \left[1 + \frac{1}{\exp[h(\nu_p - \nu_s)/kT] - 1} \right] \\ &\quad \times \frac{g_{ps}}{A_{eff}} (P_p^- + P_p^+), \quad S_2(z) = \epsilon_s P_s^-. \end{aligned}$$

Для учета шумов усиленной спонтанной эмиссии к амплитуде оптического сигнала на каждом шаге по z аддитивно добавляются случайные комплексные величины η_1 и η_2 , корреляции которых дают $S_1(z)$ и $S_2(z)$ соответственно.

Отметим, что все используемые в статье параметры соответствуют реальным типовым рамановским и эрбиевым оптическим усилителям.

3. Результаты математического моделирования

Здесь представлены только основные результаты масштабных численных расчетов по оптимизации передаточных характеристик ВОЛС на основе описанных выше модуляционных форматов. Поскольку для дисперсионной конфигурации, показанной на рис.1, используется комбинированная схема усиления (с помощью волоконных эрбиевых и рамановских усилителей), введем два параметра: $\alpha = G_R/(G_R + G_E)$ и $\eta = G_B/(G_B + G_F)$. Здесь G_R и G_E – коэффициенты усиления оптического сигнала волоконными рамановскими и эрбиевым усилителями, а G_B и G_F – коэффициенты усиления в рамановских волоконных усилителях за счет воздействия обратной и прямой накачек соответственно.

Прежде всего сравним эффективность передачи данных в оптической линии связи на основе RZ OOK- и $\pi/2$ AP RZ OOK-форматов. Общая длина одной периодической секции данной линии составляла 100 км. В представленных ниже расчетах моделировалось распространение гауссовых импульсов с полной длительностью на полувысоте интенсивности $T_{0.5} = 12.5$ пс (скважность 50 %).

На рис.3,а представлены изолинии дальности связи в плоскости параметров (средняя дисперсия линии $\langle D \rangle$, средняя мощность сигнала $\langle P \rangle$) для $\pi/2$ AP RZ OOK-формата. Значения параметров η , α , а также ширины пря-

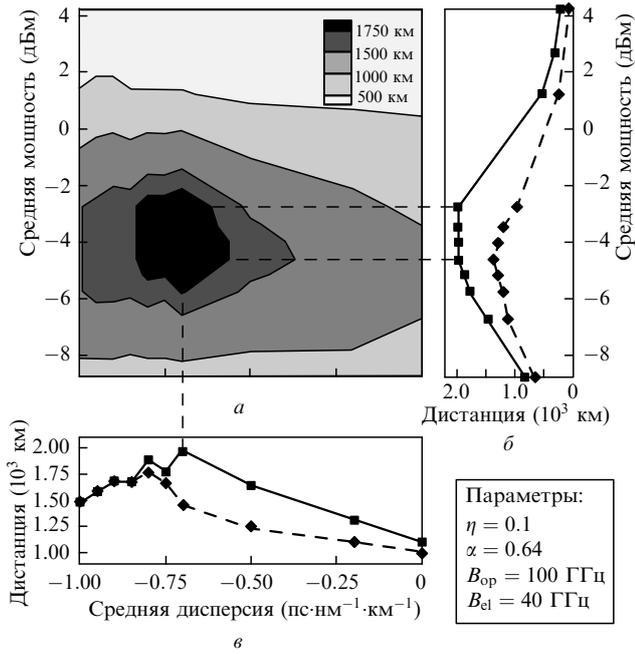


Рис.3. Изолинии дальности связи в плоскости параметров $\langle D \rangle, \langle P \rangle$ для $\pi/2$ AP RZ OOK- и RZ OOK-форматов.

моугольного оптического фильтра B_{op} и электрического фильтра Баттерворта 3-го порядка B_{el} указаны на рисунке. На рис.3,б показана зависимость дальности связи от средней мощности оптического сигнала $\langle P \rangle$ для оптимального набора всех остальных параметров; сплошная линия соответствует $\pi/2$ AP RZ OOK-формату, а штриховая линия – RZ OOK-формату. На рис.3,в представлены зависимости дальности связи для этих форматов от средней дисперсии линии $\langle D \rangle$. Видно, что хотя в случае использования $\pi/2$ AP RZ OOK-формата дальность связи увеличивается по сравнению с использованием RZ OOK-формата незначительно (примерно на 200 км), последний оказывается менее устойчивым по отношению к изменению величин $\langle D \rangle$ и $\langle P \rangle$. Кроме того, оптимальная средняя мощность сигнала в случае $\pi/2$ AP RZ OOK-формата на 2 дБм выше по сравнению с RZ OOK-форматом. Отметим, что этот факт был экспериментально подтвержден (для другой системы) в работе [4].

Сравним теперь передаточные характеристики фазовых RZ DPSK- и $\pi/2$ RZ DPSK-форматов модуляции (рис.4). На рис.4,а представлены изолинии дальности связи в плоскости параметров $\langle D \rangle, \langle P \rangle$ для $\pi/2$ RZ DPSK-формата, а на рис.4,б показаны зависимости дальности связи от средней мощности сигнала $\langle P \rangle$ для оптимального набора всех остальных параметров. Сплошная линия на этом рисунке соответствует $\pi/2$ RZ DPSK-формату, штриховая – RZ DPSK-формату. На рис.4,в представлены зависимости дальности связи для этих форматов от средней дисперсии линии $\langle D \rangle$. Видно, что $\pi/2$ RZ DPSK-формат обеспечивает лучшие передаточные характеристики линии связи в диапазоне средних дисперсий $\langle D \rangle = -0.35 \div -0.15$ пс·нм⁻¹·км⁻¹ и средних мощностей $\langle P \rangle = -8 \div -2$ дБм, чем RZ DPSK-формат. Причем дальность связи увеличивается примерно в полтора раза: от 4680 км для RZ DPSK-формата до 6680 км для $\pi/2$ RZ DPSK-формата.

Эффективности передачи данных на основе $\pi/2$ AP RZ OOK- и $\pi/2$ RZ DPSK-форматов сравниваются на рис.5. На рис.5,а показаны изолинии дальности связи для

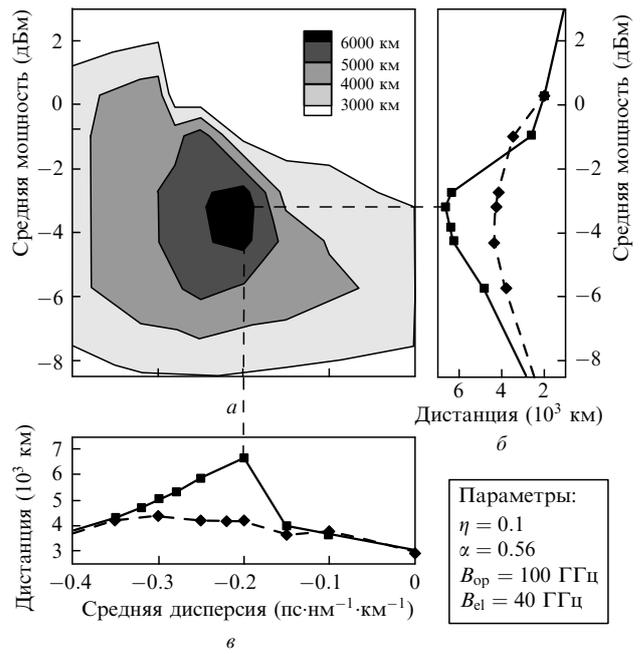


Рис.4. Изолинии дальности связи в плоскости параметров $\langle D \rangle, \langle P \rangle$ для $\pi/2$ RZ DPSK- и RZ DPSK-форматов.

$\pi/2$ AP RZ OOK-формата (слева) и $\pi/2$ RZ DPSK-формата (справа). На рис.5,б представлена зависимость дальности связи от средней мощности сигнала $\langle P \rangle$: сплошная линия соответствует $\pi/2$ RZ DPSK-формату, штриховая линия – $\pi/2$ AP RZ OOK-формату. На рис.5,в показаны зависимости дальности связи от средней дисперсии линии $\langle D \rangle$. Отметим, что оптимальное распространение сигнала в случае $\pi/2$ AP RZ OOK-формата происходит при гораздо большей нормальной средней дисперсии $\langle D \rangle$, чем в случае $\pi/2$ RZ DPSK-формата.

Рассмотрим теперь зависимость дальности связи от отношения длительности гауссовых импульсов $T_{0.5}$ к длительности битового интервала $T_b = 25$ пс для $\pi/2$

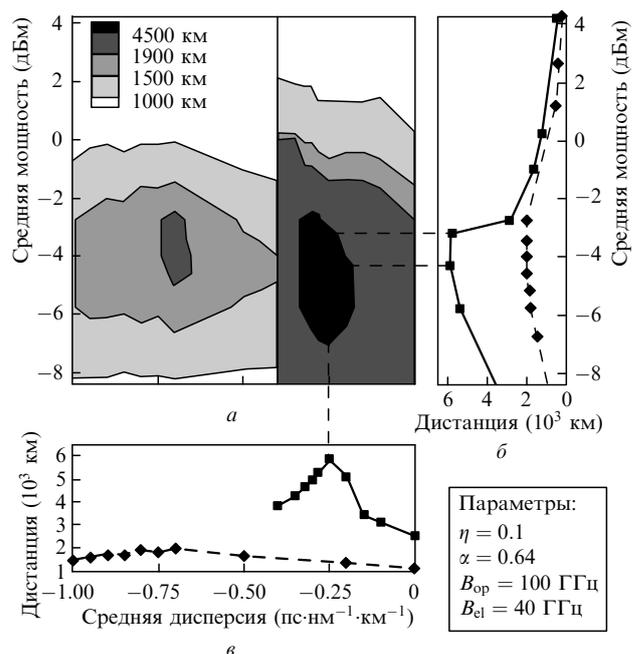


Рис.5. Изолинии дальности связи для $\pi/2$ AP RZ OOK-формата (рис.а, слева) и $\pi/2$ RZ DPSK-формата (рис.а, справа).

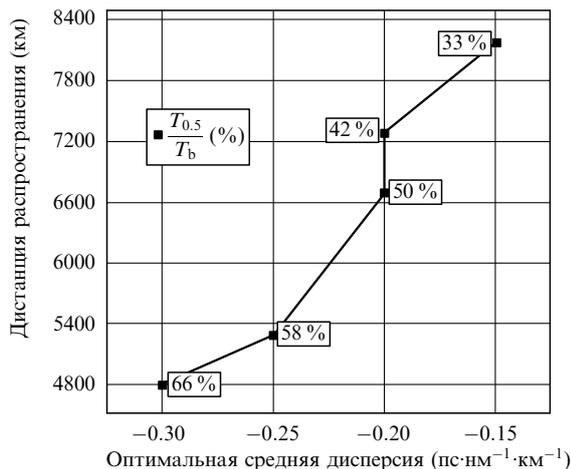


Рис.6. Зависимость дальности связи от оптимальной средней дисперсии периодической секции для $\pi/2$ RZ DPSK-формата.

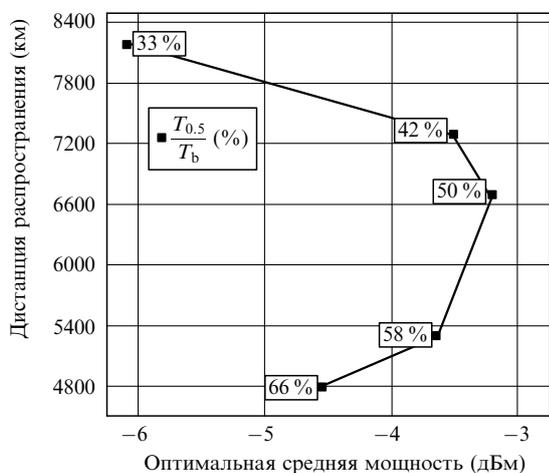


Рис.7. Зависимость дальности связи от оптимальной средней мощности оптического сигнала для $\pi/2$ RZ DPSK-формата.

RZ DPSK-формата. На рис.6 показана зависимость дальности связи от оптимальной средней дисперсии периодической секции $\langle D \rangle_{opt}$ для ряда значений $T_{0.5}/T_b$, на рис.7 – зависимость дальности связи от оптимальной средней мощности оптического сигнала $\langle P \rangle_{opt}$. Видно, что по мере уменьшения длительности несущих гауссовых импульсов происходит уменьшение оптимальной средней дисперсии $\langle D \rangle_{opt}$. Зависимость оптимальной средней мощности от длительности импульсов имеет более сложный характер: сначала она растет, достигая максимального значения при длительности несущих импульсов $T_{0.5} = 0.5T_b$ (50%), а затем начинает уменьшаться с ростом отношения $T_{0.5}/T_b$.

4. Заключение

Методами математического моделирования выполнено сравнение ряда модуляционных форматов передачи данных по высокоскоростной многоканальной волокон-

но-оптической линии связи с дисперсионным управлением на основе комбинирования периодических секций из стандартного одномодового волокна (SMF) с положительной дисперсией групповых скоростей и волокна с компенсированной (отрицательной) дисперсией (DCF). Данные оптимизационных численных расчетов показывают заметное преимущество фазово-модулированных сигналов по сравнению с амплитудно-модулированными сигналами с точки зрения дальности качественной связи и информационной емкости волоконно-оптической линии связи.

Для различных форматов передачи данных при длительности несущих импульсов $T_{0.5} = 0.5T_b$ (скважность 50%) получены следующие максимально достижимые дальности качественной связи.

– RZ OOK-формат: $L_D = 1780$ км (режим распространения реализуется при $\eta = 1, \alpha = 0.63, \langle P \rangle = -4.6$ дБм, $\langle D \rangle = -0.8$ пс·нм⁻¹·км⁻¹).

– $\pi/2$ AP RZ OOK-формат: $L_D = 1980$ км ($\eta = 1, \alpha = 0.63, \langle P \rangle = -2.7$ дБм, $\langle D \rangle = -0.7$ пс·нм⁻¹·км⁻¹).

– RZ DPSK-формат: $L_D = 4680$ км ($\eta = 1, \alpha = 0.64, \langle P \rangle = -4.3$ дБм, $\langle D \rangle = -0.3$ пс·нм⁻¹·км⁻¹).

– $\pi/2$ RZ DPSK-формат: $L_D = 6680$ км ($\eta = 1, \alpha = 0.64, \langle P \rangle = -3.2$ дБм, $\langle D \rangle = -0.2$ пс·нм⁻¹·км⁻¹).

Мы обнаружили, что дальность связи увеличивается (при фиксированных требованиях к коэффициенту ошибок) с уменьшением длительности несущего импульса.

Из результатов работы следует, что при малых мощностях сигнала максимальная дальность связи ограничивается аддитивным накоплением шумов, а при больших мощностях – нелинейными эффектами.

Исследование поддержано Интеграционным междисциплинарным проектом (проект № 31), Российским Министерством образования (грант № 13-06-01) и грантом Интас (№ 03-56-203).

1. Дианов Е.М. *Вестник РАН*, **70** (11), 1010 (2000).
2. Величко М.А., Наний О.Е., Сусьян А.А. *Lightwave Russ. Edit.*, № 4, 21 (2005).
3. Agrawal G.P. *Applications of Nonlinear Fiber Optics* (New York: Acad. Press, 2001).
4. Gill D.M., Gnauck A.H., Liu X., Wei X., Su Y. *IEEE Photon. Tech. Lett.*, **16** (3), 906 (2004).
5. Gnauck A.H. et al. *Proc. OFC'2002* (Anaheim, CA, 2002, Postdeadline Paper FC2).
6. Zhu B. et al. *Proc. ECOC'2002* (Copenhagen, Denmark, 2002, Postdeadline paper PD4.2).
7. Bissessur H., Charlet G., Gohin E., Simonneau C., Pierre L., Idler W. *Proc. ECOC'2002* (Copenhagen, Denmark, 2002, paper 8.1.2).
8. Liu X., Wei X., Slusher R.E., McKinstrie C.J. *Opt. Lett.*, **27**, 1616 (2002).
9. Wei X., Gnauck A.H., Gill D.M. *IEEE Photon. Tech. Lett.*, **15** (11), 1639 (2003).
10. Agrawal G.P. *Nonlinear Fiber Optics* (New York: Acad. Press, 2001).
11. Agrawal G.P. *Fiber-Optic Communication Systems* (New York: John Wiley&Sons, 1997).
12. Wei X., Liu X., Xu C. *IEEE Photon. Tech. Lett.*, **15** (11), 1636 (2003).
13. Xu C., Liu X., Wei X. *IEEE J. Selected Top. Quantum Electron.*, **10** (2), 281 (2004).
14. Kidorf H. et al. *IEEE Photon. Tech. Lett.*, **11**, 530 (1999).