

Исследование высокоскоростных волоконно-оптических линий связи, использующих кодирование информации по разности оптических фаз

О.В.Штырина, А.В.Якасов, А.И.Латкин, С.К.Турицын, М.П.Федорук

Представлены результаты математического моделирования распространения оптических сигналов в высокоскоростных волоконно-оптических линиях связи с дисперсионным управлением. Кодирование информации осуществлялось на основе фазового формата модуляции оптического сигнала по сдвигу оптической фазы между двумя последовательными импульсами (RZ DPSK-формат). Выполнена оптимизация ряда конкретных конфигураций оптических линий связи в терминах коэффициента ошибки. Показано значительное увеличение дистанции распространения по сравнению со стандартным двоичным форматом кодирования «включено-выключено» (RZ OOK-формат).

Ключевые слова: волоконно-оптическая линия связи, кодирование информации, математическое моделирование.

1. Введение

Статья посвящена математическому моделированию высокоскоростных волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) с распределенной дисперсией и гибридными (на основе усилителей различных типов) схемами усиления сигналов, использующих кодирование информации по разности оптических фаз несущих импульсов. В модуляционном формате с кодированием по разности оптических фаз (Return to zero Differential phase-shift keying, RZ DPSK-формат) данные кодируются по разности оптических фаз между соседними импульсами. В отличие от обычного двоичного формата «включено-выключено» (Return to zero On-off keying, RZ OOK-формат), использующего импульс для кодирования логической единицы и его отсутствие для логического нуля, в формате с кодированием информации по разности оптических фаз логический нуль кодируется, когда фаза оптического импульса в битовом интервале сдвинута на π относительно предыдущего бита, а логическая единица соответствует одинаковым фазам в двух соседних битах (рис.1).

Подчеркнем, что речь не идет о когерентных системах связи, поскольку в данном формате не требуется знание абсолютной величины оптической фазы сигнала. Рядом исследовательских групп (см., напр., работы [1–4] и ссылки в них) уже было показано, что этот формат значительно улучшает качество передачи информации в оптических системах связи по сравнению с обычным цифровым RZ OOK-форматом.

Это обусловлено тремя причинами. Во-первых, RZ

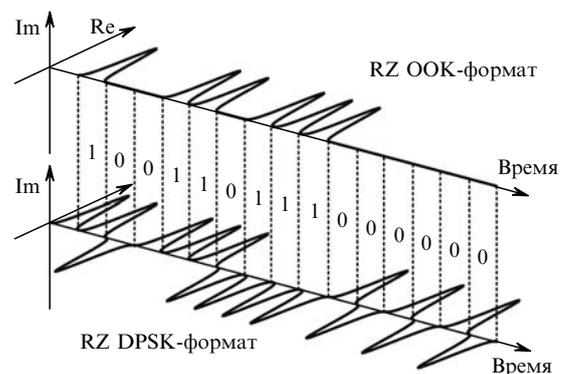


Рис.1. Схематическое представление RZ OOK- и RZ DPSK-форматов данных.

DPSK-формат значительно более устойчив по отношению к воздействию на оптический сигнал паразитных нелинейных эффектов, возникающих в результате кросс-фазовой модуляции. В этом формате все битовые интервалы заполнены оптическими импульсами, и распределение мощности от бита к биту более однородно по сравнению с обычным RZ OOK-форматом. Во-вторых, в результате случайного сдвига фаз соседних битов можно ожидать снижения воздействия четырехволнового смешения. В-третьих, метод сбалансированного детектирования в RZ DPSK-формате обеспечивает уменьшение коэффициента ошибки BER по сравнению с обычным RZ OOK-форматом передачи данных. За счет этого можно увеличить расстояние между повторителями, дистанцию безошибочного распространения и информационную емкость оптической системы связи. Нами сформулирована математическая постановка задачи, описаны и исследованы конкретные конфигурации волоконных линий связи.

2. Математическая постановка задачи

Как известно, распространение оптического сигнала по ВОЛС описывается обобщенным нелинейным урав-

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

А.В.Якасов. Новосибирский государственный университет, Россия, 630090 Новосибирск, ул. Пирогова, 2; e-mail: subj@gorodok.net

А.И.Латкин. Институт автоматизации и электрометрии СО РАН, Россия, 630090 Новосибирск, просп. акад. Коптюга, 1; e-mail: latkin@gmail.com

С.К.Турицын. Aston University, Birmingham, United Kingdom; e-mail: s.k.turitsyn@aston.ac.uk

нением Шредингера для комплексной огибающей A амплитуды электромагнитного поля [5]:

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

Здесь z – расстояние вдоль линии; t – время; $|A|^2$ – мощность; β_2 – параметр дисперсии групповой скорости; β_3 – параметр дисперсии третьего порядка; T_R – время рамановского отклика; 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 их изменения при переходе от одного типа световода к другому. Коэффициент керровской нелинейности определяется формулой $\sigma = 2\pi n_2 / (\lambda_0 A_{\text{eff}})$, где n_2 – нелинейный показатель преломления; λ_0 – несущая длина волны; $\omega_0 = c / \lambda_0$ – радиальная частота несущего сигнала; c – скорость света; A_{eff} – эффективная площадь собственной моды световода.

Для численного решения уравнения (1) использовался метод расщепления по физическим факторам (см., напр., [5]).

Оценкой «качества» работы коммуникационной системы является величина коэффициента ошибки (BER), которая определяет отношение числа ошибочных битов к общему числу переданных битов [6]. В настоящее время допустимым значением коэффициента ошибки является $\text{BER} \leq 10^{-9}$, что соответствует одному ошибочно зарегистрированному биту на 10^9 переданных битов. Естественно, прямое моделирование столь малых значений BER практически невозможно, и поэтому используются различные непрямые методы оценки коэффициента ошибки ВОЛС.

Для оценки коэффициента ошибки обычно используется концепция Q -фактора системы [6]. В случае цифрового RZ OOK-формата и в предположении, что статистика нулевых и единичных битов подчиняется нормальному закону распределения,

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

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

Тогда

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

Отметим, что коэффициенту ошибки $\text{BER} \leq 10^{-9}$ соответствует значение $Q \geq 6$.

В данной работе в роли критериев качества передачи сигнала мы используем Q -фактор и так называемую дистанцию распространения (определим ее как максимальное расстояние, для которого $Q \geq 6$). Для вычисления дистанции распространения в расчетах, представленных ниже, использовались псевдослучайные последовательности с длинами в $2^{10} - 1 \div 2^{14} - 1$. Для многоканальной линии дистанция распространения выбиралась как наименьшая дистанция по всем частотным каналам. В боль-

шинстве расчетов использовалось пять частотных каналов со скоростью передачи данных 40 Гбит/с (длительность битового интервала $T_b = 25$ пс) в одном частотном канале и расстоянием между соседними каналами $\delta\nu = 100$ ГГц. Отметим, что в случае RZ DPSK-формата проводились отдельные контрольные расчеты для девяти частотных каналов, которые показали, что дистанция распространения фактически не зависит от числа каналов для этого формата передачи данных.

При использовании RZ DPSK-формата необходимо модифицировать вычисление Q -фактора [7, 8]. Мы сравнили несколько альтернативных подходов. Сначала определили величину Q -фактора по разности оптических фаз сигнала на приемнике. В этом случае, предполагая статистику шумов гауссовой, можно ввести Q -фактор по разности оптических фаз следующим образом [7]:

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

где $\sigma_{\Delta\phi,0}$ и $\sigma_{\Delta\phi,\pi}$ – среднеквадратичные отклонения разности фаз от 0 и π соответственно. Отметим, что в этом случае величина $Q_{\Delta\phi}$ связана с коэффициентом ошибки соотношением [7]

$$\text{BER} = \operatorname{erfc} \left(\frac{Q_{\Delta\phi}}{\sqrt{2}} \right).$$

Кроме того, введем альтернативный «амплитудный» Q -фактор

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

Здесь $|A_n|$ – амплитуда оптического поля до интерферометра задержки; n – номер битового интервала; $\sigma_{|A_n|}$ – среднеквадратичное отклонение амплитуды оптического поля. Тогда в случае RZ DPSK-формата за Q -фактор, по которому определяются коэффициент ошибки и дистанция распространения сигнала, выбирается наименьший из Q_A и $Q_{\Delta\phi}$.

Конфигурации ВОЛС с распределенной дисперсией, для которых были выполнены массивные численные расчеты, показаны на рис.2. Физические характеристики волоконных световодов представлены в табл.1.

Прежде чем переходить к обсуждению результатов численного моделирования, рассмотрим математические модели, которые используются для описания волоконных оптических усилителей: сосредоточенных эрбиевых усилителей и ВКР-усилителей (рамановских) с прямой или обратной накачкой.

В случае эрбиевых волоконных усилителей амплитуда оптического сигнала умножалась на \sqrt{G} , где G – коэффициент усиления сигнала. Исходной математической моделью, служащей для описания шумов спонтанной эмиссии, была модель «белого» шума. В случае эрбиевых волоконных усилителей спектральная плотность «белого» шума вычислялась по формуле

$$S_{\text{sp}} = (G - 1)n_{\text{sp}}h\nu_s, \quad (2)$$

где h – постоянная Планка; ν_s – несущая частота сигнала; и n_{sp} – коэффициент спонтанной эмиссии, который связан с шум-фактором усилителя NF следующим соотношением:

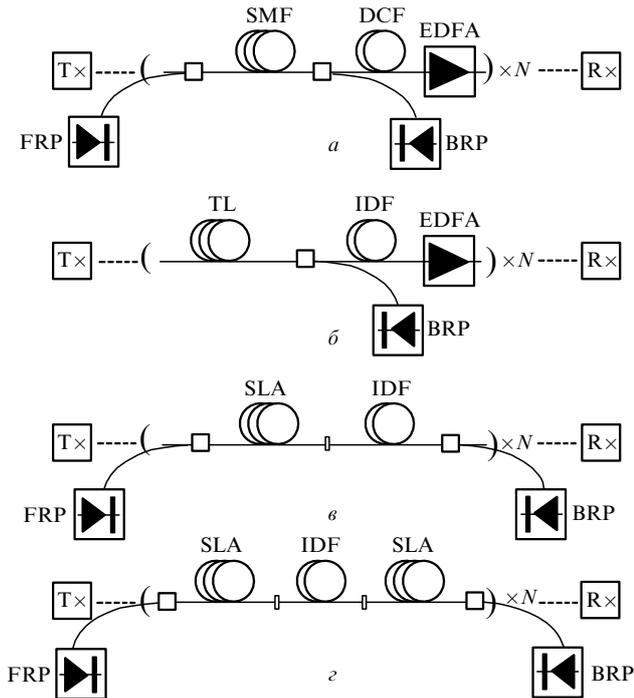


Рис.2. Дисперсионные конфигурации ВОЛС, состоящих из различных комбинаций волоконных световодов SMF, DCF, TL, IDF и SLA (см. табл.1), эрбиевых волоконных усилителей EDFA, источников накачки для прямого (FRP) и обратного (BRP) рамановского усиления, источников (Т) и приемников (R) излучения; N – число секций ВОЛС.

$$NF = \frac{2n_{sp}(G - 1)}{G} \tag{3}$$

Для моделирования процесса ВКР-усиления использовалась система обыкновенных дифференциальных уравнений для средних мощностей сигнала и накачек с учетом шумов усиленной спонтанной эмиссии и обратного рэлеевского рассеяния [9]. Данная модель в случае накачки на одной длине волны имеет вид

$$\begin{aligned} \frac{dP_p^-}{dz} &= \alpha_p P_p^- - \varepsilon_p P_p^+ + \frac{v_p}{v_s} \frac{g_R}{A_{eff}} \\ &\times \left\{ P_s^+ + P_s^- + 4hv_s \Delta v_s \left[1 + \frac{1}{\exp[h(v_p - v_s)/kT] - 1} \right] \right\} P_p^-, \\ \frac{dP_p^+}{dz} &= -\alpha_p P_p^+ + \varepsilon_p P_p^- - \frac{v_p}{v_s} \frac{g_R}{A_{eff}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\times \left\{ P_s^+ + P_s^- + 4hv_s \Delta v_s \left[1 + \frac{1}{\exp[h(v_p - v_s)/kT] - 1} \right] \right\} P_p^+, \\ \frac{dP_s^+}{dz} &= -\alpha_s P_s^+ + \varepsilon_s P_s^- + \frac{g_R}{A_{eff}} (P_p^- + P_p^+) \\ &\times \left\{ P_s^+ + 2hv_s \Delta v_s \left[1 + \frac{1}{\exp[h(v_p - v_s)/kT] - 1} \right] \right\}, \\ \frac{dP_s^-}{dz} &= \alpha_s P_s^- - \varepsilon_s P_s^+ - \frac{g_R}{A_{eff}} (P_p^- + P_p^+) \\ &\times \left\{ P_s^- + 2hv_s \Delta v_s \left[1 + \frac{1}{\exp[h(v_p - v_s)/kT] - 1} \right] \right\}, \end{aligned}$$

где P_s^+ , P_s^- и P_p^+ , P_p^- – средние мощности сигнала и накачки, распространяющиеся вперед и назад на центральных несущих частотах v_s и v_p соответственно; α_p и α_s – коэффициенты затухания накачки и сигнала; g_R/A_{eff} – отношение коэффициента рамановского усиления к эффективной площади моды световода; Δv_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 ($z = 0$) и в конце ($z = L$) световода записываются следующим образом:

$$P_p^-(L) = P_{p0}^-, \quad P_p^+(0) = P_{p0}^+, \tag{4}$$

$$P_s^+(0) = P_{s0}, \quad P_s^-(L) = 0. \tag{5}$$

Если потери сигнала в пределах данного световода полностью компенсировались рамановским усилением, то граничное условие имело вид $P_s^+(L) = P_s^+(0) = P_{s0}$. Если на протяжении длины L использовались различные типы световодов, то в точках их соединения потерями сигнала пренебрегали.

После решения краевой задачи для исходной системы уравнений вычислим коэффициент

$$\alpha_s^{eff}(z) = \alpha_s - \frac{g_R}{A_p} [P_p^+(z) + P_p^-(z)]$$

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

Перепишем уравнение для мощности сигнала P_s^+ в виде

$$\frac{dP_s^+}{dz} = - \left\{ \alpha_s + \frac{g_R}{A_{eff}} (P_p^- + P_p^+) \right\} P_s^+ +$$

Табл.1. Типы волоконных световодов и их параметры.

Параметры	Световоды				
	SMF	DCF	SLA	IDF	TL
Потери на длине волны сигнала $\alpha_s = 1550$ нм, дБ·км ⁻¹	0.20	0.65	0.188	0.233	0.2
Потери на длине волны накачки $\alpha_p = 1455$ нм, дБ·км ⁻¹	0.25	–	0.234	0.304	0.27
Эффективная площадь моды, мкм ²	80	19	106	30	65
Дисперсия, пс·нм ⁻¹ ·км ⁻¹	17	–100	20.2	–42.3	8.0
Дисперсионный наклон, пс·нм ⁻² ·км ⁻¹	0.07	–0.41	0.068	–0.136	0.058
Рамановский коэффициент g_R/A_{eff} , Вт ⁻¹ ·км ⁻¹	0.42	1.75	0.29	1.2	0.6
Коэффициент рэлеевского рассеяния ε_p , км ⁻¹	7.05×10^{-5}	9.44×10^{-4}	5.0×10^{-5}	2.2×10^{-4}	1.13×10^{-4}
Коэффициент рэлеевского рассеяния ε_s , км ⁻¹	5.4×10^{-5}	6.06×10^{-4}	4.0×10^{-5}	1.6×10^{-4}	8.1×10^{-5}
Нелинейный показатель преломления n_2 , м ² ·Вт ⁻¹	2.7×10^{-20}				

$$+ 2h\nu_s \Delta v_s \left[1 + \frac{1}{\exp[h(v_p - v_s)/kT] - 1} \right] \frac{g_R}{A_{\text{eff}}} (P_p^- + P_p^+) + \varepsilon_s P_s^- = -\alpha_s^{\text{eff}}(z) P_s^+ + S_1(z) + S_2(z),$$

где

$$S_1(z) = 2h\nu_s \Delta v_s \left[1 + \frac{1}{\exp[h(v_p - v_s)/kT] - 1} \right] \times \frac{g_R}{A_{\text{eff}}} (P_p^- + P_p^+), \quad S_2(z) = \varepsilon_s P_s^-.$$

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

3. Результаты математического моделирования

Рассмотрим некоторые наиболее важные результаты расчетов по оптимизации ВОЛС, представленных на рис.2. Введем два важных для дальнейшего изложения параметра: $\alpha = G_R/(G_R + G_E)$ и $\eta = G_b/(G_b + G_f)$. Здесь G_R, G_E – коэффициенты усиления оптического сигнала волоконными рамановскими и эрбиевыми усилителями соответственно, а G_b, G_f – коэффициенты усиления в рамановских волоконных усилителях в результате воздействия обратной или прямой накачек. Ниже мы представим результаты численного моделирования для различных значений параметров α и η . Отметим, что в расчетах моделировалось распространение гауссовых импульсов с полной длительностью на полувысоте мощности $T_{\text{FWHM}} = 12.5$ пс (скважность 50 %).

Сначала рассмотрим результаты математического моделирования ВОЛС, изображенной на рис.2,а. Общая длина периодической секции данной линии составляла 100 км. На рис.3 представлены линии уровня дистанции распространения сигнала в плоскости параметров $\langle D \rangle$ (средняя дисперсия линии), $\langle P \rangle$ (средняя мощность сигнала) для различных значений параметра η . График справа на рис.3 показывает зависимость дистанции распространения от параметра η для оптимального набора всех остальных параметров.

На рис.4 представлены линии уровня дистанции распространения в плоскости параметров $\langle P \rangle, \langle D \rangle$ для отдельных значений параметра α . График справа показывает зависимость оптимальной средней мощности сигнала от параметра α .

Сравнение двух форматов передачи данных – обычного двоичного формата «включено-выключено» (RZ ООК) и формата с кодированием информации по разности оптических фаз (RZ DPSK) – представлено на рис.5, где показаны линии уровня дистанции распространения в плоскости параметров $\langle D \rangle, \langle P \rangle$ и зависимость дистанции распространения от средней дисперсии и средней мощности сигнала соответственно для оптимального набора остальных параметров. Видно, что RZ DPSK-формат значительно улучшает производительность системы по сравнению с традиционным RZ ООК-форматом.

Приведем теперь некоторые результаты оптимизации ВОЛС, периодическая секция которой показана на рис.2,б. На рис.6 для нескольких значений параметра α приведены линии уровня дистанции распространения в плоскости переменных $\langle P \rangle, \langle D \rangle$. Видно, что вне зависимо-

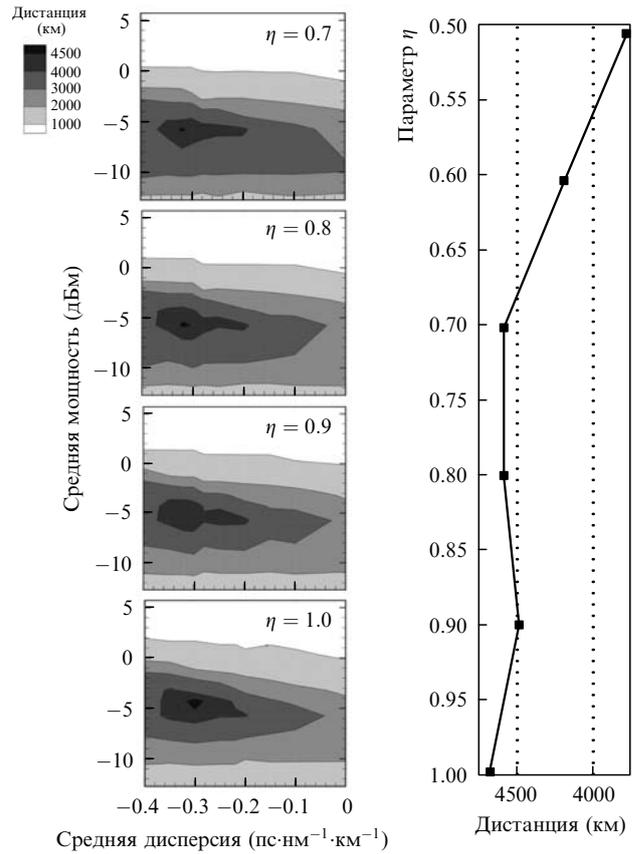


Рис.3. Линии уровня дистанции распространения сигнала в плоскости параметров $\langle D \rangle, \langle P \rangle$ для различных η (конфигурация ВОЛС на рис.2,а).

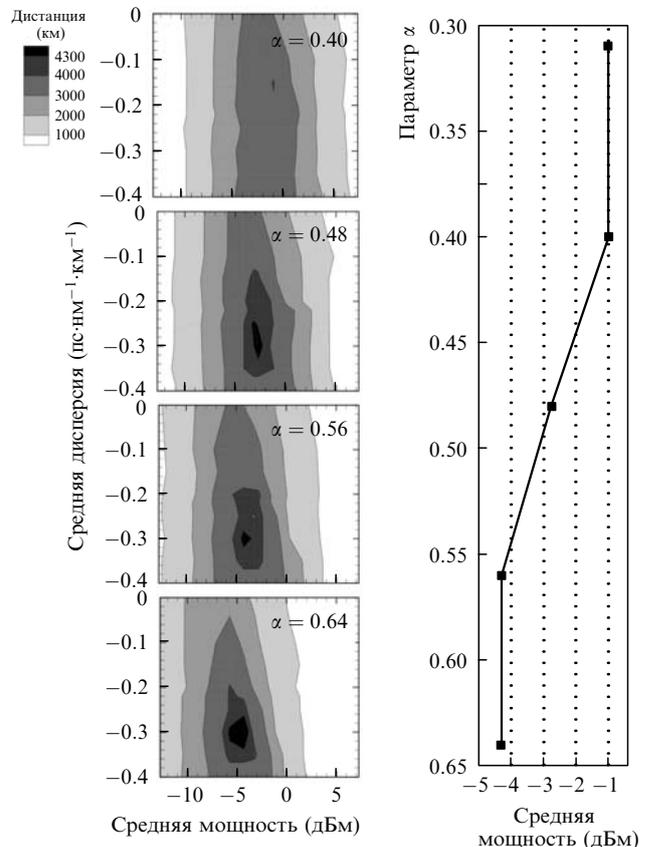


Рис.4. Линии уровня дистанции распространения в плоскости параметров $\langle P \rangle, \langle D \rangle$ для различных α (конфигурация ВОЛС на рис.2,а).

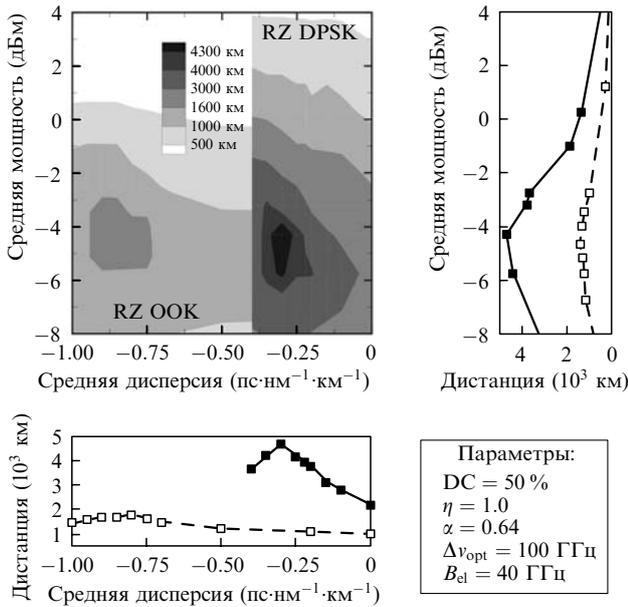


Рис.5. Линии уровня дистанции распространения сигнала в плоскости параметров $\langle D \rangle$, $\langle P \rangle$ для RZ OOK- (\square) и RZ DPSK-формата (\bullet) при скважности импульсов 50%, параметрах $\eta = 1.0$, $\alpha = 0.64$, частотном разделении каналов 100 ГГц и полосе 40 ГГц.

сти от α максимум дистанции распространения наблюдается при средней мощности импульса $\langle P \rangle \simeq -0.3 \div 0$ дБм и средней дисперсии $\langle D \rangle \simeq -0.1 \div 0.2$ пс·нм⁻¹·км⁻¹. Однако по мере увеличения дистанции распространения (до значений $\sim 4000 - 4500$ км) область допустимых параметров $\langle D \rangle$, $\langle P \rangle$ резко сужается. На рис.6 (справа)

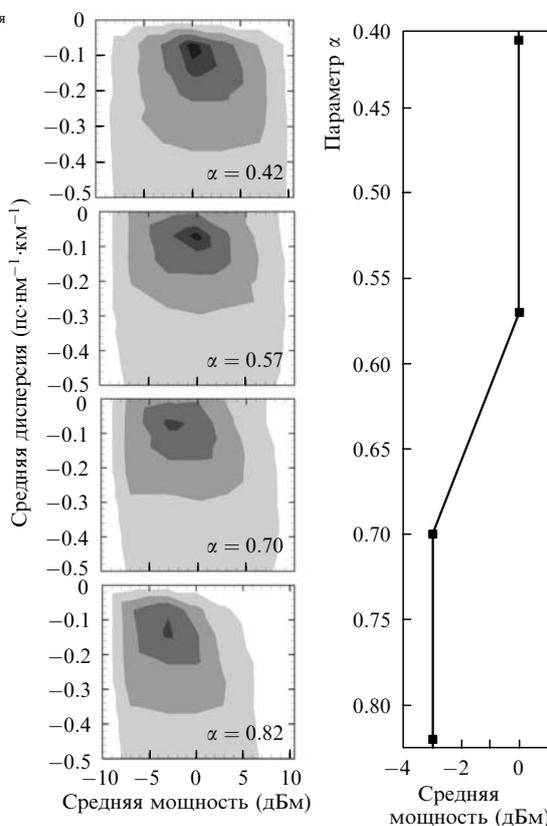


Рис.6. Линии уровня дистанции распространения сигнала в плоскости параметров $\langle P \rangle$, $\langle D \rangle$ для различных α (конфигурация ВОЛС на рис.2,б).

приведена зависимость средней мощности сигнала, при которой достигается оптимальная дистанция распространения, от параметра α при оптимальных значениях $\langle D \rangle$. Наблюдается монотонное уменьшение оптимальной средней мощности сигнала с увеличением α .

Подобное поведение может быть качественно объяснено следующим образом. Рассмотрим сначала случай $\alpha = 0$. Основными факторами, определяющими распространение импульса (без учета шумов), являются керровская нелинейность, вклад которой пропорционален мощности импульса, усредненной по секции (по z), а также средняя дисперсия линии $\langle D \rangle$. При этом, как было показано, максимальная дистанция распространения достигается при некоторой отрицательной средней дисперсии, которая компенсирует керровскую нелинейность, т.е. наблюдается баланс между средней мощностью и дисперсией линии. Очевидно, что усредненная по секции средняя мощность сигнала пропорциональна входной средней мощности $\langle P \rangle$. Усиление в результате обратной рамановской накачки внутри секции приводит к тому, что при одинаковой входной средней мощности сигнала $\langle P \rangle$ усредненная по секции мощность сигнала растет. Значит, для того чтобы соблюдался баланс между нелинейностью и дисперсией, требуется уменьшить значение $\langle P \rangle$ на входе в секцию, что и наблюдается на рис.6.

Наконец рассмотрим результаты численного моделирования линий, показанных на рис.2,в, г, и на их примере изучим влияние на передаточные характеристики систем такого важного параметра, как предварительная кумулятивная дисперсия линии D_{pre} . В случае несимметричной дисперсионной конфигурации (рис.2,в) дистанция распространения максимальна при $\eta = 0.5$. Такая макси-

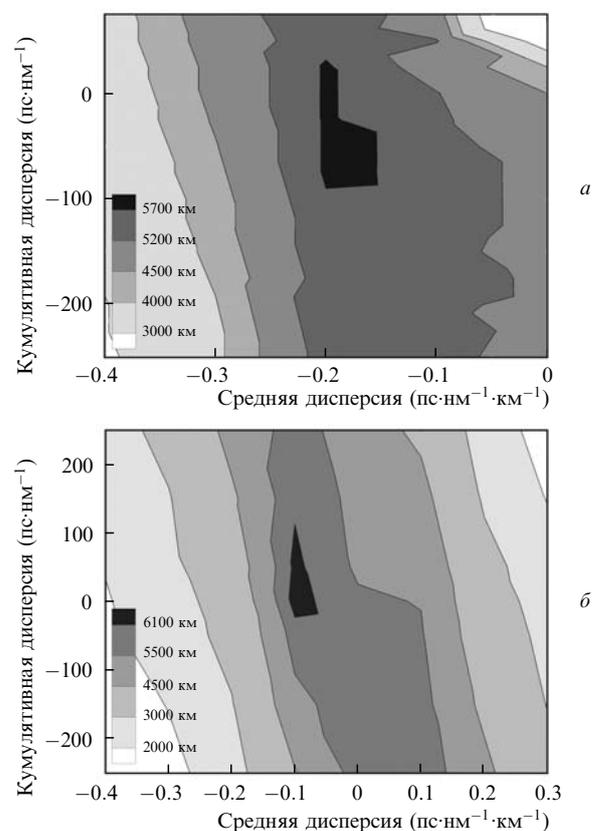


Рис.7. Линии уровня дистанции распространения сигнала в плоскости параметров $\langle D \rangle$, D_{pre} для $\eta = 0.5$ (конфигурация ВОЛС на рис.2,в) (а) и 0.9 (конфигурация ВОЛС на рис.2,г) (б).

мальная дистанция распространения в 5750 км достигается при средней мощности сигнала -9.75 дБм, средней дисперсии линии $\langle D \rangle = -0.2$ пс·нм $^{-1}$ ·км $^{-1}$ и начальной кумулятивной дисперсии $D_{\text{pre}} = -75$ пс·нм $^{-1}$ (рис.7,а). Если коэффициент η увеличивается, то максимальная дистанция распространения достигается при более высокой средней мощности сигнала. Например, при параметре $\eta = 0.7$ значение $\langle P \rangle = -5.75$ дБм.

Линии уровня дистанции распространения в плоскости параметров $\langle D \rangle$, D_{pre} для симметричной дисперсионной конфигурации (рис.2,з) показаны на рис.7,б. В этом случае максимальная дистанция распространения в 6300 км достигается при параметрах $\eta = 0.9$, $D_{\text{pre}} = 0$, $\langle D \rangle = -0.1$ пс·нм $^{-1}$ ·км $^{-1}$ и входной средней мощности сигнала $\langle P \rangle = -5.75$ дБм. Существенное увеличение максимальной дистанции распространения при этой дисперсионной конфигурации связано с тем обстоятельством, что волоконный световод IDF оптимально расположен относительно источников рамановской накачки. Действительно, такое расположение световода уменьшает влияние многолучевой интерференции вследствие двойного рэлеевского рассеяния. Отметим, что многолучевая интерференция играет значительную роль, когда накачка происходит непосредственно в IDF, как в случае дисперсионной конфигурации, показанной на рис.2,в.

4. Заключение

В работе выполнено математическое моделирование высокоскоростных ВОЛС с дисперсионным управлением на основе модуляционного формата передачи данных с

кодированием информации по разности несущих оптических фаз. Выполнена оптимизация конкретных конфигураций ВОЛС с различными вариантами усиления оптических сигналов, что позволило установить область оптимальных параметров этих систем. На примере линии на основе стандартного одномодового волокна выполнено сравнение передаточных характеристик системы для обычного RZ OOK-формата и RZ DPSK-формата, и показано значительное увеличение дистанции распространения данных в случае последнего.

Данное исследование было поддержано Интеграционным междисциплинарным проектом СО РАН (проект № 31), Министерством образования и науки Российской Федерации (грант № 13-06-01) и Интас (грант № 03-56-203).

1. Gnauck A.H. et al. *Proc. OFC 2002* (Anaheim, CA, 2002, Postdeadline Paper FC2).
2. Zhu B. et al. *ECOC 2002* (Copenhagen, Denmark, 2002, Postdeadline paper PD4.2).
3. Bissessur H., Charlet G., Gohin E., Simonneau C., Pierre L., Idler W. *Proc. ECOC 2002* (Copenhagen, Denmark, 2002, paper 8.1.2).
4. Liu X., Wei X., Slusher R.E., McKinstrie C.J. *Opt. Lett.*, **27**, 1616 (2002).
5. Agrawal G.P. *Nonlinear Fiber Optics* (New York: Academic Press, 2001).
6. Agrawal G.P. *Fiber-Optic Communication systems* (New York: John Wiley & Sons, INC, 1997).
7. Wei X., Liu X., Xu C. *IEEE Photon. Tech. Lett.*, **15** (11), 1636 (2003).
8. Xu C., Liu X., Wei X. *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, **10** (2), 281 (2004).
9. Kidorf H. et al. *IEEE Photon. Tech. Lett.*, **11**, 530 (1999).