

КОГЕРЕНТНЫЕ СОЛИТОННЫЕ ЛИНИИ СВЯЗИ

О. В. Юшко^{a,b,*}, А. А. Редюк^{a,b}, М. П. Федорук^{a,b}, С. К. Турицын^{a,b,c}

^a Новосибирский государственный университет
630090, Новосибирск, Россия

^b Институт вычислительных технологий Сибирского отделения Российской академии наук
630090, Новосибирск, Россия

^c Aston Institute of Photonics Technologies
B4 7ET, Birmingham, United Kingdom

Поступила в редакцию 8 мая 2014 г.

Исследована передача информации в когерентных волоконно-оптических линиях связи с помощью солитонов с изменяемой фазой. Показано, что нелинейные когерентные структуры (солитоны) могут быть использованы для эффективной передачи сигнала на большие расстояния с кодированием информации как по амплитуде, так и по оптической фазе. Определено оптимальное соотношение между шириной импульса и длительностью битового интервала, при котором достигается максимальное значение величины спектральной эффективности (передаваемых бит в секунду на герц). Показано, что солитонные волоконно-оптические линии связи способны обеспечивать передачу данных с повышенной спектральной эффективностью по сравнению с традиционными линиями связи при высоком уровне отношения сигнал/шум.

DOI: 10.7868/S0044451014110017

1. ВВЕДЕНИЕ

Нелинейные когерентные структуры играют важную роль в физике и являются примером того, как линейные волны способны через нелинейные взаимодействия создавать устойчивые локализованные объекты. В частности, солитоны — частицеподобные уединенные нелинейные волны — встречаются в самых разнообразных физических системах от гидродинамики до оптики [1–6]. Солитоны используются не только в многочисленных теоретических моделях, но и в различных практических приложениях. Как известно, развитие теории оптических импульсов в нелинейных средах с дисперсией началось с работы [7], в которой была предсказана возможность создания оптических солитонов в волоконных световодах, экспериментальное наблюдение которых было представлено в работе [8]. Передача данных по волоконным линиям связи на основе оптических солитонов была впервые продемонстрирована в работе [9]. Значительный

прогресс в области солитонной передачи данных по оптическим линиям связи был достигнут в 1990-е гг. (см., например, [2, 10, 11]). В настоящей работе мы обсудим возможности применения оптических солитонов для передачи информации в когерентных (использующих фазу сигнала для кодирования информации) оптоволоконных линиях связи.

Волоконно-оптические линии связи (ВОЛС) обеспечивают надежную и качественную передачу оптического сигнала с высокой скоростью на расстояния, превышающие многие тысячи километров [12, 13]. Постоянный рост объема передаваемой информации стимулирует непрерывную модернизацию существующих ВОЛС и разработку новых способов передачи возрастающих массивов данных. Активно развивающиеся технологии цифровой обработки сигнала в когерентных линиях связи, методы спектрального уплотнения каналов, методы генерации импульсов специальной формы и другие способы позволили значительно увеличить скорость передачи сигнала в современных линиях связи [14–16]. Однако, в отличие от радиоканалов, волоконный канал связи принципиально является нелинейным: при повышении мощности

*E-mail: olesya.yushko@gmail.com

сигнала качество передачи информации снижается из-за влияния нелинейных эффектов в оптическом волокне. Это накладывает ограничения на скорость и дальность передачи информации при использовании традиционных (линейных) методов кодировки, модуляции и передачи сигнала, разработанных для линейных систем связи [17–19]. Исследование различных способов компенсации или использования нелинейных эффектов является одним из самых важных направлений исследований в области оптоволоконных технологий связи. Эта область является отличной иллюстрацией применения методов нелинейной физики в важных практических приложениях. В этой работе мы хотим привлечь внимание физического сообщества к данной технологической проблеме.

Мы исследуем нелинейную динамику длинных последовательностей (временных цугов) солитонных импульсов в контексте когерентных солитонных линий связи. Солитонные импульсы возникают в результате баланса между дисперсионным расплыванием и нелинейным эффектом Керра в оптоволоконном канале. Одиночные солитоны способны распространяться по оптическому волокну без изменения своей формы, в отличие от линейных сигналов, используемых в традиционных форматах модуляции и кодирования. Солитонные ВОЛС, использующие солитонный импульс в качестве носителя информационного сигнала, были популярной темой исследований [2–6], но в последнее время перестали быть основным направлением в развитии волоконных линий связи из-за возникших новых перспективных технологий.

Одна из технических проблем использования солитона для передачи информации возникает из-за связи ширины импульса и его пиковой мощности. При необходимости использовать очень короткие импульсы требуется слишком большая пиковая мощность солитонов, которая приводит к значительным искажениям при взаимодействии таких импульсов. Таким образом, хотя передача информации с помощью солитонов уже исследовалась в другом контексте, прогресс в развитии оптических когерентных линий связи, использующих не только амплитуду (мощность), но и оптическую фазу для передачи информации, позволяет применять многоуровневые форматы модуляции с одновременным уменьшением скорости передачи символов (и соответствующим уменьшением пиковой мощности солитонов). Это открывает новые интересные возможности для солитонных технологий передачи данных.

В данной работе представлены результаты чис-

ленного моделирования магистральных солитонных линий связи, использующих когерентные способы передачи данных. Установлено, что для рассмотренных параметров системы и кодировки сигнала максимальная спектральная эффективность достигается при отношении длительности битового интервала к ширине солитона, равном 1.7, независимо от значения битовой скорости. Показано, что солитонные линии связи позволяют передавать информацию при более высоком отношении сигнал/шум (R_{SNR}) по сравнению с квазилинейными режимами передачи информации.

2. КОГЕРЕНТНАЯ ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ

В линиях связи предыдущего поколения используется кодирование информации по амплитуде сигнала: «единичному» биту соответствует импульс ненулевой амплитуды, «нулевому» биту — отсутствие импульса (on-off-keying, ООК) (рис. 1а). Однако в настоящее время все более активно используются когерентные форматы передачи данных, когда для кодировки информации используется фаза импульса.

Например, в случае простейшего двоичного кодирования по фазе BPSK (binary phase shift keying) (рис. 1б) «единице» соответствует импульс с нулевой фазой, а «нулю» — импульс с фазой, равной π . Увеличение количества уровней фазы, используемых при кодировке информации, позволяет одному импульсу переносить информацию, содержащую большее количество битов. Например, при использовании формата модуляции четвертого порядка QPSK (quadrature phase shift keying) возможна передача двух битов одним импульсом. Например, последовательности «00» может соответствовать импульс нулевой фазы, «01» — импульс фазы $\pi/2$, «11» — импульс фазы π , «10» — импульс фазы $3\pi/2$ (рис. 1в). При использовании форматов еще большего порядка модуляции, например 8-PSK, 16-PSK, M-PSK, из-за возможности передачи большего количества битов одним несущим импульсом, скорость передачи информации растет как $x = \log_2 M$, где M — порядок модуляции, x — количество битов, переносимых одним информационным импульсом.

Однако при распространении по оптоволоконному каналу из-за действия шума и всех некомпенсированных на приемнике эффектов, сигнал искажается, при этом изменяется значение начальной фазы. На констелляционных диаграммах, представленных на вставках к рис. 1 — диаграммах, изображающих значение

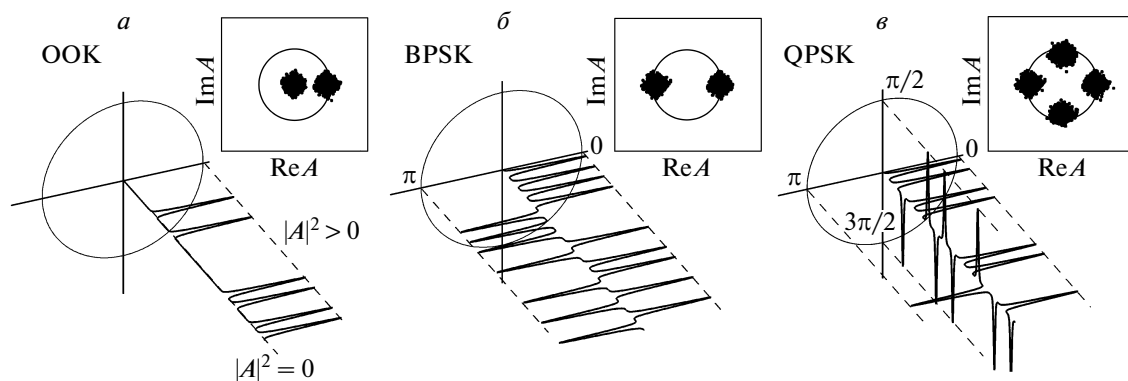


Рис. 1. Форматы модуляции сигнала: *a* — амплитудный ООК; *б* — бинарный фазовый BPSK; *в* — четырехуровневый фазовый QPSK. На вставках показаны соответствующие констелляционные диаграммы (размытые шумом) комплексного сигнала

фазы каждого из кодирующих импульсов на приемнике, видны такие искажения. Чем больше расстояние распространения импульсов при передаче сигнала, тем больше подобные искажения. Перекрывание облаков констелляционной диаграммы на качественном уровне говорит о наличии ошибок при декодировании сигнала. Использование формата модуляции с большим количеством фазовых уровней более эффективно, поскольку позволяет передать больше битов информации на символ, но это приводит к более быстрому (при распространении сигнала по линии) перекрытию облаков, соответствующих шуму, и требует дополнительных усилий и энергетических затрат.

Усредненное (по периодическим изменениям амплитуды из-за потерь и усиления) распространение оптических импульсов в волоконных линиях связи описывается нелинейным уравнением Шредингера (детали могут быть найдены, например, в [2, 3, 5, 11])

$$i \frac{\partial A}{\partial z} - \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} + \gamma |A|^2 A = N(z, t), \quad (1)$$

где A — комплексная огибающая поля, z — эволюционная переменная вдоль линии, t — время, β_2 — дисперсионный параметр, γ — параметр нелинейности. Заметим, что в линиях связи с использованием специальных схем распределенного рамановского усиления (эффекта вынужденного комбинационного рассеяния — ВКР-усиления) сигнала оптические потери могут быть скомпенсированы непрерывно таким образом, что среднее значение мощности сигнала остается постоянным при распространении [20, 21]. Член уравнения $N(z, t)$ описывает генерацию шума, возникающего вследствие эффектив-

ной распределенной усиленной спонтанной эмиссии (amplified spontaneous emission, ASE). В качестве модели шума используется модель аддитивного белого гауссова шума со спектральной плотностью мощности $N_{ASE} = n_{sp} \hbar \omega \alpha L$, где ω — частота, α — коэффициент оптических потерь, L — длина распространения, n_{sp} — параметр спонтанной эмиссии.

Хорошо известно, что в отсутствие затухания и шумов и при постоянных коэффициентах дисперсии и нелинейности, решением уравнения Шредингера в области аномальной дисперсии ($\beta_2 < 0$) является локализованный солитонный импульс:

$$A(z, t) = \frac{\sqrt{P_0}}{\text{ch}(t/T_0)} \exp\left(\frac{iz\gamma P_0}{2}\right), \quad (2)$$

где $P_0 = |\beta_2|/\gamma T_0^2$ — пиковая мощность солитона, T_0 — временной параметр, связанный с шириной солитона на полувысоте, T_{FWHM} (рис. 2б), соотношением $T_{FWHM} \approx 1.763 T_0$. Длительность используемых солитонных импульсов определяет ширину спектра сигнала и, соответственно, ширину $\Delta\nu_{ch}$ спектрального канала передачи информации (рис. 2а). Кроме длительности солитонного импульса важным параметром, который определяет скорость передачи данных, является величина битового интервала T_b (рис. 2б). Скорость B передачи данных задается следующим выражением:

$$B = \frac{\log_2 M}{T_b}, \quad (3)$$

где M — порядок модуляции.

Для оценки влияния накопленного шума используется параметр $R_{OSNR} = P_{av}/P_N$ — отношение средней мощности сигнала P_{av} к мощности шума

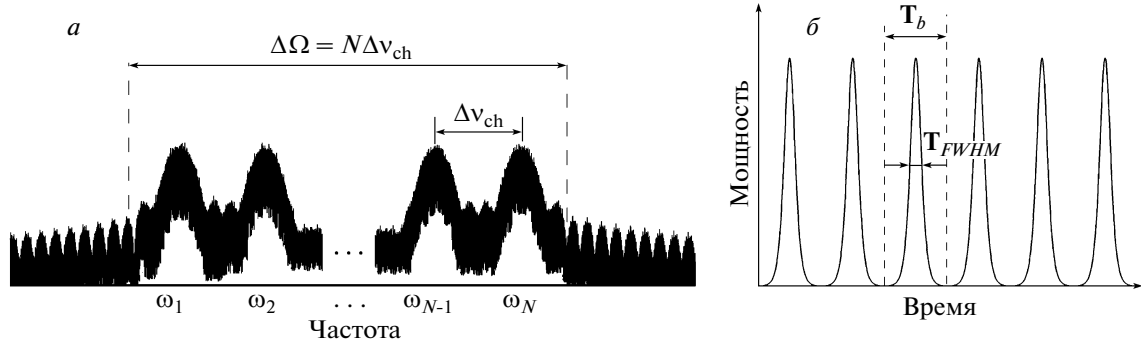


Рис. 2. Типичный вид спектра оптического сигнала в многоканальной системе (а) и типичный вид временного распределения сигнала в одном канале (б)

P_N . В солитонных ВОЛС средняя мощность сигнала определяется как

$$P_{av} = \frac{E_s}{T_b} = \frac{2P_0T_0}{T_b}, \quad (4)$$

где E_s — энергия солитонного импульса, а мощность шума, например рамановского (ВКР) усиления, определяется произведением спектральной плотности N_{ASE} шума на характерную спектральную полосу B_{ref} . Как правило, для инженерных приложений используется $B_{ref} = 12.5$ ГГц. Часто на практике для оценки работы ВОЛС используется параметр

$$R_{SNR} = \frac{2B_{ref}}{R_s} \frac{P_{av}}{P_N}, \quad (5)$$

где R_s — символьная скорость передачи данных.

Другой важной характеристикой ВОЛС является спектральная эффективность S_{eff} , т.е. отношение битовой скорости передачи данных в одном частотном канале к расстоянию $\Delta\nu_{ch}$ между соседними частотными каналами:

$$S_{eff} = \frac{B}{\Delta\nu_{ch}} = \frac{1}{T_b} \frac{\log_2 M}{\Delta\nu_{ch}}. \quad (6)$$

Результаты исследования линий связи, использующих традиционные (линейные) методы модуляции сигнала, в контексте зависимости спектральной эффективности от значения параметра сигнал/шум, приведены, например, в работах [17, 18]. Показано, что ограничение роста спектральной эффективности определяется нелинейными эффектами, которые связаны с мощностью входного импульса. В области больших значений отношения сигнал/шум происходит полное разрушение сигнала и значение

спектральной эффективности $S_{eff} \rightarrow 0$. Кроме того, показано, что при $R_{SNR} \approx 20$ дБ достигается максимальное значение спектральной эффективности, а при $R_{SNR} > 32$ дБ безошибочная передача информации невозможна вследствие нелинейных искажений сигнала. Основным результатом влияния нелинейности являются уширение спектра сигнала (из-за эффектов фазовой самомодуляции и фазовой кросс-модуляции) и появление стоксовых гармоник в спектре. Исследование зависимости спектральной эффективности от значения R_{SNR} представляет значительный фундаментальный интерес. Однако подобные исследования для солитонных ВОЛС до сих пор не проводились.

Главным свойством оптического солитона является то, что при его одиночном распространении по оптическому волокну в отсутствие шумов и оптических потерь форма импульса остается неизменной. Однако в оптических линиях связи одновременно распространяются последовательности импульсов, что приводит к взаимодействию солитонов друг с другом: взаимному притяжению или отталкиванию [1–4]. В системах со спектральным уплотнением каналов необходимо учитывать не только межсимвольное, но и межканальное взаимодействие импульсов из разных частотных каналов.

Кроме того, взаимодействие солитонных импульсов с шумом может приводить к нежелательным эффектам: временному сдвигу солитона относительно своего начального положения, а также к флуктуациям начальной фазы солитона, обусловленным трансформацией амплитудного шума в фазовый. Эти явления известны как эффекты Гордона–Хауса [3, 22] и Гордона–Молленауэра [3, 23, 24]. Подавление этих эффектов возможно при помощи распределенной

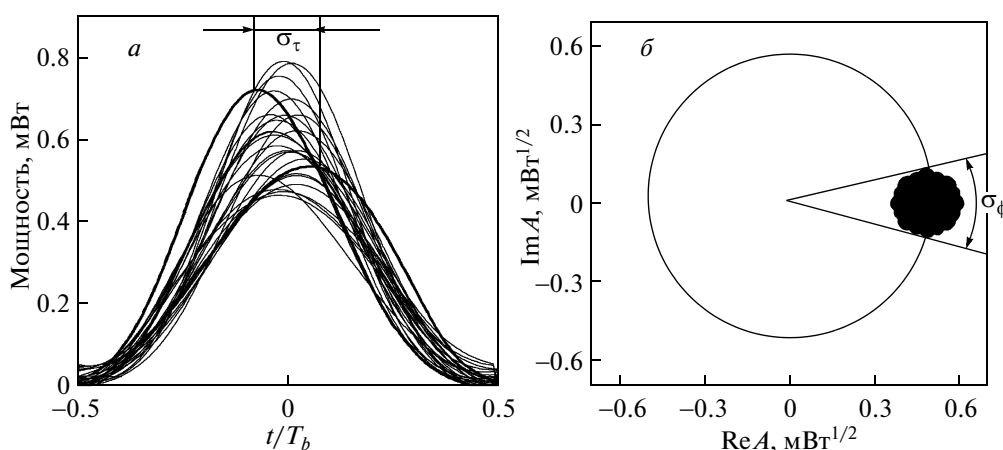


Рис. 3. а) Характерная картина временного дрожания (джиттера); здесь множество импульсов сведено в один временной интервал. б) Определение фазового дрожания (джиттера) на основе констелляционной диаграммы

фильтрации сигнала или метода фазового сопряжения [3, 25, 26].

На рис. 3 схематично изображены количественные характеристики временного σ_τ и фазового σ_ϕ джиттеров, которые являются мерой оценки флуктуаций параметров солитонного импульса. Значение σ_τ определяется среднеквадратичным отклонением положения импульса на приемнике от его начального положения. На диаграмме, где все импульсы сведены в один временной интервал, это проявляется как несовпадение центров импульсов при их наложении друг на друга. Фазовые отклонения (джиттер) σ_ϕ определяются как среднеквадратичное отклонение фазы и связаны с размером облака на констелляционной диаграмме.

Временной и фазовый джиттеры являются главными эффектами, которые ограничивают рост спектральной эффективности при увеличении амплитуды сигнала в солитонных ВОЛС. Например, рост фазового джиттера приводит к невозможности использования форматов модуляции высокого порядка.

3. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

В настоящей работе рассматривается модельная солитонная ВОЛС с идеально распределенным рамановским (ВКР) усилением [20, 21, 27] протяженностью 2000 км. Распространение импульсов по оптическому волокну задается обобщенным нелинейным уравнением Шредингера (1). Значения параметров приведены в таблице.

На приемнике ВОЛС реализована процедура обратного распространения сигнала, которая отно-

Таблица. Параметры солитонной линии связи и параметры сигнала

Символ	Значение
Дисперсия D	$17 \text{ пс}^2 \cdot \text{км}^{-1} \cdot \text{нм}^{-1}$
Коэффициент нелинейности γ	$1.27 \cdot 10^{-3} \text{ мВт}^{-1} \cdot \text{км}^{-1}$
Параметр спонтанной эмиссии n_{sp}	1.0
Частота сигнала ν	193.6 ТГц
Коэффициент оптических потерь α	0.046 км^{-1}
Длина распространения L	2000 км
Ширина спектрального канала $\Delta\nu_{ch}$	$2.8 \frac{1.76^2}{\pi^2} \frac{1}{T_{FWHM}} \text{ ГГц}$
Количество спектральных каналов	15

сится к методам цифровой обработки сигнала, а ее математическая реализация представляет собой численное решение уравнения нелинейного уравнения Шредингера с обратным знаком численного шага по эволюционной переменной z и в отсутствие шума. В качестве начального условия используется полученный сигнал на приемном устройстве. Эта техника на данный момент является одним из наиболее перспективных современных методов улучшения качества передачи данных в когерентных линиях свя-

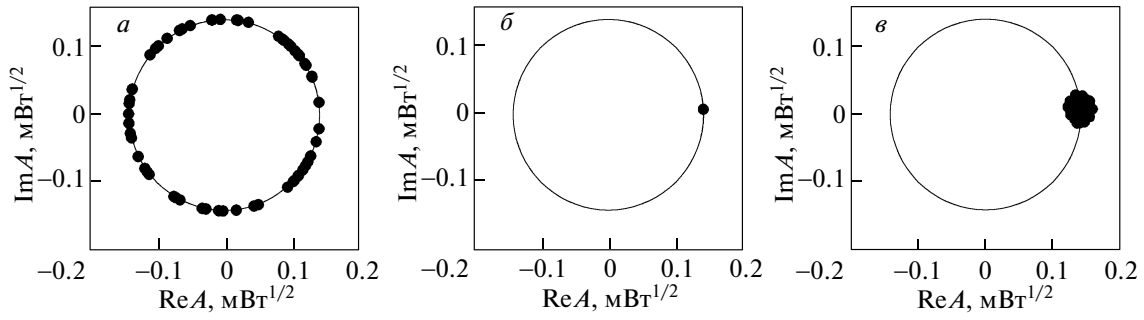


Рис. 4. Конституционная диаграмма сигнала: *a* — на приемнике при использовании непрерывного кодирования по фазе; *б* — после распространения по линии без шума и процедуры обратного поворота фазы; *в* — после распространения по линии с шумом и обратного поворота фазы

зи [14, 28, 29], хотя ее применение в реальном времени еще далеко до практической реализации.

Численное моделирование проводилось на основе симметричной схемы метода расщепления Фурье по физическим процессам (см., например, [5]). В каждом расчете моделировалось распространение псевдослучайной последовательности длиной 2^{12} импульсов в каждом из 15 частотных каналов. В качестве фазового формата модуляции использовался формат с непрерывным распределением фазы и одним амплитудным уровнем (рис. 4*a*). Данный формат модуляции позволяет получить оценку максимального значения спектральной эффективности [17]. В настоящей работе предлагается упрощенный метод, основанный на «обратном повороте» конституционной диаграммы. После распространения каждая из точек на конституционной диаграмме поворачивается на соответствующий начальный угол, определяемый детерминистскими (не связанными с шумом) эффектами распространения. Например, если действие шума мало, то после такой обработки вся конституционная диаграмма обратится в точку (рис. 4*б*). В обратном случае после поворота точек получается некоторое облако, размер которого определяется шумом или нелинейным взаимодействием сигнала с шумом (рис. 4*в*).

Таким образом, для численной оценки спектральной эффективности необходимо рассчитать, сколько результирующих облаков поместится на данном амплитудном уровне, и взять это число M за порядок максимально достижимой фазовой модуляции. Формула расчета спектральной эффективности в этом случае выглядит следующим образом:

$$S_{eff} = \frac{B}{\Delta\nu_{ch}} = \frac{\log_2 M}{T_b \Delta\nu_{ch}} = \frac{\log_2 (2\pi\sqrt{P_0}/d)}{T_b \Delta\nu_{ch}}, \quad (7)$$

где d — диаметр облака.

Для анализа зависимости R_{SNR} от значения битового интервала T_b положим $T_b/T_{FWHM} = k$. Подставив формулы в выражение (5), получим

$$R_{SNR} = 2 \frac{B_{ref}}{R_s} R_{OSNR} = 2 \frac{B_{ref}}{P_N} E_s = 4 \ln(1 + \sqrt{2}) \frac{2B_{ref}}{P_N} \frac{|\beta_2|k}{\gamma T_b}. \quad (8)$$

Полученная оценка демонстрирует обратную зависимость параметра R_{SNR} от значения битового интервала T_b : малым значениям R_{SNR} соответствуют большие значения битового интервала и, как следствие, малые значения символьной скорости $R_s \sim 1/T_b$. Так, например, значению $R_{SNR} = 20$ Дб (распространение на 2000 км) соответствует значение $T_b = 1.5 \cdot 10^5$ пс или $R_s \sim 10^7$ с⁻¹. Увеличение R_{SNR} в два раза соответствует значениям $T_b \sim 1000$ пс и скорости передачи данных порядка 10^9 с⁻¹. На первый взгляд, выражение (8) позволяет сделать вывод, что при увеличении отношения сигнал/шум растет символьная скорость R_s передачи данных по солитонным линиям связи. Это приводило бы к увеличению объема передаваемой информации и/или увеличению расстояния передачи при том же качестве сигнала. Однако, разумеется, в формуле (8) не учитывается негативный эффект роста межсолитонных взаимодействий при росте пиковой мощности сигнала и соответствующее ухудшение качества передачи информации. Количественное исследование баланса между различными конкурирующими эффектами требует численного анализа.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ

На рис. 5 представлены результаты численного моделирования зависимости спектральной эффек-

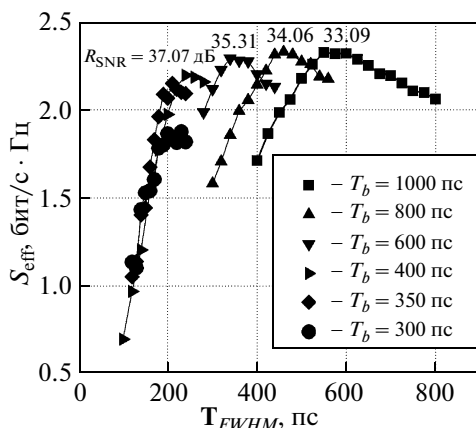


Рис. 5. Зависимости спектральной эффективности от ширины солитонного сигнала T_{FWHM} для разных значений битового интервала T_b

тивности S_{eff} от T_{FWHM} для различных битовых интервалов T_b . Для каждой из представленных кривых при фиксированном выборе битового интервала ширина импульса солитона варьировалась для достижения различных значений R_{SNR} .

Так, уменьшение T_{FWHM} приводит к увеличению пиковой мощности солитонного импульса и, как следствие, возрастанию R_{SNR} . Ширина спектрального канала (она же, спектральное расстояние $\Delta\nu_{ch}$ между каналами) для каждого из представленных расчетов составляла 2.8 ширины спектра солитона (ширина спектра на полувысоте). Данная величина была выбрана по результатам решения оптимизационной задачи на нахождение оптимального значения $\Delta\nu_{ch}$. Слева от максимума каждой кривой спектральная эффективность убывает вследствие роста межсолитонного взаимодействия, а справа — вследствие перекрытия широких импульсов при фиксированном значении битового интервала. В точках максимума на рис. 5 приведены значения R_{SNR} — все режимы находятся в области $R_{SNR} > 33$ дБ, т. е. в области, где квазилинейная передача сигнала по оптоволокну уже невозможна. Кроме того, интересно, что все кривые достигают своего максимума при соотношении $T_b/T_{FWHM} = 1.7$, как это видно на рис. 6а.

По оценке размера облака на констелляционной диаграмме теоретически достижимый порядок модуляции M , например в максимуме кривой для $T_b = 800$ пс, составляет 12.9. Таким образом, при выбранных параметрах возможна безошибочная передача информации на основе формата модуляции 8-PSK (рис. 6б). Численные расчеты с фиксирован-

ным форматом модуляции 8-PSK для $T_b = 800$ пс подтверждают высокое качество передачи информации. Несмотря на зашумленность временной индикаторной диаграммы, облака на констелляционной диаграмме не перекрываются, в спектре сигнала на приемнике частотные каналы хорошо разделены.

Для отношения битового интервала к ширине солитона $k = 1.7$ наблюдается значительное перекрытие соседних импульсов и их взаимодействие в отличие, например, от случая $k = 5$ (рис. 7а). Поскольку несущая информация фаза импульса задается случайным образом, это приводит к интерференции и неравномерному сложению амплитуд сигнала в различных временных интервалах: импульсы обладают разной пиковой мощностью и, кроме того, могут быть смещены от своего центрального положения на битовом интервале (рис. 7б). Такой режим существенно отличается от традиционного использования хорошо разделенных солитонов (рис. 7а). Таким образом, для значения $k = 1.7$ начальное распределение солитонных импульсов будет обладать ненулевыми значениями временного и фазового джиттеров.

Проанализируем факторы, ограничивающие рост спектральной эффективности, а именно — эффекты случайных временных и фазовых флуктуаций импульсов. Для этого было проведено численное моделирование распространения последовательности солитонов по ВОЛС протяженностью от 250 до 5000 км.

На рис. 8а,б приведены величины σ_τ и σ_ϕ на приемном устройстве в зависимости от длины распространения до применения метода обратного распространения сигнала, а на рис. 8б,г — после применения этого метода. Как видно из рис. 8а,б, на передатчике уже существуют начальные ненулевые значения σ_τ и σ_ϕ , что обусловлено перекрытием соседних солитонных импульсов. Поскольку отношение T_b/T_{FWHM} фиксировано, для различных значений битового интервала начальные значения джиттеров равны. Более того, данное начальное значение является некоторой пороговой величиной, ниже которой компенсация σ_τ и σ_ϕ методом обратного распространения сигнала невозможна.

На рис. 8а,б значения временных джиттеров нормированы на значение битового интервала. Из рис. 8а следует, что временное расхождение солитонов после распространения на расстояние 2000 км составляет около 37% от значения битового интервала для $T_b = 300$ пс и около 33% для $T_b = 1000$ пс. На рис. 8б представлены результаты подавления накопленного влияния эффектов при помощи проце-

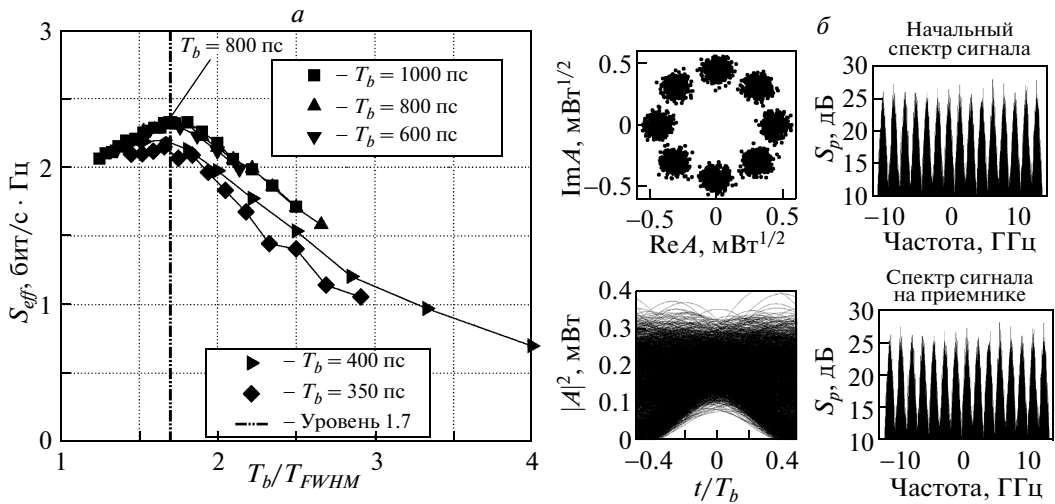


Рис. 6. а) Зависимости спектральной эффективности от отношения $k = T_b/T_{FWHM}$; б) временные индикаторная и констелляционная диаграммы, а также спектры сигнала S_p в точке максимума S_{eff} для $T_b = 800$ пс

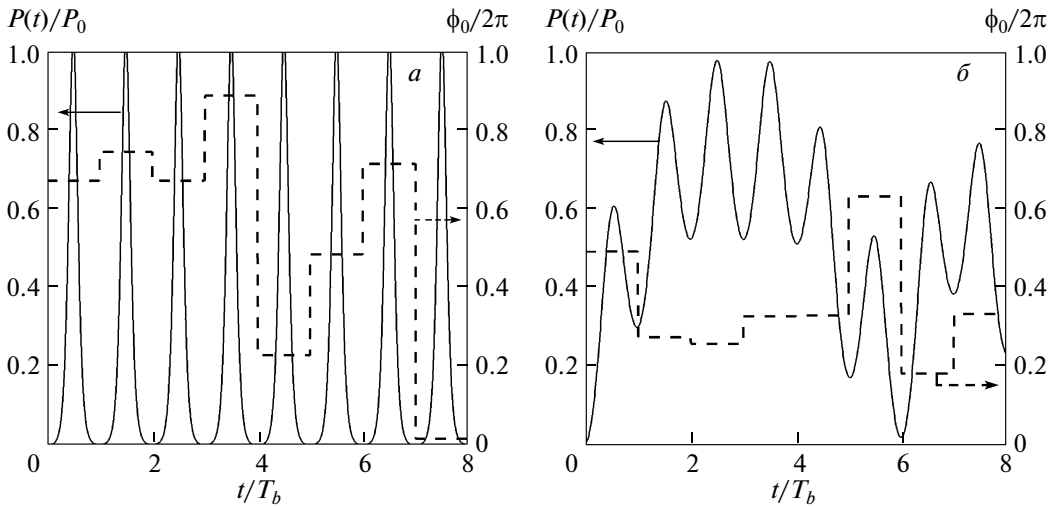


Рис. 7. Временные огибающие мощности поля и соответствующие фазы импульса для $T_b/T_{FWHM} = 5$ (а), 1.7 (б)

дуры обратного распространения сигнала. Видно, что на расстояниях, меньших 2500 км, эти эффекты могут быть полностью скомпенсированы: временной сдвиг импульсов возвращается на начальный уровень 27%; следовательно, основной вклад вносит лишь начальное перекрытие солитонов. Таким образом, временной джиттер может быть полностью скомпенсирован для значений $T_b > 300$ пс и расстояний распространения менее 5000 км и не может быть скомпенсирован для значений $T_b \leq 300$ пс при помощи процедуры обратного распространения сигнала.

На рис. 8в,г продемонстрировано накопление и подавление фазового джиттера импульса. Увеличе-

ние размера облаков на констелляционной диаграмме говорит о большем разбеге фаз солитонов и увеличении значения фазового джиттера.

Как следует из рис. 8в, в высокоскоростных линиях связи, несмотря на свойство солитона сохранять форму огибающей при распространении, фаза импульса изменяется. Это происходит вследствие многих причин, таких как неполная взаимная компенсация дисперсионных и нелинейных искажений, эффекта Гордона–Молленауэра, межканального взаимодействия и т. д. По мере увеличения набег фазы значение σ_τ достигает предельного значения, равного $\pi/2$.

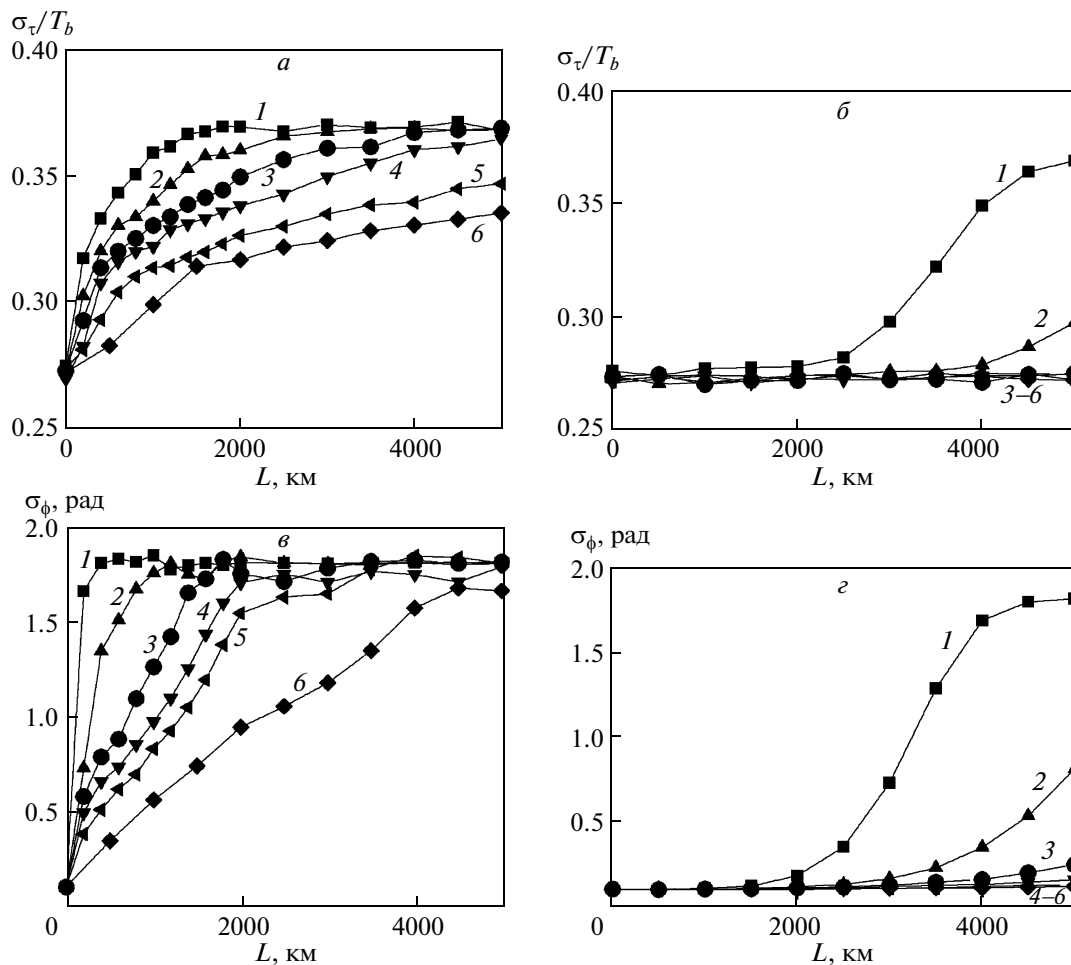


Рис. 8. Значения временного (*а*) и фазового (*в*) джиттеров на приемнике до процедуры обратного распространения сигнала и соответственно после этой процедуры (*б, г*) для $T_b = 300$ пс (кривая 1), 400 пс (2), 500 пс (3), 600 пс (4), 800 пс (5), 1000 пс (6)

Процедура обратного распространения сигнала позволяет полностью скомпенсировать влияние детерминистских (не связанных с шумом) волоконных эффектов, но не подавляет случайного действия нелинейных шумовых компонент, которое является необратимым. Так, на небольших расстояниях распространения величина шума усилителей незначительна. На рис. 8г видно восстановление сигнала методом обратного распространения сигнала на расстояниях менее 1800 км. Однако в высокоскоростных линиях связи ($T_b < 300$ пс) эффект Гордона–Молленауэра остается некомпенсированным на расстояниях более 2000 км и является основным ограничением роста спектральной эффективности. На кривых, соответствующих меньшим значениям битового интервала, видно, что компенсация эффек-

та Гордона–Молленауэра возможна на больших расстояниях. Действие нелинейного шума здесь меньше по сравнению с высокоскоростными ВОЛС, поскольку мощность сигнала ниже.

Таким образом, в работе проведено численное моделирование солитонных когерентных оптоволоконных линий связи различной протяженности с использованием ВКР-усиления. Показано, что солитонные линии связи способны работать в области больших значений R_{SNR} , и, кроме того, максимальное значение спектральной эффективности достигается при определенном отношении битового интервала к ширине импульса. Впервые проведено исследование солитонных ВОЛС в контексте спектральной эффективности.

Исследование выполнено при поддержке Министерства образования и науки РФ (проект № 14.В25.31.0003), проекта UNLOC (EPSRC, EP/J017582/1), а также РФФИ (грант № 14-01-31258 мол_а).

ЛИТЕРАТУРА

1. V. E. Zakharov, S. V. Manakov, S. P. Novikov et al., *Theory of Solitons. The Inverse Scattering Method*, Consultants Bureau, New York (1984).
2. A. Hasegawa and Y. Kodama, *Solitons in Optical Communications*, Oxford Univ. Press, Oxford (1995).
3. L. F. Mollenauer and J. P. Gordon, *Solitons in Optical Fibers: Fundamentals and Applications*, Acad. Press, San Diego (2006).
4. Yu. S. Kivshar and G. P. Agrawal, *Optical Solitons: From Fibers to Photonic Crystals*, Acad. Press, San Diego (2003).
5. S. K. Turitsyn, B. Bale, and M. P. Fedoruk, *Phys. Rep.* **521**, 135 (2012).
6. S. K. Tyritsyn, E. G. Shapiro, S. B. Medvedev et al., *C.R. Physique* **4**, 145 (2003).
7. A. Hasegawa and F. Tappert, *Appl. Phys. Lett.* **23**, 142 (1973).
8. L. F. Mollenauer, R. H. Stolen, and J. P. Gordon, *Phys. Rev. Lett.* **45**, 1095 (1980).
9. L. F. Mollenauer and K. Smith, *Opt. Lett.* **13**, 675 (1988).
10. L. F. Mollenauer, P. V. Mamyshev, and J. P. Gordon, in *Optical Fiber Telecommunications*, Vol. IIIA, Acad. Press, San Diego, CA (1997), Ch. 10.
11. E. Iannone, F. Matera, A. Mecozzi et al., *Nonlinear Optical Communication Networks*, Wiley, New York (1998), Ch. 5.
12. E. B. Desurvire, *J. Lightwave Technol.* **24**, 4697 (2006).
13. D. Hillercus and R. Schmogrow, *Nature Photonics* **5**, 364 (2011).
14. E. Ip and J. M. Kahn, *J. Lightwave Technol.* **26**, 3416 (2008).
15. S. Shieh and I. Djordjevic, *OFDM for Optical Communications*, Acad. Press, New York (2010).
16. R. Schmogrow, M. Winter, and M. Meyer, *Opt. Express* **20**, 317 (2011).
17. R.-J. Essiambre and P. J. Winzer, *J. Lightwave Technol.* **28**, 662 (2010).
18. R.-J. Essiambre, G. Foschini, G. Kramer et al., *Phys. Rev. Lett.* **101**, 163901 (2008).
19. A. D. Ellis, J. Zhao, and D. Cotter, *J. Lightwave Technol.* **28**, 423 (2010).
20. J. D. Ania-Castanon, V. Karalekas, P. Harper et al., *Phys. Rev. Lett.* **101**, 123903 (2008).
21. T. J. Ellingham, J. D. Ania-Castanon, R. Ibbotson et al., *IEEE Photon. Technol. Lett.* **18**, 268 (2006).
22. W. Forysiak and N. Doran, *J. Lightwave Technol.* **13**, 850 (1995).
23. L. F. Mollenauer, J. P. Gordon, and S. G. Evangelides, *Opt. Lett.* **17**, 1575 (1992).
24. P. V. Mamyshev and L. F. Mollenauer, *Opt. Lett.* **19**, 2083 (1994).
25. S. L. Jansen and P. M. Krummrich, *IEEE Photonics Technol. Lett.* **17**, 923 (2005).
26. C. J. McKinstrie, S. Radic, and C. Xie, *Opt. Lett.* **28**, 1519 (2003).
27. J. E. Prilepsky, S. A. Derevyanko, and S. K. Turitsyn, *Phys. Rev. Lett.* **108**, 183902 (2012).
28. S. Amiralizadeh, A. Nguyen, and L. Rusch, *Opt. Express* **21**, 20376 (2013).
29. T. Tanimura, M. Nolle, J. K. Fisher et al., *Analytical Results on Back Propagation Nonlinear Compensator in Coherent Transmission Systems*, in *Thesises of the European Conference on Optical Communications (ECOC 2012)*.