

## Влияние корреляций нелинейного шума на дальность передачи

© А.Ю. Игуменов,<sup>1,2</sup> В.А. Конышев,<sup>3</sup> Т.О. Лукиных,<sup>3</sup> О.Е. Наний,<sup>2,4</sup> А.Г. Новиков,<sup>3</sup> И.И. Петренко,<sup>3</sup> Д.Д. Старых,<sup>3</sup> В.Н. Трещиков,<sup>2,5</sup> Р.Р. Убайдуллаев<sup>3</sup>

<sup>1</sup> Московский физико-технический институт,  
117303 Москва, Россия

<sup>2</sup> Общество с ограниченной ответственностью „Т8“,  
107076 Москва, Россия

<sup>3</sup> Общество с ограниченной ответственностью „Научно-технический центр Т8“,  
107076 Москва, Россия

<sup>4</sup> Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова, физический факультет,  
119991 Москва, Россия

<sup>5</sup> Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,  
141190 Фрязино, Московская обл., Россия  
e-mail: igumenov.au@mipt.ru

Поступило в Редакцию 12 декабря 2023 г.

В окончательной редакции 15 февраля 2024 г.

Принято к публикации 18 февраля 2024 г.

Установлено, что физический механизм увеличения дальности работы когерентных систем связи с цифровой компенсацией линейных искажений сигналов в приемнике состоит в снижении корреляции нелинейных интерференционных шумов от соседних пролетов при отсутствии компенсаторов хроматической дисперсии на физическом уровне. Показано, что изменение коэффициента корреляции  $\epsilon$  от 1 (характерное значение для волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) с полной компенсацией хроматической дисперсии на физическом уровне) до 0 (минимальное значение для ВОЛС без компенсации хроматической дисперсии на физическом уровне) приводит к увеличению дальности работы в несколько раз. Определена оптимальная связь коэффициентов усиления волоконных эрбиевых усилителей с потерями оптической мощности в прыскающих к усилителю пролетах, обеспечивающая максимальную дальность работы линий с произвольным значением коэффициента корреляции нелинейных шумов.

**Ключевые слова:** DWDM-волоконно-оптическая линия связи, требуемая величина OSNR, EDFA BER, ASE-шум, нелинейный шум, гауссов шум, когерентная система передачи, многопролетная линия без компенсаторов хроматической дисперсии, линия с компенсаторами хроматической дисперсии.

DOI: 10.61011/JTF.2024.04.57539.303-23

### Введение

Для поддержки роста объемов вновь создаваемой информации, масштабирования существующих и создания новых центров обработки данных, виртуализации сетевых приложений, развития облачных сервисов, перехода к новому поколению мобильной связи необходимо быстрое увеличение пропускной способности и дальности работы сетей связи всех уровней. Высокая пропускная способность (емкость) современных волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) достигается сочетанием технологии плотного спектрального мультиплексирования (Dense Wavelength Division Multiplexing, DWDM) с когерентным детектированием и использованием многоуровневых форматов модуляции с большой символической эффективностью [1]. Существенное увеличение дальности безрегенерационной работы ВОЛС (до нескольких тысяч километров) достигается использованием волоконных эрбиевых оптических усилителей (Erbium Doped Fiber Amplifier, EDFA), располагаемых между волоконно-оптическими пролетами длиной порядка 100 км.

В традиционных некогерентных ВОЛС после каждого пролета наряду с усилителями устанавливаются компенсаторы хроматической дисперсии. В скоростных когерентных системах с цифровой обработкой сигнала компенсация хроматической дисперсии происходит при цифровой обработке сигнала в приемнике, и отпадает необходимость в использовании компенсаторов дисперсии на физическом уровне [2–6]. Уже первые эксперименты показали, что накопление нелинейных искажений в системах связи с цифровой компенсацией хроматической дисперсии происходит существенно медленнее, чем в системах связи с компенсацией хроматической дисперсии на физическом уровне. Величина корреляции нелинейных интерференционных шумов от соседних пролетов формализуется с помощью безразмерного коэффициента  $\epsilon$ , определяемого экспериментально [7,8]. Взаимосвязь коэффициента корреляции  $\epsilon$  с наличием или отсутствием компенсаторов хроматической дисперсии на физическом уровне исследовалась в работах [7,9,10], однако не исследовалась взаимосвязь максимальной дальности работы ВОЛС с величиной  $\epsilon$ .

В настоящей работе показано, что физический механизм увеличения дальности работы когерентных систем связи с цифровой компенсацией линейных искажений сигналов в приемнике состоит в снижении корреляции нелинейных интерференционных шумов от соседних пролетов при отсутствии компенсаторов хроматической дисперсии на физическом уровне. Показано, что изменение коэффициента корреляции  $\epsilon$  от 1 (характерное значение для ВОЛС с полной компенсацией хроматической дисперсии на физическом уровне) до 0 (минимальное значение для ВОЛС без компенсации хроматической дисперсии на физическом уровне) приводит к увеличению дальности связи в 2.8 раза. Для произвольных  $\epsilon$  определена оптимальная связь коэффициентов усиления EDFA с потерями оптической мощности в пролетах, обеспечивающая максимальную дальность работы ВОЛС.

## 1. Модели эволюции OSNR в многопролетных линиях связи

### 1.1. Модель аддитивного сложения нелинейного шума (IGN-модель)

Описание нелинейных искажений в когерентных системах без компенсации дисперсии в основном проводится на основе GN-модели (Gaussian-Noise, модель с гауссовым шумом). Эта модель хорошо описывает экспериментальные результаты для длинных линий связи (более пяти пролетов) и основывается на предположении, что нелинейные искажения рассматриваются как гауссовы шумы, аддитивные с шумами спонтанной эмиссии [10–13]. Основные положения модели нелинейного шума подтверждены экспериментально и численным моделированием [8,14–18]. При этом предполагается, что коэффициент ошибок в сигнале зависит только от полного шума (суммы линейных (Amplified spontaneous emission, ASE) и нелинейных (Nonlinear, NL) шумов) и не зависит от соотношения вкладов каждого типа шума в полный шум. Это предположение позволяет построить простую феноменологическую модель линии связи, удобную для практического применения. Здесь и далее абсолютные значения величин обозначаются заглавными буквами, а соответствующие им логарифмические значения — строчными буквами:  $p = 10 \lg P$ . Полный шум в GN-модели описывается выражением

$$P_{\Sigma} = P_{\text{ASE}} + P_{\text{NL}}.$$

Разделив обе части этого выражения на мощность сигнала в начале пролета  $P$ , получим [19–21]

$$\frac{1}{\text{OSNR}_{\text{BER}}} = \frac{1}{\text{OSNR}_{\text{L}}} + \frac{1}{\text{OSNR}_{\text{NL}}}. \quad (1)$$

Величина  $\text{OSNR}_{\text{BER}} = P/P_{\Sigma}$  — отношение мощности сигнала к полной мощности шума, определяющее коэффициент ошибок (Bit Error Rate, BER) в линии

связи. Связь между  $\text{OSNR}_{\text{BER}}$  и BER в рассматриваемой модели является взаимно однозначной и описывается калибровочной кривой транспондера.

Требуемое значение OSNR, обеспечивающее критическую величину коэффициента ошибок до применения коррекции ошибок (Forward Error Correction, FEC), обозначается как  $\text{OSNR}_{\text{BTV}}$ . Параметр  $\text{OSNR}_{\text{L}} = P/P_{\text{ASE}}$  — отношение мощности сигнала к мощности шума спонтанной эмиссии. Величина шума усилителя (в конце пролета) определяется формулой  $h\nu B(GF - 1) \approx h\nu BGF$ , где  $h\nu$  — энергия кванта,  $B$  — нормированная ширина полосы,  $G$  — коэффициент усиления усилителя, а  $F$  — шум-фактор усилителя. Параметр  $\text{OSNR}_{\text{NL}} = P/P_{\text{NL}}$  — отношение мощности сигнала к мощности нелинейного шума. Величина нелинейного шума в GN-модели зависит от мощности сигнала  $P$  по закону  $P_{\text{NL}} = \eta P^3$ , где  $\eta$  — коэффициент нелинейности [22]. Коэффициенты нелинейности рассчитываются на основании наилучшего согласия с экспериментальными данными о спектре сигнала транспондера, полосе сигнала и полосе электрического фильтра. Таким образом [19–21]:

$$\frac{1}{\text{OSNR}_{\text{NL}}} = \eta P^2. \quad (2)$$

Условие работоспособности линии выражается неравенством [21]:

$$\text{OSNR}_{\text{BER}} > \text{OSNR}_{\text{BTV}}, \quad (3)$$

которое можно переписать следующим образом:

$$\frac{1}{\text{OSNR}_{\text{L}}} < \frac{1}{\text{OSNR}_{\text{BTV}}} - \frac{1}{\text{OSNR}_{\text{NL}}}.$$

Для обозначения величины в правой части этого выражения используется понятие „требуемое OSNR“, определяемое как

$$\frac{1}{\text{OSNR}_{\text{R}}} = \frac{1}{\text{OSNR}_{\text{BTV}}} - \frac{1}{\text{OSNR}_{\text{NL}}}. \quad (4)$$

Другими словами,  $\text{OSNR}_{\text{R}}$  — это минимальное значение  $\text{OSNR}_{\text{L}}$  в линии, обеспечивающее ее работоспособность. В конфигурации back-to-back имеем  $\text{OSNR}_{\text{R}} = \text{OSNR}_{\text{BTV}}$ . В реальной линии  $\text{OSNR}_{\text{R}} > \text{OSNR}_{\text{BTV}}$  из-за нелинейных искажений сигнала.

Запас по OSNR определяется следующим образом [21]:

$$\text{OSNR}_{\text{M}} = \frac{\text{OSNR}_{\text{L}}}{\text{OSNR}_{\text{R}}}.$$

При проектировании линии связи в расчеты закладывается запас по OSNR (эксплуатационный запас,  $A_{\text{M}}$ ). Считается, что линия работоспособна по проекту, если выполняется условие

$$\frac{A_{\text{M}}}{\text{OSNR}_{\text{L}}} + \frac{1}{\text{OSNR}_{\text{NL}}} \leq \frac{1}{\text{OSNR}_{\text{BTV}}}.$$

Обычно при проектировании эксплуатационный запас берется равным двум ( $A_M = 2$ , т.е. децибельное значение  $a_M = 3$  dB, что соответствует увеличению расстояния на 15 km при километрическом затухании  $\alpha_0 = 0.2$  dB/km). Все дальнейшие выкладки сделаны с учетом эксплуатационного запаса.

Для DWDM-линий, состоящих из нескольких пролетов без физических компенсаторов дисперсии, используется модель аддитивного (некогерентного) сложения нелинейного шума (Incoherent Gaussian-Noise, IGN-модель) [19–21]:

$$\frac{1}{OSNR_{NL}} = \sum_i \frac{1}{OSNR_{NLi}}. \quad (5)$$

В рамках данной модели необходимо определить коэффициенты нелинейности  $\eta$  отдельных пролетов, которые рассчитываются на основании полученных экспериментальных данных о спектре сигнала транспондера, полосе сигнала, полосе электрического фильтра.

## 1.2. Модель сверхлинейного сложения нелинейного шума ( $\varepsilon$ -модель)

Обратный линейный  $OSNR_L$  и нелинейный  $OSNR_{NL}$  рассчитываются по-разному. Для линии, состоящей из  $N$  пролетов, обратный линейный  $OSNR$   $n$ -го пролета, умноженный на запас, имеет вид [20]:

$$\frac{A_M}{OSNR_{Ln}} = A_M \frac{h\nu B A_n F_n}{P_n}, \quad (6)$$

где  $A_M = 2$  — проектный запас по OSNR,  $\nu$  — несущая частота,  $B = 12.5$  GHz — нормированная ширина полосы,  $A_n = 10^{\alpha_n L_n / 10}$  — потери в разгах ( $A \geq 1$ ),  $F_n$  — шум-фактор усилителя (в разгах), стоящего в конце  $n$ -го пролета,  $P_n$  — мощность на входе в оптический пролет.

Тогда суммарный обратный линейный  $OSNR$  с поправкой на запас имеет вид

$$\frac{A_M}{OSNR_L} = A_M \sum_{n=1}^N \frac{1}{OSNR_{Ln}} = A_M \sum_{n=1}^N \frac{h\nu B A_n F_n}{P_n}. \quad (7)$$

Как показано в ряде работ [20,21], в многопролетной линии накопление нелинейного шума в общем случае происходит не линейно, а сверхлинейно ( $\propto N^{1+\varepsilon}$ , где  $N$  — число пролетов). Сверхлинейное сложение шумов с учетом (2) дает следующее выражение для обратного нелинейного  $OSNR$  [20,21]:

$$\begin{aligned} \frac{1}{OSNR_{NL}} &= \left[ \sum_{n=1}^N \left( \frac{1}{OSNR_{NLn}} \right)^{1/(1+\varepsilon)} \right]^{1+\varepsilon} \\ &= \left[ \sum_{n=1}^N (\eta_n P_n^2)^{1/(1+\varepsilon)} \right]^{1+\varepsilon}, \end{aligned} \quad (8)$$

где  $0 \leq \varepsilon \leq 1$  — безразмерный коэффициент корреляции, определяемый экспериментально. В идеализированной ВОЛС с компенсаторами дисперсии в каждом пролете  $\varepsilon = 1$ . В другом классе идеализированных ВОЛС, в котором вместо физических компенсаторов дисперсии используется цифровая обработка сигнала в приемнике (Digital-Signal-Processing, DSP), достигается минимальное значение  $\varepsilon = 0$ . В реальных DWDM-линиях без физической компенсации дисперсии  $\varepsilon$  варьируется в пределах от 0.1 до 0.3, в линиях с компенсацией дисперсии  $\varepsilon$  превышает 0.8. Точное значение  $\varepsilon$  зависит от типа волокна, формата передачи (QPSK, 16QAM, 64QAM), скорости передачи символов и от других параметров. Общее выражение (8) переходит в формулу (5), описывающую частный случай при  $\varepsilon = 0$ .

При условии пренебрежения влиянием соседних каналов проектный обратный  $OSNR_{BERP}$  согласно (1):

$$\frac{1}{OSNR_{BERP}} = A_M \sum_{n=1}^N \frac{h\nu B A_n F_n}{P_n} + \left[ \sum_{n=1}^N (\eta_n P_n^2)^{1/(1+\varepsilon)} \right]^{1+\varepsilon}. \quad (9)$$

Введем обозначения  $h\nu B A_n F_n A_M = C_n$ ,  $\frac{1}{OSNR_{BTP}} = b$ , тогда (3) и (9) преобразуются к виду

$$\sum_{n=1}^N \frac{C_n}{P_n} + \left[ \sum_{n=1}^N (\eta_n P_n^2)^{1/(1+\varepsilon)} \right]^{1+\varepsilon} \leq b. \quad (10)$$

В задачу проектирования входит минимизация левой части по  $\mathbf{P} = (P_1, P_2, \dots, P_N)$  при соблюдении неравенства относительно  $b$ .

Если все пролеты одинаковые ( $C_n = C$ ), а также входные мощности одинаковы для всех пролетов ( $P_1 = P_2 = \dots = P_N = P$ ), то (7) и (8) преобразуются к виду

$$\frac{A_M}{OSNR_L} = N \frac{C}{P} \quad (11)$$

и

$$\frac{1}{OSNR_{NL}} = N^{1+\varepsilon} \eta P^2. \quad (12)$$

Система передачи из  $N$  одинаковых пролетов работоспособна по проекту, если

$$N \frac{C}{P} + N^{1+\varepsilon} \eta P^2 \leq b. \quad (13)$$

Используя это неравенство, можно найти число пролетов  $N$ , характеризующее максимальную дальность передачи ВОЛС, и соответствующее значение мощности  $P$ . В дальнейших выкладках в целях поиска предельных параметров системы в (13) вместо знака неравенства используется знак равенства.

## 2. DWDM-линия с пролетами равной длины

### 2.1. Однопролетная линия, определение $P_{\min}$ и $P_{\max}$

Условие работоспособности однопролетной линии получается подстановкой  $N = 1$  в (13):

$$\frac{C}{P} + \eta P^2 \leq b. \quad (14)$$

При знаке равенства получаем уравнение на критические значения  $P$ . Кроме нефизического отрицательного решения есть два положительных решения. Обозначим эти решения через  $P_{\min}$  и  $P_{\max}$ . Условие (14) выполняется, если мощность, вводимая в пролет,  $P_{\min} \leq P \leq P_{\max}$ .

### 2.2. Приближение аддитивного сложения нелинейного шума ( $\varepsilon = 0$ )

При  $\varepsilon = 0$  нелинейный шум от разных пролетов складывается аддитивно. Тогда соотношение (13) принимает вид

$$N \frac{C}{P} + N\eta P^2 \leq b. \quad (15)$$

Преобразовав выражение (15) и перейдя к логарифмическим единицам  $p([\text{dBm}]) = 10 \lg(P[\text{mW}])$ ,  $osnr[\text{dB}] = 10 \lg(OSNR)$ , получим

$$n = p - osnr_{\text{ВТВ}} - 10 \lg(OSNR_{\text{М}} h\nu BAF + \eta 10^{0.3p}). \quad (16)$$

На рис. 1 приведено семейство зависимостей максимальной длины линии от мощности, вводимой в пролет, для линии из  $N$  пролетов длиной 100 км при разных значениях  $osnr_{\text{М}}$ , а также рассчитаны значения

$$P_{\min \text{ BER}} = \left( \frac{h\nu BAF}{2\eta} \right)^{1/3} [\text{W}],$$

$$p_{\min \text{ BER}} = 10 \cdot \lg(P_{\min \text{ BER}} \cdot 1000) [\text{dBm}]$$

— мощность, обеспечивающая минимальный BER;

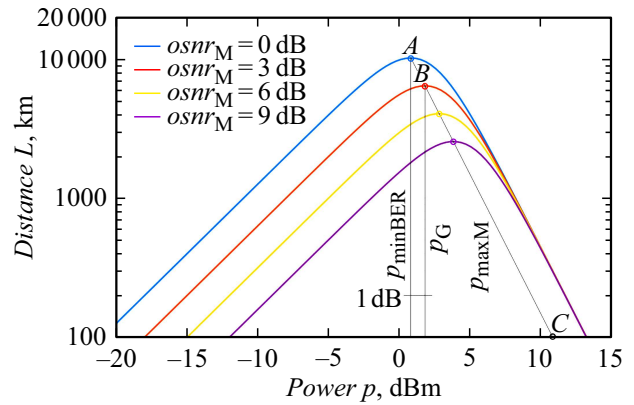
$$P_{\text{Г}} = \left( \frac{h\nu BAF}{\eta} \right)^{1/3} [\text{W}],$$

$$p_{\text{Г}} = 10 \lg(P_{\text{Г}} \cdot 1000) = p_{\min \text{ BER}} + 1 [\text{dBm}],$$

$$P_{\max \text{ М}} = (3N\eta OSNR_{\text{ВТВ}})^{-1/2} [\text{W}],$$

$$p_{\max \text{ М}} = 10 \lg(P_{\max \text{ М}} \cdot 1000) [\text{dBm}]$$

— мощность, обеспечивающая максимальный запас по  $OSNR$ .



**Рис. 1.** Зависимость максимальной длины линии от мощности, вводимой в пролет, для одинаковых пролетов. Параметры моделирования: длина пролетов 100 км,  $NF = 10 \lg F = 5$  dB,  $osnr_{\text{ВТВ}} = 12$  dB,  $\alpha_0 = 0.2$  dB/km,  $\eta = 140 \cdot 10^{-6}$  мW<sup>-2</sup>,  $\varepsilon = 0$ ,  $p_{\min \text{ BER}} = 0.86$  dBm,  $p_{\text{Г}} = 1$  dB,  $p_{\max \text{ М}} = 12.26$  dBm.

### 2.3. Максимальная длина линии при произвольном коэффициенте корреляции

При определении максимального числа пролетов ( $n$  — линейно связана дальность передачи) неравенство (13) необходимо заменить на равенство

$$N \frac{C}{P} + N^{1+\varepsilon} \eta P^2 - b = 0. \quad (17)$$

Левая часть этого выражения является функцией от  $N$  и  $P$ , максимум которой достигается при значениях

$$N = \left[ \frac{4}{27} \frac{1}{OSNR_{\text{ВТВ}}^3 (A_{\text{М}} h\nu BAF)^2 \eta} \right]^{\frac{1}{3+\varepsilon}},$$

$$P = \left( \frac{OSNR_{\text{ВТВ}} h\nu BAF}{2N^\varepsilon \eta} \right)^{1/3} = \left( \frac{OSNR_{\text{ВТВ}} h\nu BAF}{2\eta} \right)^{1/3} \times \left[ \frac{27}{4} OSNR_{\text{ВТВ}}^3 (A_{\text{М}} h\nu BAF)^2 \eta \right]^{\frac{\varepsilon}{3(3+\varepsilon)}}. \quad (18)$$

Максимальная длина линии равна произведению  $N$  на длину пролета.

Уравнение (17) при  $\varepsilon = 0$  имеет вид

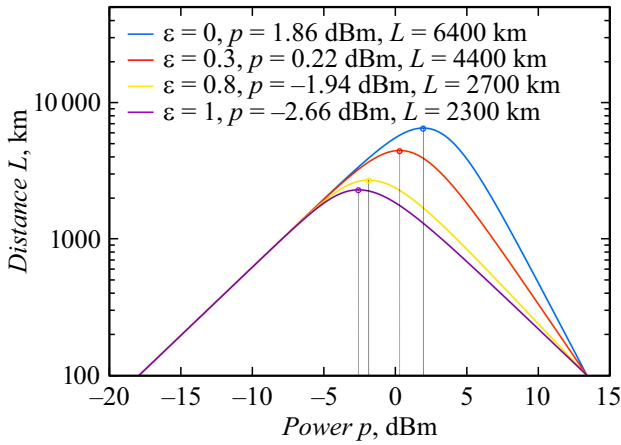
$$N \frac{C}{P} + N\eta P^2 = b. \quad (19)$$

Критические минимальная и максимальные мощности для однопролетной линии составили

$$P_{\min} = \frac{C}{b}, \quad P_{\max} = \left( \frac{b}{\eta} \right)^{1/2}. \quad (20)$$

Уравнение (17) при  $\varepsilon = 1$  имеет вид

$$N^2 \eta P^2 + N \frac{C}{P} - b = 0. \quad (21)$$



**Рис. 2.** Зависимость максимальной длины линии от мощности, вводимой в пролет, для разных значений  $\varepsilon$ . Параметры моделирования: длина пролетов 100 км,  $NF = 5$  дБ,  $osnr_{\text{вTB}} = 12$  дБ,  $\alpha_0 = 0.2$  дБ/км,  $\eta = 140 \cdot 10^{-6}$  мВт $^{-2}$ ,  $a_M = 3$  дБ.

Положительное решение этого квадратного уравнения относительно  $N$ :

$$N = \frac{\sqrt{C^2 + 4b\eta P^4} - C}{2\eta P^3}. \quad (22)$$

Критические минимальная и максимальные мощности совпадают с (20), поскольку для однопролетной линии неважно конкретное значение  $\varepsilon$ . Семейство зависимостей  $L$  от  $P$  для линии с пролетами равной длины при разных значениях  $\varepsilon$  приведено на рис. 2.

На рисунке видно, что максимальная дальность передачи, достигаемая при  $\varepsilon = 0$  (линии без компенсаторов дисперсии) в 2.8 раза больше, чем дальность при  $\varepsilon = 1$  (линии с регулярной компенсацией дисперсии).

### 3. Многопролетная DWDM-линия с пролетами разной длины

В случае многопролетной DWDM-линии с пролетами разной длины зависимости максимальной дальности передачи от мощности, вводимой в пролет, при произвольных значениях  $\varepsilon$  вычисляются аналогично разд. 2.3.

Для определения оптимальных коэффициентов усиления следует найти минимум выражения

$$\begin{aligned} f(P_1, \dots, P_N) &= \frac{1}{OSNR_{\text{BER}}} = \frac{1}{OSNR_L} + \frac{1}{OSNR_{\text{NL}}} \\ &= \sum_{n=1}^N \frac{C_n}{P_n} + \left[ \sum_{n=1}^N (\eta_n P_n^2)^{\frac{1}{1+\varepsilon}} \right]^{1+\varepsilon}. \end{aligned} \quad (23)$$

Условию минимума (23) отвечают следующие значения мощности:

$$P_k = 2^{-\frac{1}{3}} \frac{1}{\sqrt{\eta_k}} (C_k \sqrt{\eta_k})^{\frac{1+\varepsilon}{3+\varepsilon}} \left[ \sum_{n=1}^N (C_n \sqrt{\eta_n})^{\frac{2}{3+\varepsilon}} \right]^{-\frac{\varepsilon}{3}}, \quad (24)$$

$$k = 1, \dots, N.$$

Если волокна в пролетах одного типа и длины пролетов больше чем эффективная длина волокна  $L_{\text{эф}}$ , то нелинейные коэффициенты пролетов одинаковы  $\eta_1 = \eta_2 = \dots = \eta_N = \eta$  и (24) преобразуется к виду

$$P_k = \frac{1}{\sqrt[3]{2\eta}} C_k^{\frac{1+\varepsilon}{3+\varepsilon}} \left[ \sum_{n=1}^N C_n^{\frac{2}{3+\varepsilon}} \right]^{-\frac{\varepsilon}{3}}, \quad k = 1, \dots, N, \quad (25)$$

что в логарифмических единицах соответствует

$$p_k = \frac{1+\varepsilon}{3+\varepsilon} (10 \lg C_k) + \text{const}, \quad k = 1, \dots, N. \quad (26)$$

При одинаковых коэффициентах нелинейности и шум-факторах усилителей получаем

$$p_k = \frac{1+\varepsilon}{3+\varepsilon} a_k + \text{const}, \quad k = 1, \dots, N, \quad (27)$$

где  $a_k$  — потери мощности в пролете в дБ. Полученные выражения определяют с точностью до одной общей константы мощности, при которых достигается максимальная дальность передачи.

Если в  $k$ -м пролете потери мощности составляют  $a_k$ , а коэффициент усилителя  $g_k$ , мощности сигнала на входе в пролет  $p_k$  и на выходе  $p_{k+1}$  связаны соотношением (баланса мощности):

$$p_k - a_k + g_k = p_{k+1}. \quad (28)$$

Графическое представление баланса мощности приведено на рис. 3.

Из соотношений (27) и (28) получены коэффициенты усиления для  $k$ -го пролета

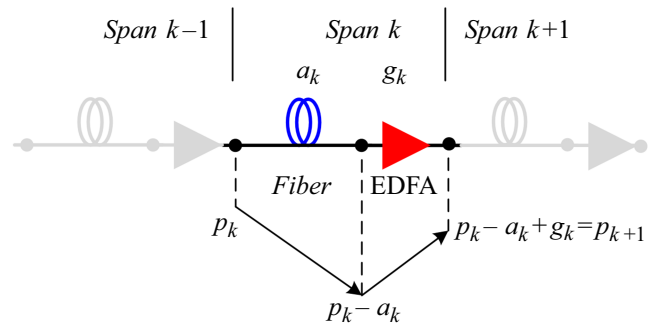
$$g_k = \frac{2}{3+\varepsilon} a_k + \frac{1+\varepsilon}{3+\varepsilon} a_{k+1}, \quad k = 1, \dots, N-1. \quad (29)$$

Частный случай при  $\varepsilon = 0$ :

$$g_k = \frac{2}{3} a_k + \frac{1}{3} a_{k+1}. \quad (30)$$

При  $\varepsilon = 1$ :

$$g_k = \frac{1}{2} a_k + \frac{1}{2} a_{k+1}, \quad (31)$$



**Рис. 3.** Диаграмма мощности для  $k$ -го пролета. Fiber — оптическое волокно в пролете, EDFA — эрбиевый усилитель.

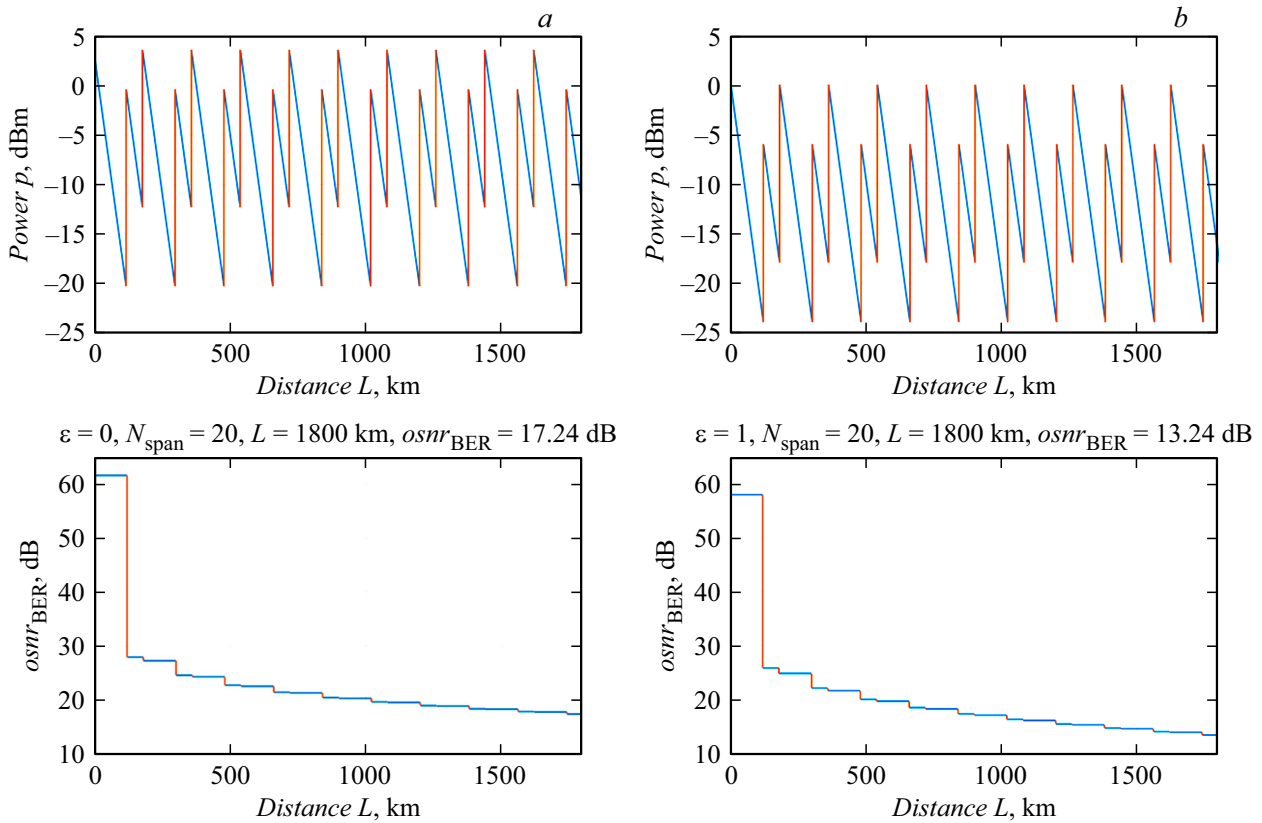


Рис. 4. Зависимости мощности и  $osnr_{BER}$  от расстояния от начала линии для  $\epsilon = 0$  (a) и 1 (b).

что соответствует известному соотношению, полученному в [23]: оптимальный коэффициент усиления усилителя в децибелах — это среднее арифметическое между потерями в децибелах сегментов волокна до и после него.

Для оценки влияния значения  $\epsilon$  на эволюцию мощности и  $osnr_{BER}$  в линии проведено моделирование 1800 km многопролетной ВОЛС, состоящей из 20 пролетов с чередующимися длинами 60 и 120 km (рис. 4).

Из полученных результатов следует, что в случае  $\epsilon = 0$  значение  $osnr_{BER}$  в конце линии составляет 17.2 dB, что превосходит  $osnr_{BER}$  для  $\epsilon = 1$  на 4 dB. Таким образом, отсутствие в линии компенсаторов хроматической дисперсии позволяет существенно увеличить  $osnr_{BER}$  и тем самым максимальную дальность передачи сигнала.

## Заключение

Показано, что на деградацию оптических сигналов из-за нелинейных искажений в многопролетных линиях связи существенное влияние оказывает степень корреляции нелинейных искажений в соседних каналах. Исследованы зависимости дальности работы ВОЛС от мощности, вводимой в пролет, для разных значений

коэффициента корреляции нелинейных эффектов в пролетах  $\epsilon$ . Установлено, что при отсутствии в линии связи компенсаторов дисперсии максимальная дальность передачи возрастает в 2.8 раза по сравнению с линией с компенсаторами дисперсии.

Определена оптимальная связь коэффициентов усиления EDFA с потерями оптической мощности в пролетах для многопролетных ВОЛС с произвольными значениями коэффициента корреляции  $\epsilon$ . Установлено, что оптимальная связь коэффициентов усиления EDFA с потерями в пролетах, обеспечивающая максимальную дальность работы линии, для когерентных ВОЛС с полной декорреляцией шумов от соседних пролетов ( $\epsilon = 0$ ) (такими свойствами обладают ВОЛС с цифровой компенсацией дисперсии) имеет вид  $g_k = \frac{2}{3} a_k + \frac{1}{3} a_{k+1}$ . В то же время в ВОЛС с полной корреляцией шумов от соседних пролетов связь коэффициентов усиления EDFA с потерями в пролетах имеет существенно другой вид:  $g_k = \frac{1}{2} a_k + \frac{1}{2} a_{k+1}$ . Такими корреляционными свойствами характеризуются системы с физической компенсацией хроматической дисперсии.

## Конфликт интересов

Авторы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

## Список литературы

- [1] В.Н. Трещиков, В.Н. Листвин. *DWDM-системы* (Техносфера, М., 2021), 420 с.
- [2] В.А. Коньшев, А.В. Леонов, О.Е. Наний, Д.Д. Старых, В.Н. Трещиков, Р.Р. Убайдуллаев. *Квантовая электроника*, **52**, 1102 (2022). [V.A. Konyshev, A.V. Leonov, O.E. Nanii, D.D. Starykh, V.N. Treshchikov, R.R. Ubaydullaev. *Bull. Lebedev Phys. Institute*, **50** (4), S435 (2022). DOI: 10.3103/S1068335623160078]
- [3] R. Ramaswami, K.N. Sivarajan, G.H. Sasaki. *Optical Networks* (2010), 928 p. ISBN 978-0-12-374092-2.
- [4] J.M. Simmons. *Optical Network Design and Planning* (2014), 529 p. DOI: 10.1007/978-3-319-05227-4
- [5] S.P. Singh, N. Singh. *Progr. Electromagnetics Research*, **73**, 249 (2007). DOI: 10.2528/PIER07040201
- [6] P. Bayvel, C. Behrens, D.S. Millar. *Optical Fiber Telecommunications VI B: Systems and Networks*, 221 (2013).
- [7] V.A. Konyshev, A.V. Leonov, O.E. Nanii, A.G. Novikov, V.N. Treshchikov, R.R. Ubaydullaev. *Opt. Commun.*, **381**, 352 (2016). DOI: 10.1016/j.optcom.2016.07.021
- [8] Н.В. Гуркин, О.Е. Наний, А.Г. Новиков, С.О. Плаксин, В.Н. Трещиков, Р.Р. Убайдуллаев. *Квантовая электроника*, **43** (6), 550 (2013). [N.V. Gurkin, O.E. Nanii, A.G. Novikov, S.O. Plaksin, V.N. Treshchikov, R.R. Ubaidullaev. *Quant. Electron.*, **43** (6), 550 (2013). DOI: 10.1070/QE2013v043n06ABEH015014]
- [9] F. Vacondio, O. Rival, C. Simonneau, E. Grellier, A. Bononi, L. Lorcy, J.-C. Antona, S. Bigo. *Opt. Express*, **20** (2), 1022 (2012). DOI: 10.1364/OE.20.001022
- [10] V.A. Konyshev, A.V. Leonov, O.E. Nanii, A.G. Novikov, V.N. Treshchikov, R.R. Ubaydullaev. *Opt. Commun.*, **349**, 19 (2015). DOI: 10.1016/j.optcom.2015.06.048
- [11] A. Splett, C. Kurzke, K. Petermann. *Proc. ECOC*, **2**, 41 (1993).
- [12] P. Poggiolini, A. Carena, V. Curri, G. Bosco, F. Forghieri. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, **23**, 742 (2011). DOI: 10.1109/LPT.2011.2131125
- [13] A. Carena, V. Curri, G. Bosco, P. Poggiolini, F.J. Forghieri. *Lightwave Technol.*, **30** (10), 1524 (2012). DOI: 10.1109/JLT.2012.2189198
- [14] P.J. Poggiolini. *Lightwave Technol.*, **30** (24), 3857 (2012). DOI: 10.1109/JLT.2012.2217729
- [15] Н.В. Гуркин, О.Е. Наний, А.Г. Новиков, В.Н. Трещиков, Р.Р. Убайдуллаев. *Квантовая электроника*, **45** (1), 69 (2015). [N.V. Gurkin, V.A. Konyshev, O.E. Nanii, A.G. Novikov, V.N. Treshchikov, R.R. Ubaydullaev. *Quant. Electron.*, **45** (1), 69 (2015). DOI: 10.1070/QE2015v045n01ABEH015391]
- [16] N.V. Gurkin, V. Mikhailov, O.E. Nanii, A.G. Novikov, V.N. Treshchikov, R.R. Ubaydullaev. *Laser Phys. Lett.*, **11**, 095103 (2014). DOI: 10.1088/1612-2011/11/9/095103
- [17] A. Nespola, M. Huchard, G. Bosco, A. Carena, Y. Jiang, P. Poggiolini, F. Forghieri, *Proc. Optical Fiber Communications Conf. (OFC'15)* (Los Angeles, Cal., USA, 2015, p. Th4D.2). DOI: 10.1364/OFC.2015.Th4D.2
- [18] A.A. Redyuk, O.E. Nanii, V.N. Treshchikov, V. Mikhailov, M.P. Fedoruk. *Laser Phys. Lett.*, **12**, 025101 (2015). DOI: 10.1088/1612-2011/12/2/025101
- [19] А.Е. Жителев, В.А. Коньшев, С.Н. Лукиных, О.Е. Наний, В.Н. Трещиков, Р.Р. Убайдуллаев. *Квантовая электроника*, **47** (12), 1135 (2017). [A.E. Zhitelev, V.A. Konyshev, S.N. Lukinykh, O.E. Nanii, V.N. Treshchikov, R.R. Ubaydullaev. *Quant. Electron.*, **47** (12), 1135 (2017). DOI: 10.1070/QEL16559]
- [20] В.А. Коньшев, О.Е. Наний, А.Г. Новиков, В.Н. Трещиков, Р.Р. Убайдуллаев. *Квантовая электроника*, **49** (12), 1149 (2019). [V.A. Konyshev, O.E. Nanii, A.G. Novikov, V.N. Treshchikov, R.R. Ubaydullaev. *Quant. Electron.*, **49** (12), 1149 (2019). DOI: 10.1070/QEL17164]
- [21] В.А. Коньшев, А.В. Леонов, О.Е. Наний, А.Г. Новиков, В.Н. Трещиков, Р.Р. Убайдуллаев. *Квантовая электроника*, **46** (12), 1121 (2016). [V.A. Konyshev, A.V. Leonov, O.E. Nanii, A.G. Novikov, V.N. Treshchikov, R.R. Ubaydullaev. *Quant. Electron.*, **46** (12), 1121 (2016). DOI: 10.1070/QEL16219]
- [22] P. Poggiolini, G. Bosco, A. Carena, V. Curri, Y. Jiang, F.J. Forghieri. *J. Lightwave Technol.*, **32** (4), 694 (2014). DOI: 10.1109/jlt.2013.2295208
- [23] A. Mecozzi. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, **10** (7), 1033 (1998). DOI: 10.1109/68.681308