

09

## Модификация GN-модели для моделирования волоконно-оптических линий связи с распределенными рамановскими усилителями

© Д.Д. Старых,<sup>1</sup> Л.А. Самоделкин,<sup>1,2</sup> О.Е. Наний,<sup>1,2</sup> В.Н. Трещиков<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Научно-технический центр Т8,  
107076 Москва, Россия

<sup>2</sup> Физический факультет Московского государственного университета имени М.В. Ломоносова,  
119991 Москва, Россия  
e-mail: starykh@t8.ru

Поступило в Редакцию 15 мая 2023 г.

В окончательной редакции 30 июля 2023 г.

Принято к публикации 31 августа 2023 г.

Предложена упрощенная методика формирования нелинейных межканальных искажений, возникающих в когерентных многоканальных волоконно-оптических линиях передачи. На базе предложенного подхода была проведена серия экспериментов по измерению нелинейного интерференционного шума в линиях с распределенным усилением попутной рамановской накачкой в телекоммуникационном волокне. Результаты измерений использованы для модификации ранее известных формул расчета мощности нелинейного интерференционного шума для расширения области их применения на случай распределенного усиления попутной накачкой. Продемонстрирована приемлемая для практического применения точность полученных зависимостей.

**Ключевые слова:** волоконная оптика, оптическая связь, нелинейные эффекты, распределенное рамановское усиление, модель аддитивного гауссова шума, экспериментальные исследования, когерентная связь, нелинейный интерференционный шум.

DOI: 10.61011/JTF.2023.11.56496.123-23

### Введение

На данный момент наиболее производительным способом передачи высокоскоростных сигналов на большие расстояния является технология когерентной передачи данных по волоконно-оптическим линиям (сетям) связи (ВОЛС) [1]. Одной из особенностей построения оптических сетей в России является значительное количество длинных и сверхдлинных пролетов волокна с длиной более 140 km. Для передачи сигнала без существенного ухудшения качества на этих участках сети применяются рамановские усилители со встречной и попутной накачками [2–4].

Для моделирования сетей связи на основе когерентных каналов был разработан ряд моделей [5–10], позволяющих применять упрощенное описание части нелинейных эффектов без численного решения нелинейных уравнений распространения [11], которые требуют большого времени для вычисления с необходимой точностью. Наибольшее распространение получила модель аддитивного гауссова шума, подробно описанная в работе [10] (далее по тексту — GN-NLI (Gaussian Noise NonLinear Interference)). Следующим шагом в развитии данной модели стало создание приближенных формул, приведенных в статье [12], которые позволили существенно ускорить расчет без ухудшения точности.

Модель, изложенная в базовой работе [10], предполагала ряд ограничений, сужавших область ее применения. В частности, авторы указывали, что модель не приме-

нима в линиях с распределенным усилением [13], что не позволяло моделировать линии со сверхдлинными пролетами. В некоторых более поздних работах были предприняты попытки расширить область применимости модели GN-NLI на случай распределенного усиления. Например, в статье [14] авторы доказали применимость модели в линиях с распределенным усилением за счет встречной рамановской накачки (counter distributed raman amplification, counter-DRA), однако для практического применения рассмотренный случай не интересен, поскольку встречная накачка применяется в конце пролета волокна, где сигнальная мощность низкая и нелинейные искажения пренебрежимо малы. В работе [15] авторы учли межканальное рамановское усиление, незначительно изменяющее продольный профиль мощности сигнала. Однако наиболее сложный случай распределенного усиления попутной рамановской накачкой (co-DRA) не рассматривался в ранее опубликованных работах.

Цель настоящей работы — расширить область применимости модели GN-NLI на случай распределенного усиления попутной рамановской накачкой. Первые шаги в этом направлении были сделаны нами в работе [16], в которой была предложена феноменологическая модель нелинейных внутриканальных искажений когерентных каналов в условиях co-DRA. В текущей работе были проведены экспериментальные исследования как внутриканальных, так и межканальных искажений, на базе

которых предложена модификация модели GN-NLI, расширяющая область ее применимости.

### 1. Теория

В основе GN–NLI лежит приближенное решение нелинейного уравнения Шредингера (НУШ) с помощью теории малых возмущений. Для вывода этого решения было сделано несколько базовых предположений:

- возмущение от нелинейных эффектов мало по сравнению с сигналом;
- сигнал представляет собой случайный процесс с нормальным распределением;
- нелинейное возмущение можно описать как аддитивный гауссов шум.

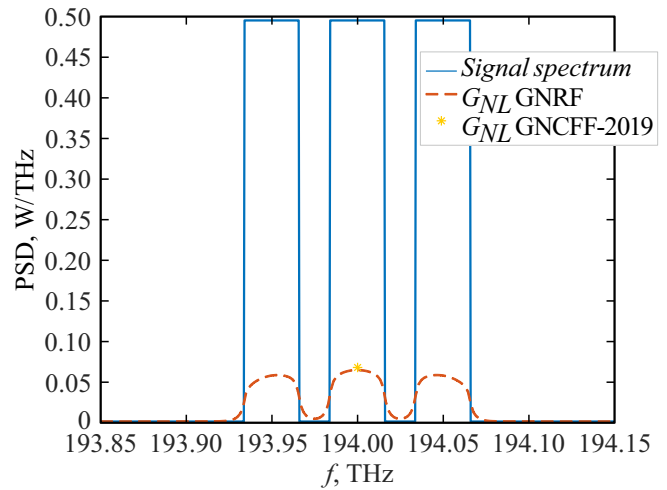
Строго говоря, в реальных ВОЛС все три базовых предположения могут не выполняться. Однако экспериментальные исследования показали устойчивость полученных формул к нарушениям базовых предположений.

В результате приближенного решения НУШ в работе [10] была получена формула (1) расчета спектральной плотности мощности (СПМ) нелинейного интерференционного шума (НИШ).

$$G_{NL}^{GNRF}(f) = \frac{16}{27} \gamma^2 \int_{-\infty-\infty}^{\infty} \int_{-\infty-\infty}^{\infty} G_{TX}(f_1)G_{TX}(f_2)G_{TX}(f_1+f_2-f) \times \left| \int_0^{L_s} L_{\text{eff}} e^{j4\pi^2(f_1-f)(f_2-f)\beta_2 z} dz \right| \chi(f_1, f_2, f) df_1 df_2, \tag{1}$$

где  $\gamma$  — коэффициент нелинейности волокна;  $G_{TX}$  — спектральная плотность мощности многоканального сигнала;  $L_{\text{eff}}$  — эффективная длина волокна, зависящая от продольного распределения мощности сигнала;  $\chi$  — член, ответственный за эффективность интерференции нелинейных шумов, возникших в разных пролетах ВОЛС (в случае однопролетной линии  $\chi = 1$ );  $f_1, f_2$  — частоты, по которым ведется интегрирование;  $\beta_2$  — коэффициент дисперсии;  $L_s$  — длина пролета волокна.

Формула (1) позволяет рассчитать точный спектр нелинейного интерференционного шума. Однако для достижения требуемой точности расчета нелинейного отношения сигнал/шум в 1 dB при численной оценке объемного интеграла (1) необходимо использовать плотную частотную сетку с шагом не реже 0.1 GHz. При этом расчет даже небольшого количества каналов (до десяти) занимает несколько часов машинного времени. На практике при проектировании ВОЛС необходимо многократно решать задачу оптимизации сигнальных мощностей и, соответственно, рассчитывать нелинейные искажения, а общее время оптимизации не должно превышать нескольких минут. Учитывая это, в статье [12] была предложена приближенная формула (2), позволяющая рассчитывать СПМ НИШ только в центре



**Рис. 1.** Пример расчета спектра шума нелинейной интерференции (оранжевая линия (в онлайн версии)) для трех каналов с прямоугольным спектром (синяя линия (в онлайн версии)). Для сравнения приведен результат расчета спектральной плотности мощности шума в центре канала по приближенной формуле (звездочка).

исследуемого канала (CUT — channel under test).

$$G_{NL}^{GNCCFF-2019} = \frac{8}{27} \frac{\gamma^2}{\pi} G_{GUT} \times \dots \times \left[ G_{GUT}^2 \frac{a \sinh\left(\frac{\pi^2 |\beta_2^{GUT}|}{2} B_{GUT}^2\right)}{|\beta_2^{GUT}| \alpha_{GUT}} + \dots \frac{a \sinh\left(\pi^2 \frac{|\beta_2^n|}{\alpha_n} [f_n - f_{GUT} + \frac{B_n}{2}] B_{GUT}\right) - a \sinh\left(\pi^2 \frac{|\beta_2^n|}{\alpha_n} [f_n - f_{CUT} - \frac{B_n}{2}] B_{CUT}\right)}{2|\beta_2^n| \alpha_n} \right], \tag{2}$$

где  $G_{GUT}$  — СПМ исследуемого канала в предположении о найквистовой форме спектра;  $\beta_2^{GUT}$  — коэффициент дисперсии на центральной частоте исследуемого канала;  $\alpha_{CUT}$  — коэффициент погонного затухания на центральной частоте исследуемого канала;  $B_{CUT}$  — ширина спектра исследуемого канала;  $G_n$  — СПМ одного  $n$ -го воздействующего канала;  $\beta_2^n$  — коэффициент дисперсии на центральной частоте  $n$ -го воздействующего канала;  $\alpha_n$  — коэффициент погонного затухания на центральной частоте  $n$ -го воздействующего канала;  $B_n$  — ширина спектра  $n$ -го воздействующего канала;  $f_{CUT}$  — центральная частота исследуемого канала;  $f_n$  — центральная частота  $n$ -го воздействующего канала.

Рассмотрим применение формул выше для расчета СПМ НИШ. Пример спектральной плотности мощности, рассчитанной для группы из трех каналов с прямоугольным спектром, приведен на рис. 1. Как следует из рисунка, СПМ НИШ зависит от частоты. Кроме того, видно, что в центре полосы исследуемого канала приближенная формула (2) дает результат, совпадающий

с точным значением СПМ, рассчитанным по формуле (1). Сделав консервативное предположение о том, что СПМ НИШ одинакова во всей полосе сигнала, можно оценить полную мощность НИШ, попадающую на приемник. Ошибка данного приближенного подхода составляет около 1 dB при расчете мощности НИШ. Данная величина ошибки является приемлемой, так как при установке сигнальной мощности, необходимой для достижения максимального запаса по OSNR (оптическое отношение сигнал/шум, Optical Signal-to-Noise-Ratio) в линии, мощность нелинейного шума обычно составляет не более трети от всех оптических шумов [17], поэтому влияние данного эффекта на точность оценки итоговой производительности системы существенно меньше 1 dB.

Качество передачи оптического сигнала однозначно связано с величиной полного оптического отношения сигнал/шум  $OSNR_{\Sigma}$  [18]. Обратная величина  $OSNR_{\Sigma}$  представляет собой полную мощность шумов, нормированную на мощность сигнала. Как было показано в работе [17], обратная величина  $OSNR_{\Sigma}$  может быть посчитана как сумма обратных отношений сигнал/шум, вызываемых шумами разной природы:

$$\frac{1}{OSNR_{\Sigma}} = \sum_i \frac{1}{OSNR_i}. \quad (3)$$

Основным источником шума в оптических системах связи являются шум усиленного спонтанного излучения (ASE-шум) и связанное с ним отношение сигнал/шум  $OSNR_{ASE}$ . В модели нелинейного шума нелинейные искажения сигнала приближенно описываются аддитивным гауссовым шумом и связанным с ним отношением сигнал/шум  $OSNR_{NL}$ . Связь СПМ НИШ и  $OSNR_{NL}$  описывает формула

$$OSNR_{NL} = \frac{P_S}{P_{NL}} = \frac{P_S}{G_{NL} \times BW_{ref}}, \quad (4)$$

где  $P_S$  — полная мощность сигнала,  $P_{NL}$  — мощность НИШ в референсной полосе 12.5 GHz,  $G_{NL}$  — СПМ НИШ в полосе сигнала,  $BW_{ref}$  — ширина референсной полосы в Hz.

Предложенные формулы для нелинейного отношения сигнал/шум можно использовать для расчета линий связи согласно математическому аппарату, приведенному в работе [17]. Однако стоит отметить, что окрашенный характер шума, фильтрация в схеме когерентного приема, а также особенности реализации алгоритмов компенсации фазовых искажений в цифровых сигнальных процессорах могут приводить к тому, что одинаковый уровень нелинейного шума, попадающий на приемник каналообразующего оборудования, может ухудшать качество приема в разной степени для разных моделей когерентных приемопередатчиков. Для учета этого эффекта проводятся прямые эксперименты по оценке влияния нелинейных искажений на качество приема, и вычисляется поправочный коэффициент к формуле (2).

Стоит отметить, что в работе [12] указано, что формулу (2) не предполагается использовать в линиях связи с продольным распределенным усилением. Однако, как будет показано ниже, если переопределить параметр эффективной длины и вместо оригинальной формулы (5) использовать определение (6), то формулу (2) работы [12] с соответствующими корректирующими членами можно успешно применять для расчета нелинейных искажений в линиях с рамановским усилением попутной накачкой. Заметим, что в отсутствие продольного усиления в телекоммуникационном волокне и при длине пролета, значительно превышающей эффективную длину, формула (6) переходит в формулу (5):

$$L_{eff,a} = \frac{1}{\alpha}, \quad (5)$$

$$L_{eff} = \int_0^L \frac{P_S(z)}{P_S(0)} dz, \quad (6)$$

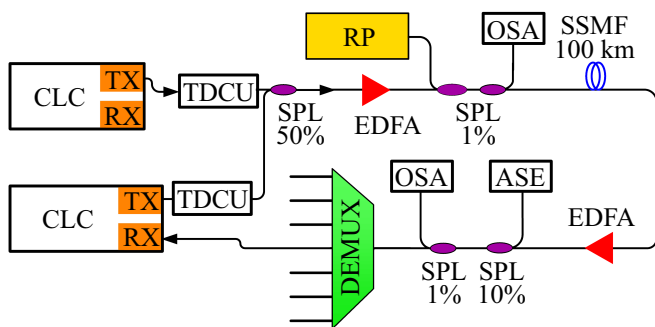
где  $P_S(z)$  — продольный профиль мощности сигнала в волокне, данную величину можно получить с помощью решения скоростных уравнений, описывающих рамановское усиление [19];  $L$  — длина пролета волокна.

Обзор работ, посвященных созданию упрощенных моделей нелинейных искажений в когерентных системах связи, показывает, что модель аддитивного гауссова шума может быть использована при проектировании ВОЛС. Однако оригинальная модель нуждается в доработке для моделирования ВОЛС, содержащих распределенные рамановские усилители с попутной накачкой. С этой целью были проведены экспериментальные исследования, позволившие получить соответствующие корректирующие члены к оригинальной формуле и расширить область ее применимости.

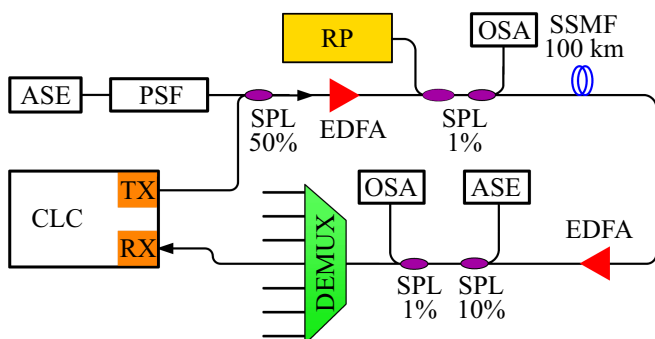
## 2. Методика измерения нелинейных искажений

Для измерения НИШ были разработаны и многократно успешно применены дифференциальные методики измерения, основанные на сравнении качества сигнала в отсутствие и присутствии какого-либо нелинейного искажения. Теория, описывающая эти методики для измерения внутриканальных и межканальных искажений, подробно описана в работах [20–22].

В схеме, приведенной на рис. 2, в качестве воздействующего излучения используются реальное когерентное каналообразующее оборудование и перестраиваемый компенсатор хроматической дисперсии. Такой вид экспериментальной установки является классическим для измерения нелинейных искажений, возникающих в волоконно-оптическом тракте [22]. Стоит отметить, что у данной установки есть существенный недостаток: для того чтобы измерить воздействие нескольких когерентных каналов, необходимо увеличивать количество доргостоящих когерентных приемопередатчиков (CLC),



**Рис. 2.** Схема экспериментальной установки, формирующей воздействующие каналы с помощью реального каналообразующего оборудования и перестраиваемых компенсаторов дисперсии (TDCU).



**Рис. 3.** Схема экспериментальной установки, позволяющей формировать произвольное количество воздействующих каналов с помощью отфильтрованного шума усиленной спонтанной люминесценции.

что ограничивает перечень доступных для исследования сценариев.

Для расширения области исследований был предложен альтернативный способ формирования воздействующих каналов с помощью источника усиленной спонтанной люминесценции (ASE) и программно формируемого фильтра (PSF). Данный вид воздействующего излучения в дальнейшем будет называться „каналированной шумовой подсветкой“ (КШП). Схема установки приведена на рис. 3.

С помощью обеих установок было экспериментально показано, что КШП создает кросс-канальное нелинейное возмущение, соответствующее когерентному телекоммуникационному каналу с большой накопленной дисперсией и аналогичной формой спектра. Как будет показано в разд. 3, кросс-канальное воздействие растет с накоплением остаточной дисперсии в воздействующем канале. Поэтому измерение качества сигнала исследуемого канала с использованием КШП дает консервативную оценку кросс-канального воздействия соседних когерентных каналов, что позволяет построить консервативную модель нелинейных искажений на базе результатов проведенных измерений.

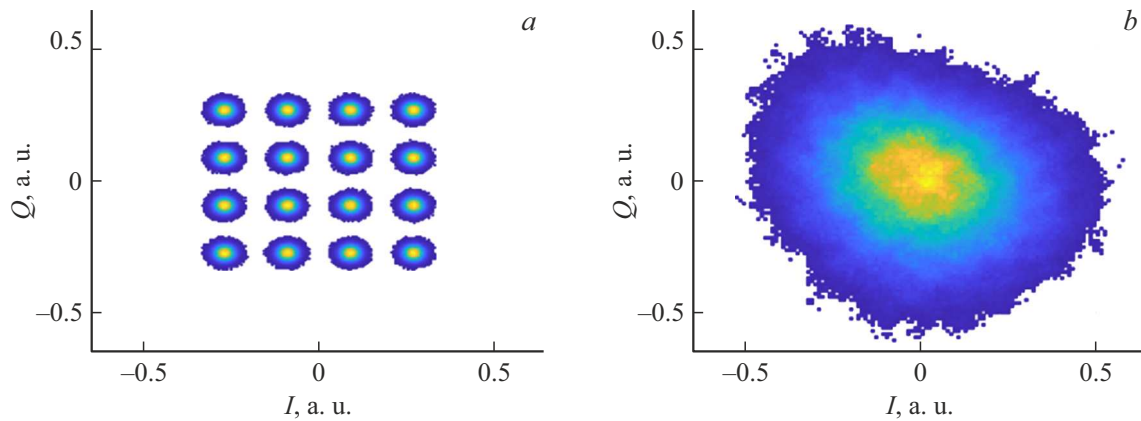
С использованием КШП создавалась модель группы воздействующих каналов, которые с помощью оптического объединителя (SPL) объединялись с когерентным исследуемым каналом (CLC), по которому передавали сигнал с форматом модуляции DP-QPSK и символьной скоростью 35 ГБод. Далее групповой сигнал последовательно усиливался с помощью сосредоточенного эрбиевого усилителя (EDFA) и распределенного рамановского усилителя с попутной накачкой (RP — Raman Pump). Распределенное усиление происходило в телекоммуникационном одномодовом волокне стандарта G.652D, на выходе которого ослабленный затуханием в волокне сигнал повторно усиливался эрбиевым усилителем и смешивался с шумом усиленной спонтанной люминесценции (ASE). Добавление ASE-шума необходимо для применения дифференциальной методики измерения нелинейного шума. Базовая идея дифференциального метода состоит в измерении уровня ошибок (BER) в сигнале, принимаемом когерентным приемопередающим оборудованием, в отсутствие и в присутствии нелинейных искажений. Затем с помощью известных [23] зависимостей BER от соотношения сигнал/шум (SNR) восстанавливается мощность нелинейного шума, добавленная к шумам других источников, присутствующих в обоих измерениях. Однако для того чтобы достоверно определить BER и, соответственно, SNR, значения первого должны быть достаточно высокими в обоих сценариях (выше  $10^{-5}$ ), для этого к принятому сигналу и добавляется дополнительный шум ASE.

### 3. Влияние накопленной хроматической дисперсии

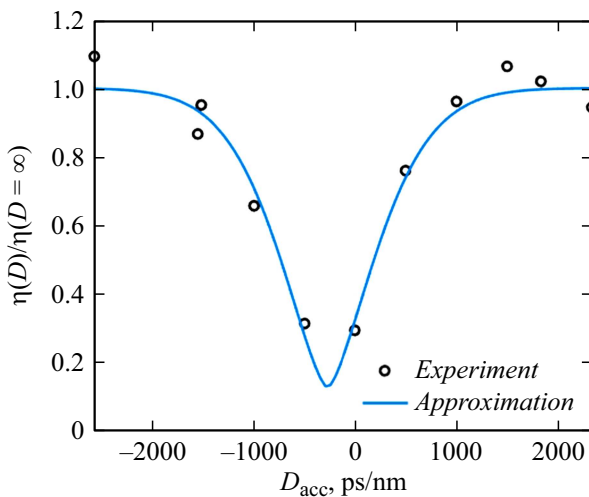
В настоящем разделе разбирается правомерность замены фазово-модулированного канала моделью канала, формируемой отфильтрованным шумом ASE. Как уже говорилось ранее, одной из основ GN-модели является предположение о том, что когерентный канал можно рассматривать как случайный процесс с нормальным распределением. Однако, для того чтобы данное предположение стало справедливым, необходимо накопление в канале достаточно большой не скомпенсированной дисперсии. Как видно из отсутствия радиальной симметрии фазовой диаграммы сигнала на рис. 4, на выходе передатчика, даже после сотни километров телекоммуникационного волокна, поле сигнала нельзя представить в виде процесса с одинаковым нормальным распределением в обоих квадратах.

Данная расходимость с базовой предпосылкой приводит к сильной переоценке нелинейного шума в коротких линиях связи. Стоит отметить, что данный эффект справедлив как для внутриканального, так и для межканального взаимодействия.

Зависимость внутриканальных искажений от накопленной дисперсии в исследуемом канале была впервые продемонстрирована в работе [24], расширенное



**Рис. 4.** Нормированные фазовые диаграммы сигнала на выходе QAM передатчика (a) и на выходе SSMF-волокна длиной 100 km (b).



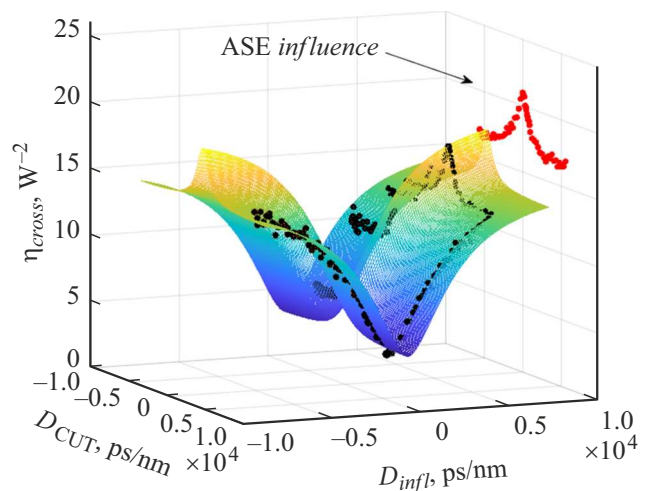
**Рис. 5.** Нормированная зависимость нелинейного коэффициента, описывающего внутриканальные искажения, от накопленной дисперсии.

описание эффекта, учитывающее случай продольного усиления, было предложено в работе [16]. Общий вид данной зависимости приведен на рис. 5. Положение минимума приведенной кривой и его глубина зависят от типа волокна, электронной предкомпенсации дисперсии в канале и формата модуляции.

Межканальные нелинейные искажения зависят одновременно от значений накопленной дисперсии в исследуемом и воздействующем канале. В настоящей работе авторами была измерена подобная двумерная зависимость, результат приведен на рис. 6.

Как видно из рис. 6, двумерная зависимость от накопленной дисперсии имеет вид „двойного седла“. Межканальное взаимодействие минимально при нулевой накопленной дисперсии и монотонно растет и выходит на постоянное значение с увеличением накопленной дисперсии в воздействующем канале. Данный эффект можно объяснить тем, что, как известно из источников [25],

фазовая кросс-модуляция зависит от глубины модуляции мощности воздействующего излучения. Поэтому изначально фазово-модулированный канал оказывает слабое нелинейное воздействие на исследуемый канал, однако при увеличении не скомпенсированной дисперсии в воздействующем канале фазовая модуляция преобразуется в амплитудную [26], что приводит к увеличению межканальных нелинейных искажений. Стоит отметить, что зависимость межканального взаимодействия от дисперсии, накопленной в исследуемом канале, обратная: межканальное нелинейное воздействие максимально при минимальном значении дисперсии и монотонно падает с выходом на плато при росте дисперсии в канале. Этот эффект несколько сложнее предыдущего и связан одновременно с физикой распространения излучения в волокне и особенностями работы алгоритмов компенсации фазовых искажений в когерентном приеме-передающем



**Рис. 6.** Экспериментально полученная зависимость межканального нелинейного коэффициента от значений накопленной дисперсии в исследуемом ( $D_{cut}$ ) и воздействующем ( $D_{infl}$ ) когерентных каналах (отмечено черными точками), а также аппроксимация экспериментальных данных.

оборудовании. Под действием дисперсии длительность импульсов исследуемого канала увеличивается, следствием этого становится то, что фазовые искажения в каждый отдельный импульс вносятся большим количеством импульсов воздействующих каналов, которые распространяются с другой скоростью и могут иметь меньшую длительность. Поскольку телекоммуникационный сигнал близок к случайному процессу, нелинейные фазовые искажения разных импульсов не коррелируют и частично компенсируют друг друга. Таким образом, при цифровой обработке сигнал, предварительно подвергшейся цифровой компенсации дисперсии, имеет в среднем меньшие фазовые искажения, которые легче компенсируются алгоритмами компенсации фазы.

На рис. 6 также нанесены аналогичные зависимости межканальных искажений от дисперсии в случае замены реального когерентного воздействующего канала на сформированный перестраиваемым фильтром из шума ASE. Как видно из графика, при большой накопленной дисперсии воздействие канала с DP-QPSK модуляцией становится близко к воздействию канала, сформированного фильтром шума ASE. Этот эффект связан с многократной конверсией фазовой модуляции в амплитудную, и наоборот, что превращает фазово-модулированный сигнал в случайный гауссов процесс, аналогичный усиленной спонтанной люминесценции.

В связи с этим в последующих экспериментальных исследованиях кросс-канального нелинейного взаимодействия авторы формировали воздействующее излучение, многоканальное, с помощью КШП, а дисперсия, накопленная в исследуемом канале на входе в волокно, была близка к нулю. Данный подход позволил расширить перечень исследуемых канальных конфигураций и получить консервативную оценку межканальных нелинейных искажения.

Как видно из рис. 6, описанный выше подход в случае однопролетной ВОЛС с нулевой накопленной дисперсией на входе переоценивает нелинейные кросс-канальные искажения в среднем в 3–3.5 раза. Однако в многопролетной линии связи уже во втором пролете волокна из-за накопленной дисперсии переоценка снизится до 25%. В многопролетной линии связи нелинейные шумы от разных пролетов суммируются, таким образом, в линии связи средней длины (около 10 пролетов) переоценка кросс-канального воздействия приблизится к 25%. Для того чтобы оценить полное влияние данной погрешности, необходимо учесть, что при оптимально подобранных настройках оборудования нелинейные шумы составляют менее одной трети от полной мощности шумов. Таким образом, переоценка нелинейных искажений приведет к недооценке качества передачи на величину не более 10–15%, что является приемлемой величиной для практического применения модели.

#### 4. Результаты экспериментальных исследований

В ходе экспериментального исследования были проведены измерения зависимостей нелинейного шума от коэффициента усиления рамановского усилителя с попутной накачкой (от 0 до 20 dB) при различном количестве воздействующих каналов, изменявшемся от 0 до 40. Кроме того, измерения проводились для двух стандартных межканальных интервалов 50 и 100 GHz. Данная сетка измерений позволила перекрыть все основные сценарии совместного использования когерентных каналов и рамановских усилителей с попутной накачкой.

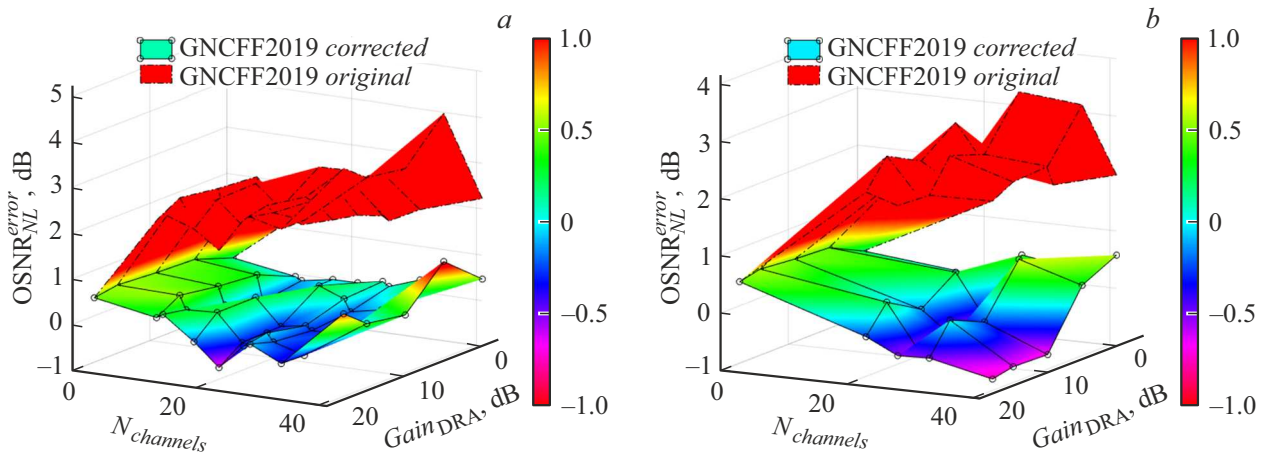
На графиках рис. 7 приведены разности значений нелинейного отношения сигнал/шум, полученного экспериментально и рассчитанного по оригинальной или скорректированной формулам. Видно, что оригинальная формула (2) с хорошей точностью оценивает внутриканальные нелинейные искажения (количество воздействующих каналов равно нулю) при всех значениях коэффициента усиления рамановского усилителя с попутной накачкой. Однако при увеличении количества воздействующих каналов расходимость увеличивается и достигает нескольких децибел, что является критичным при моделировании ВОЛС.

Для того чтобы применить описанные выше формулы для оценки нелинейности в линиях с распределенным усилением в телекоммуникационном волокне, в формулу (2) была введена в явном виде эффективная длина, определенная по формуле (6). Помимо этого для уменьшения расходимости оригинальной зависимости с экспериментом был подобран корректирующий член. Полученные нами скорректированные формулы имеют следующий вид:

$$\begin{aligned}
 G_{NL2019corr}^{CUT} &= \frac{8}{27} \frac{\gamma^2}{\pi} G_{CUT} \times \dots \\
 &\dots \times \left[ G_{CUT}^2 (L_{eff}^{CUT})^2 \frac{a \sinh\left(\frac{\pi^2}{2} |\beta_2^{CUT}| L_{eff,a} B_{CUT}^2\right)}{|\beta_2^{CUT}| L_{eff,a}^{CUT}} + \dots \right. \\
 &\dots + 2 \sum_n f_{adj}(f_n - f_{CUT}) \times G_n^2 (L_{eff}^n)^2 \times \dots \\
 &\left. \dots \times \frac{a \sinh\left(\pi^2 |\beta_2^n| L_{eff,a} \left[f_n - f_{GUT} + \frac{B_n}{2}\right] B_{GUT}\right) - a \sinh\left(\pi^2 |\beta_2^n| L_{eff,a} \left[f_n - f_{CUT} - \frac{B_n}{2}\right] B_{CUT}\right)}{|\beta_2^n| L_{eff,a}^n} \right], \quad (7)
 \end{aligned}$$

где  $L_{eff}^{CUT}$  — эффективная длина волокна на центральной частоте исследуемого канала;  $L_{eff,a}^{CUT}$  — асимптотическая эффективная длина волокна на центральной частоте исследуемого канала,  $L_{eff}^n$  — эффективная длина волокна на центральной частоте  $n$ -го воздействующего канала,  $L_{eff,a}^n$  — асимптотическая эффективная длина волокна на





**Рис. 7.** Зависимости максимальной разности расчетного и экспериментально измеренного значений нелинейного отношения сигнал/шум от условий эксперимента — количества каналов и коэффициента усиления попутного рамановского усилителя для двухчастотных сеток в 50 (a) и 100 GHz (b).

центральной частоте  $n$ -го воздействующего канала,

$$f_{adj}(f_{n_{ch}} - f_{cut}) = 0.65 \times \left[ NoRaman + WithRaman \times \frac{10}{\sqrt{f_{n_{ch}}^{GHz} - f_{cut}^{GHz}}} \right], \quad (8)$$

где переменная *NoRaman* равна единице при отсутствии продольного усиления попутной накачкой и равна нулю в его присутствии; переменная *WithRaman* равна нулю при отсутствии продольного усиления попутной накачкой и равна единице в его присутствии.

Как видно из графиков на рис. 7, скорректированная формула позволяет оценивать нелинейные искажения с малой ошибкой (не более 1 dB), не зависящей от количества каналов в линии.

## Заключение

Проведено экспериментальное исследование нелинейных искажений, возникающих в когерентных каналах связи ВОЛС с распределенным усилением попутной рамановской накачкой. Экспериментально получена зависимость нелинейных внутриканальных и межканальных искажений от значений хроматической дисперсии, накопленной в воздействующем и исследуемом каналах. Показано, что „каналированный“ шум спонтанной люминесценции, имеющий спектр мощности, близкий к спектру воздействующего DP-QPSK канала с большой накопленной дисперсией, оказывает близкое по величине нелинейное воздействие на исследуемый канал. На основании проведенного исследования была предложена методика измерений, позволяющая с помощью источника ASE-шума и программируемого оптического фильтра формировать модели воздействующих каналов с разной символической скоростью.

По результатам экспериментальных исследований предложена корректировка ранее известной приближенной формулы GN-модели, которая позволила расширить область ее применения на линии связи с распределенным усилением, в том числе на линии связи с попутными рамановскими усилителями.

## Конфликт интересов

Авторы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

## Список литературы

- [1] E. Agrell, M. Karlsson. *J. Light. Technol.*, **27** (22), 5115 (2009). DOI: 10.1109/JLT.2009.2029064
- [2] V. Gainov, N. Gurkin, S. Lukinih, S. Makovejs, S. Akopov, S. Ten, O. Nanii, V. Treshchikov, M. Sleptsov. *Opt. Express*, **22**, 22308 (2014). DOI: 10.1364/OE.22.022308
- [3] D. Starykh, S. Akopov, D. Kharasov, V. Konyshov, S. Makovejs, O. Nanii, I. Shikhaliev, V. Treshchikov. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, **31** (22), 1799 (2019). DOI: 10.1109/LPT.2019.2947760
- [4] S. Etienne, H. Bissessur, C. Bastide, D. Mongardien. In *Eur. Conf. Opt. Commun. ECOC* (2015). DOI: 10.1109/ECOC.2015.7341877
- [5] H. Louchet, A. Hodžić, K. Petermann. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, **15** (9), 1219 (2003). DOI: 10.1109/LPT.2003.816133
- [6] M. Nazarathy, J. Khurgin, R. Weidenfeld, Y. Meiman, P. Cho, R. Noe, I. Shpantzer, V. Karagodsky. *Opt. Express*, **16** (20), 15777 (2008). DOI: 10.1364/oe.16.015777
- [7] W. Shieh, X. Chen. *IEEE Photon. J.*, **3** (2), 158 (2011). DOI: 10.1109/JPHOT.2011.2112342
- [8] A. Carena, V. Curri, G. Bosco, P. Poggiolini, F. Forghieri. *J. Light. Technol.*, **30**, 1524 (2012). DOI: 10.1109/JLT.2012.2189198
- [9] V.A. Konyshov, A.V. Leonov, O.E. Nanii, V.N. Treshchikov, R.R. Ubaydullaev. *Opt. Commun.*, **355**, 279 (2015). DOI: 10.1016/j.optcom.2015.06.048

- [10] P. Poggiolini, G. Bosco, A. Carena, V. Curri, Y. Jiang, F. Forghieri. *J. Light. Technol.*, **32**, 694 (2014). DOI: 10.1109/JLT.2013.2295208
- [11] G.P. Agrawal. *Nonlinear Fiber Optics* (Academic Press, 2019), DOI: 10.1016/C2018-0-01168-8
- [12] P. Poggiolini, M.R. Zefreh, G. Bosco, F. Forghieri, S. Piciaccia. *OSA Technical Digest* (Optica Publishing Group, 2019), paper M11.4 (2019). DOI: 10.1364/ofc.2019.m11.4
- [13] J. Bromage. *J. Light. Technol.*, **22** (1), 79 (2004). DOI: 10.1109/JLT.2003.822828
- [14] V. Curri, A. Carena, P. Poggiolini, G. Bosco, F. Forghieri. *Opt. Express*, **21** (3), 3308 (2013). DOI: 10.1364/oe.21.003308
- [15] D. Semrau, R.I. Killey, P. Bayvel. *J. Light. Technol.*, **37** (9), 1924 (2019). DOI: 10.1109/JLT.2019.2895237
- [16] D.D. Starykh, I.I. Shikhaliev, V.A. Konyshchev, O.E. Nanii, V.N. Treshchikov, R.R. Ubaydullaev, D.R. Kharasov. *Quant. Electron.*, **48** (8), 767 (2018). DOI: 10.1070/QEL16685
- [17] V.A. Konyshchev, A.V. Leonov, O.E. Nanii, A.G. Novikov, V.N. Treshchikov, R.R. Ubaydullaev. *Quant. Electron.*, **46**, 1121 (2016). DOI: 10.1070/QEL16219
- [18] W. Freude, R. Schmogrow, B. Nebendahl, M. Winter, A. Josten, D. Hillerkuss, S. Koenig, J. Meyer, M. Dreschmann, M. Huebner, C. Koos, J. Becker, J. Leuthold. In *Int. Conf. Transparent Opt. Networks* (2012). DOI: 10.1109/ICTON.2012.6254380
- [19] C. Headley, G.P. Agrawal. *Raman Amplification in Fiber Optical Communication Systems* (Academic Press, 2005), DOI: 10.1016/B978-0-12-044506-6.X5000-2
- [20] N.V. Gurkin, O.E. Nanii, A.G. Novikov, S.O. Plaksin, V.N. Treshchikov, R.R. Ubaidullaev. *Quant. Electron.*, **43** (6), 550 (2018). DOI: 10.1070/QE2013v043n06ABEH015014
- [21] Д. Старых, Л. Самоделкин, А. Дорожкин, О. Наний, В. Трещиков, А. Васильев. *LAST MILE Russ.*, **93**, 34 (2021). DOI: 10.22184/2070-8963.2021.93.1.34.38
- [22] Д.Д. Старых, Л.А. Самоделкин, О.Е. Наний, В.Н. Трещиков. *Квант. электрон.*, **52**, 934 (2022).
- [23] E. Ip, A.P.T. Lau, D.J.F. Barros, J.M. Kahn. *Opt. Express*, **16**, 753 (2008). DOI: 10.1364/oe.16.000753
- [24] V.A. Konyshchev, 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.2015.03.041
- [25] J. Wang, K. Petermann. *J. Light. Technol.*, **10** (1), 96 (1992). DOI: 10.1109/50.108743
- [26] U. Gliese, S. Norskov, T.N. Nielsen. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, **44**, 1716 (1996). DOI: 10.1109/22.538964