

В теории нет различия между теорией и практикой. На практике – есть.
Йоги Берра

Проектирование высокоскоростных когерентных линий связи

В.А.Коньшев, А.В.Леонов, О.Е.Наний, А.Г.Новиков, В.Н.Трещиков, Р.Р.Убайдуллаев

Проведен анализ проблем, возникающих при проектировании современных высокоскоростных когерентных линий связи. Описана феноменологическая модель линии связи, пригодная для решения прикладных задач проектирования сетей с учётом нелинейных эффектов. Предложен инженерный подход к проектированию, основанный на использовании фундаментальных коэффициентов нелинейности, вычисленных заранее для экспериментальных конфигураций линий связи. Представлена экспериментальная методика вычисления коэффициента нелинейности линий связи. Показано, что предлагаемый подход позволяет успешно решать задачи проектирования сетей связи.

Ключевые слова: оптическая связь, спектральное мультиплексирование, когерентное детектирование.

1. Введение

Скоростные когерентные системы связи стремительно развиваются. Не успели на смену системам связи со скоростью передачи данных 10 Гбит/с прийти системы связи со скоростью 40 Гбит/с [1], как в 2013–2014 гг. во всём мире началось массовое внедрение когерентных систем связи со скоростью 100 Гбит/с на оптическую несущую [2–4]. В 2015 г. появились коммерческие системы со скоростью 200 Гбит/с на несущую в формате 2×200 Гбит/с (400 Гбит/с на двух несущих) [5]. В 2016 г. ведущими производителями на конференциях OFC'2016 и ECOC'2016 было анонсировано появление в начале 2017 г. коммерческих систем со скоростью 400 Гбит/с на несущую. Соответственно развиваются и методы проектирования систем связи со спектральным уплотнением каналов (DWDM-систем).

Важным отличием скоростных когерентных систем с цифровой обработкой сигнала является возможность цифровой компенсации дисперсии при обработке сигнала в приёмнике [6]. Это позволяет передавать высокоскоростной сигнал по линии связи без использования компенсаторов дисперсии. Накопление нелинейных искажений сигнала в некомпенсированных линиях происходит

не так, как в линиях с компенсацией дисперсии. С одной стороны, нелинейные искажения в отдельном пролёте линии связи при большой дисперсии на входе в пролёт* оказываются выше. С другой стороны, корреляция между нелинейными искажениями в разных пролётах меньше, чем в пролётах линий с компенсацией дисперсии [7–9]. Поэтому подходы к проектированию, развитые для систем связи с компенсацией дисперсии [10–13], неприменимы к когерентным системам связи без компенсации хроматической дисперсии в линии.

Расчёт нелинейных искажений является наиболее сложной задачей при проектировании высокоскоростных когерентных линий связи. Нелинейные искажения зависят от многих характеристик линии: длин пролётов, затухания в волокне, мощности и дисперсии на входе в каждый пролёт, количества и типа каналов, используемых частотного плана и защитных интервалов и др. Численное моделирование, основанное на решении нелинейных уравнений Шредингера, является мощным инструментом для анализа физических явлений в волоконно-оптических линиях связи [14, 15], но его трудно применять для задач проектирования ввиду сложности и длительности расчётов и необходимости больших вычислительных ресурсов. Существуют теоретические формулы для расчёта нелинейных искажений на основе характеристик оптического волокна и параметров системы связи [16], однако они выводятся при целом ряде условий (в частности, большое число пролётов, большое количество каналов, плотное расположение каналов (NyquistWDM) и др.). Эти условия зачастую не выполняются в реальных системах связи, что делает указанные формулы неприменимыми для расчёта и проектирования реальных линий.

С практической точки зрения для проектирования когерентных оптических линий связи требуется инженерная методика расчёта, учитывающая линейные и нелинейные искажения и основанная на использовании относительно простых эмпирических уравнений, позволяющих прово-

В.А.Коньшев. Научно-технический центр Т8, Россия, 107076 Москва, ул. Краснобогатёрская, 44, стр. 1, оф. 826; Институт истории естествознания и техники им. С.И.Вавилова РАН, Россия, 109012 Москва, Старопанский пер., 1/5

А.В.Леонов, А.Г.Новиков, Р.Р.Убайдуллаев. Научно-технический центр Т8, Россия, 107076 Москва, ул. Краснобогатёрская, 44, стр. 1, оф. 26; e-mail: leonov.av@t8.ru

О.Е.Наний. Научно-технический центр Т8, Россия, 107076 Москва, ул. Краснобогатёрская, 44, стр. 1, оф. 826; Московский государственный университет им. М.В.Ломоносова, физический факультет, Россия, 119991 Москва, Воробьёвы горы

В.Н.Трещиков. Научно-технический центр Т8, Россия, 107076 Москва, ул. Краснобогатёрская, 44, стр. 1, оф. 826; Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН, Россия, Московская обл., 141190 Фрязино, пл. Акад. Введенского, 1

Поступила в редакцию 30 сентября 2016 г., после доработки – 21 октября 2016 г.

* Под дисперсией на входе в N -й пролёт (накопленной дисперсией) понимается суммарная дисперсия в оптическом тракте от его начала до входа в N -й пролёт.

дить расчёты разнообразных конфигураций линий с достаточно малой погрешностью. Разработка такой методики является сложной научно-технической и экспериментальной задачей. Подходы к решению этой задачи и полученные результаты представлены в настоящей статье.

2. Феноменологическая модель линии связи

Наиболее популярной теоретической моделью для описания нелинейных искажений в когерентных системах без компенсации дисперсии является GN-модель (модель с гауссовым шумом), которая хорошо описывает экспериментальные результаты для длинных линий связи (более пяти пролётов). В рамках этой модели нелинейные искажения рассматриваются как гауссовы шумы, аддитивные с шумами спонтанной эмиссии [17–20]. Основные положения модели нелинейного шума подтверждены экспериментально и численным моделированием [21–26]. При этом предполагается, что уровень битовых ошибок в сигнале (BER) зависит только от полного шума (суммы линейных (ASE) и нелинейных (NL) шумов) и не зависит от вклада 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, воздействующий на линию связи, в GN-модели описывается выражением

$$P_{\Sigma} = P_{\text{ASE}} + P_{\text{NL}}. \quad (1)$$

Разделив обе части (1) на мощность сигнала в начале пролёта P , получим

$$\frac{1}{\text{OSNR}_{\text{BER}}} = \frac{1}{\text{OSNR}_{\text{L}}} + \frac{1}{\text{OSNR}_{\text{NL}}}. \quad (2)$$

Все значения мощности в формуле (2) должны быть приведены к началу пролёта. Величина $\text{OSNR}_{\text{BER}} = P/P_{\Sigma}$ – отношение мощности сигнала к полной мощности шума, определяющее уровень битовых ошибок в линии связи. Связь между OSNR_{BER} и BER в рассматриваемой модели является взаимно однозначной и описывается калибровочной кривой транспондера. Калибровочная кривая снимается экспериментально в конфигурации back-to-back* (при этом $P_{\text{NL}} = 0$ и $P_{\Sigma} = P_{\text{ASE}}$). Пример калибровочной кривой приведен на рис.1. Верхняя левая точка на этой кривой соответствует минимальной величине битовых ошибок в сигнале (до применения коррекции ошибок, FEC), при которой транспондер ещё способен принять сигнал. Для рассматриваемого примера она равна $\sim 1.92 \times 10^{-2}$. Такой минимальной допустимой величине BER соответствует пороговое значение OSNR_{BER} , которое называется «требуемое OSNR транспондера» и обозначается как $\text{OSNR}_{\text{ВТВ}}$ (иногда применяют обозначение OSNR_{T} или $\text{OSNR}_{\text{RВТВ}}$). Это одна из основных технических характеристик транспондера, которая всегда указывается в его спецификации.

* При этом выход и вход транспондера соединяются коротким соединительным кабелем, и нелинейные искажения сигнала отсутствуют.

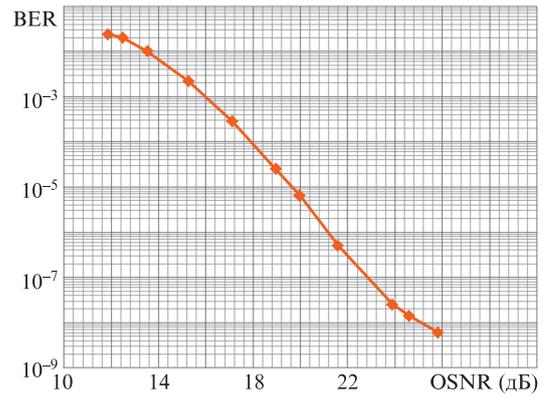


Рис.1. Пример калибровочной кривой транспондера (100 Гбит/с).

Для линий со скоростями 10, 40 и 100 Гбит/с, как правило, при достижении отношением сигнал/шум величины $\text{OSNR}_{\text{ВТВ}}$ число ошибок возрастает столь резко, что сразу происходит потеря синхронизации. Такое поведение является следствием эффективной работы алгоритмов коррекции ошибок FEC. Пока OSNR_{BER} на входе в транспондер больше $\text{OSNR}_{\text{ВТВ}}$, алгоритмы FEC успешно исправляют ошибки и уровень битовых ошибок после коррекции ошибок не превышает 10^{-12} . Когда OSNR_{BER} на входе в транспондер становится меньше $\text{OSNR}_{\text{ВТВ}}$, алгоритмы FEC перестают справляться с коррекцией ошибок в принятом сигнале, что сразу приводит к резкому росту битовых ошибок на стороне клиента и потере синхронизации.

Параметр $\text{OSNR}_{\text{L}} = P/P_{\text{ASE}}$ – отношение мощности сигнала к мощности шума спонтанной эмиссии. Величина шума усилителя (в конце пролёта) определяется формулой $h\nu B(GF - 1) \approx h\nu BGF$, где B – нормированная ширина полосы, G – коэффициент усиления усилителя, а F – шум-фактор усилителя. Приводя эту величину к началу пролёта, получаем $h\nu BAF$, где A – коэффициент затухания сигнала в пролёте. Обозначим для краткости $C \equiv h\nu BAF$, тогда

$$\frac{1}{\text{OSNR}_{\text{L}}} = \frac{C}{P}. \quad (3)$$

Величина OSNR_{L} может быть измерена экспериментально с помощью оптического анализатора спектра. В конфигурации back-to-back нелинейные искажения отсутствуют и $\text{OSNR}_{\text{BER}} = \text{OSNR}_{\text{L}}$, что позволяет снять калибровочную кривую. В реальной линии $\text{OSNR}_{\text{BER}} < \text{OSNR}_{\text{L}}$ из-за нелинейных искажений согласно (2). Разность между osnr_{L} и osnr_{BER} называют штрафом по мощности. Измеряя OSNR_{L} с помощью анализатора спектра и определяя OSNR_{BER} с использованием калибровочной кривой по уровню BER на транспондере, можно вычислить величину нелинейных искажений.

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 феноменологическому закону $P_{\text{NL}} = \eta P^3$, где η – коэффициент нелинейности. Таким образом, получаем

$$\frac{1}{\text{OSNR}_{\text{NL}}} = \eta P^2. \quad (4)$$

Условие работоспособности линии выражается неравенством

$$OSNR_{BER} > OSNR_{BTV}. \tag{5}$$

С использованием (2) условие (5) можно записать в виде

$$\frac{1}{OSNR_L} < \frac{1}{OSNR_{BTV}} - \frac{1}{OSNR_{NL}}. \tag{6}$$

Для обозначения величины в правой части формулы (6) вводят понятие «требуемое OSNR», определяемое как

$$\frac{1}{OSNR_R} \equiv \frac{1}{OSNR_{BTV}} - \frac{1}{OSNR_{NL}}. \tag{7}$$

С учетом (7) условие работоспособности линии (6) можно записать в виде

$$OSNR_L > OSNR_R. \tag{8}$$

Другими словами, $OSNR_R$ – это минимальное значение $OSNR_L$ в линии, при котором она ещё работоспособна. В конфигурации back-to-back имеем $OSNR_R = OSNR_{BTV}$. В реальной линии $OSNR_R > OSNR_{BTV}$ из-за нелинейных искажений сигнала. Зависимость $osnr_R$ от входной мощности сигнала P приведена на рис.2,а. Разность между $osnr_R$ и $osnr_{BTV}$ называется штрафом по требуемому OSNR для данной линии (nonlinear penalty, NP).

Величину $1/OSNR_R$ удобно использовать в качестве параметра линии связи, который характеризует оптическое качество сигнала. До появления когерентных систем

мерой качества сигнала обычно являлся коэффициент ошибок (BER) или Q -фактор, связанные друг с другом взаимно однозначным соответствием. Однако Q -фактор в линейном режиме прямо пропорционален мощности сигнала, что маскирует влияние нелинейных эффектов при росте мощности. Параметр $OSNR_R$ в линейном режиме не зависит от мощности сигнала, поэтому его изменение показывает влияние нелинейных эффектов в чистом виде. Благодаря этому данный параметр удобнее использовать для исследования влияния нелинейных эффектов, чем BER или Q -фактор: он более точно описывает качество самого сигнала, не замаскированное на фоне изменяющегося отношения сигнал/шум. Чем меньше $OSNR_R$, тем выше оптическое качество сигнала. При этом Q -фактор можно воспринимать как параметр, характеризующий информационное качество сигнала.

При проектировании линий связи вводят также понятие «запас по OSNR» (OSNR margin):

$$OSNR_M \equiv \frac{OSNR_L}{OSNR_R}. \tag{9}$$

С использованием $OSNR_M$ критерий работоспособности линии (8) можно записать в простом виде: $OSNR_M > 1$, или $osnr_M > 0$.

Все введённые выше величины представлены на рис.2. Логарифмические значения удобнее использовать для того, чтобы наглядно показать величину $osnr_M$, а абсолютные значения – чтобы наглядно показать величину $1/OSNR_{NL}$. Если на рис.2,б отложить по горизонтальной оси не P , а P^2 , то зависимость $1/OSNR_{NL}$ от P^2 будет выглядеть как прямая линия*, наклон которой равен коэффициенту нелинейности η .

Зависимости $OSNR_{BER}$ и $OSNR_M$ от мощности сигнала P имеют максимумы, которые достигаются при разных значениях P . Следовательно, известны два основных способа оптимизации линий (вычисления оптимальных мощностей сигнала на входе в каждый пролёт): по критерию максимизации $OSNR_{BER}$ (и соответственно минимизации BER) и по критерию максимизации $OSNR_M$ (запаса по OSNR). Второй способ позволяет строить более надёжные линии, однако при этом требуется вводить большие мощности в пролёты.

Подставляя (3) и (4) в (2), получаем

$$\frac{1}{OSNR_{BER}} = \frac{C}{P} + \eta P^2. \tag{10}$$

Легко вычислить, что максимум $OSNR_{BER}$ достигается при мощности

$$P_{BER}^{opt} = \sqrt[3]{\frac{C}{2\eta}}. \tag{11}$$

В точке оптимума по BER мощность линейного шума C в два раза больше мощности нелинейного шума ηP^3 , а штраф по мощности ($osnr_L - osnr_{BER}$) равен 1.76 дБ. Подставляя (3), (7) и (4) в (9), получаем

$$OSNR_M = \frac{C}{P} \left(\frac{1}{OSNR_{BTV}} - \eta P^2 \right). \tag{12}$$

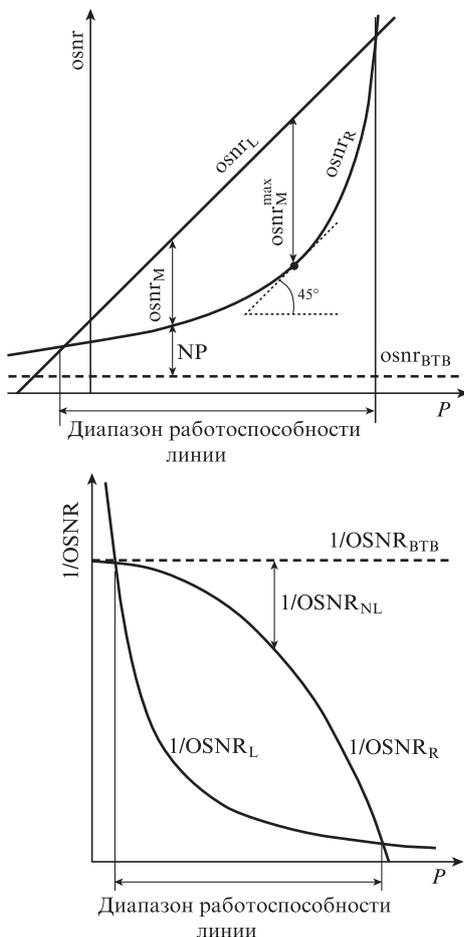


Рис.2. Основные величины, используемые для описания линии связи с учетом нелинейных искажений сигнала.

* В системах со сформировавшимся нелинейным шумом.

Легко вычислить, что максимум $OSNR_M$ достигается при мощности

$$P_M^{opt} = \sqrt{\frac{1}{3\eta OSNR_{ВТВ}}}. \quad (13)$$

В точке оптимума по $OSNR_M$ штраф по требуемому $OSNR$ ($osnr_R - osnr_{ВТВ}$) равен 1.76 дБ. Известны и другие методы оптимизации. Их преимущества и недостатки подробно рассмотрены в [27].

3. Инженерный подход к проектированию

Для того чтобы определить, будет ли работоспособна проектируемая линия связи, вычислить оптимальные мощности сигнала по разным критериям оптимизации и соответствующие им запасы по $OSNR$, необходимо знать коэффициент нелинейности линии η . Теоретически при ряде допущений он может быть рассчитан на основе характеристик волокна и параметров системы передачи [16]. В реальности для существующих линий имеется ряд отличий от теоретических допущений. При расчётах по теоретическим формулам различие между теоретическими и экспериментальными результатами оказывается настолько значительным, что эти формулы становятся практически неприменимыми.

Инженерный подход к вычислению η заключается в том, что зависимость η от различных параметров (дисперсия на входе в волокно, длина пролёта и затухание в волокне, число и расположение соседних каналов и др.) исследуется экспериментально, на основе чего строятся эмпирические формулы для этой зависимости для различных транспондеров. В дальнейшем при расчёте реальных линий применяются полученные эмпирические формулы.

Ключевым вопросом при разработке инженерной методики является выбор критерия оценки её применимости. Расчётные значения всегда отличаются от фактических, поэтому необходимо задаться критерием допустимого отклонения. В качестве критерия для оценки применимости инженерной методики нами используется разность расчётного и экспериментального значений $OSNR_R$ в точке оптимума по $OSNR_M$ (13) (рис.3).

Если значение $OSNR_R$, рассчитанное по эмпирическим формулам инженерной методики, превышает экспериментальное значение не более чем на 1 дБ, методика оценивается как практически применимая для данной конфигурации DWDM-системы. Если же рассчитанное $OSNR_R$ превышает экспериментальное значение более

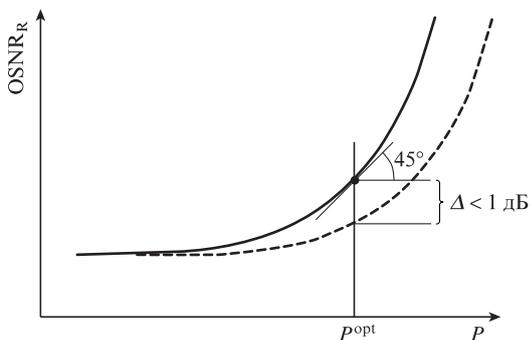


Рис.3. Критерий оценки применимости инженерной методики расчёта. Сплошная кривая – теория, штриховая – эксперимент.

чем на 1 дБ либо оказывается меньше его, методика оценивается как практически неприменимая для данной конфигурации DWDM-системы. Основная сложность разработки инженерной методики заключается в том, что критерий применимости должен выполняться для всех экспериментальных конфигураций, число которых может достигать нескольких сотен, а значение коэффициентов нелинейности для них может изменяться на три порядка и более.

В реальности для экспериментальной линии выполняется измерение не $OSNR_R$, а непосредственно η (см. ниже разд.4). Критерий применимости, описанный выше, выполняется, если отношение $\eta^{theor}/\eta^{exp} = 1-2$. Это легко получить из формул (7), (4) и (13).

Коэффициент нелинейности η для канала со скоростью 100 Гбит/с в каждом пролёте зависит от большого числа независимых параметров. К наиболее важным из них относятся:

- тип оптического блока в транспондере;
 - значение окна восстановления фазы;
 - тип волокна (SSMF, DCF и др.);
 - дисперсия на входе в пролёт;
 - длина пролёта;
 - затухание в волокне;
 - число каналов со скоростью 100 Гбит/с в исследуемой группе каналов;
 - частотный план;
- а также при наличии других воздействующих каналов:
- тип воздействующих каналов (100, 10 и 2.5 Гбит/с и др.);
 - число каналов в группе;
 - отношение мощностей воздействующих каналов к мощности канала со скоростью 100 Гбит/с;
 - защитный интервал между исследуемым каналом со скоростью 100 Гбит/с и группой воздействующих каналов.

В многопролётной линии нелинейные шумы в разных пролётах складываются не линейно, а сверхлинейно, поскольку коррелируют между собой. При этом сверхлинейное сложение выполняется по-разному для разных типов воздействующих каналов (100, 10 и 2.5 Гбит/с).

Полное описание инженерной методики расчетов выходит за рамки настоящей работы. Для иллюстрации рассмотрим два примера: зависимость η в пролёте линии от дисперсии на входе в пролёт и вычисление η в многопролётной линии с произвольными значениями дисперсий на входе в пролёты.

Зависимость η в одном пролёте от дисперсии на входе в пролёт исследована нами путём численного моделирования и экспериментально [8, 9]. Показано, что в однопролётной линии коэффициент нелинейности достигает минимального значения при дисперсии на входе в пролёт $d \approx -180$ пс/нм (100 км SSMF, канал со скоростью 100 Гбит/с). При увеличении d до 2 нс/нм и выше или уменьшении до -2 пс/нм и ниже коэффициент нелинейности выходит на постоянное значение и дальше уже практически не зависит от изменения дисперсии на входе в пролёт (рис.4).

Зависимость η от d для одного пролёта может быть аппроксимирована выражением

$$\eta(d) = \eta_0 \left[1 - \exp\left(-\mu - \left|\frac{d-d_0}{\rho d_0}\right|^{3/2}\right)\right]. \quad (14)$$

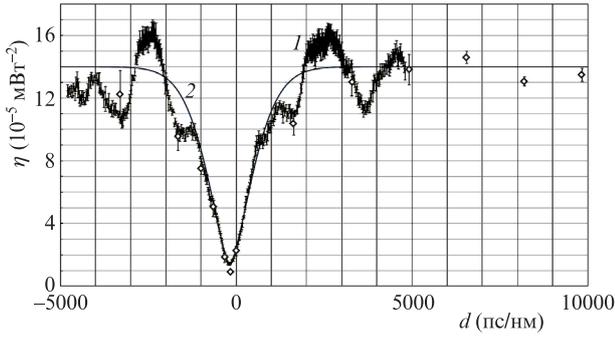


Рис.4. Зависимости коэффициента нелинейности η в одном пролёте от дисперсии на входе в пролёт d (100 км SSMF): численное моделирование (точки), эксперимент (1) и аппроксимация (2).

Здесь $\eta_0 = 14 \times 10^{-5} \text{ мВт}^{-2}$ – фундаментальный коэффициент нелинейности, соответствующий коэффициенту нелинейности одного канала в одном пролёте при большой дисперсии на входе в пролёт; коэффициенты $\mu = 0.1, \rho = 5$ и $d_0 = -180 \text{ пс/нм}$. Формула (14) используется в инженерной методике для расчёта коэффициента нелинейности в пролёте в зависимости от дисперсии на входе в пролёт. Значения фундаментальных коэффициентов для разных типов транспондеров и волокон вычисляются экспериментально.

В многопролётной линии без компенсации дисперсии накопление нелинейного шума происходит не линейно, а сверхлинейно ($\propto N^{1+\epsilon}$, где N – число пролётов), что показано в ряде недавних работ [1, 2, 21]. В нашей инженерной методике для когерентных линий со скоростью 100 Гбит/с принимается, что $\epsilon \approx 0.2$.

На практике достаточно часто встречаются линии с частичной компенсацией дисперсии, например при добавлении канала со скоростью 100 Гбит/с в существующую DWDM-систему с каналами со скоростью 10 Гбит/с. Поэтому актуальна разработка методики расчёта, позволяющей вычислить η в многопролётной линии с произвольными значениями дисперсии на входе в различные пролёты. Попытка построения такой методики была предпринята в недавней работе [9]. Для этого в среде численного моделирования OptSim были рассчитаны многопролётные линии с разным числом пролётов, в которых после каждого пролёта происходит пере- или недокомпенсация дисперсии на равную величину. Зависимости коэффициентов нелинейности для этих линий от добавочной дисперсии в каждом пролёте имеют характерную S-образную форму. Результаты моделирования для восьмипролётной линии показаны на рис.5. Такая S-образная форма зависимости не может быть удовлетворительно объяснена ни с использованием модели линейного сложения шумов:

$$\frac{1}{\text{OSNR}_{\text{NL}}} = \sum_i \frac{1}{\text{OSNR}_{\text{NL}i}},$$

ни с помощью модели суперлинейного сложения шумов:

$$\frac{1}{\text{OSNR}_{\text{NL}}} = \left[\sum_i \left(\frac{1}{\text{OSNR}_{\text{NL}i}} \right)^{1/(1+\epsilon)} \right]^{1+\epsilon}.$$

На рис.5 для суперлинейной модели используется коэффициент $\epsilon = 0.81$, вычисленный на основе экспериментальных данных для линий с полной компенсацией дисперсии. Видно, что модель суперлинейного сложения при-

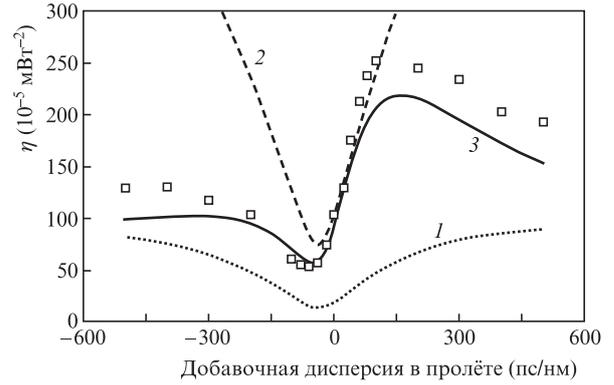


Рис.5. Зависимости коэффициента нелинейности для восьмипролётной линии от добавочной дисперсии в каждом пролёте (канал со скоростью 100 Гбит/с): численное моделирование (точки), линейная (1), суперлинейная (2) и корреляционная (3) модели.

менима только при условии полной компенсации дисперсии или небольшой недокомпенсации (до 100 пс/нм).

Для корректного описания накопления нелинейных шумов в линиях с произвольным распределением накопленных дисперсий на входах в разные пролёты нами была предложена корреляционная модель:

$$\frac{1}{\text{OSNR}_{\text{NL}}} = \sum_i \frac{1}{\text{OSNR}_{\text{NL}i}} + 2 \sum_{j>i} \sigma_{ij} \sqrt{\frac{1}{\text{OSNR}_{\text{NL}i}} \frac{1}{\text{OSNR}_{\text{NL}j}}}. \quad (15)$$

Если мощности на входах во все пролёты одинаковы, то формула (15) приобретает вид

$$\eta = \sum_i \eta_i + 2 \sum_{i<j} \sigma_{ij} \sqrt{\eta_i \eta_j}, \quad (16)$$

где коэффициент σ_{ij} – коррелятор шумов i -го и j -го пролётов. Предположим, что σ_{ij} зависит только от значений накопленной дисперсии $d_{i,j}$ на входе в i -й и j -й пролёты ($i < j$) и не зависит от самих номеров i и j :

$$\sigma_{ij} = \sigma(d_i, d_j). \quad (17)$$

В таком случае мы можем исследовать путём численного моделирования и экспериментально корреляционную функцию для двухпролётной линии, а затем использовать эти результаты для вычисления коэффициентов нелинейности в произвольной многопролётной линии с любым числом пролётов. Например, для двухпролётной линии $\eta = \eta_1 + \eta_2 + 2\sigma\sqrt{\eta_1\eta_2}$, для трёхпролётной линии $\eta = \eta_1 + \eta_2 + \eta_3 + 2\sigma\sqrt{\eta_1\eta_2} + 2\sigma\sqrt{\eta_1\eta_3} + 2\sigma\sqrt{\eta_2\eta_3}$ и так далее. Для двухпролётной линии σ может быть вычислена на основе данных численного моделирования или экспериментальных результатов по следующей формуле:

$$\sigma = \frac{\eta - \eta_1 - \eta_2}{2\sqrt{\eta_1\eta_2}}. \quad (18)$$

Двухпролётная линия была смоделирована в среде OptSim. Результаты моделирования σ как функции d_1 и d_2 приведены на рис.6.

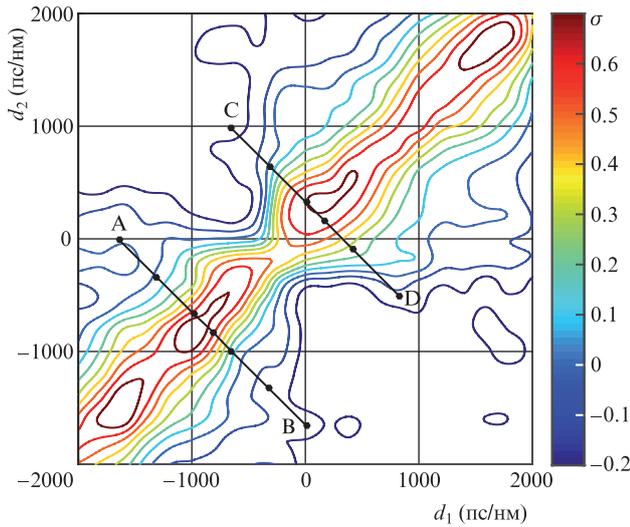


Рис.6. Численное моделирование корреляционной функции (в среде OptSim); АВ и CD – сечения, промеренные экспериментально [9]. Цветной вариант рис.6 помещён на сайте нашего журнала <http://www.quantum-electron.ru>.

Корреляционная функция, полученная в результате симуляции, может быть аппроксимирована формулой

$$\sigma = a_1 \exp\left[-\left(\frac{d_1 - d_2 + a_2}{a_3}\right)^2\right], \quad (19)$$

где коэффициенты $a_1 = 0.6$, $a_2 = 150$ пс/нм, $a_3 = 500$ пс/нм.

Трёхмерная поверхность корреляционной функции, полученной в результате численного моделирования, и её аппроксимация формулой (19), показаны на рис.7. Построенная корреляционная модель (формулы (16) и (19)) позволяет корректно описать результаты симуляции многопролётных линий (рис.5). Подробный анализ корреляционной модели и её экспериментальное обоснование приведены в [9].

4. Экспериментальное измерение коэффициента нелинейности

Схема экспериментальной установки для измерения коэффициента нелинейности η приведена на рис.8. Оптический анализатор спектра (OSA) используется для измерения $OSNR_L$, уровень битовых ошибок до применения коррекции ошибок (назовем эту величину BER_{preFEC}) измеряется транспондером. Кроме исследуемого канала со скоростью 100 Гбит/с могут добавляться также соседние каналы со скоростями 2.5, 10 и 100 Гбит/с. В конце линии используется перестраиваемый модуль компенсации дисперсии (tunable dispersion compensator module, TDCM) Teraxion для подстройки дисперсии на входе в транспондер к оптимальному значению (~ 700 пс/нм), а также оптический усилитель EDFA для подстройки мощности сигнала на входе в транспондер к оптимальному значению, известному из предыдущих экспериментов ($-10 \div -15$ дБм). Второй демультиплексор (DEMUX) в конце линии применяется для того, чтобы «обрезать» широкополосный ASE-шум и снизить полную мощность на входе в

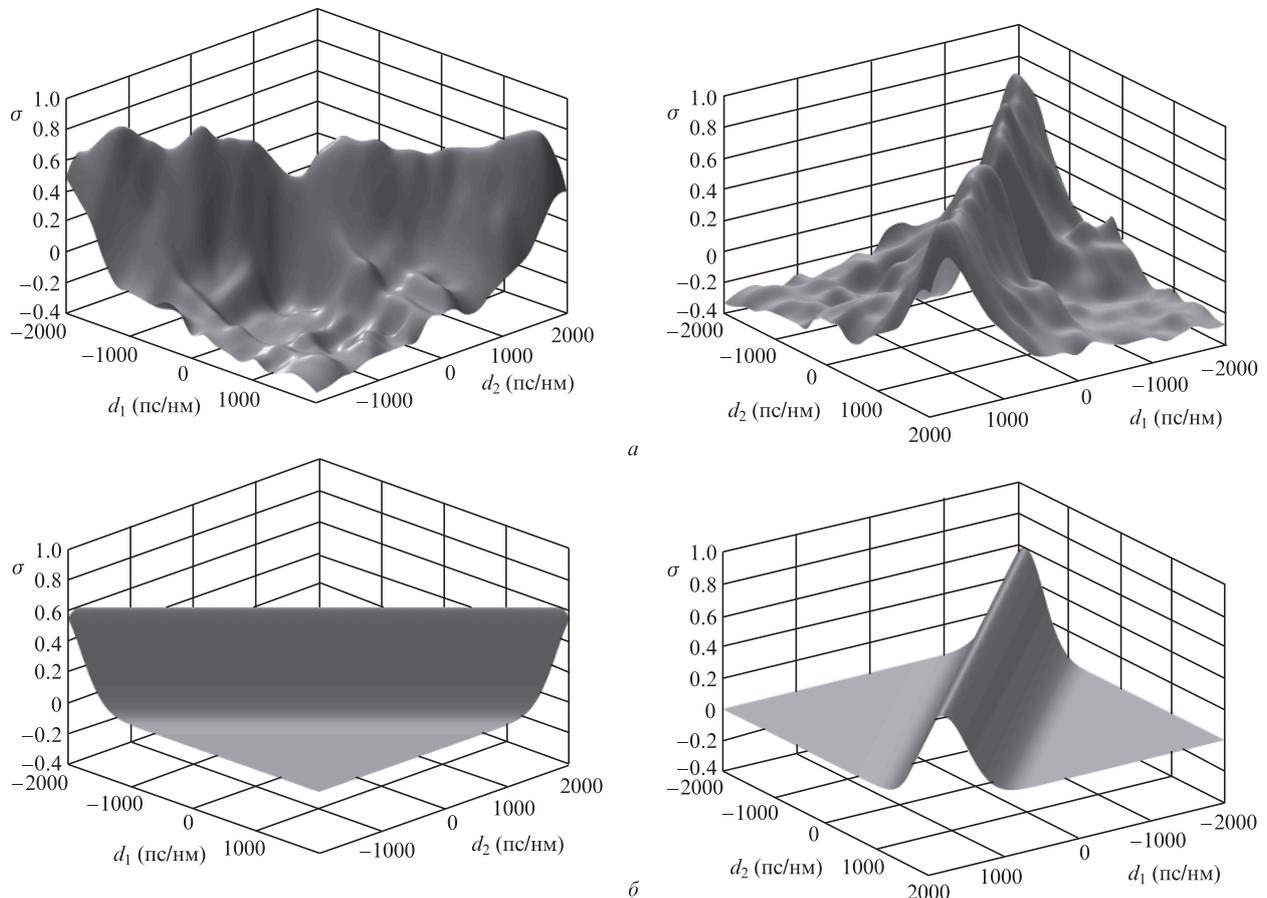


Рис.7. Трёхмерная поверхность корреляционной функции в разных ракурсах: моделирование в среде OptSim (а) и простая аппроксимация корреляционной функции (б).

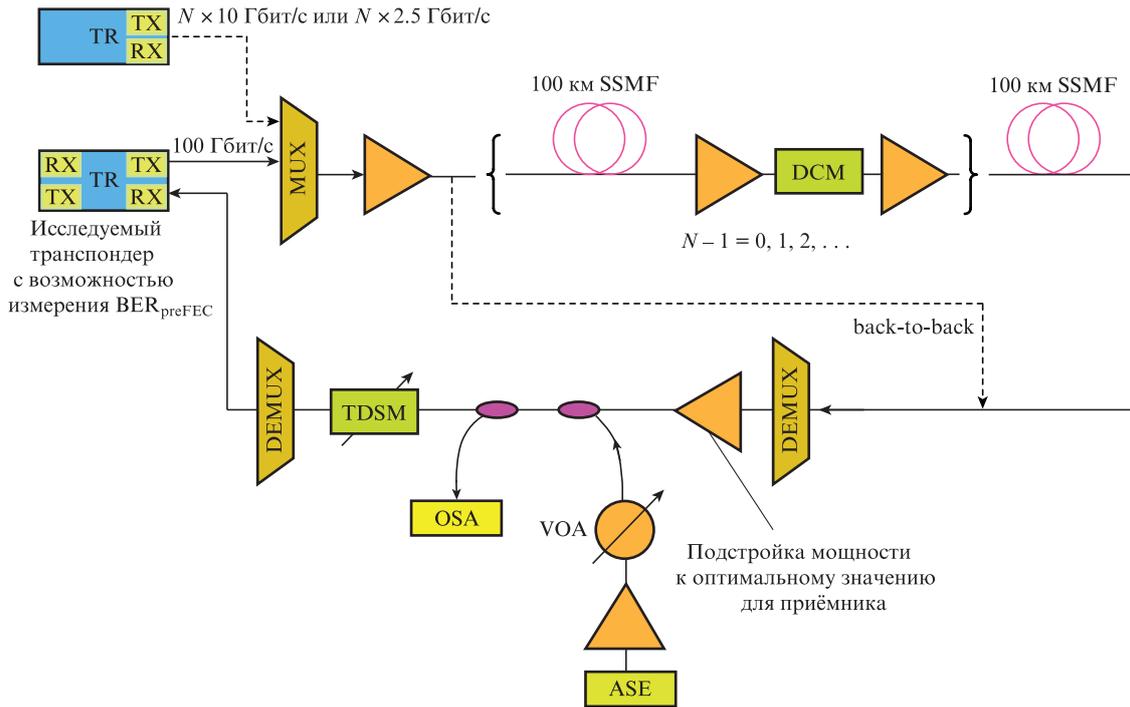


Рис.8. Схема экспериментальной установки (N – число пролётов).

приёмник до приемлемого уровня. Для снятия калибровочной кривой в схеме back-to-back используется источник широкополосного ASE-шума, подмешиваемого в линию через переменный оптический attenuator VOA.

Методика измерения коэффициента нелинейности заключается в следующем.

1. Снимается зависимость BER_{preFEC} от отношения сигнал/шум $OSNR_{BER}$ в конфигурации back-to-back. По этим данным строится калибровочная кривая транспондера: зависимость $OSNR_{BER}$ (в дБ) от $lgBER_{preFEC}$. Экспериментальные точки аппроксимируются полиномом третьей степени. Для каждого транспондера и каждого окна восстановления фазы калибровочная кривая индивидуальна.

2. Снимается зависимость $OSNR_L$ на входе в транспондер от входной мощности P .

3. С помощью транспондера снимается зависимость BER_{preFEC} от входной мощности P . Рабочий диапазон по BER_{preFEC} лежит в пределах $10^{-5} - 10^{-3}$, следовательно диапазон изменения входной мощности подбирается таким, чтобы значения BER_{preFEC} находились в рабочем диапазоне.

4. С помощью калибровочной кривой значения BER_{preFEC} пересчитываются в значения $OSNR_{BER}$.

5. С использованием известной зависимости $OSNR_L$ от P (см. п.2) по значениям $OSNR_{BER}$ вычисляются значения $OSNR_{NL}$ из формулы (2).

6. Строится зависимость $1/OSNR_{NL}$ от P^2 . Точки аппроксимируются прямой, наклон которой и представляет собой коэффициент нелинейности η .

Пример вычисления коэффициента нелинейности по экспериментальным данным для пятипролётной линии со сформировавшимся нелинейным шумом приведен на рис.9.

Типичная сложность при интерпретации результатов эксперимента состоит в том, что в первых нескольких пролётах нелинейный шум ещё не сформировался и само понятие η является условным. Пример вычисления коэф-

фициента нелинейности по экспериментальным данным для однопролётной линии с несформировавшимся нелинейным шумом приведен на рис.10. Коэффициент нелинейности (наклон аппроксимирующей прямой) получен с помощью линейной аппроксимации методом наименьших квадратов при условии прохождения прямой через начало координат.

Из рис.9 видно, что для многопролётной линии GN-модель с хорошей точностью описывает экспериментальные результаты: нелинейность, измеренная экспериментально, может трактоваться как шум, и $1/OSNR_{NL} = \eta P^2$. Из рис.10 видно, что для однопролётной линии GN-модель не вполне точно описывает экспериментальные результаты и может применяться лишь с оговорками: нелинейность, измеренная экспериментально, отклоняется от теоретического закона $1/OSNR_{NL} = \eta P^2$. Это и не удивительно, поскольку GN-модель изначально создавалась в приближении большого числа каналов с найквистовской (прямоугольной) формой спектра в многопролётной линии.

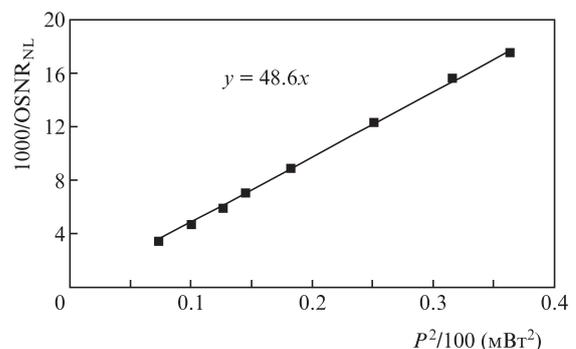


Рис.9. Вычисление коэффициента нелинейности (транспондер Asacia CFP, окно восстановления фазы $W = 48$, пять пролётов по 100 км SSMF, один канал со скоростью 100 Гбит/с); $\eta = 48.6 \times 10^{-5}$ мВт⁻².

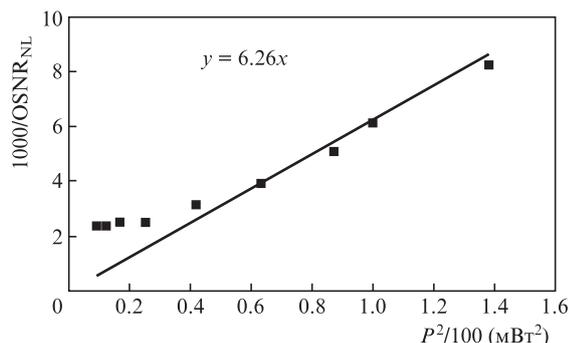


Рис.10. Вычисление коэффициента нелинейности (транспондер Asacia CFP, окно восстановления фазы $W = 12$, один пролёт 100 км SSMF, один канал со скоростью 100 Гбит/с и пять каналов со скоростью 10 Гбит/с с защитным интервалом 200 ГГц); $\eta = 6.26 \times 10^{-5}$ мВт⁻².

5. Заключение

Как отмечалось выше, верификация инженерной методики расчёта заключается в её применении для расчёта экспериментальных конфигураций линий связи и сравнения полученных расчётных значений с измеренными экспериментально. Для удобства проверки и уточнения методики все экспериментальные конфигурации и измеренные для них коэффициенты нелинейности собраны в единой базе данных (файл Excel), а методика расчёта реализована в файле MATLAB. При выполнении макроса MATLAB рассчитываются значения коэффициентов нелинейности для всех конфигураций, указанных в файле Excel, которые записываются обратно в этот файл в отдельный столбец. Таким способом осуществляется оценка применимости методики: все измеренные значения сравниваются с расчётными и автоматически вычисляется диапазон отклонений.

На данный момент в нашей базе данных представлено более ста экспериментальных конфигураций. Измеренные значения коэффициента нелинейности для них находятся в диапазоне $0.8 \times 10^{-5} - 933.82 \times 10^{-5}$ мВт⁻². Отклонения расчётных значений $OSNR_R$ от измеренных для всех экспериментальных конфигураций находятся в требуемом диапазоне (рис.3): они составляют 0.12–0.76 дБ. Таким образом, можно сделать вывод, что предложенная инженерная методика расчёта может успешно применяться на практике.

1. Гуркин Н.В., Капин Ю.А., Наний О.Е., Новиков А.Г., Павлов В.Н., Плаксин С.О., Плоцкий А.Ю., Трещиков В.Н. *Квантовая электроника*, **43**, 546 (2013).

2. Pilipetskii A. *Proc. Optical Fiber Communications Conf. (OFC'15)* (Los Angeles, Cal., USA, 2015, paper W3G.5).
3. Gainov V.V., Gurkin N.V., Lukinich S.N., Makovejs S., Akopov S.G., Ten S.Y., Nanii O.E., Treshchikov V.N., Sleptsov M.A. *Opt. Express*, **22**, 22308 (2014).
4. Gainov V.V., Gurkin N.V., Lukinich S.N., Akopov S.G., Makovejs S., Ten S.Y., Nanii O.E., Treshchikov V.N. *Laser Phys. Lett.*, **10**, 075107 (2013).
5. Reis J.D. (Ed.) *400G White Paper. Technology Options for 400G Implementation (OIF-Tech-Options-400G-01.0)* (Fremont, Cal., USA, 2015).
6. Bayvel P., Behrens C., Millar D.S., in *Optical Fiber Telecommunications VI B: Systems and Networks* (New York: Acad. Press, 2013, pp 221–288).
7. Vacondio F., Rival O., Simonneau C., Grellier E., Bononi A., Lorcy L., Antona J.-C., Bigo S. *Opt. Express*, **20** (2), 1022 (2012).
8. Konyshev V.A., Leonov A.V., Nanii O.E., Novikov A.G., Treshchikov V.N., Ubaydullaev R.R. *Opt. Commun.*, **349**, 19 (2015).
9. Konyshev V.A., Leonov A.V., Nanii O.E., Novikov A.G., Treshchikov V.N., Ubaydullaev R.R. *Opt. Commun.*, **381**, 352 (2016).
10. Antona J.-C. et al. *Proc. Optical Fiber Communications Conf. (OFC'02)* (Anaheim, Cal., USA, 2002, paper WX5).
11. Antona J.-C. et al. *Proc. ECOC'06* (Cannes, France, 2006, We.3, p.41).
12. Antona J.-C. et al. *Proc. Optical Fiber Communications Conf. (OFC'08)* (San Diego, Cal., USA, 2008, paper JThA48).
13. Antona J.-C., Bigo S. *Comptes Rendus Physique*, **9**, 963 (2008).
14. Redyuk A.A., Nanii O.E., Treshchikov V.N., Mikhailov V., Fedoruk M.P. *Laser Phys. Lett.*, **12**, 025101 (2015).
15. Юшко О.В., Наний О.Е., Редюк А.А., Трещиков В.Н., Федорук М.П. *Квантовая электроника*, **45** (1), 75 (2015).
16. Poggiolini P., Bosco G., Carena A., Curri V., Jiang Y., Forghieri F. *J. Lightwave Technol.*, **32**, 694 (2014).
17. Splett A., Kurzke C., Petermann K. *Proc. ECOC* (Montreaux, Switzerland, 1993, vol. 2, pp 41–44).
18. Poggiolini P., Carena A., Curri V., Bosco G., Forghieri F. *IEEE Photonics Technol. Lett.*, **23**, 742 (2011).
19. Carena A., Curri V., Bosco G., Poggiolini P., Forghieri F. *J. Lightwave Technol.*, **30** (10), 1524 (2012).
20. Poggiolini P. *J. Lightwave Technol.*, **30** (24), 3857 (2012).
21. Гуркин Н.В., Наний О.Е., Новиков А.Г., Плаксин С.О., Трещиков В.Н., Ubaydullaev R.P. *Квантовая электроника*, **43** (6), 550 (2013).
22. Konyshev V.A., Leonov A.V., Nanii O.E., Novikov A.G., Treshchikov V.N., Ubaydullaev R.R. *Opt. Commun.*, **349**, 19 (2015).
23. Гуркин Н.В., Конышев В.А., Наний О.Е., Новиков А.Г., Трещиков В.Н., Ubaydullaev R.P. *Квантовая электроника*, **45** (1), 69 (2015).
24. Gurkin N.V., Mikhailov V., Nanii O.E., Novikov A.G., Treshchikov V.N., Ubaydullaev R.R. *Laser Phys. Lett.*, **11**, 095103 (2014).
25. Nespola A., Huchard M., Bosco G., Carena A., Jiang Y., Poggiolini P., Forghieri F. *Proc. Optical Fiber Communications Conf. (OFC'15)* (Los Angeles, Cal., USA, 2015, paper Th4D.2).
26. Redyuk A.A., Nanii O.E., Treshchikov V.N., Mikhailov V., Fedoruk M.P. *Laser Phys. Lett.*, **12**, 025101 (2015).
27. Konyshev V.A., Leonov A.V., Nanii O.E., Treshchikov V.N., Ubaydullaev R.R. *Opt. Commun.*, **355**, 279 (2015).