

Подавление нелинейных искажений в высокоскоростной многоканальной линии связи с переменной квадратичной компенсацией дисперсии

Е.Г.Шапиро, Д.А.Шапиро

Выполнено численное моделирование распространения коротких (25 пс) импульсов 8QAM-формата для двух поляризаций в девятиканальной линии связи с частотной полосой 80 ГГц. Показано, что использование импульсов с большим чирпом и компенсаторов различной величины дисперсии приводит к эффективному подавлению нелинейных искажений и существенно улучшает качество сигнала в многоканальной линии связи благодаря быстрому уширению импульсов.

Ключевые слова: волоконно-оптические линии связи, математическое моделирование, нелинейное уравнение Шредингера, спектральное уплотнение каналов, чирп.

1. Введение

Необходимость постоянного увеличения пропускной способности волоконных линий примерно на 40% в год стимулировала разработку новых технологий оптической связи [1, 2]. Среди них можно выделить спектральное уплотнение каналов [3], когерентное детектирование [4], электронную компенсацию накопленной дисперсии [5]. Спектральное уплотнение позволяет передавать данные параллельно на разных длинах волн, тем самым увеличивая пропускную способность канала на два порядка. Когерентное детектирование представляет собой способ измерения комплексной амплитуды, благодаря которому можно организовать фазовое и амплитудное переключение совместно с мультиплексированием поляризации и передавать в одном импульсе несколько битов с помощью специальных спектрально-эффективных форматов модуляции [6].

При передаче сигнал подвергается искажениям в основном из-за шума усилителей и керровской нелинейности. Керровская нелинейность приводит к целому ряду эффектов: межканальному взаимодействию, изменению формы импульсов за счет соседних битов в одном канале (паттерн-эффект), взаимодействию сигнала с усиленными шумами и т. п. Каждый нелинейный эффект увеличивает вероятность ошибочного распознавания сигнала. Например, внутриканальная кросс-модуляция вызывает джиттер и даже появление импульсов-призраков, наблюдаемых в эксперименте [7]. Важной задачей является разработка методов подавления нелинейности за счет дисперсионного расплывания импульсов. Хроматическую и поляризационную дисперсию можно скомпенсировать на приемном конце линии с помощью когерентного приема и цифровой обработки без использования промежуточных компенсаторов, а нелинейные эффекты заметно

уменьшаются в силу малой амплитуды расплывшихся импульсов [8, 9].

В то же время дисперсионное расплывание происходит достаточно медленно, поэтому возникло предложение придать импульсам на передатчике большой чирп, а на приемном конце скомпенсировать его при одноканальной передаче [10]. Тогда при распространении сигнала его амплитуда будет невелика, а следовательно, нелинейные шумы уменьшатся. В работе [11] предлагалось дополнительно к чирпу использовать переменную компенсацию дисперсии, т. е. разные компенсаторы на различных участках линии. Было показано, что нелинейные искажения в одном канале уменьшаются. Вместе с тем импульс с большим чирпом имеет широкий спектр, и его энергия может уходить в соседние каналы. Поэтому вопрос о чирпированных импульсах в линии связи со спектральным уплотнением каналов оставался открытым.

В настоящей работе рассмотрено распространение оптических импульсов в девяти каналах с частотной полосой 80 ГГц каждый. Мы численно моделировали распространение гауссовых импульсов с битовым интервалом 25 пс в рамках связанных нелинейных уравнений Шредингера [12–14] для двух поляризаций. Дополнительно для уменьшения керровской нелинейности в расчетах были использованы переменные компенсаторы дисперсии, обеспечивающие квадратичный рост величины компенсации в линии от участка к участку. В результате практически вся накопленная дисперсия была скомпенсирована в конце линии. Показано, что использование большого чирпа одновременно с переменной компенсацией дисперсии существенно улучшает качество сигнала в многоканальной системе.

В работе также показано, что пиковая мощность гауссовых импульсов, пропущенных через оптический фильтр, убывает тем быстрее, чем больше величина чирпа. Под пиковой мощностью импульса мы понимаем максимальное значение мощности. Таким образом, пиковая мощность достигается в середине битовых интервалов для каждой отдельной последовательности гауссовых импульсов. Пиковая мощность является причиной фазовых искажений, поэтому ее резкий спад уменьшает нелинейный шум.

Е.Г.Шапиро, Д.А.Шапиро. Институт автоматики и электрометрии СО РАН, Россия, 630090 Новосибирск, просп. Акад. Коптюга, 1; e-mail: shapiro@iae.nsk.su

Поступила в редакцию 20 апреля 2021 г., после доработки – 9 мая 2021 г.

2. Пиковая мощность

Гауссов импульс $a(t) = \exp[-t^2/(2T_0^2)]$, где T_0 – параметр ширины импульса, после прохождения прямоугольного фильтра шириной L и последующего chirпирования задается формулой

$$a(t) = \exp\left(\frac{iC}{2T_0^2}t^2\right)\frac{T_0}{\sqrt{2\pi}}\int_{-L/2}^{L/2}\exp\left(-\frac{1}{2}T_0^2k^2 + ikt\right)dk$$

$$= \frac{1}{2}\exp\left(-\frac{1-iC}{2T_0^2}t^2\right)\left\{\operatorname{erf}\left[\frac{T_0}{\sqrt{2}}\left(\frac{L}{2} - i\frac{t}{T_0}\right)\right] + \text{с.с.}\right\}.$$

Фильтрация изменяет форму импульса, особенно для небольших значений параметра ширины T_0 .

Сначала получим приближение для функции ошибок, используя разложение в ряд Тэйлора и формулу

$$\frac{d^{n+1}\operatorname{erf}(x)}{dx^{n+1}} = (-1)^n \frac{2}{\sqrt{\pi}} H_n(x) \exp(-x^2),$$

где $H_n(x)$ – полином Эрмита [15]. Положим $x = T_0L/(2\sqrt{2})$, приращение $\Delta x = -it/(\sqrt{2}T_0)$, тогда в окрестности $t = 0$ разложение $a(t)$ до четвертого порядка малости принимает вид

$$a(t) \approx \frac{1}{2}\exp\left(-\frac{1-iC}{2T_0^2}t^2\right)\left\{\operatorname{erf}\left(\frac{T_0L}{2\sqrt{2}}\right) + \frac{\exp(-T_0^2L^2/8)L}{2\sqrt{2\pi}T_0}\right.$$

$$\left.\times\left[t^2 - \frac{1}{12}\left(\frac{T_0^2L^2}{4} - 3\right)\frac{t^4}{T_0^2}\right]\right\}. \quad (1)$$

Форма импульса $A(z, t)$ с граничным условием $A(0, t) = a(t)$ при распространении по волокну определяется уравнением

$$i\frac{\partial A}{\partial z} = \frac{\beta_2}{2}\frac{\partial^2 A}{\partial t^2}, \quad (2)$$

где β_2 – параметр дисперсионного эффекта; t – время; z – расстояние (нелинейностью мы пренебрегаем).

Обозначим $\tilde{D} = -\beta_2/2$, тогда решение уравнения (2) определяется как

$$A(z, t) = \int_{-\infty}^{\infty} A_k(z) \exp(ikt) \frac{dk}{2\pi}, \quad A_k(z) = A_k(0) \exp(-i\tilde{D}k^2z),$$

$$A_k(0) = \int_{-\infty}^{\infty} A(0, t) \exp(-ikt) dt.$$

При уширении оптического импульса уменьшается пиковая мощность при $t = 0$. С учетом разложения (1) динамика пиковой мощности импульса в линейной среде задается формулой

$$A(0, z) = \operatorname{erf}\left(\frac{T_0L}{2\sqrt{2}}\right)\frac{1}{\lambda} + \frac{\exp(-T_0^2L^2/8)T_0L}{2\sqrt{2\pi}(1-iC)}\left(\frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda^3}\right)$$

$$- \frac{\exp(-T_0^2L^2/8)T_0L}{8\sqrt{2\pi}(1-iC)^2}\left(\frac{T_0^2L^2}{4} - 3\right)\left(\frac{1}{\lambda} - \frac{2}{\lambda^3} + \frac{1}{\lambda^5}\right), \quad (3)$$

$$\lambda = \sqrt{1 + \frac{2i(1-iC)\tilde{D}z}{T_0^2}}.$$

Фазовые искажения сигнала обусловлены керровской нелинейностью, и они тем больше, чем больше пиковая

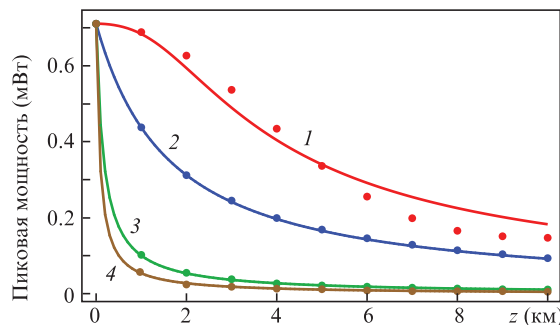


Рис.1. Зависимости пиковой мощности $|A(0, z)|^2$ от расстояния z для $C = 0$ (1), 1 (2), 10 (3) и 20 (4) (точки соответствуют численному расчету с учетом керровской нелинейности). Кривые построены по приближенной формуле (3).

мощность импульсов. В случае распространения идеального гауссова импульса $F(t, 0) = \exp[-(1-iC)t^2/(2T_0^2)]$, $L \rightarrow \infty$ в линейной среде производная $\partial|F(0, z)|^2/\partial z \sim -C$, т.е. пиковая мощность убывает с ростом z тем быстрее, чем больше chirп C . Использование фильтров, разделяющих каналы, изменяет форму импульсов. Эти изменения тем заметнее, чем меньше параметр T_0 . Уменьшение пиковой мощности импульса при конечной величине L также происходит тем быстрее, чем больше параметр C . Это можно показать прямым дифференцированием $|A(0, z)|^2$, используя разложение (3).

На рис.1 приведены зависимости $|A(0, z)|^2$ от расстояния z согласно формуле (3) для $C = 0, 1, 10$ и 20 , $L = 80$ ГГц. Видно, что пиковая мощность резко уменьшается при больших значениях C . Поэтому для импульсов с большим chirпом вместо нелинейного уравнения Шредингера можно использовать приближенное уравнение (2). Для сравнения точками обозначены те же зависимости, рассчитанные в рамках нелинейного уравнения Шредингера с нулевым затуханием. С увеличением chirпа отклонение практически пропадает и кривые хорошо согласуются с численным расчетом. Пиковая мощность монотонно убывает с ростом расстояния.

При распространении последовательности гауссовых импульсов с большим chirпом соседние биты начинают перекрываться и каждый отдельный бит распространяется в нескольких битовых интервалах. Уширенные импульсы менее подвержены нелинейным искажениям. Режим распространения без больших пиковых мощностей наступает тем быстрее, чем больше параметр C . Таким образом, использование большого chirпа вызывает резкое уменьшение пиковой мощности импульсов и тем самым подавляет искажения, обусловленные нелинейностью. Ниже приведены результаты численного моделирования распространения сигнала формата 8QAM в девяти каналах линии связи длиной 1500 км только для поляризации A_x , т.к. результаты для A_x и A_y совпадают. Графики относятся к центральному каналу.

3. Численное моделирование

Линия связи состояла из 15 периодических секций вида

$$\text{SMF (100 км) + EDFA + DC}(i),$$

где SMF – стандартное одномодовое волокно; EDFA – волоконные эрбиевые усилители; DC(i) – компенсатор дисперсии с номером i . Обозначим величину дисперсии,

которую компенсирует устройство $DC(i)$, как d_i . Параметры SMF-волокна, используемые в расчетах, приведены ниже.

Затухание на $\lambda = 1550$ нм (дБ/км)	0.2
Эффективная площадь (мкм ²)80
Хроматическая дисперсия (пс·нм ⁻¹ ·км ⁻¹)17
Дисперсионный наклон (пс·нм ⁻² ·км ⁻¹)0.07
Нелинейный показатель преломления (м ² /Вт)	2.7×10^{-20}

В настоящей работе мы использовали переменную компенсацию дисперсии, т.е. устройства с разной величиной компенсации. Этот способ удаления дисперсионных искажений предложен в работе [11], где было выполнено моделирование распространения импульсов в линии связи с устройствами, величины компенсации которых образуют арифметическую прогрессию, а средняя дисперсия линии при этом равна нулю. Переменная компенсация дисперсии уменьшает нелинейные искажения, поскольку оптические импульсы восстанавливают форму только в конце линии связи.

Накопленная дисперсия от 15 участков SMF-волокна составила 25500 пс/нм. В нашем случае величины компенсации дисперсии d_i растут квадратично и суммарная компенсация равна соответственно 25500 пс/нм. Мы разместили первый компенсатор после 5-й секции, т.е. $d_{1-4} = 0$. Для других d_i приняты следующие значения: $d_5 = 628$ пс/нм, $d_6 = 904.4$ пс/нм, $d_7 = 1231$ пс/нм, $d_8 = 1608$ пс/нм, $d_9 = 2035$ пс/нм, $d_{10} = 2512$ пс/нм, $d_{11} =$

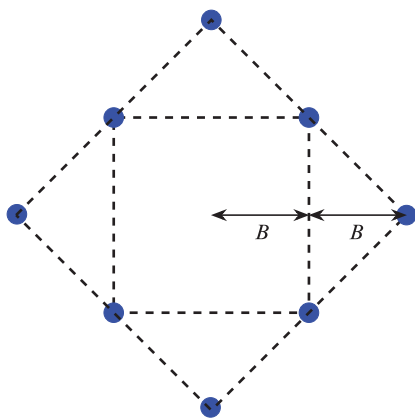


Рис.2. Схематическое изображение 8QAM-формата в плоскости комплексной амплитуды. Точками обозначены значения амплитуды (A_x или A_y) для разных битовых последовательностей.

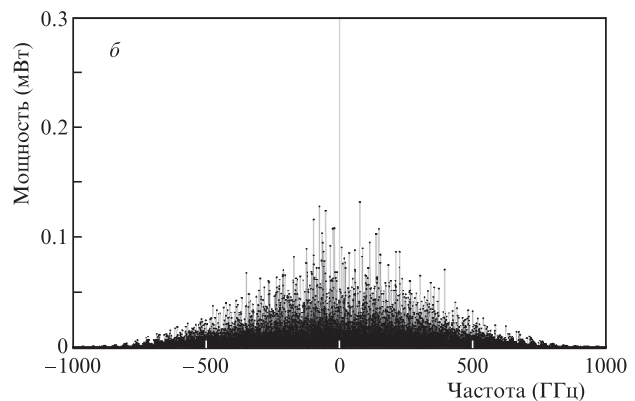
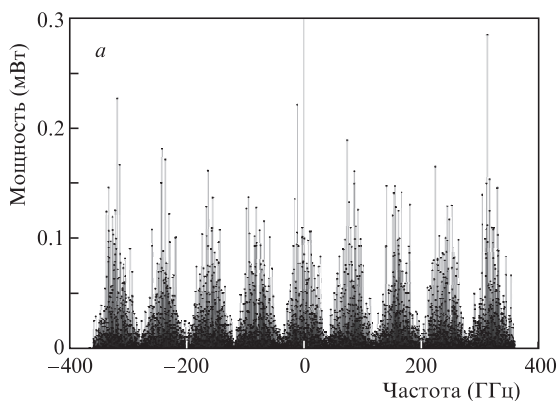


Рис.3. Спектр мощности входного (а) и выходного сигнала ($C = 10$) (б).

3040 пс/нм, $d_{12} = 3617$ пс/нм, $d_{13} = 4246$ пс/нм, $d_{14} = 4924$ пс/нм, $d_{15} = 754$ пс/нм.

Предполагалось, что периодическую компенсацию дисперсии выполняют современные устройства с малым затуханием сигнала на основе брэгговских решеток [16, 17]. Для описания шума точечных эрбиевых усилителей (ASE) была использована модель белого гауссова шума. Искажения, вызванные поляризационной модовой дисперсией, нами не учитывались.

Сигнал передавался в девяти каналах со спектральным расстоянием 80 ГГц. Перед объединением каналов оптические импульсы проходили через прямоугольный фильтр шириной 80 ГГц, чтобы избежать искажений от кодовых последовательностей соседних каналов. После объединения каналов перед входом в линию выполнялось chirпирование сигнала, что математически означает умножение битового интервала с номером n на величину $\exp[iC(t - nT)^2/(2T_0^2)]$.

Нами рассмотрена передача информации, которая кодируется восемью фазово-амплитудными уровнями гауссовых импульсов для поляризаций A_x и A_y . На рис.2 показана схема модуляции для формата 8QAM в плоскости комплексной амплитуды сигнала одной поляризации.

Гауссовы импульсы до фильтра задавались формулами

$$A_x(t) = \sum_n a_{x_n}(t - nT), \quad A_y(t) = \sum_n a_{y_n}(t - nT),$$

$$a_{x_n}(\tau) = X_n \xi_{x_n} \exp\left(-\frac{\tau^2}{2T_0^2}\right), \quad a_{y_n}(\tau) = Y_n \xi_{y_n} \exp\left(-\frac{\tau^2}{2T_0^2}\right),$$

где независимые величины X_n, Y_n с вероятностью 1/2 равны либо B , либо $2B$. Если $X_n = B$, то ξ_{x_n} – случайная величина, принимающая с вероятностью 1/4 одно из значений множества $\{e^{i\pi/4}, e^{-i\pi/4}, e^{3i\pi/4}, e^{-3i\pi/4}\}$; если $X_n = 2B$, то ξ_{x_n} также с вероятностью 1/4 принимает значения из множества $\{1, i, 1, -i\}$. Аналогично определяется ξ_{y_n} . Битовый интервал $T = 25$ пс, параметр ширины импульса $T_0 = 6$ пс.

На рис.3 приведены спектры мощности входного сигнала и сигнала после chirпирования с параметром $C = 10$. Видно, что chirп уширяет полосу частот сигнала, поэтому для разделения каналов на приемном устройстве битовый интервал с номером n умножался на $\exp[-iC(t - nT)^2 \times (2T_0^2)^{-1}]$. Затем с помощью фильтров выделялись отдельные каналы.

Для демонстрации подавления нелинейного шума с помощью большого chirпа было выполнено моделирование распространения сигнала в линии с идеальными усилителями EDFA, т.е. в отсутствие шумов. На рис.4 приве-

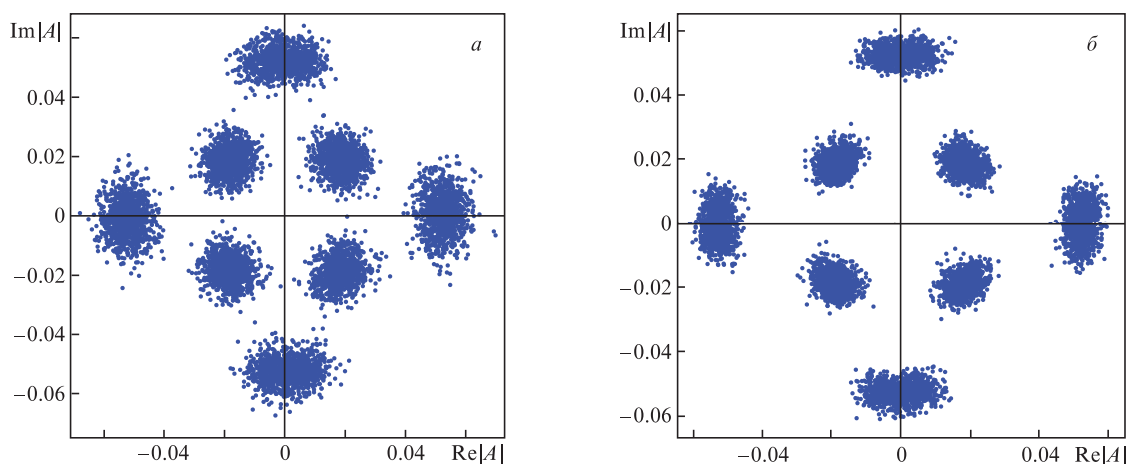


Рис.4. Сигнальные диаграммы битовой последовательности центрального канала для параметра чирпа $C = 0$ (а) и 20 (б); пиковая мощность $B^2 = 0.94$ мВт.

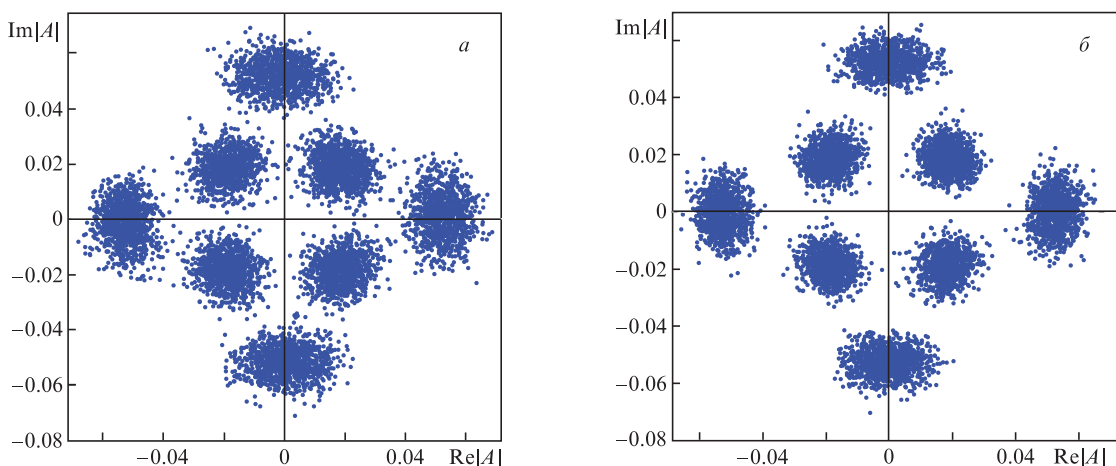


Рис.5. Сигнальные диаграммы с учетом шумов усилителей для $C = 0$ (а) и 20 (б); пиковая мощность $B^2 = 0.94$ мВт.

дены сигнальные диаграммы центрального канала для параметра чирпа $C = 0$ и 20; пиковая мощность 0.94 мВт. Вероятность ошибок без чирпа составила 3.7×10^{-4} . В случае применения чирпа в выборке из 18000 битов ошибок не было.

Одна из основных причин искажения сигнала – шум усилителей. На рис.5 показаны сигнальные диаграммы с учетом шумов усилителей для тех же значений параметра C . Вероятности ошибки на рис.5,а и б составляют соответственно 1.54×10^{-3} и 2.5×10^{-4} . Таким образом, даже в случае искажения сигнала шумами спонтанной эмиссии вероятность ошибки заметно уменьшается для сигнала с большим чирпом.

4. Заключение

Выполнен расчет распространения оптических импульсов в формате 8QAM в 9-канальной линии связи с квадратичной компенсацией дисперсией. Показано, что несмотря на уширение частотной полосы, чирп обеспечивает более качественный сигнал. Приведено аналитическое обоснование преимущества большого чирпа. Показано, что импульсы с большим чирпом быстро теряют пиковую мощность, что обеспечивает эффективное уменьшение нелинейных искажений. Полученные результаты могут быть полезны как при выборе дизайна высо-

коскоростной линии связи, так и при реновации существующих линий.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (проект АААА-А21-121012190005-2).

- Richardson D.J. *Science*, **330**, 327 (2010).
- Дианов Е.М. *Фотон-экспресс*, № 1 (129), 18 (2016).
- Yoo S.J.B. *J. Lightwave Technol.*, **14**, 955 (1996).
- Ip E. et al. *Opt. Express*, **16**, 753 (2008).
- Bülöw H. et al. *J. Lightwave Technol.*, **26**, 158 (2008).
- Winzer P.J. et al. *J. Lightwave Technol.*, **28**, 547 (2010).
- Mamyshev P.V., Mamysheva N.A. *Opt. Lett.*, **24**, 1454 (1999).
- Savory S.J. *Electron. Lett.*, **42**, 407 (2006).
- Коньшев В.А. и др. *Квантовая электроника*, **46**, 1121 (2016) [*Quantum Electron.*, **46**, 1121 (2016)].
- Шапиро Е.Г., Шапиро Д.А. *Квантовая электроника*, **50**, 184 (2020) [*Quantum Electron.*, **50**, 184 (2020)].
- Shapiro E.G., Shapiro D.A. *Opt. Commun.* (2020); <https://doi.org/10.1515/joc-2020-0097>.
- Юшко О.В. и др. *Квантовая электроника*, **45** (1), 75 (2015) [*Quantum Electron.*, **45** (1), 75 (2015)].
- Агравал Г. *Применение нелинейной волоконной оптики* (С.-Пб: Лань, 2011).
- Poggiolini P. et al. *J. Lightwave Technol.*, **32**, 694 (2013).
- Olver F.W.J. et al. *NIST Handbook of Mathematical Functions* (New York: Cambridge University Press, 2010).
- Sumetsky M., Eggleton B. *J. Opt. Fiber Commun. Rep.*, **2**, 256 (2005).
- Dar A.R., Jha R.K. *Opt. Quantum Electron.*, **49**, 108 (2017).