

Исследование характеристик оптического преобразования длины волны с помощью нового волокна с сильной нелинейностью и ультравыровненной дисперсией*

С.Селвендран, А.Сиванантарайя

Представлен анализ преобразования длины волны с помощью нового волокна с высокой нелинейностью и ультравыровненной дисперсией (High Nonlinear Ultra-Dispersion Flattened Fiber, HN-UFF) при различных форматах модуляции сигнала. Приведено новое техническое решение для преобразования длины волны широкополосного сигнала с высокой битовой скоростью без дополнительной накачки. Сигналы двух каналов с дифференциальной квадратурной фазовой модуляцией (Differential Quadrature Phase Shift Keying, DQPSK) и скоростью 80 Гбит/с использовались для преобразования длины волны методом четырехволнового смешения в новом волокне HN-UFF без дополнительной накачки. Обнаружено, что, даже когда частотная отстройка входных сигналов превышает 2 ТГц, DQPSK-модуляция с подавлением несущей и возвращением к нулю (Carrier-Suppressed Return-to-Zero, CSRZ), или модуляция CSRZ-DQPSK, обеспечивает лучшие значения выровненной эффективности преобразования и Q-фактора. Исследованы также влияние входной мощности на эффективность преобразования и выровненность рабочей характеристики. Проанализированы такие эксплуатационные характеристики, как эффективность преобразования, фактор качества, логарифм частоты появления ошибочных битов (BER), мощность принимаемого сигнала и компенсирующая мощность.

Ключевые слова: дисперсия, нелинейность, четырехволновое смешение, преобразование длины волны, формат модуляции.

1. Введение

Волокна с нулевой выровненной дисперсией в широком спектральном диапазоне и высокой нелинейностью полезны для различных приложений, связанных с нелинейно-оптической обработкой сигналов. Полностью оптическое преобразование длины волны в оптических волокнах – это перспективная технология для будущего сверхплотного мультиплексирования каналов с разделением по длине волны. Значительную роль в таком преобразовании играют такие нелинейно-оптические явления, как кросс-модуляция фазы, самомодуляция фазы и четырехволновое смешение (ЧВС), имеющие время отклика всего несколько фемтосекунд [1–4]. Преобразование длины волны с ультравысокой скоростью и ультраширокой полосой [3] возможно при использовании специально изготовленного волокна HN-UFF в качестве кандидата на роль маршрутизатора длины волны. Преобразование длины волны – технология, которая исключает конфликты трафика в оптической сети за счет разделения каналов. Она предоставляет возможность гибкой конвертации сигнала с одной длины волны на другую с использованием оптической нелинейности, обеспечивая в конечном счете эффективное использование всех длин волн в сети [2, 5, 6]. Преобразование длины волны в волокне с сильной нелинейностью (ВСН) с помощью ЧВС имеет преимущества перед другими нелинейными методами благодаря ясной

природе битовой скорости и формата модуляции вновь генерируемых сигналов [5, 6, 7]. Ранее сообщалось о преобразовании длины волны с использованием ЧВС на основе параметрического процесса с дополнительной накачкой [1, 2, 4, 6–14]. Чжоу и др. [15] сообщили о двухканальном (10 Гбит/с) преобразовании длины волны с помощью ЧВС без дополнительной накачки с преобразованием формата DPSK в формат DQPSK. В работе [5] описан также новый преобразователь длины волны в прозрачной среде для двухканального (40 Гбит/с) сигнала RZ-DPSK мультиплексора с разделением по длине волны без дополнительной накачки. Однако в предложенных методах эффективность преобразования не выровнена даже для частотного интервала между входными сигналами 0.6 ТГц. Ранее мы сообщали [16] о достижении равномерной эффективности преобразования длины волны сигналов на 50 Гбит/с путем уменьшения длины ВСН [3, 17, 18], но постоянная потребность в увеличении пропускной способности информационных каналов вызывает интерес к более высоким битовым скоростям и расширению диапазона выравнивания эффективности преобразования.

В общем случае ВСН обеспечивает высокую эффективность преобразования на длине волны нулевой дисперсии (λ_{ZDW}), однако по мере удаления от λ_{ZDW} эффективность резко снижается из-за фазового рассогласования между сигналами, зависящего от профиля дисперсии волокна [3, 19]. Если ВСН имеет минимальные дисперсию и ее наклон, а дисперсионная кривая выровнена вблизи нуля по спектру длин волн, то эффективная ширина полосы для использования такого волокна увеличивается [19]. Практический кандидат на такую роль – волокно HN-UFF с выровненной дисперсионной кривой и хорошей нелинейностью – улучшает выполнение условий фазового синхронизма между сигналами, расположенными в спектре далеко от λ_{ZDW} , тем самым повышая эффективность преобразования для сигналов с удаленными длинами волн. Таким образом можно осуществить выравнивание эф-

* Перевод с англ. В.Л.Дербова.

S.Selvendran. CVR College of Engineering, Ibrahimpatnam (M), R.R District, Telangana, India; e-mail: selvendrans@aol.com
A.Sivanantharaja. Alagappa College of Engineering and Technology, Karaikudi, Tamilnadu, India

Поступила в редакцию 13 августа 2017 г., после доработки 29 августа 2018 г.

фективности преобразования в широком диапазоне длин волн. Эффективность преобразования генерируемого сигнала, достижимая с помощью ЧВС в ВСН, дается выражением [20]

$$\eta = \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + \Delta\beta^2} \left[1 + \frac{4 \exp(-\alpha L) \sin^2(\Delta\beta L/2)}{(1 - \exp(-\alpha L))^2} \right], \quad (1)$$

где L – длина волокна; α – коэффициент потерь. Разности постоянных распространения (фазовая расстройка) $\Delta\beta$, связанные с генерацией волн на частотах ω_3 и ω_4 , имеют вид

$$\Delta\beta(\omega_3) = 2\beta(\omega_1) - \beta(\omega_2) - \beta(\omega_3),$$

$$\Delta\beta(\omega_4) = 2\beta(\omega_2) - \beta(\omega_1) - \beta(\omega_4).$$

Путем снижения $\Delta\beta$ можно улучшить выполнение условия фазового синхронизма между входными сигналами на частотах ω_1 и ω_2 и таким образом увеличить взаимодействие между ними (сократить их разбегание) для обеспечения максимальной передачи мощности в генерируемые сигналы. Эффективность преобразования при ЧВС [21] оптимальна при нулевом значении $\Delta\beta$, но этого очень трудно достичь. Однако оптимальное значение может быть получено с помощью волокна HN-UFF. Такое волокно обязательно должно иметь равномерно распределенную очень малую дисперсию в широком диапазоне оптического спектра, что позволяет получить почти нулевое $\Delta\beta$. Согласно формуле

$$\Delta\beta(\omega_3, \omega_4) \approx 2\pi c \frac{\Delta\lambda^2}{\lambda_m^2} \left[D(\lambda_m) \pm \frac{\Delta\lambda}{2} \frac{dD}{d\lambda} \Big|_{\lambda_m} \right] \quad (2)$$

путем уменьшения дисперсии D можно усилить ответственное за ЧВС взаимодействие [20]. Здесь знак плюс используется для $\Delta\beta(\omega_3)$, а минус – для $\Delta\beta(\omega_4)$, причем $\Delta\lambda = \lambda_1 - \lambda_2$. Недостаток ЧВС состоит в том, что эффективность преобразования сильно зависит от частотного интервала между компонентами входного сигнала. Его можно в большой степени преодолеть при использовании волокна HN-UFF.

В настоящей работе предложено двухканальное преобразование длины волны с помощью метода ЧВС в HN-UFF. Контролируемый выровненный профиль дисперсии в сочетании с очень хорошими нелинейными свойствами HN-UFF позволяет преобразовывать двухканальный сигнал с битовой скоростью 80 Гбит/с и достигать выровненной по всему спектру эффективности преобразования. Спектр сигнала с модуляцией CSRZ-DQPSK в секции передатчика состоит из линий тактового радиочастотного сигнала с подавленной несущей, расположенных по обе стороны от центра спектра. Такой характеристический спектр – результат совершенствования всех рабочих характеристик системы, таких как чувствительность приемника, допустимое отклонение мощности, спектральная эффективность и допустимое ухудшение нелинейности [22]. Рабочие характеристики преобразования длины волны в HN-UFF и их улучшение, достигаемое при использовании формата CSRZ-DQPSK (по сравнению с RZ-DQPSK), анализируются путем исследования эффективности преобразования, глаз-диаграммы и Q-фактора.

2. Экспериментальная установка

На рис.1 показана экспериментальная установка для исследования двухканального преобразования длины волны без дополнительной накачки с использованием HN-

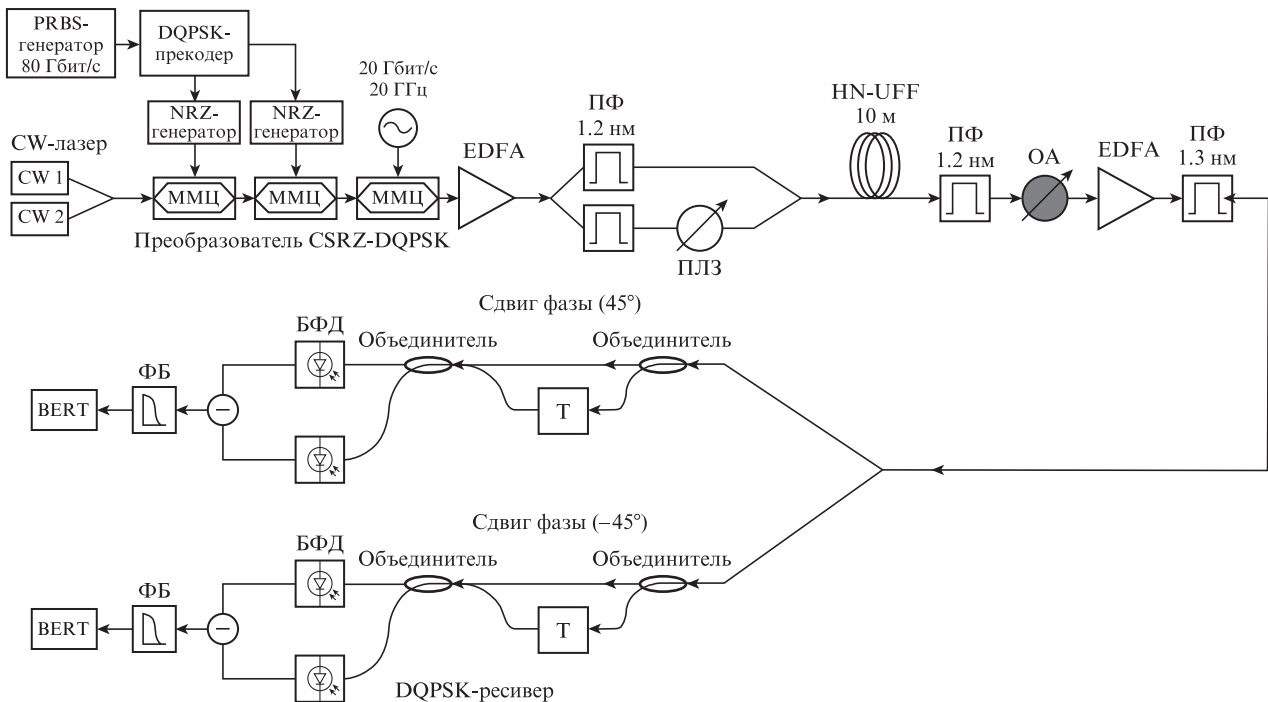


Рис.1. Экспериментальная установка для одновременного двухканального преобразования длины волны сигналов с форматом модуляции CSRZ-DQPSK и битовой скоростью 80 Гбит/с:

ММЦ – модулятор Маха–Цендера; ПФ – полосовой фильтр; ПЛЗ – перестраиваемая линия задержки; ОА – оптический аттенюатор; Т – временная линия задержки; БФД – балансный фотодетектор; ФБ – фильтр Бесселя.

UFF. Рассматривается двухканальный сигнал мультиплексирования с разделением по длине волны (WDM) с битовой скоростью 80 Гбит/с в формате CSRZ-DQPSK, поскольку для него фактор эффективности преобразования выше, чем в RZ-DQPSK [22]. Разница между спектрами сигналов в форматах CSRZ-DQPSK и RZ-DQPSK состоит в том, что в первом из них подавлена несущая частота, а тактовый сигнал на 1/4 битовой скорости передачи данных расположен по обе стороны от центра спектра в виде равноотстоящих узких линий. Поскольку центральная частота несущей подавлена в формате CSRZ-DQPSK, он обеспечивает более высокую устойчивость к таким нелинейным эффектам, как фазовая кросс-модуляция и само-модуляция, по сравнению с общепринятым форматом RZ-DQPSK. Тактовый сигнал в спектре позволяет получать хорошую чувствительность приемника, высокую устойчивость к хроматической дисперсии и высокую спектральную эффективность. Более того, формат CSRZ-DQPSK обеспечивает хорошую устойчивость к отклонениям мощности благодаря узким спектральным линиям.

В передатчике непрерывное излучение двух лазеров CW1 и CW2 модулируется тремя модуляторами Маха–Цендера (ММЦ) для генерации сигналов CSRZ-DQPSK. Первый и второй модуляторы Маха–Цендера приводят в действие генератором псевдослучайной битовой последовательности $2^{31}-1$ со скоростью 80 Гбит/с и DQPSK-прекодером, обеспечивающим фазовую модуляцию (ФМ), необходимую для получения сигнала NRZ-DQPSK, т.е. DQPSK-сигнала без возврата к нулю (NRZ). Этот выходной сигнал далее формируется третьим модулятором Маха–Цендера на тактовой радиочастоте 20 ГГц с подачей напряжения смещения для вырезания импульса без фазового сдвига, чтобы сформировать сигналы CSRZ-DQPSK. При этом спектр DQPSK-модуляции претерпевает дальнейшее сужение с очень сильным подавлением боковых частот. Таким образом, DQPSK-модуляция обеспечивает повышенную спектральную эффективность и поддерживает более высокую битовую скорость по сравнению с другими видами модуляции. Генерируемые сигналы CSRZ-DQPSK с битовой скоростью 80 Гбит/с затем усиливаются усилителем на волокне, легированном эрбием (EDFA), чтобы добиться необходимой входной мощности для HN-UFF. Усилитель EDFA должен располагаться перед декоррелятором для исключения шума усиленного спонтанного излучения (УСИ), создаваемого усилителем EDFA, поскольку этот шум ограничивает эффективность ЧВС в волокне HN-UFF.

Два разделенных входных сигнала поступают на прямоугольные фильтры с высокой крутизной, действующие как полосовые фильтры. Эти сигналы задерживаются относительно друг друга на перестраиваемое время 100 e^{-21} с для декорреляции с целью сократить перекрытие и нежелательное взаимодействие сигналов, такое как кросс-модуляция фазы. Дополнительные прямоугольные фильтры используются при декорреляции для исключения шума УСИ. Декоррелированные сигналы подаются в волокно HN-UFF [23] (его параметры указаны в табл.1) для двухканального преобразования длины волны. Эффекты фазовой кросс- и самомодуляции минимизируются путем уменьшения длины волокна HN-UFF примерно до 10 м, а также за счет использования модуляции CSRZ-DQPSK. Это укороченное волокно с сильной нелинейностью действует как сверхбыстрое устройство ЧВС в широком диапазоне и представляет собой очень компактную систему

Табл.1. Параметры волокна HN-UFF.

Длина волны нулевой дисперсии, λ_{ZDW} (мкм)	1.487 и 1.9857
Наклон дисперсии ($\text{пс} \cdot \text{нм}^{-2} \cdot \text{км}^{-1}$)	0.02476 при $\lambda_{ZDW} = 1.487$ мкм 0.0068 при $\lambda_{ZDW} = 1.9857$ мкм
Изменение дисперсии на протяжении S-, C-, L- и U-диапазонов (от $\lambda = 1.47$ до 1.98 мкм) ($\text{пс} \cdot \text{км}^{-1} \cdot \text{нм}^{-1}$)	от -0.22 до 1.61 и 1.02 при $\lambda = 1.55$ мкм
Коэффициент нелинейности γ при $\lambda = 1.55$ мкм ($\text{Вт}^{-1} \cdot \text{км}^{-1}$)	9.43
ПМД (1-го порядка) (пс)	0.051
Длина волны отсечки, λ_c (мкм)	1.2759 – теория 1.2613 – стандарт ITU-T

[3]. Сигналы CSRZ-DQPSK взаимодействуют с волокном HN-UFF и создают выходные сигналы четырехволнового смешения с преобразованными длинами волн.

В приемнике первым является прямоугольный фильтр, действующий как полосовой фильтр. Преобразованные по длине волны сигналы после HN-UFF фильтруются 1.2-нм фильтром с высокой крутизной, а затем подаются на предусилитель приемника для измерения частоты появления ошибочных битов (BER). Атенюатор не обязателен, служит для регулирования выходной мощности. В блоке DQPSK-демодуляции синфазная и квадратурная компоненты фильтрованного сигнала детектируются двумя отдельными каналами. Каждый канал напоминает DPSK-приемник [16], но со сдвигом в 2 бита по времени между асимметричными интерферометрами Маха–Цендера (АМЦ) и фазовым сдвигом $+45^\circ$, -45° между двумя плечами АМЦ, чтобы детектировать синфазную и квадратурную компоненты сигнала с DQPSK-модуляцией. Фильтр на АМЦ с дифференциальной задержкой T преобразует модуляцию фазы в модуляцию интенсивности и позволяет использовать стандартный DD-приемник. Как правило, для усиления сигнала вместо стандартного DD-приемника используется дифференциальная схема приема: два фотодетектора (по одному на каждое плечо АМЦ) соединяются для получения разности токов (конфигурация БФД). После дифференциального приемника с помощью фильтра нижних частот Бесселя уменьшается шум, и каждый сигнал поступает на терминал измерения частоты появления ошибочных битов (BERT). Процесс дифференциального кодирования избавляет от необходимости в когерентном детектировании. Усилитель EDFA используется для предварительного усиления с целью улучшения BER преобразованных сигналов. Для дополнительного повышения мощности в распределительном звене можно включить еще один EDFA. Второй прямоугольный фильтр применяется в приемнике для подавления шума УСИ, вносимого EDFA, а также для усиления выходного сигнала балансного детектора.

3. Результаты и их обсуждение

Рассмотрим два сигнала с битовой скоростью 80 Гбит/с и модуляцией CSRZ-DQPSK на частотах 193 и 193.4 ТГц, обозначенные как А и В соответственно, взаимодействующие при распространении в волокне HN-UFF. Начальная разность частот сигналов А и В равна 0.4 ТГц и может увеличиваться до 2.8 ТГц с шагом 0.4 ТГц. Исследуется эффект ЧВС и измеряются различные количественные характеристики, такие как эффективность преобразования,

Q-фактор, BER. На рис.2 показаны частотные спектры входных сигналов и сигналов с преобразованными длинами волн при начальном интервале 0.4 ТГц, где сигналы с преобразованными длинами волн обозначены как А' и В' соответственно. Эффективность преобразования можно выровнять до удовлетворительного уровня путем уменьшения длины волокна HN-UFF [16]. Далее ее можно улучшить путем поддержания контролируемого профиля дисперсии в широком диапазоне длин волн, что улучшает выполнение условий синхронизма между волнами S-, C-, L- и U-диапазонов. На рис.2 и 3 приведены частотные спектры HN-UFF при разности частот между входными сигналами CSRZ-DQPSK 0.4 и 2.4 ТГц соответственно. Как видно из рис.2, оба сигнала А' и В' имеют одинаковую эффективность преобразования благодаря меньшей разности частот входных сигналов. Обычно, когда разность частот сигналов на входе увеличивается, эффективность преобразования снижается, т.к. перестает выполняться условие фазового синхронизма. Но в волокне HN-UFF такое поведение не наблюдается из-за выровненной дисперсионной характеристики в широком спектральном диапазоне и очень малого значения дисперсии (менее $1.61 \text{ пс} \cdot \text{км}^{-1} \cdot \text{нм}^{-1}$).

На рис.4 показано, что волокно HN-UFF обеспечивает выровненную эффективность преобразования -29.9 дБ с отклонением всего 0.24 дБ для обоих сигналов А' и В' вплоть до частотного интервала в 1.2 ТГц между входными сигналами. Если же интервал между частотами входных сигналов равен 2 ТГц и более, равенство эффективностей преобразования нарушается и выровненность сигналов А' и В' искажается из-за наклона дисперсии волокна, влияние которого сильнее сказывается на сигнале В'. Как видно из рис.3 и 4, при частотном интервале на входе 2.4 ТГц эффективности преобразования сигналов В' низ-

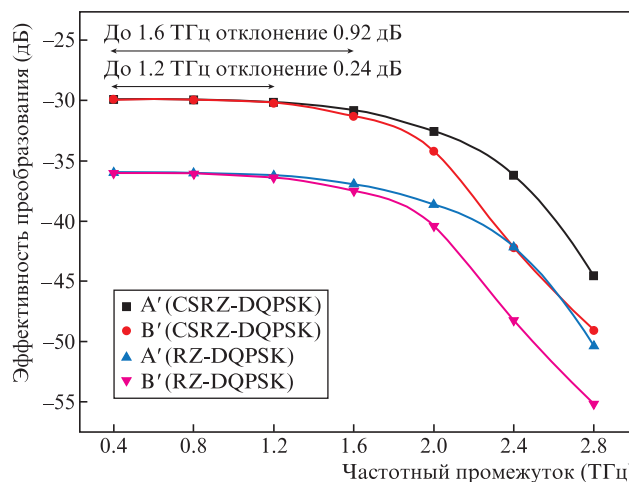


Рис.4. Эффективность преобразования в зависимости от частотного промежутка между сигналами с преобразованной длиной волны для модуляций CSRZ-DQPSK и RZ-DQPSK.

кие (менее -42.15 дБ) по сравнению с сигналом А'. Малое изменение наклона дисперсии волокна нарушает условия фазового синхронизма для сигнала В, преобразованного по длине волны. Предлагаемая система наилучшим образом обеспечивает выровненную эффективность преобразования для сигнала на преобразованной длине волны без дополнительного сигнала накачки вплоть до частотного промежутка 1.6 ТГц с отклонением всего 0.92 дБ , по сравнению с результатами, о которых сообщалось в работах [5, 15, 16].

Полученная максимальная эффективность преобразования немного ниже, чем в работе [5], из-за меньшего коэффициента нелинейности волокна HN-UFF и укорочения волокна до 10 м. Уменьшение длины волокна [16] было сделано намеренно, чтобы получить выровненную по спектру эффективность преобразования, а также сделать систему достаточно компактной. Хотя используется всего 10 м волокна HN-UFF, сигналы на преобразованной длине волны имеют очень хороший фактор качества при частотном расстоянии между ними вплоть до 2 ТГц благодаря оптимальным параметрам волокна и допустимым отклонениям мощности при модуляции CSRZ-DQPSK. На рис.4 также сравниваются эффективности преобразования для сигналов с модуляцией CSRZ-DQPSK и RZ-DQPSK, причем в первом случае модуляция обеспечивает эффективность преобразования -29.9 дБ при частотном промежутке между входными сигналами 0.4 ТГц, а во втором – дает эффективность преобразования только -35.97 дБ . В обоих случаях, когда частотный промежуток увеличивается до 1.6 ТГц, наблюдаемое изменение эффективности преобразования очень мало (всего 0.92 дБ).

На рис.5 показаны факторы качества для модуляций CSRZ-DQPSK и RZ-DQPSK в зависимости от частотного промежутка между сигналами на входе. И снова сигнал с модуляцией CSRZ-DQPSK демонстрирует лучшие рабочие характеристики, чем сигнал с модуляцией RZ-DQPSK. При модуляции CSRZ-DQPSK оба сигнала А' и В' имеют выровненный Q-фактор со слабым изменением примерно от 11.01 до 10.48 при частотном промежутке между входными сигналами до 2 ТГц, тогда как для модуляции RZ-DQPSK Q-фактор изменяется от 9.83 до 9.46 при увеличении частотного промежутка на входе до 2 ТГц. При промежутке более 2 ТГц характер зависимостей Q-фактора сигналов А' и В' резко меняется для обоих видов модуля-

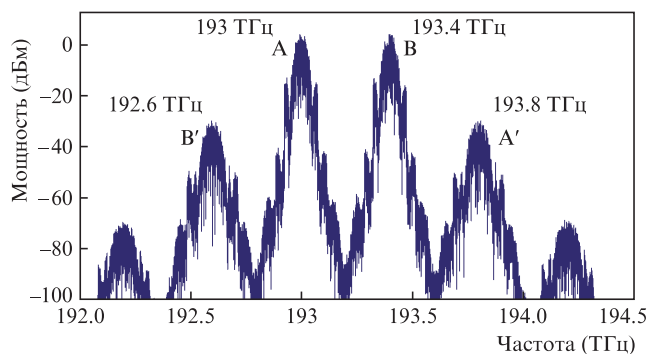


Рис.2. Частотный спектр сигналов на выходе HN-UFF при разности частот входных сигналов 0.4 ТГц.

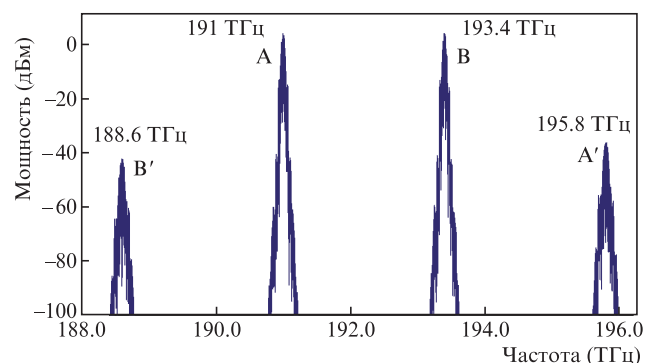


Рис.3. Частотный спектр сигналов на выходе HN-UFF при разности частот входных сигналов 2.4 ТГц.

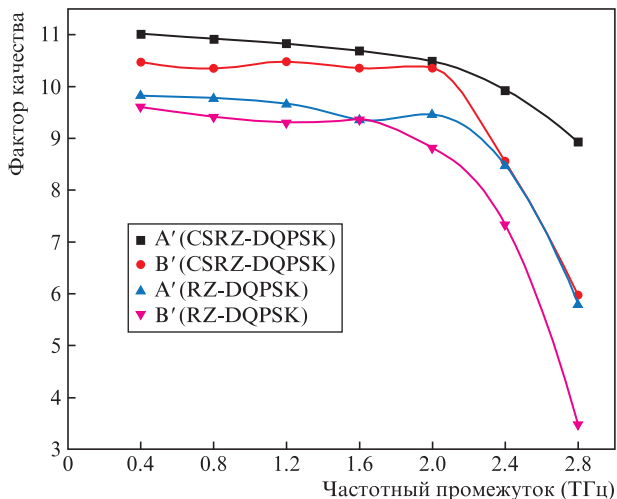


Рис.5. Зависимость Q-фактора от частотного промежутка между сигналами с преобразованной длиной волны при модуляции CSRZ-DQPSK и RZ-DQPSK.

ции. Тем не менее, модуляция CSRZ-DQPSK обеспечивает очень хороший фактор качества (выше 5.98) для обоих сигналов А' и В' даже для частотного промежутка 2.8 ТГц, тогда как в случае модуляции RZ-DQPSK сигналы полностью искажаются, и фактор качества становится очень низким (ниже 3.48).

На рис.6 показаны глаз-диаграммы сигналов с преобразованной длиной волны А' и В' для модуляций CSRZ-DQPSK и RZ-DQPSK при частотном разделении входных сигналов на 0.8 и 2.8 ТГц. Представленные диаграммы показывают, что даже при частотном интервале между входными сигналами 2.8 ТГц раскрытие глазка лучше при модуляции CSRZ-DQPSK, чем при RZ-DQPSK. Кроме того, более высокие значения Q-фактора для сигналов А' и В' (8.93 и 5.98 соответственно) доказывают, что моду-

ляция CSRZ-DQPSK дает лучшие результаты при нелинейном преобразовании сигнала, чем RZ-DQPSK. Из приведенных данных следует, что волокно HN-UFF улучшает выполнение условия синхронизма в широком диапазоне длин волн и обеспечивает безупречно выровненную эффективность преобразования с лучшим фактором качества вплоть до частотного промежутка 1.6 ТГц между входными сигналами при преобразовании длины волны без каких-либо дополнительных сигналов накачки.

Рис.7 иллюстрирует качество входного сигнала после преобразования длины волны на выходе волокна HN-UFF. Q-фактор сигнала А при модуляции RZ-DQPSK равен примерно 24.5, а при модуляции CSRZ-DQPSK он составляет 23.6. Благодаря устойчивости кодировки RZ-DQPSK к эффекту ЧВС она обеспечивает лучшее качество по сравнению с CSRZ-DQPSK. Q-фактор сигнала В не-

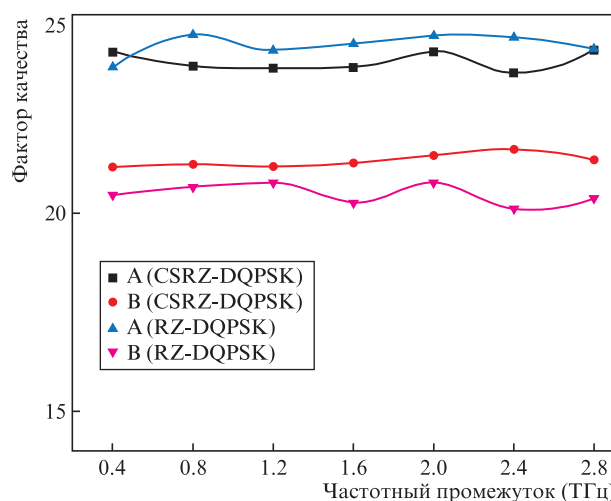


Рис.7. Зависимость Q-фактора сигналов А, В на выходе волокна HN-UFF от частотного промежутка.

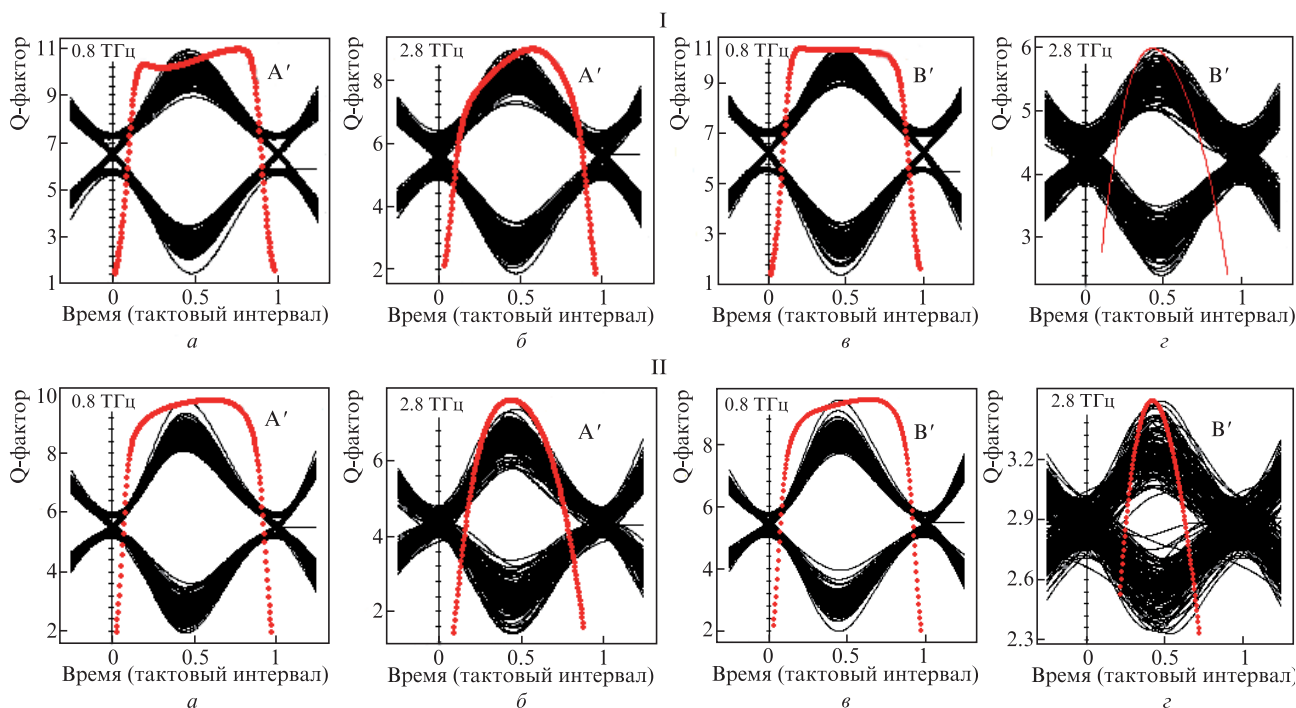


Рис.6. Глаз-диаграммы сигналов А' и В' для модуляций CSRZ-DQPSK (I) и RZ-DQPSK (II) при частотном промежутке между входными сигналами 0.8 и 2.8 ТГц: а – сигнал А' при 0.8 ТГц; б – сигнал А' при 2.8 ТГц; в – сигнал В' при 0.8 ТГц; г – сигнал В' при 2.8 ТГц. Q-фактор показан пунктирной линией.

Табл.2. Логарифмы BER и мощности принятых сигналов A' и B' для различных значений частотного промежутка между каналами и вдов модуляции.

Частотный промежуток (ТГц)	Логарифм BER				Мощность принятого сигнала (дБм)			
	CSRZ-DQPSK		RZ-DQPSK		CSRZ-DQPSK		RZ-DQPSK	
	A'	B'	A'	B'	A'	B'	A'	B'
0.4	-27.77	-25.24	-22.37	-21.44	-30.32	-30.37	-38.61	-38.73
0.8	-27.34	-24.68	-22.14	-20.65	-30.35	-30.44	-38.66	-38.85
1.2	-26.91	-25.26	-21.69	-20.18	-30.76	-31.05	-39.09	-39.53
1.6	-26.24	-24.71	-20.42	-20.42	-32.12	-33.19	-40.51	-41.73
2	-25.29	-24.74	-20.80	-18.25	-35.41	-38.96	-43.90	-47.56
2.4	-22.81	-17.23	-16.98	-12.98	-42.71	-54.85	-51.04	-63.44
2.8	-18.68	-8.95	-8.47	-3.61	-59.26	-68.94	-67.57	-77.49

колько ниже, чем сигнала А. Сигнал В расположен вблизи точки нулевой дисперсии со значительным уровнем мощности, поэтому вклад других нелинейных эффектов, таких как самомодуляция и кросс-модуляция фазы, минимален. Q-фактор сигнала В подвергается значительно большему воздействию в сравнении с сигналом А. Однако качество обоих сигналов сохраняется и составляет около 20, даже когда преобразование длины волны осуществляется при 80 Гбит/с.

Логарифм BER и мощность принятого сигнала для сигналов с преобразованной длиной волны при различных частотных интервалах между сигналами на входе представлены в табл.2. При частотном интервале 0.4 ТГц, логарифм BER равен -27.77 для модуляции CSRZ-DQPSK (A') и -22.37 для RZ-DQPSK; при этом мощность принимаемых сигналов составляет -30.32 и -38.61 дБм соответственно. При увеличении частотного промежутка между сигналами логарифм BER и соответствующие мощности принятых сигналов уменьшаются. Так, при 2.8 ТГц логарифм BER и мощность принятого сигнала A' с модуляцией RZ-DQPSK составляют -8.47 и -67.57 дБм соответственно, а для сигнала с модуляцией CSRZ-DQPSK имеем -18.68 и -59.26 дБм соответственно. Из табл.2 следует, что модуляция RZ-DQPSK показывает худшие рабочие характеристики, чем CSRZ-DQPSK.

Компенсирующая мощность определяется как дополнительная мощность входного сигнала, необходимая для восстановления той же величины BER, что и у нормальной системы до ее повреждения. Другое ее определение - это увеличение мощности сигнала (в дБ), которое требуется для поддержания той же самой частоты появления ошибочных битов, несмотря на присутствие искажений. Ниже мы анализируем изменение компенсирующей мощности для сигналов с преобразованием длины волны в зависимости от частотного интервала между сигналами на входе. Для такого анализа будем изначально поддерживать величину BER равной $1e^{-3}$ путем регулировки входной мощности при частотном промежутке между сигналами 0.4 ТГц. С помощью метода прямой коррекции ошибок (ПКО) можно обнаруживать принятые сигналы, у которых в самом плохом случае BER не выше $1e^{-3}$. При таком уровне BER принятый сигнал обнаруживается с трудом, поэтому для проведения эксперимента мы выбрали именно этот уровень в качестве начального значения. Увеличение частотного промежутка между сигналами на входе (внесение искажения) отражается на получаемом значении BER, что позволяет измерить компенсирующую мощность для данной ситуации. Из рис.8 следует, что модуляция CSRZ-DQPSK в сочетании с волокном HN-UFF обес-

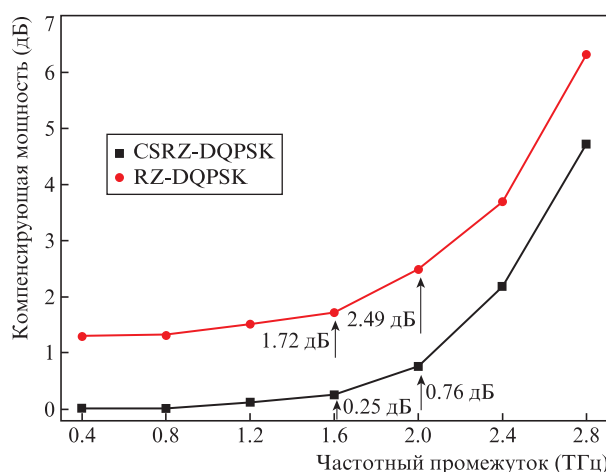


Рис.8. Зависимость компенсирующей мощности от частотного промежутка между сигналами с преобразованной длиной волны.

печивает значительно меньшую компенсирующую мощность (0.25 дБ) даже при частотном промежутке в 1.6 ТГц на входе. Это наилучшее значение из всех известных нам по литературным источникам. Кодировка RZ-DQPSK дает нежелательные значения компенсирующей мощности (1.72 и 2.49 дБ) при частотных интервалах между входными сигналами 1.6 и 2 ТГц соответственно. Наблюдаемые отклонения эффективности преобразования и Q-фактора из-за дисперсии волокна при частотных интервалах, превышающих 2 ТГц, минимизируются путем сокращения длины взаимодействия сигналов в волокне. Следовательно, выравнивание эффективности преобразования можно значительно улучшить посредством укорочения волокна. Однако пиковое значение эффективности преобразования и фактор качества преобразованного сигнала при этом значительно снижаются.

На рис.9 и 10 показаны эффективность преобразования и Q-фактор при различных длинах волокна. Для волокна длиной 5 м наблюдаемая выровненная эффективность преобразования составляет -35.88 дБ с отклонением на 0.62 дБ вплоть до частотного промежутка между каналами 2 ТГц, тогда как при длине 1 м отклонение составляет всего -0.1 дБ и эффективность преобразования равна -49.85 дБ даже при промежутке 2.8 ТГц. Такое снижение эффективности влияет на Q-фактор сигнала с преобразованной длиной волны. При длине волокна 1 м наблюдаемый Q-фактор сигнала с преобразованной длиной волны составляет менее 6.4, что эквивалентно значению BER $1e^{-10}$, которое лучше стандартного значения BER $1e^{-9}$ (без ПКО).

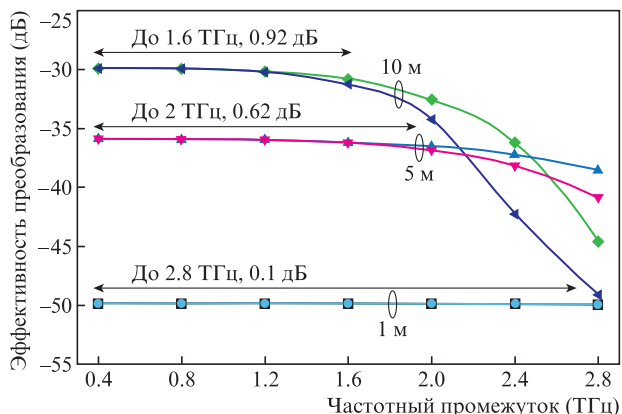


Рис.9. Зависимости эффективности преобразования сигналов CSRZ-DQPSK А' (■, ▲, ◆) и В' (●, ▼, ◀) от частотного промежутка между каналами при длинах волокна 1, 5 и 10 м.

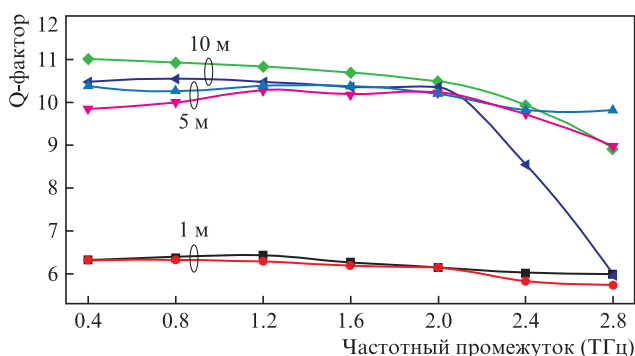


Рис.10. Зависимости фактора качества сигналов CSRZ-DQPSK А' (■, ▲, ◆) и В' (●, ▼, ◀) от частотного промежутка между каналами при длинах волокна 1, 5 и 10 м.

На рис.11 и 12 приведены зависимости ширины полосы эффективного преобразования (на уровне 3 дБ от максимальной эффективности) и Q-фактора сигнала с преобразованной длиной волны от частотного промежутка между каналами на входе для различных длин волокна при модуляции CSRZ-DQPSK. Как видно из рис.11, при длине волокна 1 м, частотном промежутке между каналами на входе 4.8 ТГц и мощности входного сигнала 1 мВт ширина полосы эффективного преобразования увеличивается до 144 нм. При этом наблюдаемый Q-фактор преобразованного сигнала составляет 4.54 (см. рис.12). Увеличение входной мощности позволяет значительно повысить

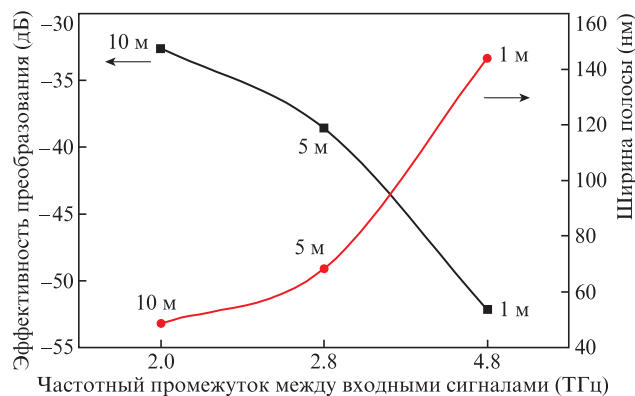


Рис.11. Зависимости эффективности (■) и ширины полосы преобразования (●) от ширины частотного промежутка между каналами для длин волокна 1, 5 и 10 м.



Рис.12. Зависимость Q-фактора сигнала с преобразованной длиной волны от частотного промежутка между входными каналами при различных длинах волокна (на уровне 3 дБ от максимума).

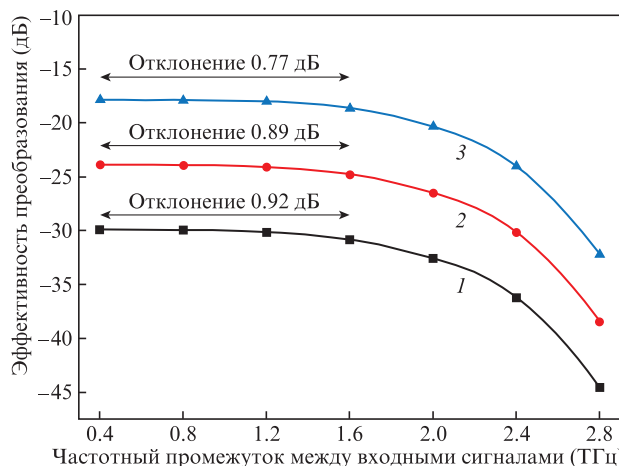


Рис.13. Зависимости эффективности преобразования (сигнал с модуляцией CSRZ-DQPSK) от частотного промежутка между каналами при входных мощностях 0 (1), 2 (2) и 4 дБм (3).

эффективность преобразования и Q-фактор (рис.13 и 14).

По мере увеличения входной мощности сигнала эффективность преобразования растет и заметно выравнивается кривая эффективности преобразования. При входной мощности 4 дБм выровненная эффективность преобразования -17.86 дБ с отклонением всего лишь 0.77 дБ

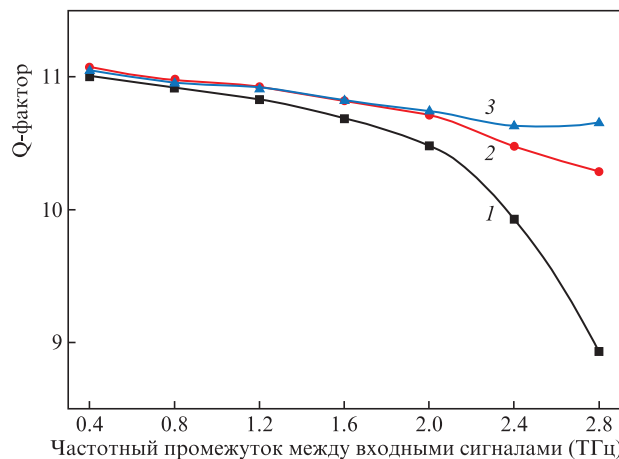


Рис.14. Зависимости Q-фактора (сигнал с модуляцией CSRZ-DQPSK) от частотного промежутка между каналами при входных мощностях 0 (1), 2 (2) и 4 дБм (3).

наблюдается вплоть до промежутка 1.6 ТГц между каналами. Q-фактор преобразованного по длине волны сигнала также улучшается, а дисперсионная кривая становится более плоской (см. рис.14). При входной мощности 4 дБм Q-фактор для сигнала CSRZ-DQPSK повышается до 10.65 даже при частотном промежутке 2.8 ТГц между входными каналами.

4. Заключение

В работе продемонстрировано преобразование с использованием ЧВС длины волны двухканального сигнала с битовой скоростью 80 Гбит/с в разработанном нами новом оптическом волокне HN-UFF с высокой нелинейностью и ультравыровненной дисперсией без дополнительной накачки. Эффективность преобразования составила –29.9 дБ с отклонением 0.92 дБ вплоть до межканального частотного промежутка на входе 1.6 ТГц. За счет выровненной дисперсии и нелинейных характеристик HN-UFF достигнутый фактор качества хорошо выровнен в частотном диапазоне 2 ТГц. Модуляция CSRZ-DQPSK, по сравнению с RZ-DQPSK, дает более высокую эффективность преобразования, что значительно улучшает рабочие характеристики системы. При использовании модуляции CSRZ-DQPSK Q-фактор увеличивается до 11.01 по сравнению с 9.83 при модуляции RZ-DQPSK. Для частотных интервалов более 1.6 ТГц спектральная равномерность эффективности преобразования ухудшается, однако в случае CSRZ-DQPSK качество сигнала остается высоким. Повышение входной мощности улучшает эффективность преобразования и обеспечивает ее большее выравнивание. При входной мощности 4 дБм и длине волокна 10 м наблюдаемая выровненная эффективность преобразования составляет –17.86 с отклонениями на 0.77 дБ. Разработанная система с сигналом CSRZ-DQPSK и новым волокном HN-UFF характеризуется компенсирующей мощностью всего 0.76 дБ вплоть до промежутка между каналами на входе 2 ТГц.

Изучено влияние длины волокна на ширину полосы эффективного преобразования. Для волокна длиной 10 м полученная эффективность преобразования составляет –29.9 дБ в полосе шириной 48.6 нм, а при длине волокна 1 м ширина полосы эффективности преобразования достигает 144 нм при Q-факторе 4.6; при этом измеренная максимальная эффективность преобразования составляет –49.85 дБ. Дальнейшее улучшение эффективности преобразования и Q-фактора возможны за счет усиления входного сигнала. Выровненная эффективность преобразования и Q-фактор снижают частотно-зависимые ограничения для преобразования длины волны на основе ЧВС и

открывают широкое поле перестраиваемых опций для преобразования длины волны в будущих оптических сетях.

Авторы благодарны Факультету науки и технологий (DST) Нью Дели за предоставление гранта Фонда совершенствования инфраструктуры науки и технологии в высших учебных заведениях (FIST) по приказу No.SR/FST/College-061/2011(C) для приобретения пакета OptiWave для численного моделирования.

1. Kibria R., Austin M.W. *IEEE Photon. J.*, **2**, 200 (2015); DOI:10.3390/photronics2010200.
2. Wang D., Cheng T.-H., Yeo Y.-K., Xu Z., Wang Y., Xiao G., Liu J. *IEEE J. Lightwave Technol.*, **28** (24), 3497 (2010).
3. Weber H.-G., Nakazawa M. *Ultrahigh-Speed Optical Transmission Technology* (Berlin: Springer, 2007), pp 141–165.
4. Anthur A.P., Venkitesh D. *Opt. Commun.*, **338**, 149 (2015).
5. Wu X., Huang H., Wang J., Wang X., Yilmaz O.F., Nuccio S.R., Willner A.E. *Proc. Conf. Lasers and Electro-Optics (CLEO) and Quantum Electronics and Laser Science (QELS)*, **1–2**, 16 (2010).
6. Anthur A.P., Watts R.T., O'Duill S., Zhou R., Venkitesh D., Barry L.P. *IEEE J. Quantum Electron.*, **51**, 1 (2015).
7. Liang Wang, Chester Shu. *Opt. Commun.*, **338**, 384 (2015).
8. María R. Fernández-Ruiz, Lei Lei, Martin Rochette, José Azaña *Opt. Express*, **23** (17), 22847 (2015); DOI:10.1364/OE.23.022847.
9. Marhic M.E., Andrekson P.A., Petropoulos P., Radic S., Peucheret C., Jazayerifar M. *Laser Photon. Rev.*, **9** (1), 50 (2014); DOI:10.1002/lpor.201400087.
10. Ranaño V.J.F., Jain S., May-Smith T.C., Hugues-Salas E., Shuangyi Yan, Zervas G., Simeonidou D., Petropoulos P., Richardson D.J. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, **27** (8), 828 (2015).
11. Anlin Yi, Lianshan Yan, Bin Luo, Wei Pan, Lin Jiang, Zhiyu Chen, Yan Pan. *IEEE Photon. J.*, **7** (1), 1 (2015); DOI:10.1109/JPHOT.2015.2402155.
12. Zhu P., Li J., Wu Z., XinChen, Xu Y., Lin B., Chen Z., He Y. *Opt. Commun.*, **347**, 25 (2015).
13. Chagnon M., Spasojevic M., Adams R., Li J., Plant D.V., Chen L.R. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, **27** (8), 860 (2015).
14. Chen M., Yang J., Zhang N., Youa S. *Opt. Eng.*, **54** (5), 056109 (2015).
15. Zhou G.T., Xu K., Wu J., Yan C., Su Y., Lin J.T. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, **18** (22), 2389 (2006).
16. Selvendran S., Sivanantharaja A., Kalaiselvi K., Esakkimuthu K. *Opt. Quantum Electron.*, **45** (2), 135 (2013).
17. Shunsuke O., in *Optical Fiber New Developments* (Winchester: InTech, 2009, pp 495–514); DOI:105772/7558.
18. Fatih Y. *Fiber-Optic Parametric Amplifiers: Their Advantages and Limitations. Master Thesis* (New York: University of Rochester, 2006).
19. Inoue K. *IEEE J. Lightwave Technol.*, **10** (11), 1553 (1992).
20. Bass M., van Stryland E.W. *Fiber Optics Handbook: Fiber, Devices and Systems for Optical Communications* (New York: McGraw-Hill, 2002).
21. Hirano M., Nakanishi T., Okuno T., Onishi M. *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, **15** (1), 103 (2009).
22. Selvendran S., Sivanantharaja A. *J. Nonlinear Opt. Phys. & Mater.*, **22** (3), 1350034 (2013); DOI:10.1142/S0218863513500343.
23. Селвендран С., Сиванантарайя А., Ариважаган С., Каннан М. *Квантовая электроника*, **46** (9), 829 (2016) [*Quantum Electron.*, **46** (9), 829 (2016)].