

НОВОЕ ПОКОЛЕНИЕ DWDM-СИСТЕМ СВЯЗИ



В. Н. ТРЕЩИКОВ,
генеральный директор
ООО «Т8», к.ф.м.н.



О. Е. НАНИЙ, заведующий
отдела оптики ООО
«Т8», профессор д.ф.м.н

Рассмотрены принципы, особенности и алгоритмы работы нового поколения DWDM-систем. Возможности и преимущества российского оборудования

1. Введение: приход эры когерентной связи
2. Принцип работы передатчиков и приемников когерентного 100G DP QPSK формата
3. Критическое значение OSNR транспондеров и дальность работы когерентных систем связи
4. Выводы

ВВЕДЕНИЕ: ПРИХОД ЭРЫ КОГЕРЕНТНОЙ СВЯЗИ

В связи с ростом объемов передаваемой информации потребность в увеличении скорости передачи информации растет на всех уровнях, начиная с локальных сетей и соединений между компьютерами и заканчивая дальними транспортными сетями, охватывающими всю планету.

В сетях дальней связи задача увеличения пропускной способности волоконно-оптических линий связи при сохранении дальности безрегенерационной передачи информации стоит наиболее остро. Для ее решения во всем мире на смену системам с каналной скоростью 10 Гбит/с, использующим модуляцию мощ-

Ключевые слова: когерентные DWDM-системы, алгоритмы обработки сигнала, волоконный тракт без компенсации дисперсии

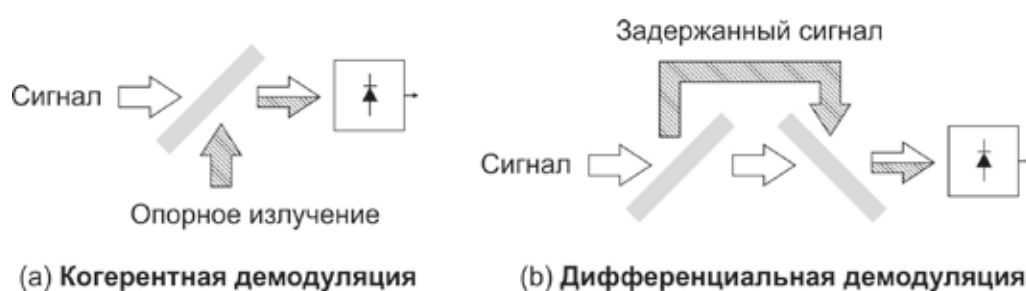


Рис.1. Сравнение принципов когерентного (а) и дифференциального (б) детектирования.

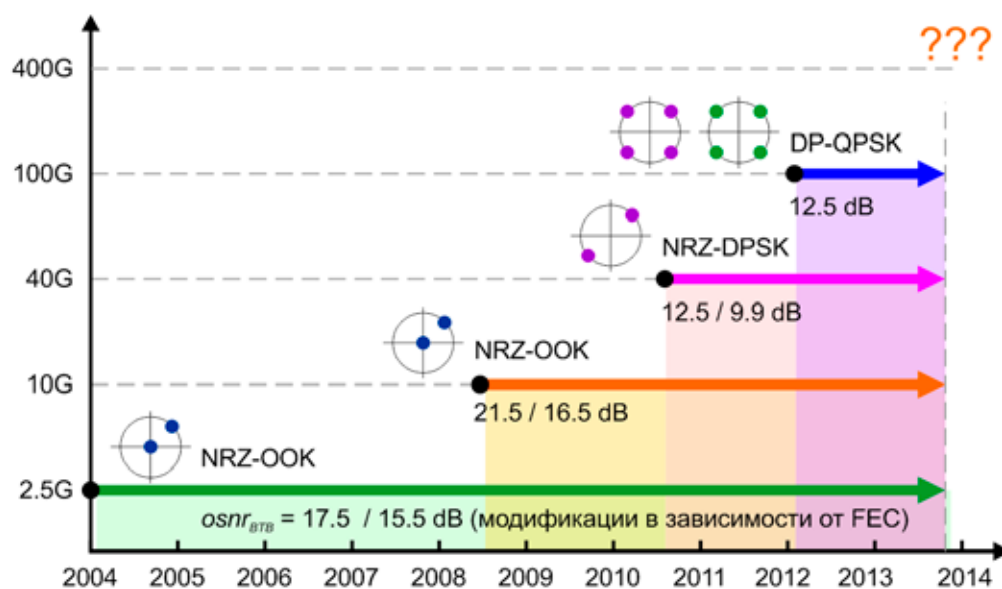


Рис.2. Переход на когерентные системы с каналной скоростью 100G. Увеличение каналной скорости сопровождается использованием новых форматов модуляции и усовершенствованием методов цифровой обработки (FEC): в результате требуемый OSNR не только не увеличился, но даже уменьшился до 12,5 дБ.

ности (формат OOK) и прямое детектирование, приходят оптические системы с каналными скоростями 40 и 100 Гбит/с [1–12]. В настоящее время в приемниках фазовых форматов модуляции используется либо дифференциальное, либо когерентное детектирование.

Когерентные системы связи позволяют использовать все 4 степени свободы электромагнитного поля: амплитуду и фазу (или две квадратуры) в каждой из двух поляризации. Это позволяет в формате DP QPSK (Dual Polarization — Quarter Phase Shift



Рис.3. Внешний вид универсальных слотов шасси «Волга» компании Т 8: 10U — 13 слотов (а), 6U — 7 слотов (б), 3U — 3 слота (с), 1U — эквивалент 1 слота (д).

Keying) передавать 4 бита на каждый символ, используя всего один уровень мощности.

Таким образом, переход от прямого детектирования к когерентному детектированию в новом поколении систем связи является закономерным. Он позволяет увеличить объем передаваемой информации, используя спектральное и поляризационное уплотнение каналов, а также спектрально-эффективные форматы модуляции, в частности, формат DP-QPSK.

В результате исследований и разработок, проведенных в компании Т 8, создана полная линейка оборудования, включающая новейшие образцы с канальной скоростью 100 Гбит/с.

Для размещения оборудования используется шасси «Волга» собственной разработки (рис.3), позволяющее разместить оборудование емкостью до 700 Гбит/с в одном шасси (до 5 Тбит/с в одной 19" стойке). Система связи «Волга» компании Т 8 — это оборудование операторского уровня, содержащее оптический служебный канал, 2 блока питания на 650, 850 и 1200 Вт. В нем используются платы формата ATCA 8U, глубина шасси 300 мм.

ПРИНЦИП РАБОТЫ ПЕРЕДАТЧИКОВ И ПРИЕМНИКОВ КОГЕРЕНТНОГО 100G DP QPSK ФОРМАТА

Структуру сигнала в формате DP QPSK поясняет рис.4. Сигнал содержит две информационные компоненты в формате QPSK на ортогональных поляризациях — это означает, что осуществляется спектральное мультиплексирование. Поэтому

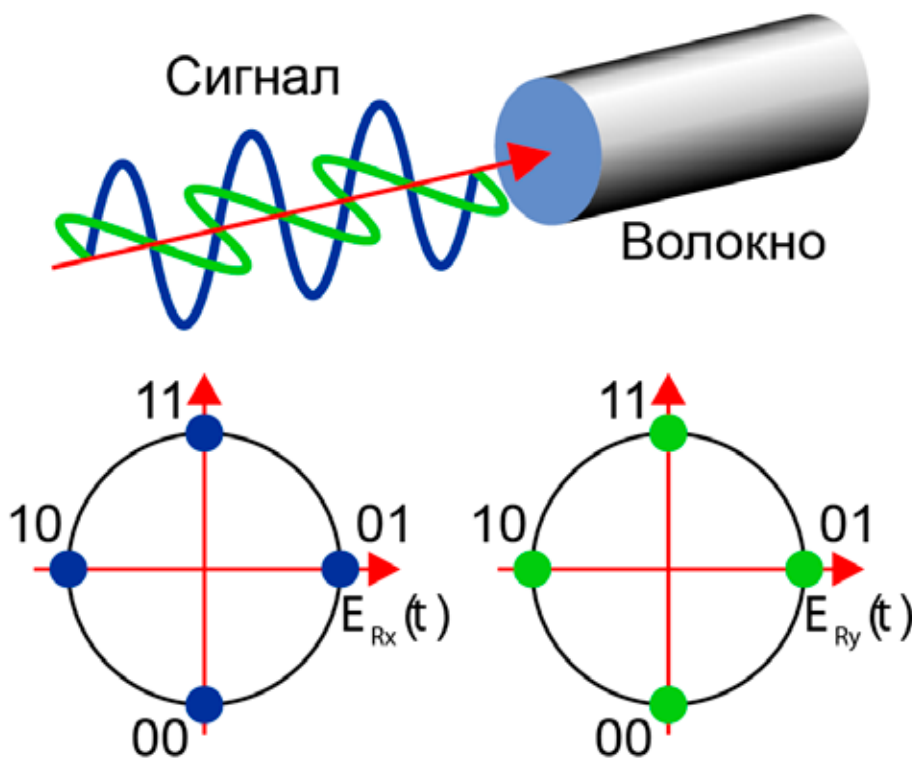


Рис.4. Структура оптического сигнала в формате DP QPSK.

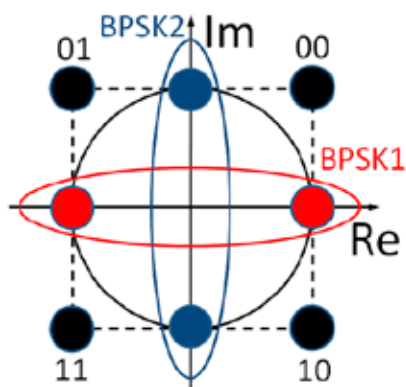


Рис.5. Принцип формирования сигнала QPSK в квадратурном модуляторе. Два модулятора Маха-Цендера, расположенные в плечах внешнего интерферометра Маха-Цендера, формируют два сигнала BPSK, со сдвигом фаз $\pi/2$ (показаны красными и синими точками). В результате их интерференции формируется сигнал QPSK (показан черными точками). Рисунок из работы [10].

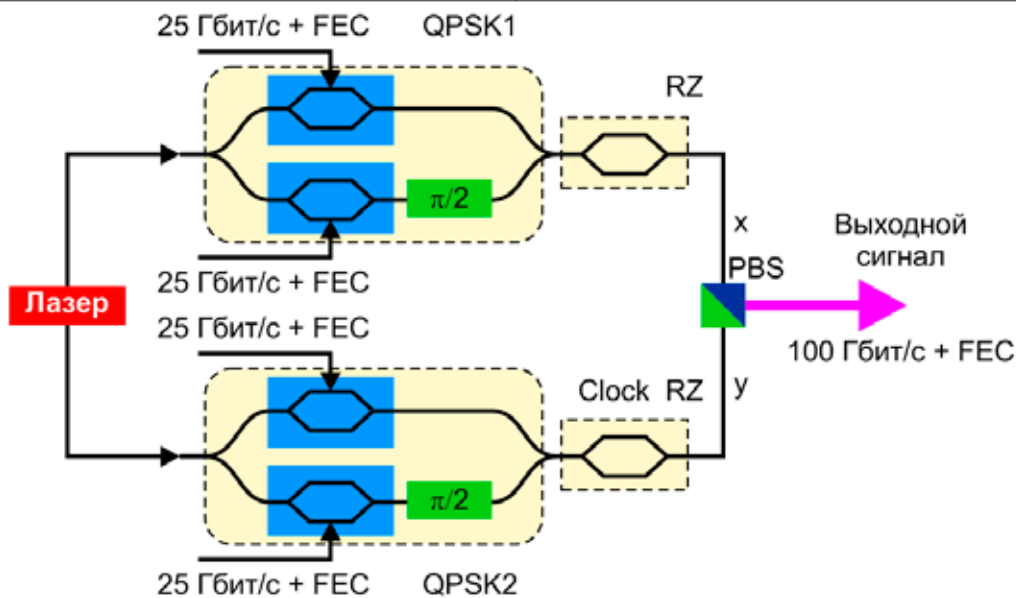


Рис.6. Структура передатчика формата DP QPSK. Излучение непрерывного лазера с двумя ортогональными линейными поляризациями x, y подается на два квадратурных модулятора.

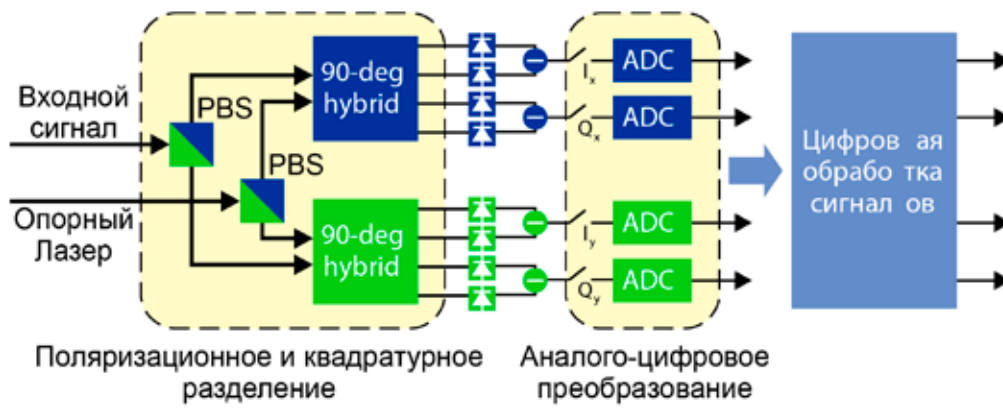


Рис. 7. Структура когерентного приемника.

вых сигналов BPSK, сдвинутых по фазе на $\pi/2$ (см. рис.5).

Для реализации формата QPSK могут быть использованы фазовый модулятор или два модулятора Маха-Цендера, расположенные в плечах интерферометра Маха-Цендера. Такой модулятор называется квадратурным модулятором. Хотя фазовый модулятор проще в изготовлении и дешевле, в нем сильнее проявляются фазовые шумы, вызванные техническими факторами. Поэтому в передатчиках формата DP QPSK, входящих в оборудование компании T 8, используются квадратурные модуляторы. Структура передатчика формата DP QPSK на основе двух квадратурных модуляторов (по одному на каждую поляризацию x и y) приведена на рис.6.

В одном из плеч каждого из двух интерферометров Маха-Цендера создается относительный сдвиг фаз $\pi/2$ при помощи постоянного управляющего напряжения, прикладываемого к фазовому модулятору (зеленые прямоугольники на рис.6). Внутренние модуляторы Маха-Цендера формируют по два BPSK сигнала в каждой из поляризаций. В результате интерференции двух пар BPSK сигналов со сдвигом фаз $\pi/2$ формируются два сигнала QPSK с ортогональными поляризациями вдоль осей x и y, как показано на рис.5.

Каждый символ QPSK сигнала может принимать одно из четырех значений фазы: $0, \pi/2, \pi, 3\pi/4$. Следовательно, каждый символ QPSK сигнала переносит 2 бита информации. Каждый символ DP QPSK сигнала содержит два символа QPSK сигнала, следовательно, он переносит 4 бита информации.

QPSK символы кодируются с использованием кода Грэя, в соответствии с которым расположенные рядом символы отличаются только на один бит. Как видно из фазовой диаграммы (рис.5), символы, значения которых отличаются на 1 бит, расположены в соседних квадрантах, и отличаются состоянием только одного модулятора Маха-Цендера. Переход к противоположному квадранту соответствует изменению состояния двух модуляторов Маха-Цендера. Использование кодов Грэя очень важно, т.к. обеспечивает минимальный уровень ошибок среди возможных кодировок. При использовании других кодировок BER увеличивается в 2 раза для QPSK формата,

Принцип когерентного детектирования (см. рис.1а) заключается в том,

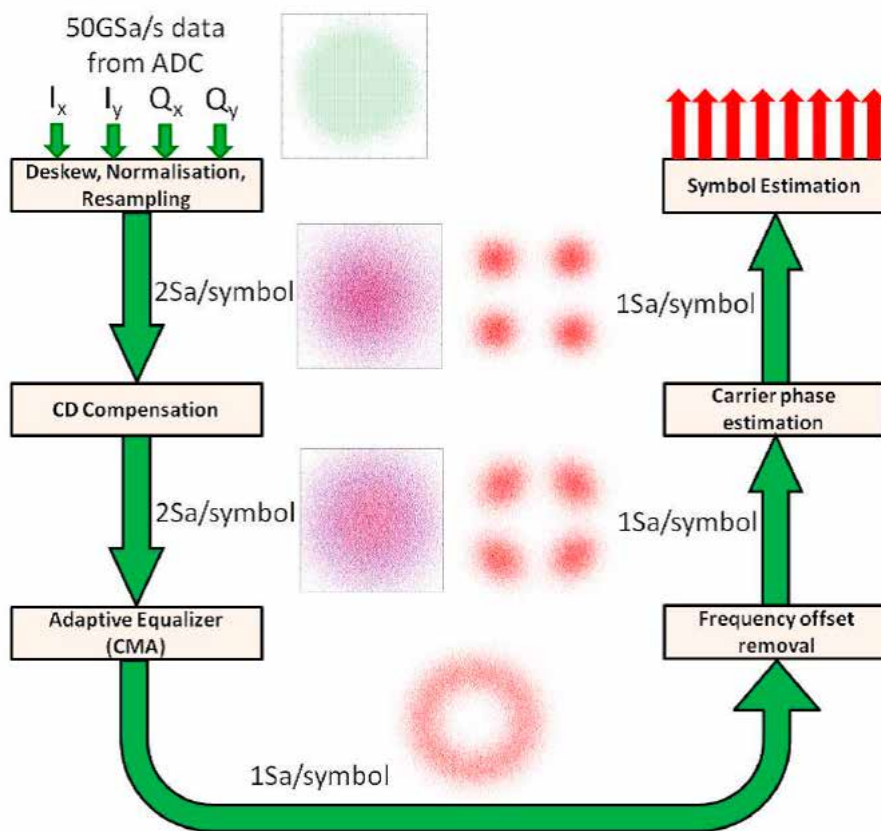


Рис. 8. Алгоритм цифровой обработки сигналов. Рисунок из работы [10].

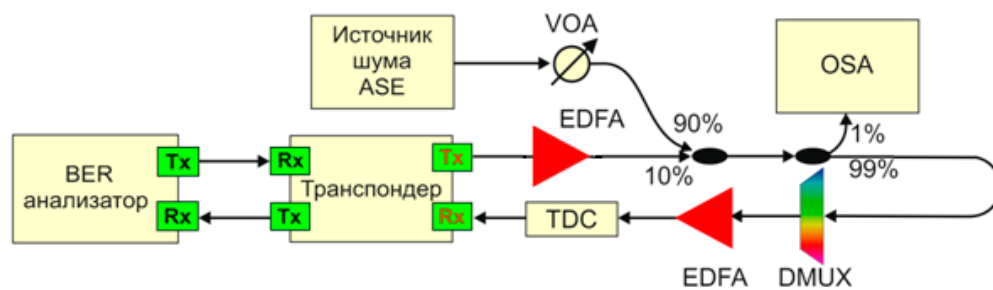


Рис. 9. Схема экспериментальной установки, используемой для измерения .

для обозначения данного формата наряду с аббревиатурой DP QPSK используется аббревиатура PM QPSK, т.е. поляризационно-мультиплексированный QPSK.

В свою очередь каждый из двух ортогонально поляризованных сигналов в формате QPSK можно представить как объединение двух бинарных фазо-

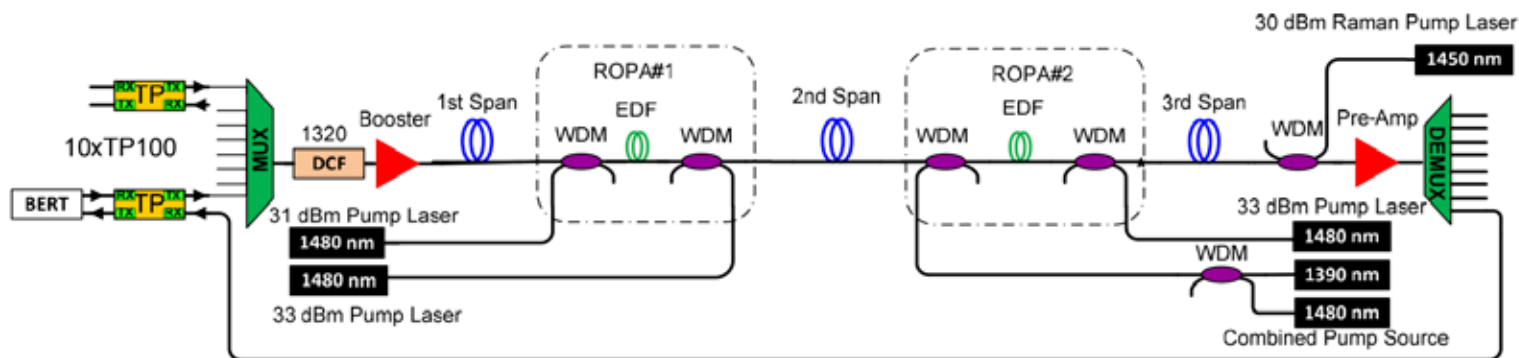


Рис.10. Схема экспериментальной однопролетной линии длиной 500 км емкостью 1 Тбит/с (10 x 100Гбит/с). В эксперименте использовались 100Г транспондеры TS-100E «Волга» (требуемый OSNR 12,5 дБ) производства ООО «Т 8 НТЦ». ULL — волокно PSCF Corning SMF-28 со сверхнизкими потерями; DCF — модуль компенсации дисперсии; EDF — волокно, легированное эрбием; Booster, Pre-Amp — усилитель мощности и предусилитель, установленные в терминалах линии.

что сигнальное излучение смешивается с излучением опорного лазера. Структура когерентного приемника показана на рис.7.

Поступающий информационный сигнал делится на две поляризационные компоненты, каждая из которых смешивается с непрерывным излучением опорного лазера в 90° оптическом гибриде (90° hybrid).

На выходе двух оптических гибридов установлены четыре дифференциальных фотодетектора (каждый из которых состоит из двух фотодиодов и схемы вычитания), формирующих четыре электрических сигнала I_x , Q_x , I_y , Q_y , условно соответствующих двум парам квадратурных компонент принятого оптического сигнала (по две компоненты в каждой из двух ортогональных поляризаций). Эти четыре аналоговых сигнала с выходов балансных фотоприемников оцифровываются в АЦП и поступают в блок цифровой обработки сигналов (DSP).

Алгоритм цифровой обработки сигналов когерентного приемника можно описать в виде следующей последовательности операций (см. рис.8).

На первом шаге четыре потока символов с АЦП, соответствующие действительным и мнимым частям (I и Q) двух потоков комплексных символов, по одному «комплексному потоку» для каждой поляризации, поступают в блок устранения неточностей входного интерфейса, а затем в блок преобразования частоты дискретизации, который преобразует асинхронную частоту дискретизации (например 50 Гигаотчетов/с) в частоту, равную 2 отсчетам/символ.

К неточностям входного интерфейса относятся, в частности, временное рассогласование между четырь-

мя компонентами сигнала из-за неравенства оптических и электрических путей внутри когерентного приемника, неравенство амплитуд этих сигналов и отклонения от номинальных значений фазовых задержек в гибриде [Savory 2008].

В блоке компенсации хроматической дисперсии проводится статическая компенсация хроматической дисперсии независимо для двух поляризаций, а затем к двум поляризациям одновременно применяются быстрые адаптивные методы компенсации искажений. На следующем этапе обработки сигнала DP QPSK используется алгоритм поиска постоянного значения модуля сигнала (СМА — constant modulus algorithm). Этот алгоритм обеспечивает минимизацию отклонения амплитуды сигнала от некоторого искомого среднего значения. На следующем шаге оценивается и устраняется разность частот между опорным лазером и оптической несущей принятого сигнала, которая определяется лазером передатчика. Вычисленное значение разности частот используется для устранения вращения диаграммы в фазовой плоскости. На следующих этапах оценивается и компенсируется фазовый шум, после чего определяются значения принятых символов. На последнем этапе применяется алгоритм исправления ошибок (FEC), снижающий относительное количество ошибочных битов BER. При работе программы FEC вычисляется коэффициент ошибок BER до исправления (BER до FEC). Критическому значению BER после FEC 10^{-12} соответствует пороговое значение BER до FEC $1,9 \times 10^{-2}$.

КРИТИЧЕСКОЕ ЗНАЧЕНИЕ OSNR ТРАНСПОНДЕРОВ И ДАЛЬНОСТЬ РАБОТЫ КОГЕРЕНТНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

Важнейшей характеристикой транспондеров, используемых в оптических системах дальней связи, является критическое значение отношения сигнал/шум ($OSNR_T$). По определению — это минимальное значение $OSNR_T$ на входе оптического приемника в отсутствие линейных и нелинейных искажений в оптическом тракте ВОЛС, при котором система связи работает в условно безошибочном режиме. Условно безошибочным называется такой режим работы системы связи, когда коэффициент ошибок BER не превышает заданного уровня. В современных системах связи он соответствует $BER \leq 10^{-12}$ после исправления ошибок (после FEC).

Схема экспериментальной установки, используемой для измерения, представлена на рис. 9.

С помощью источника шума ASE и переменного аттенюатора (VOA) варьируется значение OSNR, которое измеряется оптическим анализатором спектра (OSA). Усилитель, установленный на выходе демультиплексора (DMUX), обеспечивает требуемый уровень сигнала на входе приемника оптического транспондера.

Экспериментально измеренные значения $OSNR_T$ серийных транспондеров и мукспондеров «Волга» компании Т 8 не превышают 12,5 дБ. Это значение требуемого OSNR является наилучшим для коммерчески доступных транспондеров с каналной скоростью 100 Гбит/с.

Величина $OSNR_T$ является ключевым техническим параметром, определяющим максимальную длину многопролетных и однопролетных линий связи и надежность работы оборудования сетей связи.

кавычки

Проведенные нами исследования показали, что при использовании различных типов распределенных усилителей или усилителей с удаленной оптической накачкой длина сверхдлинных однопролетных линий связи с канальной скоростью 100 Гбит/с на основе транспондеров «Волга» может быть доведена до 500 км [2]. В лабораторном эксперименте осуществлена передача на 500 км в однопролетной линии 10 каналов по 100 Гбит/с с суммарной скоростью 1 Тбит/с, что является действующим мировым рекордом.

Однопролетные линии связи — это линии связи, в которых нет промежуточных узлов с активным оборудованием, требующим электропитания (усилители, регенераторы). Сверхдлинные участки длиной 300–500 км по экономическим соображениям практически незаменимы для прокладки по труднодоступной и малонаселенной местности, для создания отводов от подводных магистральных линий, для связи между островами, для соединения буровых платформ с материком.

На максимальную дальность работы систем связи в многопролетных во-

локонно-оптических линиях с усилителями также существенно влияет величина. Можно показать, что максимальное число пролетов многоканальной линии с одинаковыми пролетами определяется следующим выражением:

$$10 \log_{10} N < 58 + P_{in} - NF - \alpha L - OSNR_T - PNT, \quad (1)$$

где $58 = 10 \log_{10} [1/h\nu\Delta\nu]$ — квантовый предел OSNR сигнала мощностью 0 дБм (1 мВт); P_{in} — мощность сигнала на входе в линию; NF — шум-фактор усилителей; αL — затухание в пролете; PNT — нелинейный и линейный штраф. Как видно из приведенной формулы, уменьшение $OSNR_T$ на 3 дБ при неизменных остальных параметрах уравнения могло бы увеличить дальность работы многопролетной линии связи в два раза! Однако, при увеличении длины линии связи в общем случае возрастают линейный и нелинейный штрафы PNT .

Линейные штрафы от хроматической дисперсии (CD) и от поляризационной модовой дисперсии (PMD) пренебрежимо малы, если не превышают некоторого критического значения, поскольку

ку накопленные в линии CD и PMD эффективно компенсируются в приемнике при цифровой обработке принятого сигнала (см. рис.8). В транспондерах и мукспондерах «Волга» компании T 8 критическая величина накопленной CD равна 75000 пс/нм, что позволяет полностью компенсировать хроматическую дисперсию в линиях длиной 4000 км на основе стандартного волокна SSMF (рекомендация ITU-T G.652). Критическая длина линий на основе волокна NZ DSF (рекомендация ITU-T G.655) возрастает до 16000 км. Однако реальная длина линий связи на основе волокна NZ DSF ограничена действием нелинейных эффектов.

В отличие от линейных штрафов, величина которых не зависит от мощности оптического сигнала, нелинейные штрафы очень быстро возрастают при увеличении мощности сигнала, что ограничивает максимальную мощность $P_{in}^{max}(L)$ некоторым критическим значением, зависящим от длины линии. Поскольку при увеличении длины линии нелинейные искажения накапливаются, то максимальная мощность, вводимая в линию, уменьшается при увеличении длины линии.

Проведенные в работах [3,11–12] экспериментальные и теоретические исследования показали, что в линиях без оптической компенсации дисперсии накопление нелинейных искажений происходит значительно медленнее, чем в традиционных линиях связи с периодической компенсацией дисперсии. Это приводит к тому, что длина многопролетных линий связи без периодической компенсации дисперсии может быть значительно больше длины традиционных линий. На рис.11 показаны зависимости диапазона допустимых входных канальных мощностей DWDM-сигнала от длины многопролетной линии.

Более медленный рост величины нелинейного штрафа при увеличении длины линии без компенсации дисперсии объясняется изменением характера нелинейных искажений. В традиционных линиях с компенсацией дисперсии нелинейный штраф связан с нелинейными искажениями сигнала. В длинных линиях без компенсации дисперсии нелинейные эффекты проявляются в форме нелинейных шумов. В этом случае работу системы связи можно описать простой корректировкой выражения для OSNR:

$$OSNR = P_{ch} / (P_{ASE} + P_{NLI}) \quad (2)$$

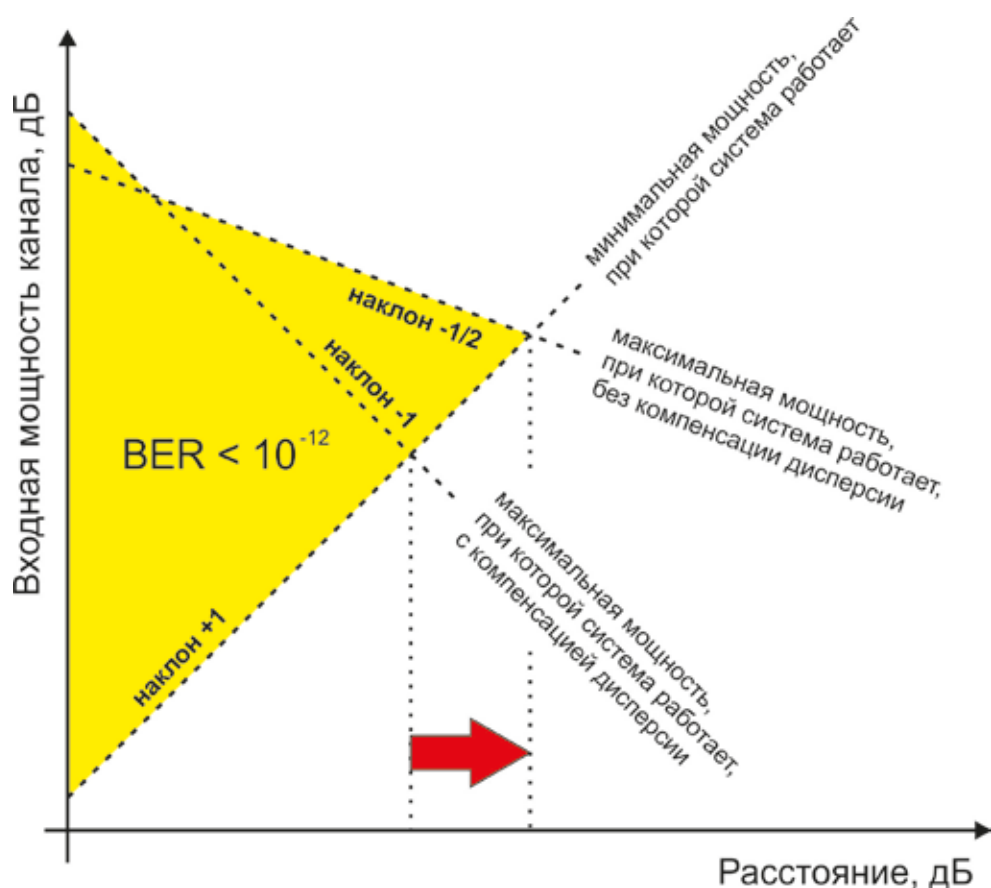


Рис. 11. Зависимости диапазона допустимых входных канальных мощностей DWDM сигнала от длины многопролетной линии с периодической компенсацией дисперсии и без компенсации дисперсии. Закрашена область допустимых входных мощностей.

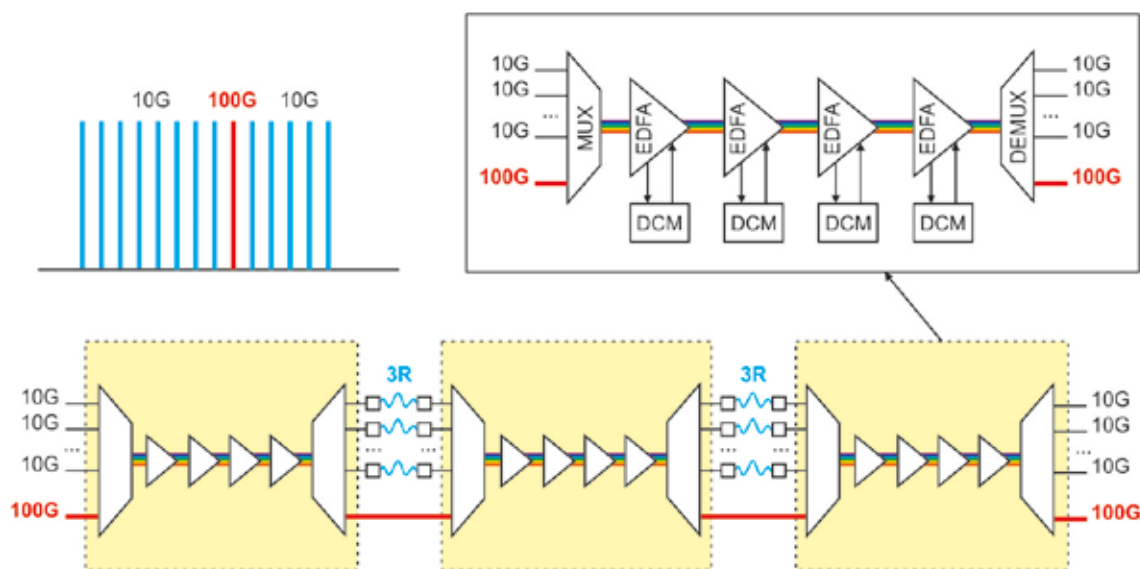


Рис. 12. Модернизация традиционных DWDM линий связи, построенных для эксплуатации с оборудованием 10G путем постепенной установки в выделенных каналах оборудования 100G «Волга». Дальность безрегенерационной передачи для каналов 100G больше, чем для каналов 10G.

Как следует из формулы (2) избыточный нелинейный шум мощностью P_{NLI} суммируется с шумом P_{ASE} усиленного спонтанного излучения. Коэффициент ошибок BER зависит от скорректированного OSNR обычным образом.

Таким образом, преимущества когерентных систем связи, в частности систем связи на основе оборудования «Волга» компании Т 8, полностью проявляются в длинных линиях связи без промежуточных компенсаторов дисперсии. В то же время, благодаря отличным оптическим характеристикам транспондеры «Волга» можно использовать на линиях, построенных для 10 Гбит/с без модернизации. Более того, продемонстрирована успешная работа транспондеров «Волга» в разнородных сетях, содержащих разные типы каналов (100G; 10G; 2,5G). Это открывает для операторов связи возможность проводить постепенную модернизацию своей сети путем постепенной установки в выделенных каналах оборудования 100G «Волга».

Выводы

В новом поколении DWDM систем связи используются самые современные технологии: когерентный прием, формат DP QPSK, поляризационное мультиплексирование сигнала, коррекция ошибок FEC с мягким принятием решений (SoftFEC).

Российская компания **Т 8** разработала первый в России 100 Гбит/с транспондер «Волга» с лучшими в мире параметрами качества сигнала (требуемый OSNR 12,5 дБ) и рекордно большим значением электронной компенсации дис-

персии (75000 пс/нм). Высокое качество оборудования подтверждено успешной передачей 100 Гбит/с на 4000 км без компенсации дисперсии в 80-канальной DWDM системе. Продемонстрирована возможность работы 100 Гбит/с транспондеров «Волга» в гетерогенных DWDM сетях совместно с каналами 40 Гбит/с и 10 Гбит/с. Создание российского оборудования с лучшими в мире параметрами качества сигнала (требуемый OSNR) и конкурентными ценами открывает широкие возможности для освоения скорости 100 Гбит/с российскими операторами связи.

Емкость стандартной 80-канальной DWDM-системы на основе транспондера 100Гбит/с «Волга» составляет 8 Тбит/с. При использовании расширенного C-диапазона при сетке 50 ГГц и числе каналов 96 емкость линии связи составляет 9,6 Тбит/с. В компании Т 8 ведутся работы по созданию системы связи емкостью 27 Тбит/с на волокно.

ЛИТЕРАТУРА

- 1) Наний О.Е., Трещиков В.Н., Плаксин С.О., Плоцкий А.Ю., Новиков А.Г. Перспективные DWDM системы связи со скоростью 20 Тбит/с на соединение // Фотон-экспресс, 2012, № 3 (99), С.34–38.
- 2) Gainov V., Gurkin N., Lukin S., Akopov S., Makovejs S., Ten S., Nanii O. and Treshchikov V. Record 500 km unrepeated 100 Gb s⁻¹ transmission // Laser Phys. Lett. 10, 075107 (2013).
- 3) Gurkin N., Nanii O., Novikov A., Plaksin S., Treshchikov V., and Ubaydullaev R. Nonlinear interference noise in 100-Gbit s⁻¹ communication lines with the DP-QPSK

modulation format // Quantum Electron. 43 (6), 550 (2013).

- 4) Наний О.Е., Трещиков В.Н. Российское оборудование 40 Гбит/с — реальность! // Фотон-экспресс. 2010. № 5 (85). С.28–30.
- 5) Наний О.Е., Трещиков В.Н. Анализ форматов модуляции для систем DWDM со скоростью 40 Гбит/с // Вестник связи. 2012. № 1. С.35–38.
- 6) Гуркин Н.В., Капин Ю.А., Павлов В.Н., Плаксин С.О., Трещиков В.Н. Характеристики однопролетной системы DWDM с каналами 40 Гбит/с DPSK в сетке 50 ГГц // Электросвязь. 2012. № 1. С. 56–58.
- 7) Наний О.Е., Новиков А.Г., Плоцкий А.Ю., Трещиков В.Н., Ubaydullaev P.P. Характеристики многопролетной системы DWDM с каналами 40 Гбит/с DPSK в сетке 50 ГГц // Электросвязь. 2012. № 6. С. 40–43.
- 8) Редюк А.А. и др. Математическое моделирование экспериментального прототипа высокоскоростной линии связи на основе дифференциального фазового формата модуляции без возвращения к нулю // Квант. электроника, 41 (10), 929–933 (2011).
- 9) Гуркин Н.В., Наний О.Е., Новиков А.Г., Трещиков В.Н. Системы DWDM нового поколения // Вестник связи. 2012. № 5. С. 39–40.
- 10) Makovejs S. High-speed optical fibre transmission using advanced modulation formats. PhD theses, University College London, 2011.
- 11) Poggiolini P. The GN Model of Non-Linear Propagation in Uncompensated Coherent Optical Systems // J. Lightw. Technol., vol. 30, no. 24, pp. 3857–3879, 2012.
- 12) Carena A., Curri V., Bosco G., Poggiolini P., Forghieri F. Modeling of the Impact of Nonlinear Propagation Effects in Uncompensated Optical Coherent Transmission Links. // J. Lightw. Technol., vol. 30, no. 10, pp. 1524–1539, 2012.

