

ОПТОВОЛОКОННЫЕ СИСТЕМЫ ДАЛЬНОЙ СВЯЗИ

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ

За последние 10 лет оптоволоконные системы дальней связи (СДС) прошли несколько этапов развития, связанных с ростом скорости передачи и ее дальности (без регенерации сигнала), расширением полосы пропускания канала связи, повышением эффективности его использования и оптимизацией управления трафиком. Для этого совершенствовались используемые в СДС технологии синхронной цифровой иерархии (SDH) и волнового мультиплексирования (WDM), разрабатывались новые типы оптического волокна (ОВ), оптические усилители (ОУ) и модули компенсации дисперсии, внедрялись методы коррекции ошибок (FEC). Для повышения эффективности СДС были разработаны механизмы взаимодействия известных локальных технологий: ATM, Ethernet, IP и MPLS с глобальными технологиями. В кратком обзоре мы рассмотрим, как сегодня решаются наиболее важные проблемы увеличения скорости, полосы и дальности передачи в системах SDH и WDM.

ПРОБЛЕМА ПОВЫШЕНИЯ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ

Проблема скорости для систем с одной несущей, какими являются системы SDH, — ключевая, так как рост скорости пропорционально увеличивает полосу пропускания. Однако такое увеличение ограничено, с одной стороны, верхней границей полосы пропускания среды передачи — ОВ, с другой — потенциально возможным быстродействием аппаратуры обработки сигнала.

Верхняя граница ОВ определяется *эффектом Гордона-Хауса* [1], т.е. флуктуациями времени прихода оптического импульса в точку приема (джиттером), вызванными *усиленным* (за счет ОУ) *спонтанным излучением* (УСИ) в ОВ. Эта граница определяется произведением скорости передачи на максимальную длину участка передачи без регенерации сигнала BLT, которая оценивается величиной 80 (Тбит/с)·км [1]. Тогда для максимальной на сегодня скорости передачи 40 Гбит/с наибольшая длина участка передачи составит 2000 км (при стандартной длине регенерационной секции 640 км), а для скорости 160 Гбит/с — 500 км. Эту величину можно увеличить, применив методы компенсации дисперсии ОВ или используя оптическую среду с управляемой дисперсией. Следовательно, граница Гордона-Хауса не будет препятствовать повышению скорости передачи, по крайней мере, до 160 Гбит/с.

Н. Слепов
nslepov@online.ru

Что касается пределов быстродействия аппаратуры, то на скоростях передачи 40 Гбит/с и выше обработка сигнала в тракте приема-передачи, а также в устройствах ввода-вывода, мультиплексирования, усиления и внутренней коммутации осуществляется оптическими, а не электронными средствами. Значит, до скоростей порядка 10 Тбит/с проблем с быстродействием не предвидится.

Однако в составе аппаратуры систем SDH необходимо иметь еще и регенераторы. Полностью оптические регенераторы не созданы до сих пор (ввиду сложностей с формированием оптического сигнала заданной формы чисто оптическими средствами), и даже на скорости 40 Гбит/с используется электронный регенератор. При его изготовлении возможны очевидные трудности — необходима элементная база с граничными частотами, по крайней мере в пять раз превышающими скорость передачи данных, например для 160 Гбит/с — не ниже 800 ГГц. В отсутствие регенератора длина СДС ограничена длиной одной регенерационной секции, которая может составлять 2000–10000 км, что отчасти снижает остроту проблемы.

На первый взгляд, эти проблемы не предвещают широких перспектив повышения скорости передачи. Действительно, скорость систем SDH может увеличиваться только дискретно и кратно 4 [2]: 155, 640 Мбит/с (STM-1/4); 2,5, 10 Гбит/с (STM-16/64) и т.д. Стартовав со скоростью 155 Мбит/с в 1989 г., системы SDH довели ее до 2,5 Гбит/с к 1995 году, а затем, за следующие 10 лет, увеличили еще в 16 раз — до 40 Гбит/с (STM-256) [3]. Из этого следует, что в дальнейшем скорости иерархии в перспективе могут достичь (учитывая тенденцию 16-кратного роста скорости) 160 (STM-1024) и 640 Гбит/с (STM-4096). Проблемы регенерации все те же.

Другой подход к решению этой задачи — перевод систем SDH на сетку скоростей систем SONET, где допустимы скорости 80 (OC-1536), 160 (OC-3072) и 320 Гбит/с (OC-6144) [2].

Это теоретически, а что же реально позволяют современные технологии? Недавние (2004 г.) успешные испытания систем SDH уровня STM-1024 и системы WDM (8 несущих по 170 Гбит/с) в Европе [4] показали, что, благодаря переходу на чисто оптические технологии, 160 Гбит/с на одну несущую — уже реальность. Такая скорость была достигнута путем мультиплексирования



четырёх оптических трибов (потоков) по 40 Гбит/с (или 16 потоков по 10 Гбит/с).

Для реализации таких мультиплексов требуются, по крайней мере, два основных блока: схема *восстановления тактовой синхронизации* (CR), работающая на скорости 10/40 Гбит/с, и *сверхбыстродействующий вентиляльный элемент* (СБВЭ), способный работать в таком временном окне, которое позволит выделить желаемый тайм-слот (канал) в сигнале *оптической версии TDM* (OTDM), использующем, например, схему линейного кодирования RZ (с возвращением к нулю).

Если учесть, что битовый интервал последовательности OTDM при скорости 160 Гбит/с равен 6,25 пс, то временное окно для его выделения должно быть не менее 3–4 пс при ширине RZ-импульса в 67% от длины битового интервала. При этом синхронизация СБВЭ осуществляется сигналом тактовой синхронизации схемы CR. Краткий обзор принципов реализации CR и СБВЭ приведен в работе [4].

Отметим, что ввод-вывод трибов SONET/SDH в мультиплексах на таких высоких скоростях может быть только оптическим с использованием различных инструментов: электроабсорбционных модуляторов бегущей волны (TW-EAM), сверхбыстродействующих нелинейных интерферометров (GT-UNI) с возможностью одновременного ввода-вывода и т.д. (подробнее см. [4,5]).

Следующий шаг – реализация скоростей 640 Гбит/с для SDH или 320/480/640 Гбит/с для SONET. Очевидно, что с ростом скорости пропорционально уменьшается битовый интервал и ужесточаются требования к СБВЭ. Уже в 2003–2004 годах сообщалось об успешно работающих системах, использующих технику интерливинга (перемежения) для формирования потока 320 Гбит/с из двух потоков по 160 Гбит/с путем мультиплексирования по состоянию поляризации оптической несущей. При этом длина звена связи не превышала 40 км. Затем появились сообщения об успешных лабораторных испытаниях моделей систем OTDM со скоростью 320 Гбит/с, не использующих мультиплексирование по поляризации [6–8]. В этих моделях для создания потока 320 Гбит/с применялось мультиплексирование восьми 40-Гбит/с трибов SDH. Использовался метод амплитудной (on-off keying – OOK) или дифференциальной фазовой манипуляции (DPSK) с импульсами шириной 1,1 пс на уровне половинной мощности. Было продемонстрировано безошибочное функционирование звена связи длиной 160 км (на волокне OFS Denmark), состоящего из двух 80-км пролетов (OU типа EDFA).

Авторы работы [8] для создания потока 320 Гбит/с использовали OTDM-мультиплексирование 32 каналов со скоростью 10 Гбит/с, прямую модуляцию по интенсивности и однопролетное звено связи без OU со стандартным OM-волокном (SSF, OFS Denmark) длиной 80 км. При этом ширина входного импульса лазерного диода (ЛД) составила 1,5 пс. Он не уширялся на выходе системы благодаря использованию модуля компенсации дисперсии (13 км) и детектировался с помощью оптического вентиля типа "зеркала" на основе нелинейной оптической петли (NOLM).

Описана и одноканальная система SDH, устойчиво работающая на скорости 640 Гбит/с при длине звена связи 160 км и DPSK-модуляции [9]. Таким образом, можно констатировать, что рубеж скорости в 320 Гбит/с, характерный для систем SDH/SONET, может быть успешно преодолен в самое ближайшее время, и мы стоим на пороге очередного 16-кратного (с 40 до 640 Гбит/с) увеличения скорости передачи на одной несущей.

УВЕЛИЧЕНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ КАНАЛА СВЯЗИ

Для одноканальных систем, как уже было отмечено, увеличение полосы пропускания (BW) целиком определяется ростом скорости в канале связи. Это ограничивает BW одноканальных систем уровнем 640 Гбит/с, если не рассматривать такой показатель, как число волокон в кабеле. Для многоканальных систем (т.е. систем со многими несущими – WDM) полоса BW определяется не только скоростью на одной несущей, но и числом несущих, передаваемых по одному волокну [10]. Следовательно, перспективы увеличения BW связаны как с ростом скорости R на одной несущей, так и с числом несущих N_{\pm} .

Эти два фактора зависят друг от друга, т.е. нельзя считать, что $\max BW = \max R \times \max N_{\pm}$. На практике для достижения максимума BW определяют либо наибольшую возможную скорость R в канале при максимально возможном числе несущих – $\max (R|N_{\pm})$, либо максимальное число несущих при наибольшей допустимой скорости в каждой – $\max (N_{\pm}|R)$.

Максимальное число несущих в системах WDM формально может достигать 320, а в лабораторных экспериментах – 1000. Однако на практике число несущих ограничено не только выбранным вариантом стандартного частотного/волнового плана, но и (в рамках выбранного плана) используемой скоростью передачи, которая зависит от верхней границы допусков на девиацию несущих [11]. Эти границы подвижны и корректируются в соответствии с технологическими достижениями, например зависят от ширины полосы, необходимой для используемых методов модуляции/манипуляции. В частности, при модуляции несущей по интенсивности полосу сигнала можно уменьшить частотной фильтрацией боковых полос, включая работу на одной боковой полосе (ОБП) с частичным или полным подавлением другой (метод, широко используемый в радиотехнике).

Так, при предварительной оптической фильтрации модулированного сигнала 45-ГГц полосовым фильтром, практически убирающим одну боковую полосу, в системах WDM можно использовать шаг 50 ГГц при скорости 40 Гбит/с [12], что ранее считалось невозможным [11]. Техника ОБП позволяет, например, заменять в аппаратуре WDM блоки/карты, работающие на скорости 10 Гбит/с и рассчитанные на шаг 50 ГГц, блоками/картами для скорости 40 Гбит/с. Это, в принципе, позволяет увеличить скорость систем WDM с 1,6 Тбит/с (160 несущих по 10 Гбит/с на каждой) до 6,4 Тбит/с (160 x 40 Гбит/с), что является предельно достижимым на современном уровне технологии.

Возможно и увеличение скорости передачи на одной несущей систем WDM. Так, описаны WDM-системы с 8 каналами по 170 Гбит/с и общей емкостью 1,36 Тбит/с [13], и с 10 каналами по 320 Гбит/с ($BW = 3,2$ Тбит/с) на одно волокно [14].

Анализ возможных комбинаций $\max (R|N_{\pm})$ и $\max (N_{\pm}|R)$ показывает, что для достижения максимальной BW наиболее перспективна гипотетическая система DWDM с 320 несущими, шагом 50 ГГц, предварительной фильтрацией ОБП, модуляцией типа RZ-DPSK или APoI RZ-DPSK (RZ-DPSK с переменной ортогональной поляризацией [15]) и скоростью 40 Гбит/с на одну несущую. Такая система позволила бы реализовать ширину полосы пропускания 12,8 Тбит/с на одном ОВ или 3,686 Пбит/с (12,8 Тбит/с x 288) в расчете на максимально возможный по числу волокон (288) стандартный промышленный ОВ-кабель.

УВЕЛИЧЕНИЕ ДЛИНЫ РЕГЕНЕРАЦИОННОГО УЧАСТКА

Без OU длина регенерационного участка самого большого на 1995 год стандартного пролета L-16.1, использующего ско-

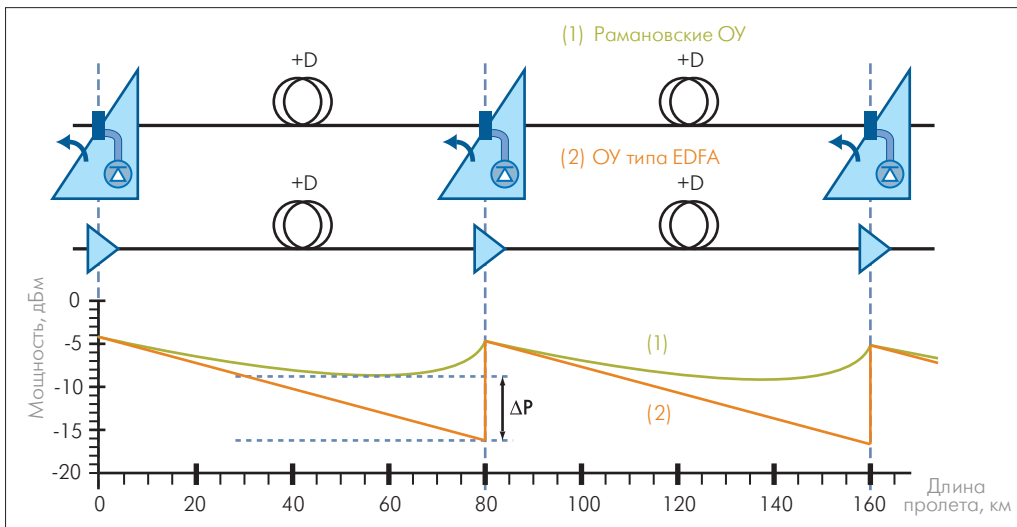


Рис. 1. Совместное использование ОУ типа EDFA и рамановских ОУ

рость 2,5 Гбит/с на ОВ типа G.652, составляла 40 км [3]. С появлением ОУ эта длина увеличилась до 80 км (L-16.2). В результате при 5–7 промежуточных линейных ОУ длина регенерационного участка составляла 480–640 км [3], что считалось нормой, на которую ориентировались мировые производители оборудования SDH.

Перспективы увеличения длины регенерационного участка зависят от двух групп факторов: ограничивающих такое увеличение и требующих разработки способов их преодоления, с одной стороны, и способствующих увеличению, но требующих разработки устройств или технологий, улучшающих параметры тракта передачи, – с другой.

К первой группе относится неизбежное рэлеевского рассеяние, с которым можно бороться с помощью оптимального выбора оптического окна передачи, т.е. путем перехода систем передачи из первого окна (850 нм) во второе (1310 нм), а затем в третье (1550 нм). Частично проблема затухания была снята использованием ОУ. В результате основным ограничивающим фактором стала хроматическая дисперсия. В системах с одной несущей ее компенсируют, используя *ОВ со сдвигом нуля дисперсии (DSF)* в область третьего окна прозрачности. Однако в системах WDM такое ОВ не используется из-за роста влияния *четырёхволнового смешения (FWM)* в окрестности точки нулевой дисперсии (подробнее см. [2]). Вместо него стали применять *ОВ с ненулевой смещенной дисперсией (NDSF)*, которое имело в третьем окне существенно меньшую (но не нулевую) дисперсию и значительно меньший наклон кривой дисперсии в рабочей области систем WDM [2]. Еще одним ограничивающим фактором, проявляющим себя на высоких скоростях передачи (выше 10 Гбит/с), была *поляризационная модовая дисперсия (ПМД)*.

Во второй группе можно отметить четыре метода, позволяющих увеличить длину регенерационного участка:

- использование модулей компенсации дисперсии или управляемых дисперсией среды передачи;
- расширение оптического динамического диапазона (OSNR);
- применение упреждающей коррекции ошибок (FEC);
- выбор оптимального метода модуляции и линейного кодирования.

Рассмотрим кратко их суть.

Компенсация дисперсии и управляемая дисперсия.

Увеличение скорости передачи до 10 (1998 г.), а затем до 40 Гбит/с (2002 г.) в отсутствие компенсации вело к росту вли-

яния дисперсии и уменьшению длины регенерационного участка. Однако к 1998 году влияние дисперсии научились устранять с помощью *модулей компенсации дисперсии (DCM)* [2]. Сегодня эта проблема решается кардинально с использованием метода *управляемой дисперсии*. Его суть в том, что на трассе ВОЛС поочередно укладываются отрезки (строительные длины) кабеля с одним типом ОВ (например, NZDSF), но противоположными знаками дисперсионного параметра D (при одинаковом наклоне кривой D по аб-

солютной величине в рабочей области систем WDM, третье окно, 1530–1565 нм). Это приводит к полной компенсации накопленной хроматической дисперсии на участке двух строительных длин и снимает проблему хроматической дисперсии [16]. Остается ограничение, вызванное поляризационной модовой дисперсией, которую пока не сумели полностью компенсировать. Однако технологическими приемами ПМД удастся существенно уменьшить – с 0,5 до 0,2 пс/км^{1/2} (по стандарту ITU-T G.652D) и ниже, фактически менее 0,1 (ОВ Corning "LEAF"), т.е. до уровня, приемлемого для нормальной работы систем на скорости 40 Гбит/с.

Расширение оптического динамического диапазона.

Если не рассматривать ограничения, вызванные дисперсией, то увеличить длину участка можно за счет расширения *оптического динамического диапазона* (т.е. увеличивая отношение сигнал/шум – OSNR) волоконно-оптической системы передачи (ВОСП). Этого можно добиться или используя ОУ, увеличивающий мощность оптического сигнала, или уменьшая уровень шума ОУ (увеличивая помехоустойчивость ВОСП при слабых сигналах).

$OSNR = P_{вх}/P_{ш}$, где $P_{вх}$ – оптическая мощность сигнала на входе усилительной секции, $P_{ш}$ – мощность оптического шума. Увеличение $P_{вх}$ ограничено ростом нелинейных искажений (при постоянстве площади поперечного сечения сердцевины волокна). Благодаря этому подходу удалось увеличить длину пролета до 80 км, но нужно признать, что он не перспективен для "стандартного" ОВ. Использование же других типов ОВ, например, брэгговского, пока проблематично [16]. Кроме того, усиление ОУ типа EDFA хотя и распределено по длине пролета L, но падает с ростом L, так как используется сонаправленная накачка (рис.1). В результате уровень полезного сигнала затухает по длине волокна, что сказывается на OSNR для пролетов большой длины. Устранить этот эффект и в целом улучшить OSNR можно с помощью рамановских ОУ.

Использование рамановских усилителей. Для выравнивания усиления ОУ по длине пролета в тандеме с EDFA используют рамановские усилители с противонаправленной накачкой, запускаемой в точке приема, где усиление от EDFA минимально (рис.1). Прогресс в области создания мощных рамановских усилителей, использующих несколько лазеров накачки, позволил не только расширить полосу рамановского усиления на традиционные рабочие полосы WDM-систем C и L (1565–1625 нм), но и выровнять усиление в границах этих полос. Например, из рис.1 видно, что суммарная неравномерность усиления рамановского ОУ совместно с EDFA составляет 5 дБ, тогда как при использова-



нии только EDFA она достигает 12 дБ. При этом OSNR можно увеличить на 7–10 дБ. Этот метод оказался весьма действенным и привел к удвоению длины усилительного участка до 160 км, хотя длина регенерационного участка при этом оставалась на уровне 640 км [3].

Еще одна возможность дальнейшего увеличения длины регенерационного участка – повышение помехоустойчивости аппаратуры ВОЛС, позволяющее увеличить допустимый уровень битовых ошибок в канале передачи – BER (относительно базового $BER = 10^{-15}$) до уровня, при котором система еще сохраняет работоспособность.

Упреждающая коррекция ошибок. Увеличения допустимого уровня BER можно достичь за счет *упреждающей коррекции ошибок* (FEC), для которой применяются *коды, исправляющие ошибки* (ECC), и более помехоустойчивые методы модуляции/демодуляции несущей [17]. До скорости 2,5 Гбит/с включительно эти методы улучшения BER в системах SDH/WDM не применялись. Однако начиная с 10 Гбит/с они стали использоваться, поскольку сам факт перехода на более высокую скорость (возросшую в 4–16 раз) требовал пропорционального увеличения отношения сигнал/шум в канале (т.е. на 6–12 дБ) [3], что было проблематично.

Использование ECC усложняет оборудование ВОЛС, причем пропорционально числу несущих для систем WDM. Кроме того, возникает дополнительная кодовая избыточность (по отношению к избыточности SDH), которая увеличивается с ростом выигрыша в отношении сигнал/шум и может достигать 20–25% [3]. Несмотря на эти проблемы, уже на этапе внедрения систем SDH типа STM-64 (10 Гбит/с) был сделан выбор в пользу применения кодов ECC. Таких кодов довольно много [17], однако в системах SDH/WDM было отдано предпочтение блоковым кодам, позволяющим сохранить структуру информационного блока в процессе кодирования.

Кодовое слово блокового кода (длиной n символов) состоит из двух блоков: *информационного* (длиной k символов) и следующего за ним *кодového* (длиной $n-k$ символов). Общее обозначение блоковых кодов имеет вид: (n, k, d) , где d – *минимальное кодовое расстояние*, характеризующее корректирующую способность кода, т.е. помехоустойчивость системы. Так, для двоичных блоковых кодов число корректируемых случайных ошибок равно целой части от $(d-1)/2$.

Наиболее популярны в системах SDH/WDM коды *Рида-Соломона* (RS). Они являются *недвоичными блоковыми кодами* и относятся к полиномиальным кодам, компоненты кодовых слов которых равны значениям определенных полиномов порядка $k-1$ [17]. Они имеют кодовое слово вида $(2^m-1, k, d)$, где $d=n-k+1$, и являются *кодами с максимально достижимым d* . Эти коды способны исправлять до $(n-k)/2$ случайных одиночных ошибок и любой пакет ошибок длиной до $(n-k)$ ошибок. Именно эти свойства, а также наличие эффективных алгоритмов декодирования относительно длинных кодов, объясняют причину их популярности в системах SDH/WDM.

Использование одного из таких кодов RS (255, 239, 17) было описано в работе [18] в 2000 году и спровоцировало начало "золотой лихорадки" в исследованиях применения кодов RS для увеличения помехоустойчивости сверхдлинных ВОЛС [3]. Так шестиканальная система SONET/WDM с шагом несущих 50 ГГц работала на скорости 10 Гбит/с в каждом канале [18]. В ней применялись рамановские усилители с усилением 8 дБ, позволившие увеличить длину усилительного пролета до 105 км на OB типа

NZDSF. Используя линейный код RZ и ECC RS (255, 239, 17), удалось довести длину безошибочной передачи до 2410 км (23 пролета по 105 км) при $BER=10^{-15}$ на выходе декодера. Этот код RS позволяет корректировать 8 случайных одиночных ошибок и пакет длиной до 16 ошибок на длине информационного блока в 239 бит. При этом вносимая дополнительная избыточность составляет 6,7%. Выигрыш от использования кода равен 6,5 дБ (при $BER=10^{-15}$ на выходе и $BER=10^{-4}$ на входе декодера). Код был рекомендован стандартом ITU-T G.975 к применению в системах дальней связи.

Другой код RS (255, 223, 33) – код NASA – изначально применялся в системах космической связи, а затем был использован для сверхдлинных ВОСП со скоростью 40 Гбит/с на одной несущей. Он позволяет корректировать уже 16 случайных одиночных ошибок и пакет длиной до 32 ошибок на длине информационного блока в 223 бита. Однако вносимая при этом дополнительная избыточность составляет 14,35%.

Дальнейшее наращивание корректирующей способности кодов возможно путем каскадного их использования. При этом в качестве внутреннего кода выбирается, как правило, двоичный блоковый код (n, k, d) , например код Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ), а в качестве внешнего – недвоичный код RS (N, K, D) . В результате получается каскадный код (Nn, Kk, Dd) с кодовым словом длины Nn , информационным блоком Kk бит и минимальным расстоянием Dd [19]. Каскадные коды позволяют увеличить размер защищаемого информационного блока, что, в свою очередь, обеспечивает удлинение регенерационного участка вплоть до 2500 км при высоких (40 Гбит/с и выше) скоростях передачи.

Обычно между каскадами кодера ставится специальное устройство – *интерливер* (перемежитель), задача которого – изменить порядок передачи последовательности символов. В результате пачка ошибок, длина которой $l = m \cdot b > n \cdot k$ превышает корректирующую способность кода, после обратного преобразования разбивается на m пачек длиной b каждая. Если b не превышает $(n-k)/2$, сообщение полностью восстанавливается [17, 19].

При использовании каскадных или составных кодов неизбежно растет и дополнительная кодовая избыточность $(Nn/Kk-1)$, однако она оказывается оправданной. Так, в работе [20] говорится о впечатляющих результатах моделирования подобных кодов при базовом уровне $BER=10^{-15}$. Каскадное (повторное) использование кода RS (255, 239, 17), так называемый код RS-PC, дает выигрыш в 8,8 дБ. Код, составленный из двоичного расширенного кода БЧХ (256, 239, 6) и кода RS (255, 239, 17), обеспечивает выигрыш 9,4 дБ. А каскад кодов БЧХ (256, 223, 10) и RS (255, 239, 17) увеличивает бюджет ВОЛС уже на 10,3 дБ (при избыточности 22,48%).

Техника последовательных каскадных кодов названа в работе [3] техникой второго поколения. Однако используется уже и техника третьего поколения – *параллельные составные коды*, или *турбо-коды* [17]. Эти коды (1993 г.) поразили специалистов исключительной эффективностью. Они строились на двоичных сверточных кодах и методах итеративного декодирования, эффективность которых повышается с ростом числа итераций. Уже в 2000 году появились сообщения о недвоичных *блоковых турбо-кодах* (BTC), а в 2002–2003 годах – первые публикации об их использовании в ВОСП. Так, в работе [21] описан BTC-код, обеспечивающий чистый выигрыш 10,1 дБ при базовом уровне $BER=10^{-15}$ и скорости передачи 10 Гбит/с (избыточность составила 24%).

Известно, однако, что последовательные составные коды превосходят турбо-коды при относительно высоких отношениях

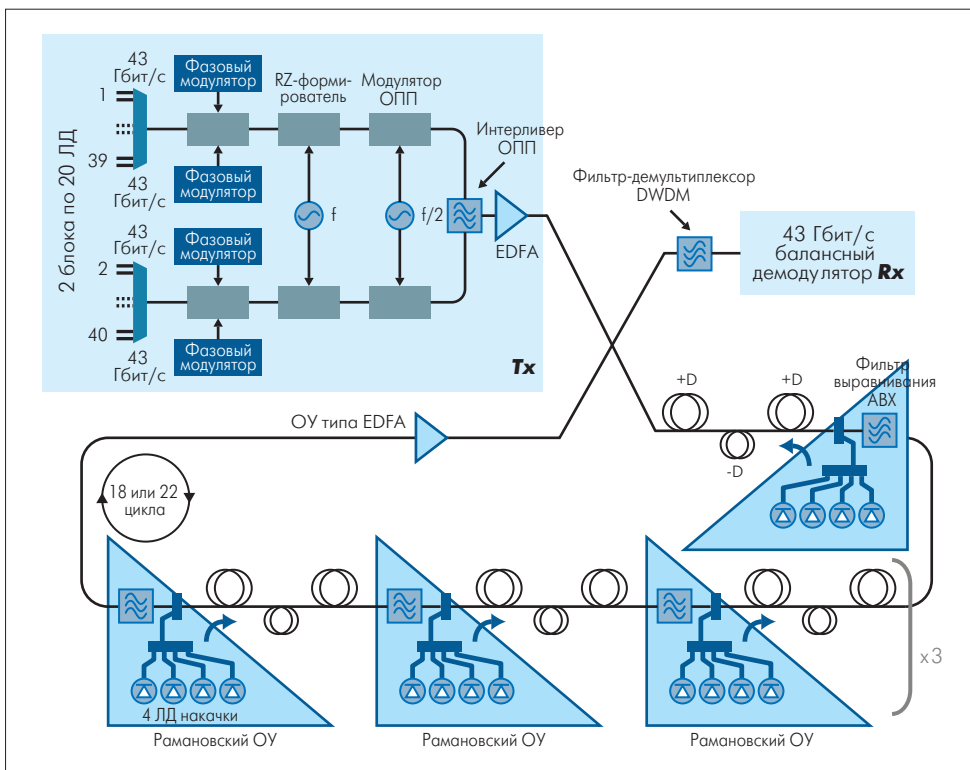


Рис. 2. Блок-схема модели сверхдальней ВОЛС компании Alcatel

сигнал/шум, тогда как турбо-коды более эффективны при низких отношениях С/Ш [17].

Итак, применение FEC позволяет внести в копилку OSNR до 10,3 дБ, а это дает выигрыш около 47 км в пересчете на ОВ с затуханием 0,22 дБ/км.

Оптимизация методов модуляции и линейного кодирования. Еще одно средство увеличения длины безошибочной передачи – использование адекватных методов модуляции и линейного кодирования, хотя оно не столь радикально, как FEC.

Двоичная последовательность для передачи должна промодулировать оптическую несущую. Наиболее широко используются два метода манипуляции параметрами несущей: амплитудная (АМ, ООК, она же АСК) и фазовая (ФМ, PSK) либо дифференциальная фазовая (DPSK). В случае ООК "1" соответствует максимальная интенсивность излучения лазера, а "0" – нулевая (или минимальная) интенсивность. Фаза в обоих случаях постоянна и равна нулю. При фазовой манипуляции "1" соответствует период излучения частоты несущей с нулевой фазой, а "0" – период излучения с фазой 180°, интенсивность в обоих случаях постоянна. АМ применяется на скоростях до 10 Гбит/с, ФМ (DPSK) – при скоростях от 40 Гбит/с. DPSK обеспечивает на 3 дБ лучшее по сравнению с АМ отношение сигнал/шум. Модулированная последовательность преобразуется далее в линейный однополярный код, подаваемый в ВОЛС.

В системах SDH в основном использовались два известных метода линейного кодирования: с возвращением к нулю RZ и без возвращения к нулю NRZ [2]. В случае АМ линейный сигнал обозначался так же (RZ и NRZ), при DPSK – RZ-DPSK или NRZ-DPSK. Применение метода RZ вместо NRZ снижает потери, т.е. увеличивает бюджет мощности на длине усилительного пролета на 1–1,5 дБ. Однако, несмотря на относительно малый выигрыш, это позволяет увеличить длину регенерационного участка с 640 до 1000 км (при скорости 10 Гбит/с).

Аналогичное снижение потерь мощности обеспечивает и так называемый *чирпованный* (с дополнительной линейной частотной

модуляцией – ЛЧМ) RZ-метод (CRZ). Но он позволяет увеличить длину регенерационного участка еще больше – до 1500 км. Суть метода CRZ – вместо гауссовского (по форме) импульса (обычного для ЛД) используется импульс с более крутым передним фронтом.

Выигрыш от применения методов RZ и CRZ совместно с DPSK еще выше от 4 до 4,5 дБ, но и сложность приемопередатчика при этом существенно возрастает.

В системах WDM со многими несущими можно улучшить соотношение С/Ш по крайней мере на 3 дБ, используя однократный или двукратный *интерливинг* (перемежение, используемое в схеме мультиплексирования, отличается от интерливинга, описанного в схеме ECC). Его суть – набор из N несущих с эффективным расстоянием h разбивается на два набора N/2 несущих с расстоянием 2h или на четыре набора из

N/4 несущих с расстоянием 4h, соответственно. Каждый из наборов модулируется и мультиплексируется отдельно [16]. Объединяются эти наборы (в два этапа при двукратном интерливинге) как по методу волнового мультиплексирования, так мультиплексированием по состоянию поляризации (при дополнительной взаимно ортогональной поляризации наборов).

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ СВЕРХДАЛЬНОЙ СВЯЗИ

Если объединить выгоды от рассмотренных возможностей, то суммарный выигрыш в отношении сигнал/шум составит до 20 дБ, что эквивалентно увеличению сегмента стандартного ОВ на 80 км. Соответственно, при скорости 40–160 Гбит/с длина усилительного пролета может возрасти до 240 км, а длина регенерационного участка – до 2000–3000 км.

Это экспериментально подтвердила модель сверхдлинной системы подводной связи DWDM компании Alcatel (рис. 2). Она содержала 40 каналов по 40 Гбит/с (STM-256) и строилась в виде 510-км кольца из 7 рамановских ОУ (7 x 65 км, на рисунке число усилителей меньше) и одного ОУ типа EDFA (55 км) [15]. Цикл прохождения сигнала по кольцу мог повторяться 18 или 22 раза, имитируя участок в 9180 или 11220 км, соответственно.

Тракт прохождения сигнала формировался по схеме с управляемой дисперсией (три сегмента ОВ типа +D/-D/+D) и рамановскими усилителями, что позволило получить наилучшие показатели ошибок при длине усилительного пролета 65–100 км. В системе использовалось помехоустойчивое кодирование с избыточностью 7%, которое позволяет компенсировать потери мощности 11,5 дБ на дистанции 9180 км и 9,9 дБ на 11220 км при BER=10⁻¹³.

40 каналов несущих DWDM (в диапазоне 1569–1603 нм с шагом 100 ГГц) были сформированы с использованием однократного интерливинга двух групп по 20 несущих с шагом 200 ГГц. Наиболее оптимальной схемой модуляции в этом случае признана трехэтапная схема, состоящая из фазового модулятора DPSK, формирователя линейного кода RZ и модулятора ортогонально по-



ляризованной последовательности для двух групп (модуляция типа APol-RZ-DPSK). Модель системы продемонстрировала устойчивую безошибочную работу как на длине 9180 км (допуск по бюджету мощности составил 3 дБ), так и на длине 11220 км (допуск составил 1,4 дБ).

ЛИТЕРАТУРА

1. **Кившарь Ю.С., Агравал Г.П.** Оптические солитоны. От световодов к фотонным кристаллам. – Пер. с англ. / Под ред. Н.Н. Розанова. – М.: Физматлит, 2005.
2. **Слепов Н.Н.** Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связи. 2-е изд., исправ. – М.: Радио и связь, 2003.
3. **Тен С.** Оптические системы дальней связи: последние тенденции развития. Материал семинара компании Corning в Москве 19 апреля 2005 г.
4. **H. de Waardt et al.** Optical Networking beyond 40 Gbit/s. – OFC-2005, OWK7.
5. **Слепов Н.** Оптические мультиплексоры ввода-вывода. – ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2001, №1.
6. **C.Schmidt-Langhorst et al.** Optical Sampling System including Clock Recovery for 320 Gbit/s DPSK and OOK Data Signals. – OFC-2005, OWJ6.
7. **C. Schubert et al.** Time Division Add-Drop Multiplexing up to 320 Gbit/s. – OFC-2005, OThN2.
8. **A.I.Sahlo et al.** 320 Gb/s Single-polarization OTDM Transmission over 80 km Standard Transmission Fiber. – OFC-2005, OFF3.
9. **V. Marembert et al.** Single-channel 640 Gbit/s DPSK Transmission over a 160 km Fibre Link. – ECOC-2004, PD Th4.4.2.
10. **Слепов Н.** Современные оптоволоконные технологии (чем ударить по бездорожью). – ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2002, № 1.
11. **Слепов Н.** Особенности современной технологии WDM. – ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2004, №6.
12. **Masahiro Daikoku et al.** Performance comparison of modulation formats for 40 Gbit/s DWDM transmission systems. – OFC-2005, OFN2.
13. **Ralph Leppla et al.** PMD Tolerance of 8x170 Gbit/s Field Transmission Experiment over 430 km SSMF with and without PMDC. – OFC-2005, OFF2.
14. **A. Suzuki et al.** 10x320Gb/s (3.2Tb/s) DWDM/OTDM Transmission in C-band by Semiconductor-Based Devices. ECOC 2004, Th4.1.7.
15. **Sebastien Bigo, Gabriel Charlet.** Technical challenges of 40 Gbit/s in WDM submarine transmission. – Alcatel Telecommunications Review, 3-rd Quarter, 2005.
16. Волоконно-оптическая техника: Современное состояние и перспективы. 2-е изд., перераб. и доп.: Сб. статей под ред. Дмитриева С.А. и Слепова Н.Н. – М.: ООО "ВОТ", 2005.
17. **Морелос-Сапароса Р.** Искусство помехоустойчивого кодирования. – М.: Техносфера, 2005.
18. Ian Haxell et. al. – OFC-2000, PDP41.
19. **Прокис Дж.** Цифровая связь. – М.: Радио и связь, 2000.
20. **Y.Katayama et al.** Concatenation of Interleaved Binary/Non-binary Block Codes for Improved FEC. – OFC-2003, WN2.
21. **T.Mitsuochi et al.** Experimental Demonstration of Net Coding Gain of 10,1 dB using 12.4 Gb/s Block Turbo Code with 3-bit Soft Decision. – OFC 2003, PD21.