



МЕЖДУНАРОДНЫЙ СОЮЗ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ

**МСЭ-Т**

СЕКТОР СТАНДАРТИЗАЦИИ  
ЭЛЕКТРОСВЯЗИ МСЭ

**Серия G**

**Добавление 39**

(02/2006)

СЕРИЯ G: СИСТЕМЫ И СРЕДА ПЕРЕДАЧИ,  
ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ И СЕТИ

---

**Рассмотрение вопросов расчета  
и проектирования оптических систем**

Рекомендации МСЭ-Т серии G – Добавление 39

---

РЕКОМЕНДАЦИИ МСЭ-Т СЕРИИ G  
**СИСТЕМЫ И СРЕДА ПЕРЕДАЧИ, ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ И СЕТИ**

МЕЖДУНАРОДНЫЕ ТЕЛЕФОННЫЕ СОЕДИНЕНИЯ И ЦЕПИ	G.100–G.199
ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ, ОБЩИЕ ДЛЯ ВСЕХ АНАЛОГОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ	G.200–G.299
ИНДИВИДУАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МЕЖДУНАРОДНЫХ ВЧ-СИСТЕМ ТЕЛЕФОННОЙ СВЯЗИ ПО МЕТАЛЛИЧЕСКИМ ЛИНИЯМ	G.300–G.399
ОБЩИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МЕЖДУНАРОДНЫХ СИСТЕМ ТЕЛЕФОННОЙ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ИЛИ СПУТНИКОВЫХ ЛИНИЙ И ИХ СОЕДИНЕНИЕ С МЕТАЛЛИЧЕСКИМИ ПРОВОДНЫМИ ЛИНИЯМИ	G.400–G.449
КООРДИНАЦИЯ РАДИОТЕЛЕФОНИИ И ПРОВОДНОЙ ТЕЛЕФОНИИ	G.450–G.499
ХАРАКТЕРИСТИКИ СРЕДЫ ПЕРЕДАЧИ	G.600–G.699
ЦИФРОВОЕ ОКОНЕЧНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ	G.700–G.799
ЦИФРОВЫЕ СЕТИ	G.800–G.899
ЦИФРОВЫЕ УЧАСТКИ И СИСТЕМА ЦИФРОВЫХ ЛИНИЙ	G.900–G.999
КАЧЕСТВО ОБСЛУЖИВАНИЯ И ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ – ОБЩИЕ И СВЯЗАННЫЕ С ПОЛЬЗОВАТЕЛЕМ АСПЕКТЫ	G.1000–G.1999
ХАРАКТЕРИСТИКИ СРЕДЫ ПЕРЕДАЧИ	G.6000–G.6999
ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ ПО ТРАНСПОРТНЫМ СЕТЯМ – ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ	G.7000–G.7999
ETHERNET И АСПЕКТЫ ТРАНСПОРТИРОВКИ СООБЩЕНИЙ	G.8000–G.8999
СЕТИ ДОСТУПА	G.9000–G.9999

*Для получения более подробной информации просьба обращаться к перечню Рекомендаций МСЭ-Т.*

## **Добавление 39 к Рекомендациям МСЭ-Т серии G**

### **Рассмотрение вопросов расчета и проектирования оптических систем**

#### **Резюме**

В этом Добавлении дается информация об основах и методологиях, использованных при разработке Рекомендаций по оптическим интерфейсам, таких как Рекомендации МСЭ-Т G.957, G.691 и G.959.1. В настоящем пересмотренном Добавлении разъясняются измерения КОБ для систем, работающих на основе FEC, разъясняется уравнение для расчета ухудшения из-за шума разделения мод в 9.2.1.1; включена информация по статистике затухания в проложенных линиях; в пункте 14 добавляется руководство, основанное на передовом опыте в отношении систем рамановского усиления; делаются другие различные исправления.

#### **Источник**

Добавление 39 к Рекомендациям МСЭ-Т серии G одобрено 17 февраля 2006 года 15-й Исследовательской комиссией МСЭ-Т (2005–2008 гг.).

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Международный союз электросвязи (МСЭ) является специализированным учреждением Организации Объединенных Наций в области электросвязи. Сектор стандартизации электросвязи МСЭ (МСЭ-Т) – постоянный орган МСЭ. МСЭ-Т отвечает за изучение технических, эксплуатационных и тарифных вопросов и за выпуск Рекомендаций по ним с целью стандартизации электросвязи на всемирной основе.

На Всемирной ассамблее по стандартизации электросвязи (ВАСЭ), которая проводится каждые четыре года, определяются темы для изучения Исследовательскими комиссиями МСЭ-Т, которые, в свою очередь, вырабатывают Рекомендации по этим темам.

Утверждение Рекомендаций МСЭ-Т осуществляется в соответствии с процедурой, изложенной в Резолюции 1 ВАСЭ.

В некоторых областях информационных технологий, которые входят в компетенцию МСЭ-Т, необходимые стандарты разрабатываются на основе сотрудничества с ИСО и МЭК.

## ПРИМЕЧАНИЕ

В настоящей Рекомендации термин "администрация" используется для краткости и обозначает как администрацию электросвязи, так и признанную эксплуатационную организацию.

Соблюдение положений данной Рекомендации носит добровольный характер. Однако в Рекомендации могут содержаться определенные обязательные положения (например, для обеспечения возможности взаимодействия или применимости), и соблюдение положений данной Рекомендации достигается в случае выполнения всех этих обязательных положений. Для выражения необходимости выполнения требований используется синтаксис долженствования и соответствующие слова (такие, как "должен" и т. п.), а также их отрицательные эквиваленты. Использование этих слов не предполагает, что соблюдение положений данной Рекомендации является обязательным для какой-либо из сторон.

## ПРАВА ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

МСЭ обращает внимание на вероятность того, что практическое применение или реализация этой Рекомендации может включать использование заявленного права интеллектуальной собственности. МСЭ не занимает какую бы то ни было позицию относительно подтверждения, обоснованности или применимости заявленных прав интеллектуальной собственности, независимо от того, отстаиваются ли они членами МСЭ или другими сторонами вне процесса подготовки Рекомендации.

На момент утверждения настоящей Рекомендации МСЭ не получил извещение об интеллектуальной собственности, защищенной патентами, которые могут потребоваться для выполнения этой Рекомендации. Однако те, кто будет применять Рекомендацию, должны иметь в виду, что это может не отражать самую последнюю информацию, и поэтому им настоятельно рекомендуется обращаться к патентной базе данных БСЭ по адресу: <http://www.itu.int/ITU-T/ipr/>.

© ITU 2007

Все права сохранены. Никакая часть данной публикации не может быть воспроизведена с помощью каких-либо средств без письменного разрешения МСЭ.

## СОДЕРЖАНИЕ

		Стр.
1	Сфера применения .....	1
2	Справочные документы .....	1
3	Термины и их определения .....	2
4	Сокращения .....	2
5	Определение спектральных диапазонов .....	4
	5.1 Общие соображения.....	4
	5.2 Распределение спектральных диапазонов для систем с одномодовым волокном.....	5
	5.3 Диапазоны для систем с многомодовым волокном .....	7
6	Параметры системных элементов.....	7
	6.1 Линейное кодирование .....	7
	6.2 Передатчики .....	7
	6.3 Оптические усилители.....	9
	6.4 Оптический тракт.....	10
	6.5 Приемники .....	12
7	Соображения о линейном кодировании.....	13
	7.1 Реализация кода "возврат к нулю" (RZ).....	14
	7.2 Соображения об ухудшениях в системе .....	17
8	Топология оптической сети .....	20
	8.1 Топологические структуры .....	20
9	Проектирование системы по "худшему случаю" .....	23
	9.1 Перечень бюджетов мощности .....	23
	9.2 Хроматическая дисперсия.....	24
	9.3 Поляризационная модовая дисперсия.....	34
	9.4 КОБ и фактор $Q$ .....	34
	9.5 Объединение шумов .....	37
	9.6 Оптическое перекрестное влияние.....	42
	9.7 Объединение нелинейных явлений – Вычислительный подход .....	47
10	Статистическое проектирование системы .....	49
	10.1 Общая методология .....	49
	10.2 Статистический расчет потерь.....	52
	10.3 Статистический расчет хроматической дисперсии .....	58
	10.4 Статистический расчет поляризационной модовой дисперсии.....	64
11	Упреждающая коррекция ошибок (FEC).....	65
	11.1 Внутриполосное FEC в системах СЦИ.....	66
	11.2 Внеполосное FEC в оптических транспортных сетях (OTN) .....	66
	11.3 Выигрыш кодирования и чистый выигрыш кодирования (NCG) .....	66
	11.4 Теоретические границы NCG для некоторых нестандартных внеполосных FEC	69

	<b>Стр.</b>	
11.5	Статистический расчет выигрыша кодирования и NCG.....	69
11.6	Кандидаты для ослабления параметров.....	70
11.7	Кандидаты для улучшения системных характеристик.....	71
12	Поперечная и продольная совместимости физического уровня.....	71
12.1	Поперечная совместимость физического уровня.....	72
12.2	Продольная совместимость физического уровня.....	74
12.3	Совместное проектирование.....	74
13	Соображения по проектированию коммутируемой оптической сети.....	75
14	Лучший опыт по безопасности с учетом оптической мощности.....	75
14.1	Осмотр.....	75
14.2	Концы волокна.....	75
14.3	Ленточные волокна.....	76
14.4	Испытательные шнуры.....	76
14.5	Изгибы волокна.....	76
14.6	Удлинитель панели.....	76
14.7	Техническое обслуживание.....	76
14.8	Испытательные приборы.....	76
14.9	Изменение.....	77
14.10	Контроль с помощью ключа.....	77
14.11	Маркировки.....	77
14.12	Знаки.....	77
14.13	Сигналы тревоги.....	77
14.14	Системы рамановского усиления.....	77
Дополнение I – Расширение импульсов из-за хроматической дисперсии.....		78
I.1	Цель.....	78
I.2	Основные опубликованные результаты.....	78
I.3	Изменение обозначений.....	79
I.4	Упрощение для конкретного случая.....	79
I.5	Зависимость расширения импульса от битовой скорости.....	80
I.6	Значение для коэффициента формы.....	81
I.7	Общий результат и практические единицы измерения.....	82
БИБЛИОГРАФИЯ.....		83

## Добавление 39 к Рекомендациям МСЭ-Т серии G

### Рассмотрение вопросов расчета и проектирования оптических систем

#### 1 Сфера применения

Настоящее Добавление НЕ является Рекомендацией и не имеет статуса стандарта. В случае противоречия между материалом, содержащимся в этом Добавлении, и материалом соответствующей Рекомендации, всегда имеет приоритет последний. Это Добавление НЕ следует использовать для ссылки; можно ссылаться только на соответствующую Рекомендацию.

В этом Добавлении излагаются соображения по одноканальным и многоканальным цифровым системам оптических линий без усилителей и с усилителями, поддерживающим сигналы PDH, СЦИ и OTN во внутриучрежденческих, межучрежденческих и международных наземных сетях.

Одним из назначений этого Добавления является объединение и расширение соответствующего материала, который сейчас содержится в ряде Рекомендаций, включая Рек. МСЭ-Т G.955, G.957, G.691, G.692 и G.959.1. Это Добавление предназначено также для того, чтобы дать возможность лучше увязать спецификации Рекомендаций по волокну, компонентам и системному интерфейсу, разработанные к настоящему времени в 15-й Исследовательской комиссии МСЭ-Т Группами по вопросам 15, 17 и 16, соответственно.

#### 2 Справочные документы

- ITU-T Recommendation G.650.1 (2004), *Definitions and test methods for linear, deterministic attributes of single-mode fibre and cable.*
- Рекомендация МСЭ-Т G.652 (2005 г.), *Характеристики одномодового оптического волокна и кабеля.*
- ITU-T Recommendation G.653 (2003), *Characteristics of a dispersion-shifted single-mode optical fibre and cable.*
- Рекомендация МСЭ-Т (2004 г.), *Характеристики одномодового оптического волокна и кабеля со смещенной дисперсией и отсечкой.*
- Рекомендация МСЭ-Т G.655 (2006 г.), *Характеристики одномодового волоконно-оптического волокна и кабеля с ненулевым дисперсионным смещением.*
- ITU-T Recommendation G.661 (2006), *Definition and test methods for the relevant generic parameters of optical amplifier devices and subsystems.*
- Рекомендация МСЭ-Т G.662 (2005 г.), *Типовые характеристики приборов и подсистем на базе оптических усилителей.*
- ITU-T Recommendation G.663 (2000), *Application-related aspects of optical amplifier devices and subsystems.*
- ITU-T Recommendation G.691 (2006), *Optical interfaces for single-channel STM-64 and other SDH systems with optical amplifiers.*
- ITU-T Recommendation G.692 (1998), *Optical interfaces for multichannel systems with optical amplifiers.*
- Рекомендация МСЭ-Т G.957 (2006 г.), *Оптические интерфейсы для оборудования и систем, относящихся к синхронной цифровой иерархии.*
- ITU-T Recommendation G.959.1 (2006), *Optical transport network physical layer interfaces.*

- ITU-T Recommendation G.982 (1996), *Optical access networks to support services up to the ISDN primary rate or equivalent bit rates.*
- Рекомендация МСЭ-Т G.983.1 (2005 г.), *Оптические системы широкополосного доступа, базирующиеся на пассивной оптической сети (PON).*
- ITU-T Recommendation L.40 (2000), *Optical fibre outside plant maintenance support, monitoring, and testing system.*
- ITU-T Recommendation L.41 (2000), *Maintenance wavelength on fibres carrying signals.*
- IEC/TR 61292-3:2003, *Optical amplifiers – Part 3: Classification, characteristics, and applications.*

### 3 Термины и их определения

Формальные определения имеются в исходных Рекомендациях.

### 4 Сокращения

1R	Регенерация мощности
2R	Регенерация мощности и формы
3R	Регенерация мощности, формы и синхронизации
ADM	Мультиплексор с добавлением/ответвлением
ASE	Усиленная самопроизвольная эмиссия
AMH	Амплитудная манипуляция
BCH	(код) Бозе-Чаудхури-Хоккенгема
КОБ	Коэффициент ошибок по битам
BPM	Метод распространения луча
CD	Хроматическая дисперсия
CS-RZ	Возврат к нулю с подавлением несущей
DA	Адаптация дисперсии
DC	Постоянный ток
DCF	Волокно с компенсацией дисперсии
DGD	Дифференциальная групповая задержка
DST	Передача, сопровождаемая дисперсией
E/O	Электрооптическое преобразование
EDC	Ошибкообнаруживающий код
EDFA	Усилитель на волокне, легированном эрбием
FEC	Упреждающая коррекция ошибок
ЧМН	Частотная манипуляция
FWHM	Полная ширина на половине максимума
FWM	Четырехволновое смешение
IaDI	Внутридоменный интерфейс
IrDI	Междоменный интерфейс



LD	Лазерный диод
MC	Многоканальная
MI	Нестабильность модуляции
MLM	Многопродольная мода
MPI-R	Интерфейс многоканального тракта у приемника
MPI-S	Интерфейс многоканального тракта у источника
MPN	Шум разделения моды
M-Rx	Многоканальный приемник
M-Tx	Многоканальный передатчик
MZM	Модулятор Маха-Цендера
NCG	Чистый выигрыш кодирования
NRZ	Без возврата к нулю
O/E	Оптико-электрическое преобразование
OA	Оптический усилитель
OAC	Оптический вспомогательный канал
OADM	Оптический ADM (он же WADM)
OCh	Оптический канал
ODUk	Блок данных порядка k в оптическом канале
OFA	Оптоволоконный усилитель
OLS	Оптическая коммутация с помощью меток
OMS	Оптический мультиплексный участок
ONE	Оптический сетевой элемент
OSC	Оптический контрольный канал
OSNR	Отношение оптический сигнал/шум
OTDR	Оптический рефлектометр во временной области
OTN	Оптическая транспортная сеть
OTUk	Транспортный блок порядка k в оптическом канале
OXC	Оптическое кроссовое соединение (оно же WSXC)
PDC	Пассивный компенсатор дисперсии
PDFFA	Усилители на фтористом волокне, легированном празеодимом
PDH	Плезеохронная цифровая иерархия
PMD	Поляризационная модовая дисперсия
ptp	"точка-точка"
R	Точка одноканального оптического интерфейса у приемника
RF	Радиочастота
RFA	Рамановский волоконный усилитель
RX	(оптический) Приемник

RZ	Возврат к нулю
S	Одноканальный оптический интерфейс у источника
SBS	Стимулированное рассеяние Бриллюэна
SC	Одноканальная
СЦИ	Синхронная цифровая иерархия
SLM	Однопродольная мода
SOA	Полупроводниковый оптический усилитель
SPM	Самомодуляция фазы
SRS	Стимулированное рамановское рассеяние
CTM	Синхронный транспортный модуль
ВРК	Временное разделение каналов
TX	(оптический) Передатчик
WADM	Спектральный мультиплексор с добавлением/ответвлением каналов (он же OADM)
WDM	Технология уплотнения длины волны
WSXC	Спектральное селективное XC (оно же OXC)
WTM	Спектральный оконечный мультиплексор
XC	Кроссовое соединение
XPM	Перекрестная модуляция фазы

## 5 Определение спектральных диапазонов

### 5.1 Общие соображения

Рассмотрим оптические передатчики. Для полупроводниковых лазерных диодов отметим, что система с материалом GaAlAs может охватить диапазон длин волн от 700 нм до 1000 нм, а с InGaAsP может охватить от 1000 нм до 1700 нм. Волоконные лазеры могут быть позже добавлены к этому списку. Для оптических приемников важен "квантовый выход" материалов детектора; Si используется от 650 нм до примерно 950 нм, InGaAsP – от 950 нм до 1150 нм, Ge – примерно от 1100 нм до 1550 нм, а InGaAs – от 1300 нм до 1700 нм. Следовательно, нет технических проблем для передатчиков и приемников в широком диапазоне длин волн, представляющих интерес для оптической связи.

Оптические усилители (ОА) предназначались, в основном, для областей длинных волн, используемых в одномодовом волокне. Исходные усилители на легированном волокне – усилители на волокне, легированном эрбием (EDFA) в области 1545 нм и усилители на фтористом волокне, легированном празеодимом (PDFFA) в области 1305 нм – были соединены с другими легирующими примесями, такими как Te, Yt, Tu. В результате, может быть охвачен спектральный диапазон примерно от 1440 нм до примерно 1650 нм, хотя не с одинаковой эффективностью, причем не все волокна могут быть доступны на рынке. Полупроводниковые оптические усилители (SOA) и малошумящие рамановские волоконные усилители (RFA) могут охватить от волн ниже 1300 нм до волн выше 1600 нм. Для некоторых приложений используются комбинации типов ОА, чтобы достичь работы в широкой и ровной полосе частот с малым шумом.

Более подробная информация содержится в IEC/TR 61292-3.

## 5.2 Распределение спектральных диапазонов для систем с одномодовым волокном

Рассмотрим ограничения на спектральные диапазоны, налагаемые типами волокна. В Рекомендации МСЭ-Т G.957, которая не содержит оптических усилителей, была выбрана область длин волн от 1260 нм до 1360 нм для волокон G.652. В пассивных оптических сетях по Рекомендации МСЭ-Т G.983.1 тоже используется эта область. Нижний предел определяется длиной волны среза кабеля, которая равна 1260 нм. Худший случай кривой коэффициента полной дисперсии для волокна G.652 показан на рисунке А.2/G.957. Коэффициент дисперсии в худшем случае на этой длине волны равен  $-6,42$  пс/нм·км, а коэффициент дисперсии в худшем случае  $+6,42$  пс/нм·км появляется при 1375 нм. Однако эта длина волны расположена на восходящем краю области "водяного" затухания, имеющей пик на 1383 нм, поэтому в качестве верхнего предела была выбрана 1360 нм. Различные применяемые коды могут иметь большее ограничение на диапазоны длин волн в зависимости от требований к дисперсии. Это определяет:

- "Исходный" диапазон O, от 1260 нм до 1360 нм.

В Рекомендации МСЭ-Т G.652 имеются также волокна с низким пиком "водяного" затухания в виде подкатегории G.652.C. Указано, что "Эта подкатегория позволяет также передачи по G.957 в частях диапазона свыше 1360 нм и ниже 1530 нм." Влияние малого "водяного" пика пренебрежимо мало на длинах волн свыше 1460 нм. Это определяет:

- "Расширенный" диапазон E, от 1360 нм до 1460 нм.

На более длинных волнах эксперты, написавшие Рекомендацию МСЭ-Т G.957, выбрали область от 1430 нм до 1580 нм для коротких расстояний с волокном G.652 и область от 1480 нм до 1580 нм для длинных расстояний с волокнами G.652, G.653 и G.654. Они были ограничены соображениями о затухании и могут быть далее ограничены дисперсией в конкретном приложении.

Диапазоны для приложений с оптическими усилителями, с использованием одноканальной передачи согласно Рекомендации МСЭ-Т G.691 и многоканальной передачи согласно Рекомендации МСЭ-Т G.692, были позже разделены. Вначале усилитель на волокне, легированном эрбием (EDFA), имел полезные полосы усиления, которые начинались примерно на 1530 нм и заканчивались примерно на 1565 нм. Эта полоса усиления получила название "диапазон С", причем его границы колеблются в литературе и коммерческих спецификациях. Область от 1530 нм до 1565 нм была одобрена для волокна G.655 и систем G.691, и для этой области были разработаны спецификации. Это определяет:

- "Условный" диапазон С, от 1530 нм до 1565 нм.

Усилители EDFA с относительно более ровной и более широкой полосой усиления стали доступными, причем усилители EDFA не накладывают ограничений на эту полосу. Можно упомянуть некоторые конструкции EDFA, превосходящие диапазон С.

Область ниже диапазона С получила название "диапазон S". В конкретных приложениях не весь этот диапазон может быть доступен для сигнальных каналов. Некоторые длины волн могут использоваться для накачки оптоволоконных усилителей как активно-ионного типа, так и рамановского типа. Некоторые длины волн могут резервироваться для оптического контрольного канала (OSC). Нижний предел этого диапазона берется равным верхнему пределу диапазона E, а верхний предел берется равным нижнему пределу диапазона С. Это определяет:

- Диапазон S "коротких волн", от 1460 нм до 1530 нм.

При более длинных волнах над диапазоном С рабочие характеристики волоконно-оптических кабелей в некотором диапазоне температур приемлемы до 1625 нм для существующих типов волокна. Более того, желательно использовать такую широкую область длин волн, которая подходит для передачи сигналов. Это определяет:

- Диапазон L "длинных волн", от 1565 нм до 1625 нм.

Для волоконно-оптических линейно-кабельных сооружений в Рекомендации МСЭ-Т L.40 определен ряд функций технического обслуживания – профилактических, после ввода в действие, перед обслуживанием и после повреждения. Они охватывают деятельность по наблюдению, испытанию и управлению с использованием тестирования рефлектометром OTDR, идентификации волокна, проверки затухания и контроля питания. Длины волн для технического обслуживания определены в Рекомендации МСЭ-Т L.41, в которой имеются следующие формулировки:

- "В этой Рекомендации рассматривается длина волны для технической эксплуатации на волокнах, переносящих сигналы без действующих в линии оптических усилителей".
- "Выделение длины волны для технической эксплуатации тесно взаимосвязано с выделением длины волны для передачи, выбираемой 15-й Исследовательской комиссией".
- "Максимальная длина волны для передачи изучается 15-й Исследовательской комиссией, но не должна превышать 1625 нм."

В некоторых случаях испытательный сигнал может перекрываться сигналами передачи, если испытательная мощность достаточно мала по сравнению с мощностью передачи. В остальных случаях испытательная длина волны может быть в области, не занятой каналами передачи для конкретного применения. В частности, область, которую предполагается не использовать для этих каналов, может быть подходящей для технического обслуживания даже в случаях, когда имеет повышенное затухание. Это определяет:

- Полосу U "сверхдлинных волн", от 1625 нм до 1675 нм.

В таблице 5-1 собраны одномодовые системы:

**Таблица 5-1 – Одномодовые спектральные диапазоны**

Диапазон	Описатель	Область [нм]
Диапазон O	Исходный	от 1260 до 1360
Диапазон E	Расширенный	от 1360 до 1460
Диапазон S	Коротких волн	от 1460 до 1530
Диапазон C	Условный	от 1530 до 1565
Диапазон L	Длинных волн	от 1565 до 1625
Диапазон U	Сверхдлинных волн	от 1625 до 1675

- 1) Определение спектральных диапазонов приведено для облегчения обсуждения, а не для спецификации. Спецификации рабочих диапазонов длин волн даются в соответствующих Рекомендациях о системах.
- 2) Рекомендации G.65x о волокнах не подтверждают применимость всех этих диапазонов длин волн для целей эксплуатации или технического обслуживания систем.
- 3) Граница (1460 нм) между диапазоном E и диапазоном S остается для изучения.
- 4) Диапазон U предназначен только для целей возможного технического обслуживания, а передача сигналов, переносящих трафик, в настоящее время на предполагается. Использование для целей, отличных от передачи, должно обеспечивать пренебрежимо малое влияние на сигналы передачи в других диапазонах. Работа волокна в этом диапазоне не гарантируется.
- 5) Ожидается, что в ближайшем будущем различные приложения, с оптическими усилителями и без них, будут использовать передачу сигналов во всей области от 1260 нм до 1625 нм.

### 5.3 Диапазоны для систем с многомодовым волокном

Многомодовые волокна не ограничены соображениями о длине волны среза, и хотя значения коэффициента затухания у них выше, чем у одномодовых волокон, они могут быть более устойчивыми к влиянию изгибов. Главным ограничением на длину волны являются одно или несколько окон полосы пропускания, которые могут быть рассчитаны для конкретных классов волокна. В таблице 5-2 показаны окна длин волн, установленные для нескольких применений:

Таблица 5-2 – Области длин волн для некоторых применений

Применение	Окно (в нм) около 850 нм	Окно (в нм) около 1300 нм
Последовательная шина IEEE [1]	830–860	–
Волоконный канал [2]	770–860	(одиночная мода)
10BASE-F, -FB, -FL, -FP [3]	800–910	–
100BASE-FX [3, 4], FDDI [4]	–	1 270–1 380
1000BASE-SX [3] (GbE)	770–860	–
1000BASE-LX [3] (GbE)	–	1 270–1 355
HIPPI [5]	830–860	1 260–1 360

Классификация многомодовых волокон остается для изучения. Была предложена область от 770 нм до 910 нм.

## 6 Параметры системных элементов

### 6.1 Линейное кодирование

Линейное кодирование для систем, определенных в Рекомендациях МСЭ-Т G.957, G.691, G.692 и G.959.1, выполняется с помощью двух разных типов линейного кодирования:

- без возврата к нулю (NRZ);
- с возвратом к нулю (RZ).

Больше информации по этому вопросу можно найти в разделе 7.

### 6.2 Передатчики

#### 6.2.1 Типы передатчиков

Типы передатчиков, использующих лазерные диоды MLM и SLM, а также соответствующие спецификации и зависящие от реализации аспекты приведены в Рекомендациях МСЭ-Т G.691, G.692, G.957 и G.959.1.

#### 6.2.2 Параметры передатчиков

Эти параметры определены для выхода передатчика в эталонной точке S или MPI-S, как указано в Рекомендациях МСЭ-Т G.957, G.691, G.692 и G.959.1.

##### 6.2.2.1 Рабочие области длин волн для систем

Рабочие области длин волн для одноканальных систем СЦИ со скоростью до 10 Гбит/с приведены в Рекомендациях МСЭ-Т G.691 и G.957. Рабочие области длин волн для одноканальных и многоканальных междоменных интерфейсов (IrDI) до 40 Гбит/с определены в Рекомендации МСЭ-Т G.959.1. При других применениях могут использоваться различные диапазоны и области длин волн в пределах диапазонов, определенных в этом Добавлении.

Сетка частотных каналов для систем DWDM приведена в Рекомендации МСЭ-Т G.694.1. Сетка длин волн для систем CWDM приведена в Рекомендации МСЭ-Т G.694.2. Сетку частотных каналов для систем DWDM можно обобщить следующим образом:

$$193,1 + n * Sp_j \text{ [ТГц]},$$

где

$n$  позитивное или негативное целое, включая 0;

$j$  любое из следующих целых: 1, 2, или 3;

$Sp_j$  коэффициент для получения общего разнесения каналов в волокне; и

$$Sp_j = \begin{cases} 2^{-j} * 0,1 \text{ [ТГц]}, & \text{е если разнесение каналов уже } 100 \text{ ГГц, или} \\ 0,1 \text{ [ТГц]}, & \text{е если разнесение каналов составляет } 100 \text{ ГГц или больше.} \end{cases}$$

Номинальные центральные частоты, определенные в формулах выше, составляют сетку частот систем плотного WDM. Если выбрано значение  $j$ , то определены соответствующее частотное разделение и номинальные частоты системы DWDM. Значения  $j = 1, 2$  и  $3$  соответствуют сеткам частот 50, 25 и 12.5 ГГц, соответственно.

#### **6.2.2.2 Спектральные характеристики**

Спектральные характеристики одноканальных интерфейсов с СЦИ до 10 Гбит/с приведены в Рекомендациях МСЭ-Т G.957 и G.691. Дополнительные спецификации могут потребоваться для более высоких битовых скоростей и более длинных расстояний, в частности в среде WDM.

#### **6.2.2.3 Максимальная ширина спектра источников с SLM**

Этот параметр определен для одноканальных систем СЦИ в Рекомендации МСЭ-Т G.691.

#### **6.2.2.4 Максимальная ширина спектра источников с MLM**

Этот параметр определен для одноканальных систем СЦИ в Рекомендации МСЭ-Т G.691.

#### **6.2.2.5 Частотно-модулированный импульс**

Этот параметр ("chirp") определен в Рекомендации МСЭ-Т G.691. Для систем с более высокой битовой скоростью и более длинными расстояниями, возможно также работающих с другими линейными кодами, вероятно может потребоваться дополнительная спецификация некоторого динамического свойства, приведенного ко времени. Это свойство, а также метод его измерения остаются для изучения.

#### **6.2.2.6 Коэффициент подавления боковой моды**

Коэффициент подавления боковой моды для оптического источника с одиночной продольной модой определен в Рекомендациях МСЭ-Т G.957, G.691 и G.959.1. Значения даны для систем СЦИ и IrDI OTN со скоростью до 40 Гбит/с.

#### **6.2.2.7 Максимальная спектральная плотность мощности**

Максимальная спектральная плотность мощности определена в Рекомендации МСЭ-Т G.691.

#### **6.2.2.8 Максимальная средняя выходная мощность канала**

Максимальная средняя выходная мощность многоканального оптического сигнала установлена и определена в Рекомендации МСЭ-Т G.959.1.

#### **6.2.2.9 Минимальная средняя выходная мощность канала**

Эта характеристика многоканального оптического сигнала установлена и определена в Рекомендации МСЭ-Т G.959.1.

### **6.2.2.10 Центральная частота**

Центральные частоты сигналов WDM приведены в Рекомендациях МСЭ-Т G.959.1 и G.694.1. Здесь частоты снижены на интервал 12,5 ГГц.

### **6.2.2.11 Интервалы между каналами**

Интервал между каналами определен для DWDM в Рекомендации МСЭ-Т G.694.1 и для CWDM в Рекомендации МСЭ-Т G.694.2. Другие возможности (шире или плотнее) остаются для изучения.

### **6.2.2.12 Максимальное отклонение центральной частоты**

Максимальное отклонение центральной частоты для оптических каналов с кодом NRZ определено в Рекомендации МСЭ-Т G.692 и G.959.1. Другие возможности с использованием асимметричной фильтрации могут потребовать другого определения, которое остается для изучения.

### **6.2.2.13 Минимальный коэффициент гашения**

Минимальный коэффициент гашения в виде значения на один канал для систем WDM с кодом NRZ определен в Рекомендации МСЭ-Т G.959.1. Для сигналов с кодом RZ применим этот же метод. Определение этого коэффициента для других линейных кодов остается для изучения.

### **6.2.2.14 Глаз-диаграмма**

Глаз-диаграммы (eye pattern masks) для одноканальных систем СЦИ приведены в Рекомендациях МСЭ-Т G.957, G.691, G.693 и в других Рекомендациях. Глаз-диаграмма для многоканальных и одноканальных интерфейсов IrDI с кодом NRZ определена в Рекомендации МСЭ-Т G.959.1.

### **6.2.2.15 Поляризация**

Этот параметр дает распределение поляризации в сигнале оптического источника. Этот параметр может влиять на допуск для PMD; он важен в случае мультиплексирования по поляризации.

### **6.2.2.16 Отношение оптический сигнал/шум для оптического источника**

Это значение дает отношение мощности оптического сигнала к мощности оптического шума у оптического передатчика в заданной полосе пропускания при соединении с трактом передачи.

## **6.3 Оптические усилители**

### **6.3.1 Типы усилителей**

Типы оптических усилителей и соответствующие спецификации, а также зависящие от реализации аспекты волоконно-оптических усилителей и полупроводниковых усилителей даны в Рекомендациях МСЭ-Т G.661, G.662 и в G.663, соответственно. Определения линейных усилителей для многоканальных систем большой протяженности даны в Рекомендации МСЭ-Т G.692. Кроме этих, могут использоваться рамановские усилители в волокнах передачи или в дополнительных волоконных сегментах тракта передачи. Спецификация рамановского усиления остается для изучения.

Усилители могут объединяться с оптическими приемниками и/или передатчиками. В этих случаях они скрываются в "черном ящике" приемника или передатчика и охватываются соответствующей спецификацией. Следует заметить, что ухудшения на приемной стороне, например ухудшение от джиттера, зависят от наличия оптического усиления.

Полный список общих параметров усилителей приведен в Рекомендации МСЭ-Т G.661. При разработке конкретной системы учитывается лишь часть этого набора параметров.

#### **6.3.1.1 Усилитель мощности (бустерный усилитель)**

Применения описаны в Рекомендации МСЭ-Т G.663.

### **6.3.1.2 Предусилители**

Применения описаны в Рекомендации МСЭ-Т G.663.

### **6.3.1.3 Линейные усилители**

Применения описаны в Рекомендации МСЭ-Т G.692.

Могут использоваться усилители с разными технологиями: оптоволоконные усилители (OFA), полупроводниковые оптические усилители (SOA), а также рамановские волоконные усилители (RFA), использующие волокно передачи или дополнительные волоконные сегменты в тракте передачи. Спецификация RFA остается для изучения.

## **6.3.2 Параметры усилителей**

### **6.3.2.1 Вариация многоканального усиления**

Этот параметр определен в IEC 61291-4.

### **6.3.2.2 Наклон многоканального усиления**

Этот параметр определен в IEC 61291-4.

### **6.3.2.3 Разность изменения многоканального усиления**

Этот параметр определен в IEC 61291-4.

### **6.3.2.4 Полная принимаемая мощность**

Этот параметр является максимальной средней входной мощностью, имеющейся в эталонной точке на входе усилителя.

### **6.3.2.5 Полная запускаемая мощность**

Этот параметр является максимальной средней выходной мощностью, имеющейся в эталонной точке на выходе усилителя.

## **6.4 Оптический тракт**

Оптический тракт состоит из всех элементов передачи, включенных последовательно между точками "S" и "R". Основную его часть обычно составляет волоконно-оптический кабель, однако другие элементы (например, соединители, оптические кроссовые соединители и т. п.) между "S" и "R" тоже являются частью оптического тракта и вносят вклад в характеристики тракта. Значения параметров оптического тракта, перечисленные в Рекомендациях об интерфейсах (Рек. МСЭ-Т G.957, G.691 и др.), определяют пределы удовлетворительной работы этого звена. Оптические тракты, имеющие значения за этими пределами, могут приводить к рабочим характеристикам звена, которые превышают требуемый коэффициент ошибок по битам.

Подход, использованный при определении значений пределов для параметров оптического тракта, был основан в некоторых случаях на неформальном соглашении о том, что предположительно могло бы быть целесообразным и практичным. В процессе определения пределов учитывались значения отдельных параметров оптического тракта и их комбинации (см. аспекты статистического проектирования в разделе 10).

### **6.4.1 Типы и параметры волокна**

Параметры, относящиеся к оптическим волокнам и кабелям, определены в Рекомендациях МСЭ-Т G.650, G.652, G.653, G.654 и G.655.

Следует заметить, что в некоторых системах с высокой битовой скоростью и большой протяженностью указанные параметры для разных типов волокна могут не иметь достаточной точности, чтобы обеспечивать правильные рабочие характеристики.

### **6.4.2 Влияния оптического тракта**

Относящиеся к передаче аспекты волоконно-оптических систем передачи приведены в Дополнении II/G.663, где рассмотрены следующие влияния, относящиеся к тракту:



- Нелинейность оптоволокна:
  - стимулированное рассеяние Бриллюэна;
  - четырехволновое смешение;
  - нестабильность модуляции;
  - самомодуляция фазы;
  - солитонная структура;
  - перекрестная модуляция фазы;
  - стимулированное рамановское рассеяние.
- Поляризационные свойства:
  - поляризационная модовая дисперсия;
  - потери, зависящие от поляризации;
  - поляризационный "дырочный заплыв".
- Дисперсионные свойства волокна.
- Хроматическая дисперсия.

### 6.4.3 Параметры оптического тракта

Оптический тракт с системной точки зрения характеризуется следующими параметрами:

#### 6.4.3.1 Максимальное затухание

Определение и значения максимального затухания (ослабления) для линейных систем СЦИ приведены в Рекомендациях МСЭ-Т G.957, G.691 и G.692.

Для интерфейсов IrDI OTN максимальное затухание приведено в Рекомендации МСЭ-Т G.959.1.

Указанные Рекомендации определяют применимость диапазонов O, C и L. Следует заметить, что в других диапазонах применимы, возможно, другие значения. Для диапазона L известно, что коэффициент затухания в некоторых волокнах может увеличиваться из-за потерь от макроизгибов и/или микроизгибов после прокладки кабеля. Фактическое значение увеличения потерь зависит от структуры кабеля, условий прокладки кабеля и срока от прокладки кабеля. Оно может быть определено путем измерения потерь на нужных длинах волн после прокладки кабеля.

Подход к спецификации оптического тракта в указанных Рекомендациях использует следующие предположения: 0,275 дБ/км для коэффициента затухания смонтированного волокна, включая сращивания и запасные длины кабеля, для систем на 1550 нм, а также 0,55 дБ/км для систем на 1310 нм. Плановые расстояния, подсчитанные по этим значениям, должны использоваться только для классификации, но не для спецификации.

Учтены следующие аспекты тракта:

- сращивания;
- соединители;
- оптические аттенюаторы (если используются);
- другие пассивные оптические устройства (если используются);
- любые запасные длины кабеля для учета следующих допущений:
  - будущие изменения конфигурации кабеля (дополнительные сращивания, увеличение длины кабеля и т. д.);
  - вариации рабочих характеристик волоконно-оптического кабеля из-за факторов окружающей среды; и
  - ухудшение соединителей, оптических аттенюаторов или других пассивных оптических устройств, включенных в оптический тракт.

#### **6.4.3.2 Минимальное затухание**

Определение и значения минимального затухания для линейных систем СЦИ приведены в Рекомендациях МСЭ-Т G.957, G.691 и G.692.

Для интерфейсов IrDI OTN и пред-OTN минимальное затухание приведено в Рекомендации МСЭ-Т G.959.1.

#### **6.4.3.3 Дисперсия**

Максимальная и минимальная хроматические дисперсии, обычно вносимые оптоволоконном передачи и приемлемые для системы, определены для систем СЦИ и OTN в Рекомендациях МСЭ-Т G.957, G.691, G.692 и G.959.1. Для систем передачи с более высокой битовой скоростью и большей протяженностью могут применяться другие значения, например, из-за необходимости другой области длин волн. Эти значения требуется также пересмотреть для других диапазонов.

#### **6.4.3.4 Минимальное оптическое затухание несогласованности**

Определения минимального оптического затухания несогласованности для оптических трактов систем СЦИ и OTN приведены в Рекомендациях МСЭ-Т G.957, G.691, G.692 и G.959.1. Значения для будущих систем с использованием более высоких битовых скоростей и с передачей на более длинные расстояния могут быть другими.

#### **6.4.3.5 Максимальный дискретный коэффициент отражения**

Максимальный дискретный коэффициент отражения для систем СЦИ и OTN определен в Рекомендациях МСЭ-Т G.957, G.691, G.692 и G.959.1.

#### **6.4.3.6 Максимальная дифференциальная групповая задержка**

Максимальная дифференциальная (разностная) групповая задержка, вызываемая PMD и приемлемая для систем СЦИ и OTN, определена в Рекомендациях МСЭ-Т G.691, G.692 и G.959.1. Системы с более высокими битовыми скоростями и линейными кодами могут предложить другие спецификации.

### **6.5 Приемники**

#### **6.5.1 Типы приемников**

В сочетании с оптическими приемниками могут использоваться усилители. В этом случае усилитель скрывается в "черном ящике" приемника и охватывается соответствующей спецификацией. Следует заметить, что ухудшения на приемной стороне, например ухудшения от джиттера, зависят от наличия оптического усиления.

#### **6.5.2 Параметры приемников**

Эти параметры определены в эталонных точках приемника R или MPI-R, как указано в Рекомендациях МСЭ-Т G.957, G.691, G.692 и G.959.1.

##### **6.5.2.1 Чувствительность**

Чувствительности приемников для одноканальных систем СЦИ со скоростью до 10 Гбит/с определены в Рекомендациях МСЭ-Т G.957 и G.691. Чувствительности приемников на интерфейсах IrDI СЦИ и OTN определены в Рекомендации МСЭ-Т G.959.1.

Чувствительности приемников определяются в виде значений в конце срока службы для худшего случая, учитывающего старение и температурные границы, а также худший случай глаз-диаграммы и ухудшение коэффициента угасания в результате несовершенства передатчика, указанного в спецификации передатчика конкретного интерфейса.

Ухудшения, относящиеся к влияниям тракта, однако, специфицируются отдельно от основного значения чувствительности.

##### **6.5.2.2 Перегрузка**

Определение и значения перегрузки приемника для одноканальных систем СЦИ до 10 Гбит/с приведены в Рекомендациях МСЭ-Т G.957 и G.691. Определение и значения перегрузки для приемников на IrDI СЦИ и OTN до 40 Гбит/с приведены в Рекомендации МСЭ-Т G.959.1.

### **6.5.2.3 Минимальная средняя входная мощность канала**

Минимальная средняя входная мощность канала на оптически мультиплексированных IrDI со скоростью до 10 Гбит/с для многоканальных приемников определена в Рекомендации МСЭ-Т G.959.1.

### **6.5.2.4 Максимальная средняя входная мощность канала**

Максимальная средняя входная мощность канала на оптически мультиплексированных IrDI со скоростью до 10 Гбит/с для многоканальных приемников определена в Рекомендации МСЭ-Т G.959.1.

### **6.5.2.5 Ухудшения показателей оптического тракта**

Определения и значения ухудшений в оптическом тракте для одноканальных систем СЦИ до 10 Гбит/с приведены в Рекомендациях МСЭ-Т G.957 и G.691. Определения и значения ухудшений в тракте для одноканальных и многоканальных приемников на интерфейсе IrDI OTN до 10 Гбит/с приведены в Рекомендации МСЭ-Т G.959.1. Определения и значения ухудшений в тракте для одноканальных приемников на IrDI СЦИ и OTN до 40 Гбит/с также приведены в Рекомендации МСЭ-Т G.959.1.

### **6.5.2.6 Максимальная разница между входными мощностями каналов**

Этот параметр указывает максимальную разницу между каналами оптически мультиплексированного сигнала; он определен в Рекомендации МСЭ-Т G.959.1.

### **6.5.2.7 Минимальное отношение оптический сигнал/шум (OSNR) на входе приемника**

Это значение определяет минимальное отношение оптический сигнал/шум, который требуется для достижения планового КОБ в эталонной точке приемника при заданном уровне мощности в системах, ограниченных OSNR (с линейными усилителями). Следует заметить, что это – расчетный параметр.

## **7 Соображения о линейном кодировании**

Существующие системы, определенные в Рекомендациях МСЭ-Т G.957, G.691, G.692 и G.959.1, основаны на передаче кода "без возврата к нулю" (NRZ). Соответствующие параметры (а также определения логического "0" и логической "1") приведены в этих Рекомендациях. Для более требовательных приложений могут быть полезны другие линейные коды.

Системы с линейным кодом "возврат к нулю" (RZ) значительно более терпимы к DGD, вносимой PMD первого порядка, и поэтому лучше подходят для передачи высокоскоростных сигналов на сверхдлинные расстояния. Однако кодирование RZ имеет (из-за используемой более широкой полосы частот) потенциальный недостаток – меньшую спектральную эффективность по сравнению с NRZ.

Были исследованы модифицированные форматы кодирования RZ, в которых импульсы RZ модулируются по фазе. Такие форматы имеют преимущества не только в части улучшенных допусков на PMD, но и в части повышенного допуска на нелинейность. Более того, этот формат может дать улучшенную спектральную эффективность по сравнению с форматом простого кодирования RZ.

Опубликованы другие линейные коды для сверхвысоких битовых скоростей, обеспечивающие меньшую полосу частот для канала и более высокую спектральную плотность в волокне передачи. В частности, опубликовано несколько разновидностей "двубинарного" или многоуровневого кодирования. Допуск на ухудшения, связанные с трактом передачи и передающими/принимающими элементами, остается для дальнейшего изучения.

Использование линейных кодов, отличающихся от NRZ, будет влиять на отношения между разными параметрами, определенными для системы, и поэтому будет отражено в наборе параметров, отличающихся от существующих параметров, и в их взаимозависимости, используемой в стандартизованных применениях.

## 7.1 Реализация кода "возврат к нулю" (RZ)

Имеется несколько методов генерации оптических сигналов с "возвратом к нулю" (RZ), например, путем прямой модуляции полупроводникового лазера сигналом с RZ, путем генерации сначала последовательности оптических импульсов и ее последующей модуляции сигналом данных с кодом "без возврата к нулю" (NRZ) либо путем деления импульса в оптическом сигнале NRZ с помощью модулятора Маха-Цендера (MZM).

Последний вариант использовался практически благодаря его простоте и благодаря тому, что могут быть реализованы разные рабочие циклы путем подходящего комбинирования напряжения смещения и модулирующей амплитуды MZM. Оптический входной сигнал NRZ для MZM может генерироваться прямо модулированным лазерным диодом (LD) или лазером незатухающих колебаний (CW) совместно с MZM или электроабсорбционным модулятором.

Три легко реализуемых рабочих цикла модуляции RZ являются 1/3, 1/2 и 2/3 (которые называются в тексте ниже, соответственно, 33%, 50% и 67%). Возможные реализации, соответствующие реализациям MZM, показаны на рис. 7-1.

При возбуждающем напряжении:

$$V_m(t) = V_{bias} + V_{RF}(t) = V_{bias} + V_{RF} \cos(2\pi ft + \phi_m), \quad (7-1)$$

где  $V_{bias}$  – напряжение смещения постоянным током,  $V_{RF}$  – модулирующая амплитуда радиочастоты,  $f_{mod}$  – модулирующая радиочастота и  $\phi_m$  – сдвиг фазы, функция переноса оптической мощности MZM может быть записана так:

$$T(t) \propto \cos^2 \left[ \frac{\pi V_m(t)}{2V_\pi} + \frac{\theta}{2} \right] = \cos^2 \left[ \frac{\pi V_{bias}}{2V_\pi} + \frac{\pi V_{RF}(t)}{2V_\pi} + \frac{\theta}{2} \right]. \quad (7-2)$$

Здесь  $\theta$  – внутренний сдвиг фазы MZM без возбуждающего напряжения, а  $V_\pi$  – напряжение фазового сдвига на  $\pi$  для MZM. Мы определяем, что если  $V_{bias} = V_{max}$ , то MZM смещается постоянным током на его максимум оптической передачи; а если  $V_{bias} = V_{min}$ , то MZM смещен постоянным током на его минимальную оптическую передачу. MZM может возбуждаться также балансным способом (режим "пуш-пул").

Ниже показано кодирование NRZ, использующее MZM с одиночным возбуждающим электродом. Деление импульса RZ достигается пуш-пульным (двухтактным) MZM, следующим за модулятором данных NRZ. На рис. 7-1 показаны основные блок-схемы кодирования форматов NRZ и RZ.

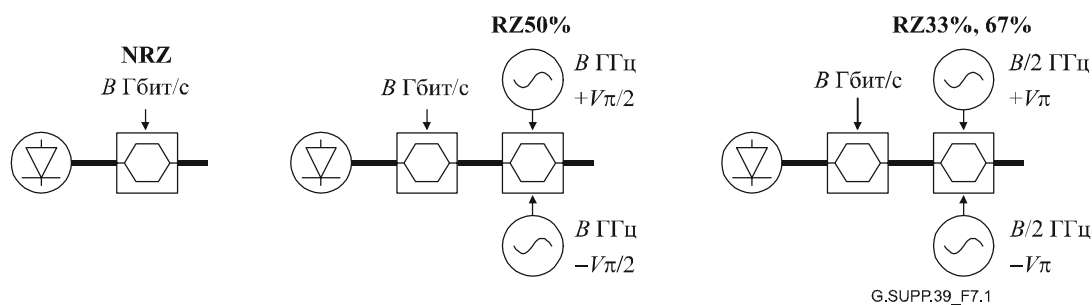
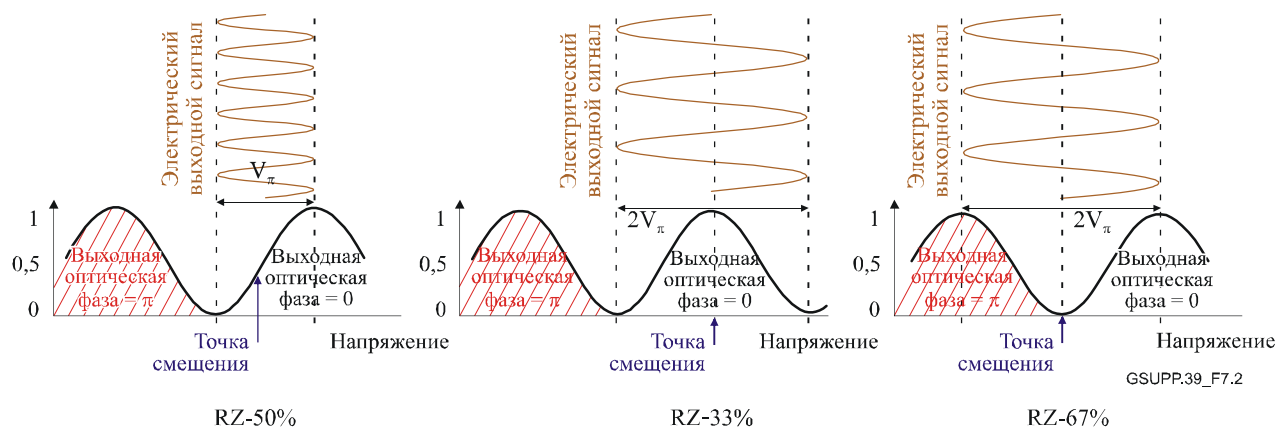


Рисунок 7-1 – Блок-схемы кодирования форматов NRZ и RZ с помощью MZM

В случае, когда пуш-пульная модуляция без частотномодулированного импульса производится в MZM с двумя ветвями на основе  $\text{LiNbO}_3$  со срезом z, электрическая модуляция от-пика-до-пика  $V\pi$  разделяется на  $+V\pi/2$  и  $-V\pi/2$  для получения, например, формата RZ-50%, см. рис. 7-1. Альтернативно модуляция RZ может быть реализована с помощью MZM с одной ветвью путем подачи модуляции от-пика-до-пика  $V\pi$  на одну ветвь для получения формата RZ-50%.

Генерация трех различных рабочих циклов RZ зависит от частоты модулятора RZ, электрического напряжения модуляции от-пика-до-пика и смещения модулятора. Состояния возбуждения форматов с рабочими циклами 50%, 33% и CS-RZ 67% показаны на рис. 7-2:



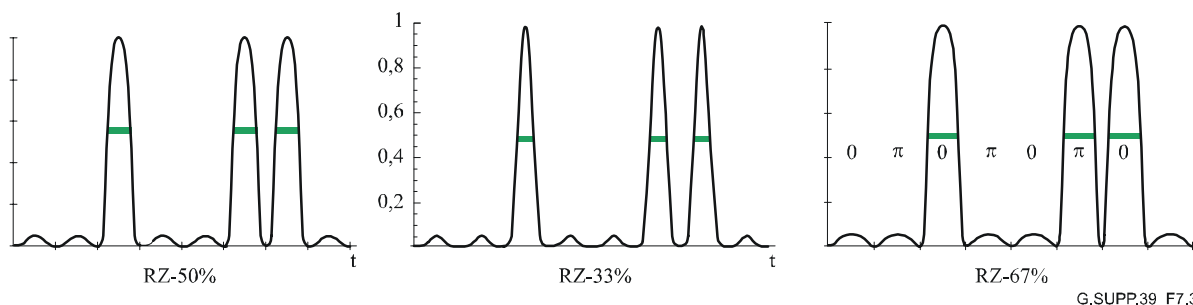
**Рисунок 7-2 – Конфигурации смещения для форматов RZ**

В таблице 7-1 собраны ключевые показатели трех рабочих циклов RZ;  $f_{mod}$  – это частота модуляции,  $V_{mod}$  – напряжение модуляции от-пика-до-пика ( $2V_{RF}$ ),  $V_{bias}$  описывает состояние смещения:  $V_{min}$  и  $V_{max}$  являются точками смещения при передаче минимума (несущая подавлена) и максимума соответственно, а  $V_{3dB}$  является общепринятой точкой смещения MZM, используемой также для модуляции данных NRZ в модуляторе NRZ. "Сдвиг фазы" описывает сдвиг фазы между последовательными импульсами или битами RZ.

**Таблица 7-1 – Показатели модуляции форматов RZ на 43 Гбит/с**

RZ-	33%	50%	67% (CS-RZ)
$f_{mod}$ (ГГц)	21,5	43	21,5
$V_{mod}$	$2V_{\pi}$	$V_{\pi}$	$2V_{\pi}$
$V_{bias}$	$V_{max}$	$V_{3dB}$	$V_{min}$
Сдвиг фазы	0,0,0	0,0,0	0, $\pi$ ,0

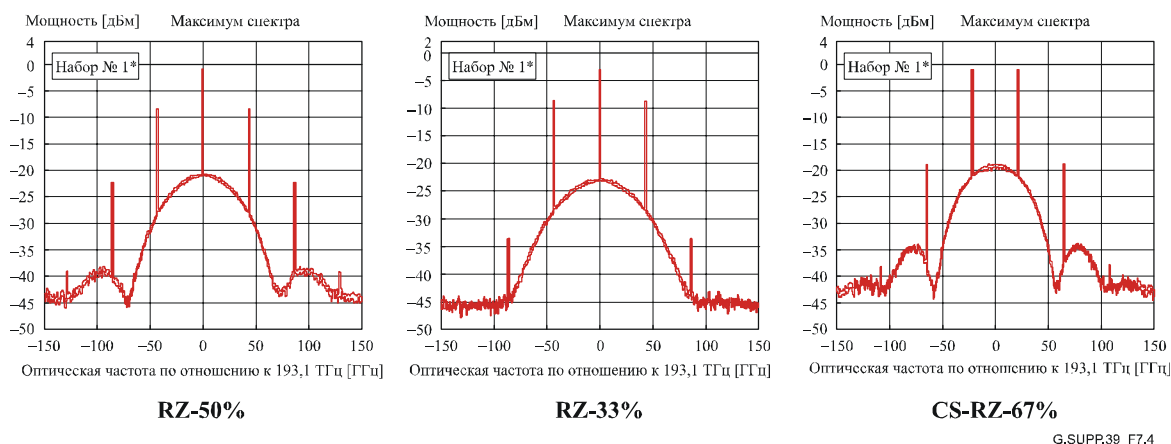
На рисунке 7-3 показаны изменения интенсивности импульсов RZ после модуляции данных NRZ с последовательностью данных "00100110". Три разных рабочих цикла определяются шириной импульса (FWHM/T): 50%, 33% и 67% от битового интервала  $T$ . Форматы RZ-50% и RZ-33% не имеют изменения фазы, а при CS-RZ-67% последовательные импульсы имеют изменение фазы на  $\pi$ .



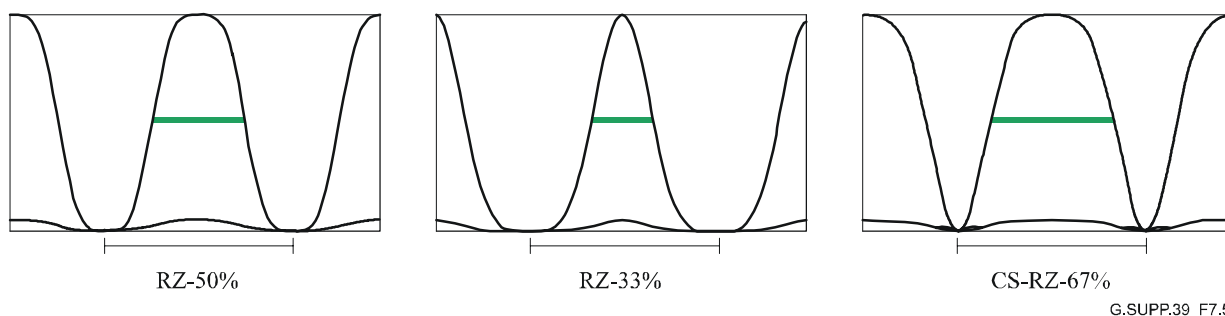
ПРИМЕЧАНИЕ. – Черточки указывают FWHM и рабочий цикл импульсов. Для CS-RZ-67%  $\pi$  и 0 указывают фазовые сдвиги в импульсах RZ.

**Рисунок 7-3 – Импульсы RZ для всех трех рабочих циклов с данными 00100110**

Оптические спектры и глаз-диаграммы трех форматов RZ показаны на рис. 7-4 и 7-5, соответственно. Формат RZ-33% нуждается в более широкой спектральной полосе по сравнению с RZ-50% и CS-RZ-67%, которые демонстрируют значительно более узкие спектры, позволяющие получить более высокую спектральную эффективность в сравнении с форматом RZ-33%.



**Рисунок 7-4 – Оптические спектры для форматов RZ**



ПРИМЕЧАНИЕ. – Тонкие черточки указывают битовый интервал  $T$ , а толстые черточки указывают ширину импульса, соответствующую рабочему циклу.

**Рисунок 7-5 – Оптические глаз-диаграммы для форматов RZ**

### 7.1.1 RZ с рабочим циклом 33%

На рис. 7-1 сигнал на входе MZM является оптическим сигналом NRZ с битовой скоростью  $1/T_b$  (где  $T_b$  – длительность бита). MZM имеет смещение постоянным током (DC) на его максимум оптической передачи,  $V_{bias} = V_{max}$ , и высокочастотно (RF) модулируется синусоидальным сигналом с частотой  $f = 1/(2T_b)$  и амплитудой  $V_\pi$  (с полным размахом  $2V_\pi$ ).

Тогда амплитуда оптического поля  $E_1(t)$  на выходе MZM определяется так:

$$E_1(t) \propto \cos\left[\frac{\pi}{2} \cos\left(\pi \frac{t}{T_b}\right)\right] e_{NRZ}(t), \quad (7-3)$$

где  $e_{NRZ}(t)$  – оптическое поле входного сигнала NRZ. Оптическая выходная мощность MZM тогда будет равна:

$$P_{out} \propto E_1(t)E_1(t)^* \propto \left[\cos\left[\frac{\pi}{2} \cos\left(\pi \frac{t}{T_b}\right)\right] e_{NRZ}(t)\right]^2. \quad (7-4)$$

### 7.1.2 CS-RZ с рабочим циклом 67%

Другой схемой модуляции является CS-RZ с рабочим циклом 67%. Она имеет лучшую устойчивость к хроматической дисперсии волокна, чем модуляция RZ с рабочим циклом 33%.

Чтобы получить формат CS-RZ с рабочим циклом 67%, на MZM подается смещение DC на его минимум оптической передачи,  $V_{bias} = V_{min}$ , и модулирующий синусоидальный высокочастотный (RF) сигнал с частотой  $f = 1/(2T_b)$  и фазовым сдвигом  $\phi_m = \pi/2$ ; см. рис. 7-1. Модулирующая амплитуда RF равна  $V_\pi$  (с полным размахом  $2V_\pi$ ), что соответствует напряжению полуволны MZM. Амплитуда оптического поля на выходе MZM,  $E_2(t)$ , определяется так:

$$E_2(t) \propto \sin\left[\frac{\pi}{2} \sin\left(\pi \frac{t}{T_b}\right)\right] e_{NRZ}(t). \quad (7-5)$$

Выходная мощность MZM определяется  $E_2(t)E_2(t)^*$ , то есть:

$$P_{out} \propto E_2(t)E_2(t)^* \propto \left[\sin\left[\frac{\pi}{2} \sin\left(\pi \frac{t}{T_b}\right)\right] e_{NRZ}(t)\right]^2. \quad (7-6)$$

### 7.1.3 RZ с рабочим циклом 50%

Чтобы получить формат RZ с рабочим циклом 50%, на MZM подается смещение DC на его оптическую передачу 3 дБ,  $V_{bias} = V_{3dB}$ , и модулирующий синусоидальный сигнал RF с частотой  $f = 1/(T_b)$ , см. рис. 7-1. Модулирующая амплитуда сигнала RF равна  $V_\pi/2$  (с полным размахом  $V_\pi$ ). Амплитуда оптического поля на выходе MZM,  $E_3(t)$ , определяется так:

$$E_3(t) \propto \cos\left[\frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{4} \cos\left(\frac{2\pi t}{T_b}\right)\right] e_{NRZ}(t). \quad (7-7)$$

Выходная мощность MZM определяется  $E_3(t)E_3(t)^*$ , то есть:

$$P_{out} \propto E_3(t)E_3(t)^* \propto \left[\cos\left[\frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{4} \cos\left(\frac{2\pi t}{T_b}\right)\right] e_{NRZ}(t)\right]^2. \quad (7-8)$$

## 7.2 Соображения об ухудшениях в системе

### 7.2.1 Ухудшения, порождаемые атрибутами волокна

#### 7.2.1.1 Хроматическая дисперсия (CD) и расширение импульсов

В случае передачи в свободном пространстве или при очень малой хроматической дисперсии волокна формат RZ с рабочим циклом 33% обеспечивает лучшую чувствительность приемника в сравнении с форматами RZ большего рабочего цикла или форматом NRZ [6]. Однако после распространения по оптоволокну перекрытие соседних импульсов создает фиктивные импульсы [7], так как все логические "1" имеют одну и ту же оптическую фазу.

В случае CS-RZ соседние импульсы имеют противоположные фазы. Оптические поля двух соседних битов логических "1" складываются с взаимным уничтожением. Между двумя логическими "1" не генерируются фиктивные импульсы. Кроме того, благодаря более узкому спектру расширение ("уширение") импульса, вызываемое CD, будет меньше, чем при обычном формате RZ. Поэтому CS-RZ является очень устойчивым форматом модуляции для волоконно-оптических звеньев с существенной остаточной хроматической дисперсией.

На рис. 7-6, а и б, показаны формы импульсов для двух форматов модуляции RZ с битовой скоростью 40 Гбит/с при суммарной хроматической дисперсии  $D = 20$  пс/нм. Для оценки ухудшения от хроматической дисперсии модель системы была упрощена путем отбрасывания любого влияния PMD и нелинейности волокна, то есть предполагается, что ухудшение от CD не связано с ухудшениями от PMD и от нелинейности волокна. Такая модель показывает, что при распространении импульсов вдоль волокна образуются фиктивные импульсы между двумя смежными "1" для RZ-33% на рис. 7-6 а, а на рис. 7-6 б в случае CS-RZ фиктивные импульсы не наблюдаются.

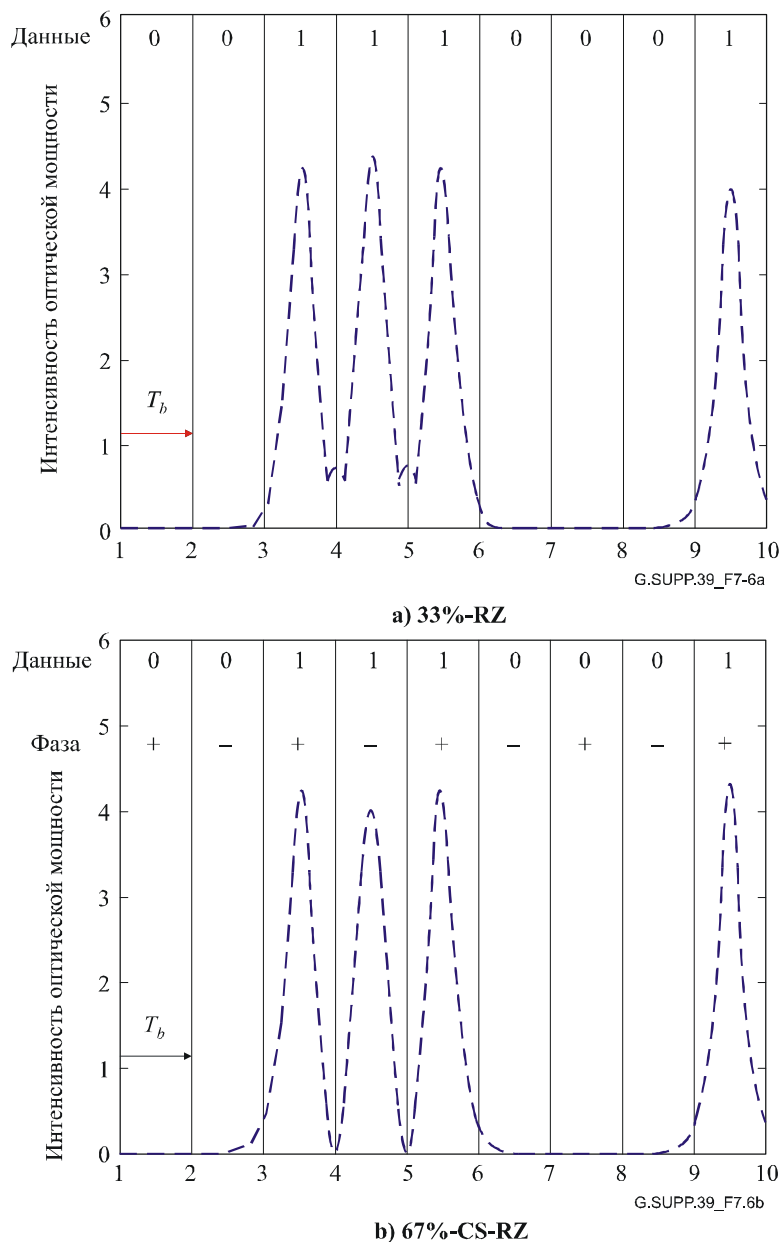


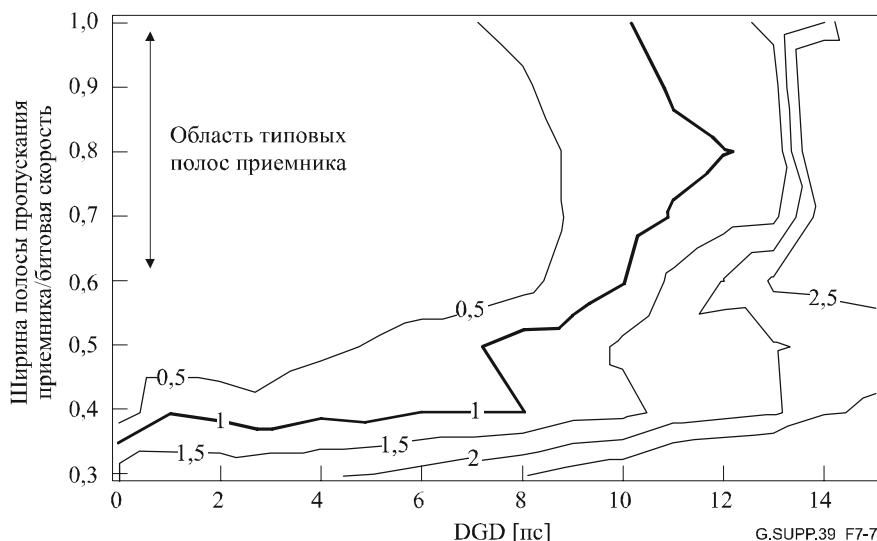
Рисунок 7-6 – Форма импульсов 40 Гбит/с после суммарной дисперсии 20 пс/нм

### 7.2.1.2 Поляризационная модовая дисперсия (PMD)

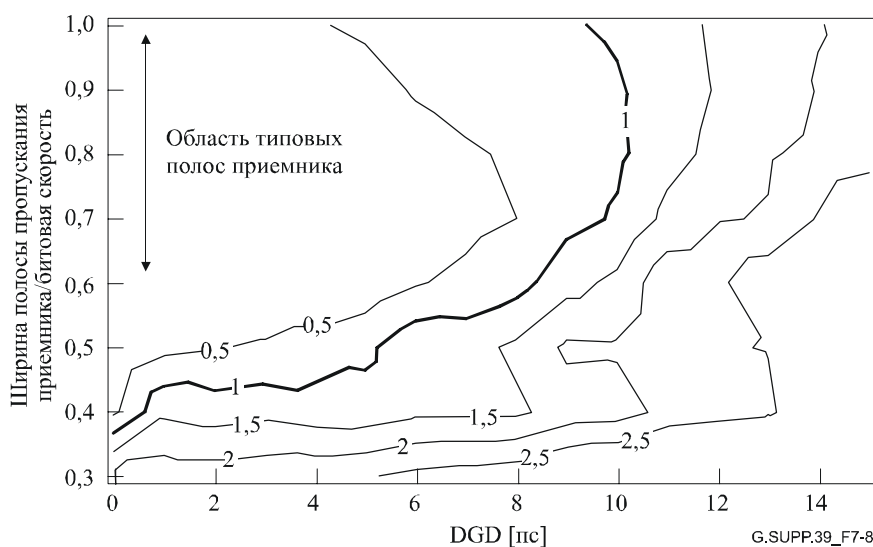
Поляризационная модовая дисперсия (PMD) волокна передачи ухудшает рабочие характеристики передачи из-за искажения формы волны, особенно в системах передачи со скоростью 40 Гбит/с. Поэтому допуск на PMD является одним из ключевых параметров для спецификации применений на 40 Гбит/с. PMD первого порядка – это Дифференциальная групповая задержка (DGD). (Точное определение DGD можно найти в Рекомендации МСЭ-Т G.671.) Допуск для системы 40 Гбит/с в части детерминированной DGD сильно зависит от ширины электрической полосы пропускания приемника.

На рис. 7-7 и 7-8 показаны полученные цифровым моделированием контурные схемы ухудшения по мощности для линейного кодирования RZ с рабочими коэффициентами 33% и 50% в зависимости от полосы пропускания приемника и DGD. Было обосновано, что допуск на DGD зависит как от значения DGD, так и от ширины полосы пропускания приемника [8]. В области типовых полос приемника, как показано на рисунке, допуск на PMD имеет некоторую девиацию. Например, при RZ-33% максимально допустимая DGD равнялась 11,5 пс (для ухудшения 1 дБ) в очень узкой области полос пропускания приемника, центрированной на 0,8. Однако в области типовых полос приемника неизбежны ухудшения, превышающие 1 дБ.





**Рисунок 7-7 – Контурная схема для допуска на DGD (RZ-33%)**

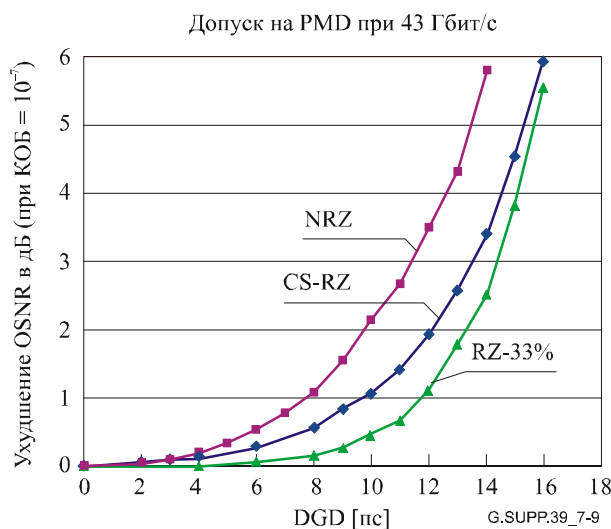


**Рисунок 7-8 – Контурная схема для допуска на DGD (RZ-50%)**

Ухудшение по мощности, оказывается, сильно зависит от ширины полосы приемника. Поэтому при конструировании систем с RZ на 40 Гбит/с, имеющих достаточный допуск на DGD, необходимо внимательное рассмотрение полосы приемника.

Для интерфейсов класса 40 Гбит/с было предложено использовать линейные коды NRZ и RZ для одноканальных применений кодов. Код RZ предложено использовать с рабочим циклом 33%. Этот код благодаря своей природе будет немного устойчивее к PMD, чем код CS-RZ с рабочим циклом 66% (являющимся другим возможным вариантом). Были проведены измерения для проверки обоснованности предложенных значений допуска на DGD.

В этом эксперименте был использован имитатор PMD, генерирующий PMD первого порядка. Зависимость ухудшения OSNR от DGD показана на рис. 7-9.



**Рисунок 7-9 – Зависимость ухудшения OSNR от DGD для разных линейных кодов**

DGD для образования ухудшения 1 дБ не зависела в этом эксперименте от фактического базового OSNR-КОБ, находящегося в области малых коэффициентов ошибок. Так как приемник был оптимизирован для CS-RZ, для других линейных кодов ожидаемый допуск на DGD может достигнуть 7,5 пс при ухудшении 1 дБ для NRZ и 11,5 пс при ухудшении 1 дБ для RZ-33%. Можно, однако, увидеть, что RZ-66% (другая возбуждающая точка в реализации MZ) не обеспечит 11,5 пс при максимальном ухудшении 1 дБ на 43 Гбит/с (скорость из G.709/Y.1331), поэтому для этого применения должен использоваться RZ-33%.

## 8 Топология оптической сети

Рекомендации МСЭ-Т G.692 и G.959.1 в настоящее время относятся к системам передачи "точка-точка", оставляя более сложные структуры (например, содержащие оптические добавления/ответвления) для дальнейшего изучения. В этом разделе рассматриваются как топологии "точка-точка", так и такие, которые содержат оптические добавления/ответвления.

### 8.1 Топологические структуры

Различают два типа сетей по свойствам Оптических сетевых элементов (ONE), пропускающих сигнал: во-первых, сети с регенерацией 1R и, во-вторых, сети, в которых некоторые включенные в линию ONE обеспечивают регенерацию 2R и/или 3R. Последний случай не исключает того, что некоторые или все линейные ONE могут также иметь регенерацию 1R.

Согласно Приложению A/G.872 регенерация 1R охватывает оптическое усиление и компенсацию дисперсии, то есть регенерация 1R применяет аналоговые механизмы без обработки битов. С другой стороны, регенерация 2R и 3R применяет цифровую обработку (например, цифровое восстановление формы и регенерацию цифровых импульсов).

Определены различные топологические классы, включая звенья "точка-точка", структуры "шина", кольцевые и ячеистые сети. Каждый класс вводится некоторым общим подходом. Поэтому конкретные схемы реализации либо предполагаются, либо исключаются. Кроме того, этот подход минимизирует число топологических классов, а огромное многообразие различных схем реализации упорядочивается просто в небольшое число групп. Отсутствие общего представления привело бы к огромному числу диаграмм, каждая с небольшой индивидуальной топологической модификацией.

Наконец, общее описание иллюстрируется малым количеством типовых примеров с целью пояснения.

### 8.1.1 Сети с регенерацией 1R

Сети с регенерацией 1R охватывают звенья "точка-точка", структуры "шина", кольцевые и ячеистые сети.

#### 8.1.1.1 Звенья "точка-точка"

Общее представление звена "точка-точка" (ptp) показано на рис. 8-1. Свет  $n$  каналов WDM переносится одним выходным волокном многоканального передающего устройства (M-Tx). Этот оптический сигнал проходит через участки передачи с чередующимися волоконными элементами и регенераторами 1R, достигая затем многоканальное приемное устройство (M-Rx). Прямоугольники с двойными линиями на рис. 8-1 указывают на возможность различных схем реализации (в части детальной топологии и реализации **внутри** блоков с двойными линиями).

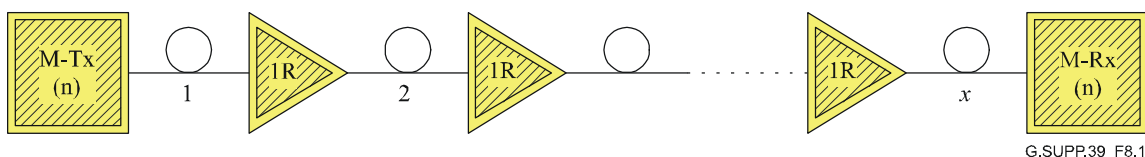


Рисунок 8-1 – Общее представление звена "точка-точка" с регенераторами 1R

На рис. 8-2 показана типовая схема реализации многоканального передающего устройства с числом  $n$  каналов WDM, работающих на центральных длинах волн  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ . Примеры регенераторов 1R представлены на рис. 8-3, в том числе слева – оптический усилитель (ОА), а справа – линейный усилитель с встроенным пассивным компенсатором дисперсии (PDC). Следует заметить, что возможны многие другие схемы реализации регенератора 1R с возможностями PDC.

Пример типичного звена ptp с WDM показан на рис. 8-4. Он является **лишь одной конкретной** схемой реализации ptp с WDM.

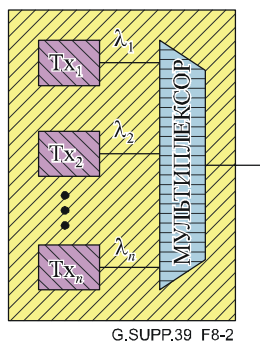


Рисунок 8-2 – Пример схемы реализации многоканального передатчика

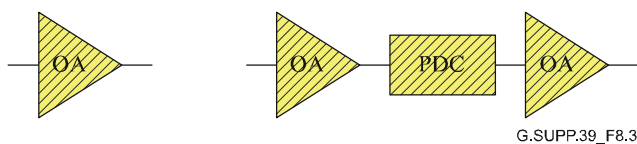


Рисунок 8-3 – Примеры схем реализации регенератора 1R

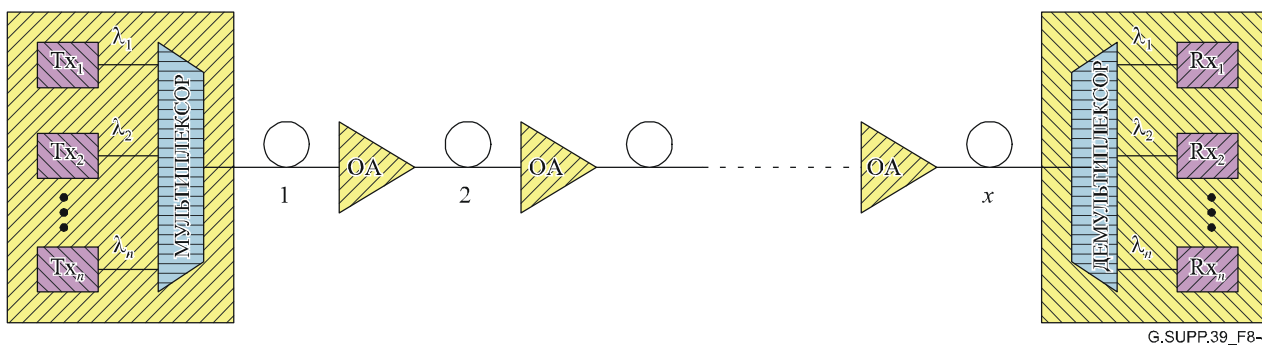


Рисунок 8-4 – Пример звена "точка-точка" с WDM

### 8.1.1.2 Структуры "шина"

Общее представление структуры "шина" показано на рис. 8-5. Некоторое число ( $n$ ) каналов WDM, испускаемых M-Tx, приходят к первому Оптическому сетевому элементу (ONE)  $ONE_1$ . Подмножество ( $n_1$ ) каналов WDM ответвляется и добавляется этим  $ONE_1$ ; они детегетируются приемными и передающими устройствами, обозначенными Rx ( $n_1$ ) и Tx ( $n_1$ ) для этих  $n_1$  каналов. Такая же процедура применяется в последующих Оптических сетевых элементах  $ONE_2 \dots ONE_k$ , где  $k$  означает общее число ONEs ( $k \geq 1$ ). Число ответвляемых и добавляемых каналов может изменяться в пределах:

$$0 \leq n_j \leq n, \quad (1 \leq j \leq k)$$

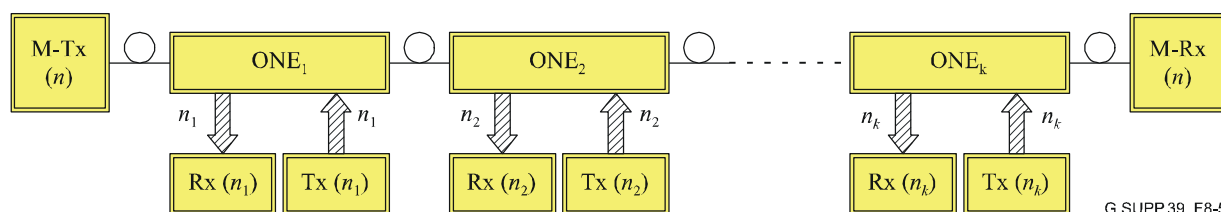
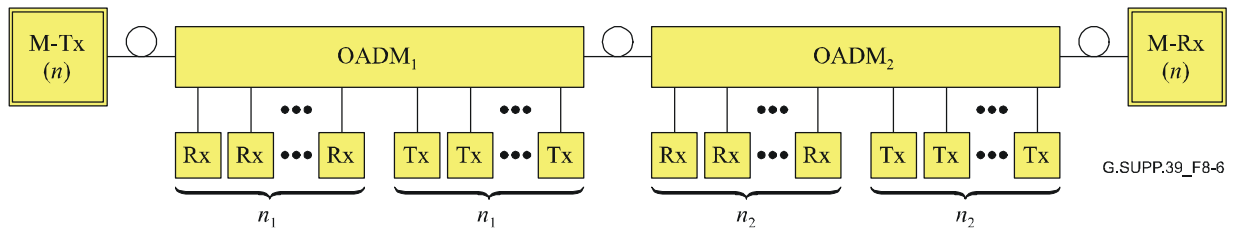


Рисунок 8-5 – Общее представление структуры "шина"

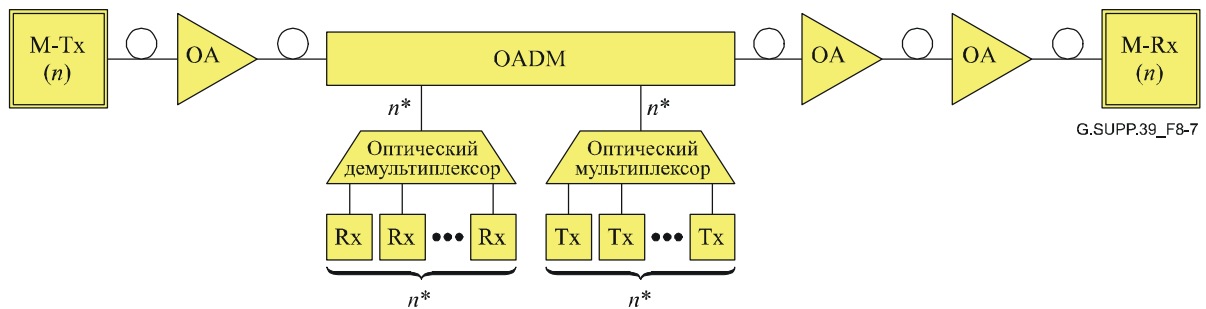
В случае  $n_j = n$  все каналы WDM ответвляются и добавляются. Если поддерживается  $n_j = 0$ , то ни один из каналов не добавляется и не ответвляется, то есть в этом случае  $ONE_j$  является просто регенератором 1R. Таким образом, этот общий подход охватывает также гибридную топологическую схему, содержащую последовательность оптических усилителей и Оптических мультиплексоров с добавлением/ответвлением каналов (OADM).

Заштрихованные стрелки у второстепенных портов каждого Оптического сетевого элемента  $ONE_j$  ( $j = 1 \dots k$ ) указывают, что могут использоваться до  $n_j$  волокон.

Ниже показаны некоторые конкретные схемы реализации структур "шина". На рис. 8-6 представлена шина с двумя OADM и с одним волокном для каждого добавляемого и ответвляемого канала WDM на второстепенных портах. На рис. 8-7 дан пример структуры "шина" с цепочкой трех OA и только одного дополнительного OADM, добавляющего и ответвляющего некоторое число ( $n^*$ ) каналов WDM. В отличие от рис. 8-5 на второстепенных портах этого конкретного OADM используется только одно волокно (переносящее свет всех  $n^*$  каналов WDM).



**Рисунок 8-6 – Пример структуры "шина" с двумя OADM и с одним волокном для каждого добавляемого/ответвляемого канала WDM**



**Рисунок 8-7 – Пример структуры "шина" с оптическими усилителями и одним OADM**

## 9 Проектирование системы по "худшему случаю"

"Худший случай" при проектировании системы – это случай, когда оптические системы в клиентских сетях (PDH, СЦИ, OTN) определяются оптическими и электрическими системными параметрами с их максимальными и минимальными значениями в конце срока службы (Рек. МСЭ-Т G.955, G.957, G.691, G.692, G.959.1).

### 9.1 Перечень бюджетов мощности

Бюджеты мощности оптических систем, одноканальных (ВРК в Рек. МСЭ-Т G.957 и G.691) и многоканальных (WDM в Рек. МСЭ-Т G.959.1), задаются следующими оптическими параметрами при рассмотрении в "худшем случае":

- максимальная средняя выходная мощность (канала);
- минимальная средняя выходная мощность (канала);
- максимальная средняя общая выходная мощность (для многоканальных применений);
- максимальное ослабление (затухание);
- минимальное ослабление (затухание);
- максимальная хроматическая дисперсия;
- минимальная хроматическая дисперсия;
- максимальная дифференциальная групповая задержка (DGD);
- максимальная средняя входная мощность (канала);
- максимальная средняя общая входная мощность (для многоканальных применений);
- минимальная чувствительность приемника (или минимальная эквивалентная чувствительность);
- максимальное ухудшение оптического тракта.

#### 9.1.1 Минимальная чувствительность приемника

Чувствительность приемника (для "худшего случая" и в конце срока службы) определяется как минимальное допустимое значение средней принимаемой оптической мощности в точке MPI-R для

достижения КОБ =  $1 \times 10^{-12}$ . Состояние "худший случай" вызывается худшим случаем коэффициента участия передатчика, оптическим затуханием несогласованности в точке MPI-S, ухудшением соединителя приемника, измерительными допусками и влиянием старения.

Оптические системы, которые ограничены по длине передачи иначе, а именно затуханием оптоволокна, могут работать с использованием оптических усилителей (усилителей мощности, линейных и/или предусилителей) (Рек. МСЭ-Т G.661, G.662, G.663).

### **9.1.2 Максимальное ухудшение оптического тракта**

Ухудшения по мощности, связанные с оптическим трактом (такие, как хроматическая дисперсия волокна или поляризационная модовая дисперсия, джиттер, отражения), содержатся в максимальном ухудшении оптического тракта, а не в минимальной чувствительности приемника. Заметим, однако, что минимальная усредненная оптическая мощность у приемника должна превышать минимальную чувствительность приемника на величину ухудшения оптического тракта.

Оптические системы, которые ограничены по длине передачи иначе, а именно хроматической дисперсией волокна, нуждаются в определенных процессах компенсации дисперсии (DA) (см. Рек. МСЭ-Т G.691) для преодоления ограничения на длину волокна, как будет рассмотрено в 9.2.1.

## **9.2 Хроматическая дисперсия**

### **9.2.1 Хроматическая дисперсия – Аналитический подход**

Хроматическая дисперсия в одномодовом волокне является комбинацией материальной дисперсии и волноводной дисперсии; она вносит вклад в расширение и искажение импульсов цифрового сигнала. С точки зрения передатчика это происходит по двум причинам.

Одна причина – это наличие разных длин волн в оптическом спектре источника. Каждая длина волны имеет отличающиеся фазовую задержку и групповую задержку в волокне, поэтому выходной импульс искажается во времени. (Эта причина рассмотрена в Рекомендации МСЭ-Т G.957.)

Другой причиной является модуляция источника, которая сама имеет два явления:

Первое явление заключается в том, что в модулированном сигнале содержатся частоты разложения Фурье. При увеличении битовых скоростей ширина частот модуляции сигнала тоже увеличивается и может стать сравнимой с шириной оптических частот источника или может ее превысить. (Формула для источника с нулевой шириной частот указана в Рекомендации МСЭ-Т G.663.)

Другое явление заключается в частотной модуляции, которая появляется, когда спектр длин волн источника изменяется на протяжении импульса. Принято, что положительный частотно-модулированный импульс в передатчике присутствует тогда, когда во время нарастания/спадания импульса спектр сдвигается в сторону коротких/длинных волн, соответственно. При положительном коэффициенте дисперсии волокна более длинные волны задерживаются по отношению к более коротким длинам волн. Следовательно, если знаком произведения частотной модуляции и дисперсии является плюс, то два процесса объединяются для образования расширения импульса. Если произведение отрицательно, то может появиться сжатие импульса на начальном участке волокна, далее ширина импульса достигнет минимума, а затем будет расширяться снова вместе с возрастанием дисперсии.

#### **9.2.1.1 Ограничения битовой скорости из-за хроматической дисперсии**

В этом разделе обобщается "эпсилон-модель" из Рекомендации МСЭ-Т G.957 для подсчета влияний дисперсии на ширину спектра источника и ширину модуляции передатчика в случае, когда частотная модуляция и любые побочные моды относительно незначительны. Во многих практических случаях частотная модуляция может доминировать, а теоретические пределы для дисперсии, указанные в этом разделе, будут больше или меньше по сравнению с практикой.

Теория приводится в Дополнении I. Предполагается также, что теория среднеквадратичной ширины гауссовых форм для спектра источника и спектра модуляции может быть применена к общим формам и что дисперсия второго порядка меньше дисперсии первого порядка. Как в Рекомендации МСЭ-Т G.957, разрешенное расширение импульса рассматривается как часть битового периода, которую следует ограничить некоторым максимальным значением, называемым "эпсилон-значением" ( $\epsilon$ -значением), которое определяется ниже с помощью допустимого ухудшения по мощности.

## Формулы дисперсии

Эти формулы следуют из пункта I.7, где они даются в общей форме, до преобразования с конкретными численными единицами, использованными ниже. Рабочий цикл обозначим  $f$ ; для RZ  $f < 1$ , для NRZ  $f = 1$ . При битовой скорости  $B$  в Гбит/с, в волокне длиной  $L$  в км с коэффициентом дисперсии  $D$  в пс/км·нм, на средней длине волны источника  $\lambda$  в мкм (не в нм) максимальная допустимая для звена хроматическая дисперсия в пс/нм будет равна:

$$DL = \frac{1\,819,650\varepsilon}{\lambda^2 B \left[ \left( \frac{1,932 B}{f} \right)^2 + \Gamma_v^2 \right]^{0,5}}. \quad (9-1)$$

Здесь  $\Gamma_v$  в ГГц – это ширина (на уровне –20 дБ) спектра источника на оптической частоте. Он соответствует ширине (на уровне –20 дБ) спектра длин волн  $\Gamma_\lambda$  в нм, которая определяется формулой:

$$\Gamma_\lambda \approx \frac{\lambda^2}{299,792} \Gamma_v. \quad (9-2)$$

Сравнение этого результата (левой части формулы) с формулой 9-1 показывает, что "эффективная", на уровне –20 дБ ширина спектра модулированного источника равна  $\left[ \left( \frac{1,932 B}{f} \right)^2 + \Gamma_v^2 \right]^{0,5}$ , то есть равна комбинации спектра модуляции и спектра оптической частоты.

Для предельного случая "широкий спектр/малая битовая скорость" выражения 9-1 и 9-2 дают:

$$DLB\lambda^2\Gamma_v \approx 1\,819,650\varepsilon \quad \text{или} \quad DLB\Gamma_\lambda \approx 6\,069,7\varepsilon. \quad (9-3)$$

Это приближенное решение справедливо с точностью 1% для уравнения 9-1, когда  $\Gamma_v > \frac{14B}{f}$ .

Эквивалент правой части результата из уравнения 9-3 был использован в Рекомендации МСЭ-Т G.957 (при ухудшении 1 дБ и  $BER = 10^{-10}$ ) при определении требований к источнику для проектных расстояний, приведенных там в таблицах.

Для противоположного предельного случая "узкий спектр/высокая битовая скорость" имеем:

$$DLB^2\lambda^2 \approx 941,826\varepsilon f. \quad (9-4)$$

Это приближенное решение справедливо с точностью 1% для уравнения 9-1, когда  $\Gamma_v > \frac{B}{4f}$ , определяя источник с "узким линейным спектром". Для ухудшения 1 дБ и NRZ уравнение 9-4 дает:

$$DLB^2\lambda^2 \approx 282,548. \quad (9-5)$$

Результат, указанный в Рекомендации МСЭ-Т G.663, близок к этому при 1550 нм.

ПРИМЕЧАНИЕ. – Количество значащих цифр, показанных выше в формулах и использованных ниже в результатах, является некоторым результатом численных манипуляций. Они не означают, что эти формулы и результаты имеют отображенную степень точности.

## Связь между частью тактового интервала и ухудшением по мощности

Для Рекомендации МСЭ-Т G.957 уравнение, связывающее частичное расширение импульса с ухудшением по мощности  $P_{ISI}$  (в дБ) при импульсах NRZ и лазерах с SLM, было таким [26]:

$$P_{ISI} = 5 \log_{10}(1 + 2\pi\epsilon^2) \text{ или } \epsilon = \left( \frac{10^{\frac{P_{ISI}}{5}} - 1}{2\pi} \right)^{0,5}. \quad (9-6)$$

Этот результат не зависит от КОБ, который взят  $10^{-10}$  в Рекомендации МСЭ-Т G.957. В реальности имеется незначительное возрастание допустимого ухудшения при переходе к  $10^{-12}$ , увеличивающее таким образом  $\epsilon$ , возможно, на несколько процентов от конкретного уровня ухудшения в дБ.

В таблице 9-1 приводятся значения некоторых представляющих интерес ухудшений по мощности, в том числе округление приблизительно на 1/2–2% в меньшую сторону.

**Таблица 9-1 – Ухудшение мощности для некоторых эpsilon-значений**

Ухудшение по мощности [дБ]	Эпсилон-значение
0,5	0,203 $\approx$ 0,2
1	0,305 $\approx$ 0,3
2	0,491 $\approx$ 0,48

При лазерах с MLM ухудшение по мощности для шума разделения моды (MPN) было моделировано как [26]:

$$P_{MPN} = -10 \log_{10} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[ kQ \left( 1 - e^{-\pi^2 \epsilon^2} \right) \right]^2 \right\}, \quad (9-7)$$

где  $k$  – коэффициент MPN, а коэффициент  $Q$  – эффективное отношение сигнал/шум при конкретном КОБ. КОБ =  $10^{-12}$  соответствует  $Q \approx 7,03$ . Общее ухудшение по мощности является суммой  $P_{ISI}$  и  $P_{MPN}$ .

Добавочный коэффициент 2 в уравнении (9-7), по сравнению с уравнением, приведенном в [26], имеет место как следствие указания на то, что уравнение [26] дает заниженное предсказание ухудшения из-за шума разделения мод на величину коэффициента, равного двум.

Взяв значение  $\epsilon$  для лазера с MLM из Рекомендации МСЭ-Т G.957, получили разрешенное общее ухудшение по мощности 1 дБ при  $Q = 6,36$ , соответствующем КОБ =  $10^{-10}$ , и при значении коэффициента MPN  $k = 0,7$ . Максимальное значение  $\epsilon = 0,115$  в Рекомендации МСЭ-Т G.957 немного меньше значения, которое согласовалось бы с уравнением 9-7 в результате инженерного суждения, которое определяет, что следует принимать более консервативное значение.

Для КОБ =  $10^{-12}$  используйте эpsilon-значение 0,109, которое вычисляется по уравнению 9-7 при  $Q = 7,03$  и  $k = 0,76$ .

В примерах рассматриваются только лазеры с SLM, у которых MPN равен нулю.

### Примеры

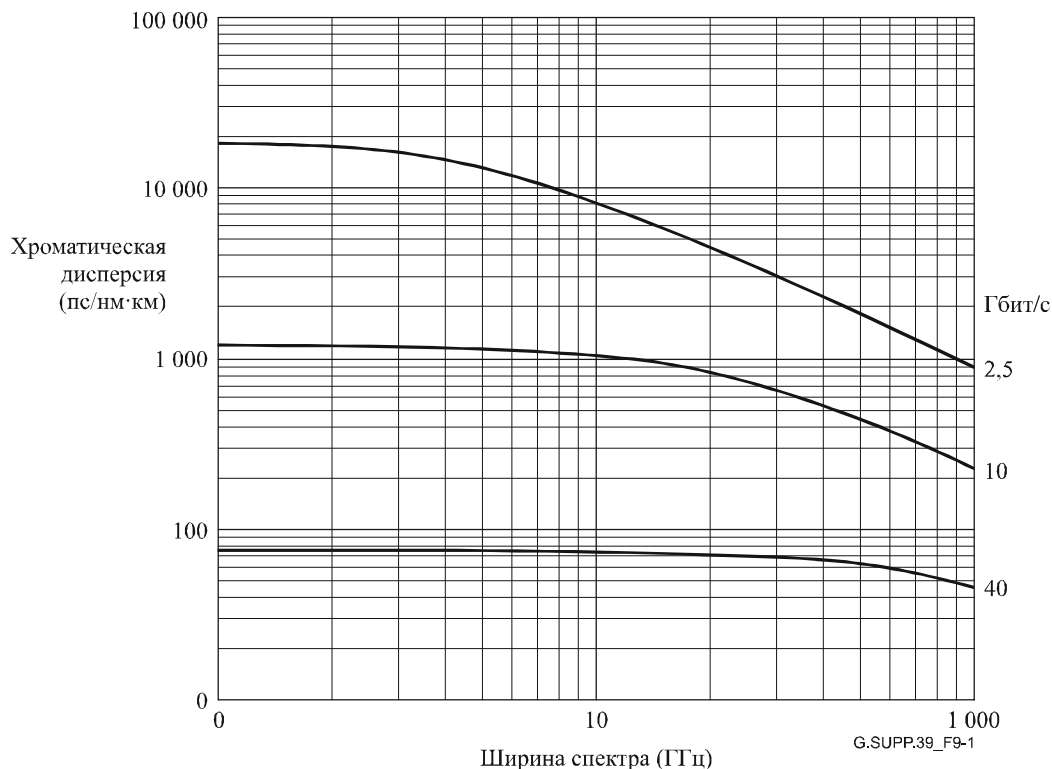
Здесь используемые битовые скорости СТМ равны для NRZ 10G: 9,95328 Гбит/с, а для NRZ 40G: 39,81312 Гбит/с, как в Рекомендации МСЭ-Т G.707/Y.1322. Согласно таблице 9-1 мы будем использовать  $\epsilon = 0,3$  или 0,48 для ухудшения по мощности 1 или 2 дБ, соответственно.

*Пример 1:* Рассмотрим максимальную допустимую хроматическую дисперсию на некоторых битовых скоростях NRZ без частотной модуляции при источниках с ненулевой шириной спектра (с незначительной частотной модуляцией или побочными модами) для ухудшения 1 дБ. Тогда для 1550 нм по уравнению 9-1 получается график, показанный на рис. 9-1. (Для этой длины волны диапазон частот 100 ГГц по уравнению 9-2 соответствует диапазону длин волны около 0,8 нм.) Приводятся требуемые значения дисперсии, не зависящие от типа волокна.



Заметим, что с увеличением ширины спектра источника уменьшается максимальная допустимая хроматическая дисперсия. Это меньше выражается на более высоких битовых скоростях, где спектр модуляции составляет наибольшую часть всей ширины спектра.

Длину, ограниченную дисперсией, получаем путем деления этой хроматической дисперсии на коэффициент хроматической дисперсии волокна. К примеру, для волокна из G.652 с  $D(1550) = 17$  пс/нм·км диаграмма, аналогичная рис. 9-1, по шкале вертикальной оси, деленной на 17, дает возможность показывать длину в км.



**Рисунок 9-1 – Максимальная допустимая хроматическая дисперсия в зависимости от ширины спектра источника на 1550 нм для некоторых битовых скоростей NRZ без частотной модуляции при ухудшении по мощности 1 дБ**

*Пример 2:* Рассмотрим предельный случай из примера 1 для передатчика с высокой битовой скоростью и с узким линейным спектром (значения на оси ординат у вышеприведенных графиков). Допустимая хроматическая дисперсия дается уравнением 9-4 в виде:

$$DL \approx \frac{117,606 \text{ или } 188,169}{B^2} \quad (9-8)$$

для ухудшения 1 или 2 дБ, соответственно. Вычисленные значения показаны в таблице 9-2. (Числа для 1 дБ соответствуют отрезку вертикальной оси на рис. 9-1.)

**Таблица 9-2 – Максимальная теоретически допустимая хроматическая дисперсия при свободном от частотной модуляции источнике с узким линейным спектром на 1550 нм для некоторых битовых скоростей NRZ без частотной модуляции и некоторых ухудшений по мощности**

Битовая скорость NRZ без частотной модуляции [Гбит/с]	Максимальная хроматическая дисперсия [пс/нм]	
	Ухудшение 1 дБ	Ухудшение 2 дБ
2,5	18,820	30,110
10	1,175	1,880
40	73,5	118

*Пример 3:* Рассмотрим источник с узким линейным спектром в верхней области диапазона С на 1565 нм при ухудшении 1 дБ. Тогда уравнение 9-5 дает длину, ограниченную дисперсией, в виде:

$$L = \frac{115,362}{B^2 D} . \quad (9-9)$$

В таблице 9-3 показаны некоторые примеры.

**Таблица 9-3 – Теоретические ограничения длины для свободного от частотной модуляции источника с узким линейным спектром на 1565 нм при 3 типах волокна и 2 битовых скоростях NRZ без частотной модуляции, при ухудшении 1 дБ**

Тип волокна		G.652	G.653	G.655
Коэффициент дисперсии на 1565 нм в пс/(нм·км)		19	3,5	10
Длина, ограниченная дисперсией, в км	NRZ 10G	61	333	116
	NRZ 40G	3,8	20,8	7,3

Напомним, что в системах с применением кодов различают: внутриучрежденческое применение I ( $\leq 25$  км), короткое расстояние S ( $\leq 40$  км), длинное расстояние L ( $\leq 80$  км) и очень длинное расстояние V ( $\leq 120$  км). Для примеров на 1565 нм из таблицы 9-3:

- Системы NRZ 10G с волокном G.653 для применений I, S, L и V или с волокном G.655 для применений I, S и L обычно не нуждаются в компенсации хроматической дисперсии.
- Системы NRZ 10G с волокном G.652 для применений L и V нуждаются в компенсации хроматической дисперсии.
- Системы NRZ 40G нуждаются в компенсации дисперсии для всех типов волокна и всех применений I, S, L и V. Для волокна G.652 при NRZ 40G ограничение длины начинается с нескольких км.

Для преодоления ограничений на длину волокна из-за хроматической дисперсии могут применяться активные и/или пассивные методы компенсации дисперсии, указанные в Рекомендации МСЭ-Т G.691 или ниже в 9.2.1.2 и 9.2.1.3.

*Пример 4:* В качестве последнего примера рассмотрим использование уравнения 9-4 с несколькими форматами на 40 Гбит/с.

**Таблица 9-4 – Максимальная теоретически допустимая хроматическая дисперсия для свободного от частотной модуляции источника с узким линейным спектром на 1550 нм при нескольких форматах без частотной модуляции на 40 Гбит/с и при ухудшении по мощности 2 дБ**

Формат (без частотной модуляции)	Максимальная хроматическая дисперсия [пс/нм]
NRZ	118
RZ(2/3)	78
RZ(1/2)	59
RZ(1/3)	39
ПРИМЕЧАНИЕ. – Значение, приведенное выше для RZ(2/3), относится к обычной модуляции RZ, а не к RZ с подавлением несущей.	

### 9.2.1.2 Ухудшение по мощности из-за хроматической дисперсии

В Рекомендации МСЭ-Т G.959.1 сообщается, что допустимо максимальное ухудшение в тракте 1 дБ для систем с малой дисперсией и 2 дБ для систем с большой дисперсией. Ухудшения в тракте не делаются пропорциональными проектной длине, чтобы избежать работающих систем с большими ухудшениями.

В будущем могут быть внедрены системы, применяющие методы DA, основанные на предсказании (например, на предварительной частотной модуляции) оптического сигнала в передатчике. В этом

случае ухудшение в тракте, в вышеуказанном смысле, может быть определено только между пунктами с неискаженными сигналами. Эти пункты, однако, не совпадают с главными интерфейсами тракта и поэтому могут быть даже недоступны. Определение ухудшения в тракте для такого использования остается для изучения.

### 9.2.1.3 Компенсация хроматической дисперсии

В Рекомендации МСЭ-Т G.691 приводятся следующие активные методы адаптации дисперсии:

- Предварительная частотная модуляция применяется в оптических передатчиках для получения сжатия импульса и достижения увеличенной дальности передачи.
- Самомодуляция фазы (SPM) использует нелинейный эффект Керра в волокне G.652 для получения сжатия импульса и большей дальности передачи, но требует мощности оптического сигнала, превышающей порог нелинейности.
- Передача, сопровождаемая дисперсией (DST), использует оптическую модуляцию ЧМН/АМН (или простую оптическую ЧМН) и применяет дисперсионное волокно передачи для преобразования частей сигнала ЧМН у передатчика в сигнал АМН у приемника. Оптическая модуляция ЧМН взаимодействует с хроматической дисперсией волокна в функции переноса, похожей на фильтр верхних частот. Используя фильтр нижних частот (фильтр DST) в электрической области приемника, можно скорректировать выходной сигнал.

Так как все активные методы DA являются дополнительными методами для передатчиков с E/O и приемников с O/E (а также для коррекции в электрической области), этот процесс был введен в Рекомендации МСЭ-Т G.798 в виде процесса адаптации дисперсии канала (DAc).

Пассивные методы адаптации хроматической дисперсии (DA), определенные в Рекомендации МСЭ-Т G.691, могут использоваться в высокоскоростных системах передачи с большой дальностью или с многими пролетами. Пассивный компенсатор дисперсии (PDC, G.671) может представлять собой волокна с компенсацией дисперсии (DCF) или волоконные решетки. Он может применяться в оптическом передатчике с усилителем мощности и/или в оптическом приемнике с предусилителем, а также в оптических линейных усилителях. Для компенсации дополнительной потери в модулях PDC можно сконструировать линейные усилители с двухкаскадной конфигурацией, и такие устройства можно чередовать с линейными усилителями, чтобы удовлетворить требованиям к OSNR в приемнике. Этот процесс адаптации дисперсии с поддержкой в усилителе (DAa) был введен в Рекомендации МСЭ-Т G.798.

В системах с многими длинами волн PDC может точно компенсировать хроматическую дисперсию одной длины волны; он не может точно компенсировать на других длинах волн. Разность остаточных дисперсий между каналами может быть минимизирована путем применения компенсации дисперсии вместе с компенсацией наклона дисперсионной характеристики. Так как хроматическая дисперсия в волокне может изменяться от времени/температуры, высокоскоростные системы могут нуждаться в компенсации частично с помощью PDC, а частично с помощью динамически регулируемой адаптивной компенсации.

## 9.2.2 Хроматическая дисперсия – Вычислительный подход

### 9.2.2.1 Введение

Ниже оцениваются системные допуски на остаточную хроматическую дисперсию и даются предложения для одноканальных (SC) и многоканальных (MC) систем, использующих формат передачи "возврат к нулю" (RZ).

В случае SC-передачи на 40 Гбит/с предложено максимальное значение для остаточной хроматической дисперсии, которое зависит от входной усредненной мощности. В случае MC-передачи (в области длин волн для применений G.959.1) рассматриваются влияния наклона дисперсионной характеристики волокна и его компенсации.

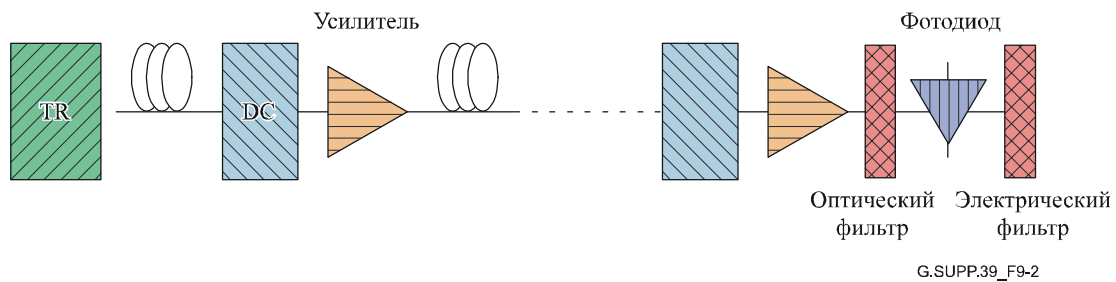
### 9.2.2.2 Системные допущения и описание метода вычислений

Приводимые ниже результаты базируются на следующих допущениях:

- Система на  $N \times 40$  Гбит/с для типичных наземных длин (500–1000 км) с довольно длинными усилительными участками (например, 100 км).

- Формат передачи RZ с гауссовой формой импульса ( $T_{\text{FWHM}} = 5$  пс). Так как нашей целью является анализ влияния дисперсии, рассматриваем "идеальный" передатчик.
- Повторяющаяся компенсация дисперсии; ее интервал совпадает с длиной усилительного участка. В литературе предложены различные схемы компенсации дисперсии (посткомпенсация, предкомпенсация, посткомпенсация с предварительной частотной модуляцией импульса) [9]. Здесь мы применяем посткомпенсацию.
- Идеальный приемник, составленный из: оптического фильтра с полосой пропускания 160 ГГц, идеального фотодиода и электрического фильтра (Бесселя-Томсона 4-го порядка с полосой пропускания 32 ГГц).
- Передача псевдослучайной битовой последовательности из 32 битов. В случае MC-систем битовые последовательности в разных каналах не коррелированы.

Упрощенная схема такой системы показана на рис. 9-2.



**Рисунок 9-2 – Схема системы с повторяющейся посткомпенсацией**

Что касается моделирования, применен метод поэтапного разложения Фурье, называемый также методом распространения луча (BPM). Детальное описание BPM см. в [10] и [11]; очень краткое описание дается здесь. BPM позволяет нам решать численное нелинейное уравнение Шредингера, которое описывает распространение оптического импульса в волокне с учетом хроматической дисперсии, нелинейных эффектов (само модуляции фазы, перекрестной модуляции фазы и четырехволнового смешения), эффекта наклона дисперсионной характеристики, потерь в волокне и сосредоточенного усиления.

BPM является базой почти всех коммерческих средств моделирования. Выбранный код до использования был испытан разными исследователями, а его результаты сравнены с результатами других коммерческих средств.

Рабочие характеристики системы оценивались как по ухудшению глаз-диаграммы, так и по КОБ (или фактору  $Q$ ).

### 9.2.2.3 Допуски для остаточной хроматической дисперсии в SC-системах на $1 \times 40$ Гбит/с

Очень трудно дать общее руководство по максимальной допустимой остаточной хроматической дисперсии в системах на  $1 \times 40$  Гбит/с, так как необходимо учитывать несколько аспектов.

Первым аспектом является модулирующий формат передачи: в этом случае исследуется формат передачи RZ ( $T_{\text{FWHM}} = 5$  пс). Вторым пунктом является входная оптическая мощность; в действительности низкая входная мощность позволяет работать в линейном режиме, но не гарантирует достаточного отношения оптический сигнал/шум (OSNR). С другой стороны, более высокие входные мощности, несмотря на хорошее OSNR, вызывают соответствующие нелинейные явления (см. также 9.5 и 9.7).

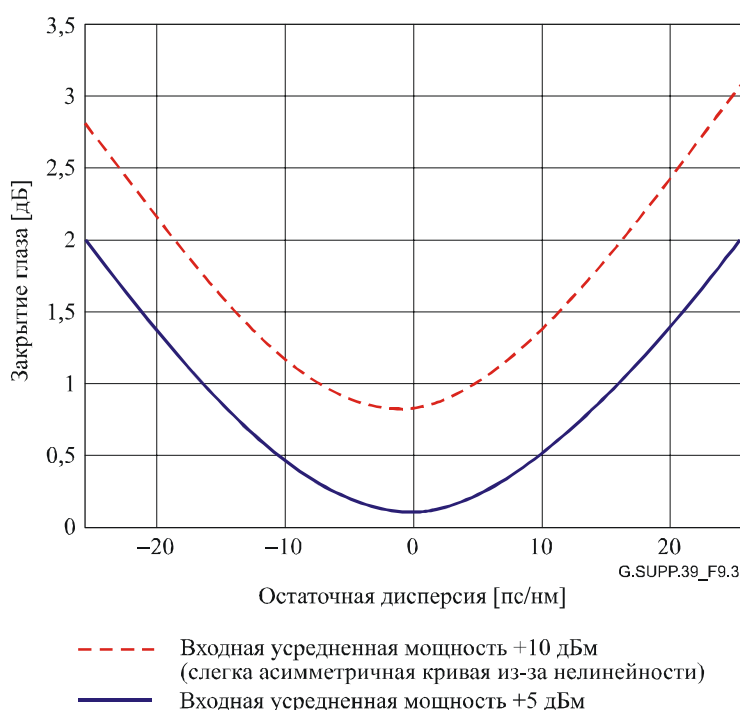
Было выполнено моделирование для 500 км с усилительными участками 100 км при изменении входной оптической мощности от 0 до 10 дБм и при остаточной дисперсии от  $-30$  до  $+30$  пс/нм. На рис. 9-3 показано ухудшение глаз-диаграммы, выраженное в дБ, в зависимости от остаточной дисперсии для двух входных оптических мощностей: 5 дБм (сплошная линия) и 10 дБм (штриховая линия).

Можно увидеть, что если установить верхний предел 1 дБ для ухудшения по закрытию "глаза" относительно случая точной компенсации, то получается максимальная остаточная дисперсия около

17 пс/нм. Это значение остаточной дисперсии соответствует допуску примерно только 1 км общей длины звена с волокнами G.652 и примерно 4 км с волокнами G.655.

В заключение отметим, что системы 40 Гбит/с характеризуются очень малыми допусками на хроматическую дисперсию, особенно при волокнах G.652. Экспериментальные результаты [12] доказали, что решающим преимуществом является реализация точной компенсации дисперсии вместе с каждым усилителем.

Приведенные выше соображения не зависят от выбранного типа компенсации дисперсии, хотя очевидно, что доступность перестраиваемых устройств позволила бы кому-нибудь решить такую проблему. Когда применяются волокна с компенсацией дисперсии (DCF), систему следует изменить, включив двухкаскадные усилители. Результаты рис. 9-3 действительны только при введении в волокна DCF оптической мощности ниже 3 дБм, чтобы уменьшить их сильные нелинейные эффекты.



**Рисунок 9-3 – Ухудшение по глаз-диаграмме в зависимости от остаточной дисперсии, изменяемой путем изменения длины последнего пролета**

#### 9.2.2.4 Допуски для остаточной хроматической дисперсии в MC-системах на $N \times 40$ Гбит/с

В случае систем со спектральным мультиплексированием (WDM) необходимо учитывать также наклон дисперсионной характеристики волокна. Из-за этого наклона дисперсионной характеристики каждый канал WDM характеризуется своим значением коэффициента дисперсии. Это можно аппроксимировать в области 1550 нм так:

$$D(\lambda) = D(1550) + S_0 (\lambda - 1550), \quad (9-10)$$

где  $D$  – коэффициент дисперсии,  $S$  – коэффициент наклона дисперсии, а  $\lambda$  – длина волны канала.

В данный момент все еще очень трудно найти устройства компенсации дисперсии, способные точно компенсировать при наклоне дисперсии. Поэтому при использовании систем WDM выбирается устройство компенсации дисперсии для получения точной компенсации в центральном канале, а боковые каналы будут чувствовать некоторую остаточную дисперсию. Сейчас максимальную допустимую остаточную дисперсию для каждого канала можно оценить, вернувшись к рис. 9-3. Такая оценка дает одновременно пределы для трех величин: числа каналов ( $N$ ), канального интервала и длины системы.

Когда некоторые каналы характеризуются большой остаточной дисперсией, возможно, тем не менее, получить приемлемые рабочие характеристики с помощью дополнительной компенсации, помещенной после демультиплексора и имеющей оптимальное значение для каждого канала.

### 9.2.2.5 Пример: 4 × 40 Гбит/с по DCF-волокнам G.652

В этом разделе дается практический пример к предыдущему обсуждению.

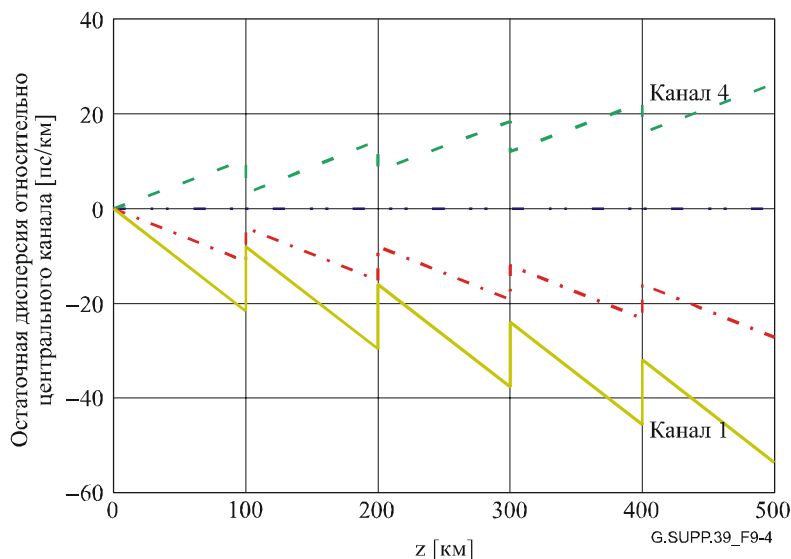
Рассмотрена система передачи WDM 4 × 40 Гбит/с, использующая DCF-волокно G.652, со следующими параметрами:

- Четыре канала WDM с интервалами 200 ГГц на длинах волн:
  - Канал 1:  $\lambda_1 = 1554,13$  нм;
  - Канал 2:  $\lambda_2 = 1555,75$  нм;
  - Канал 3:  $\lambda_3 = 1557,36$  нм;
  - Канал 4:  $\lambda_4 = 1558,98$  нм;
- Демультиплексор с полосой пропускания  $B = 160$  ГГц;
- Волокна G.652 с  $D = 17$  пс/нм·км и  $S_0 = 0,0677$  пс/нм<sup>2</sup>·км;
- Компенсация дисперсии при помощи DCF с  $D = -80$  пс/нм·км и  $S_0 = -0,2$  пс/нм<sup>2</sup>·км;
- Другие параметры – те же, которые были рассмотрены в 9.2.2.2.

Так как наклоны дисперсии волокна отличаются от наклона у DCF, разные каналы имеют разные дисперсии, и поэтому они не одинаково компенсированы.

DCF выбрано для получения точной компенсации на третьем канале ( $\lambda_3 = 1557,36$  нм). После электрического фильтра мы оцениваем рабочие характеристики системы с помощью закрытия "глаза", выраженного в дБ.

На рис. 9-4 для каждого канала показана разность между нарастающей дисперсией и дисперсией третьего канала. Таким способом мы можем оценить остаточные дисперсии в местах расположения усилителей.



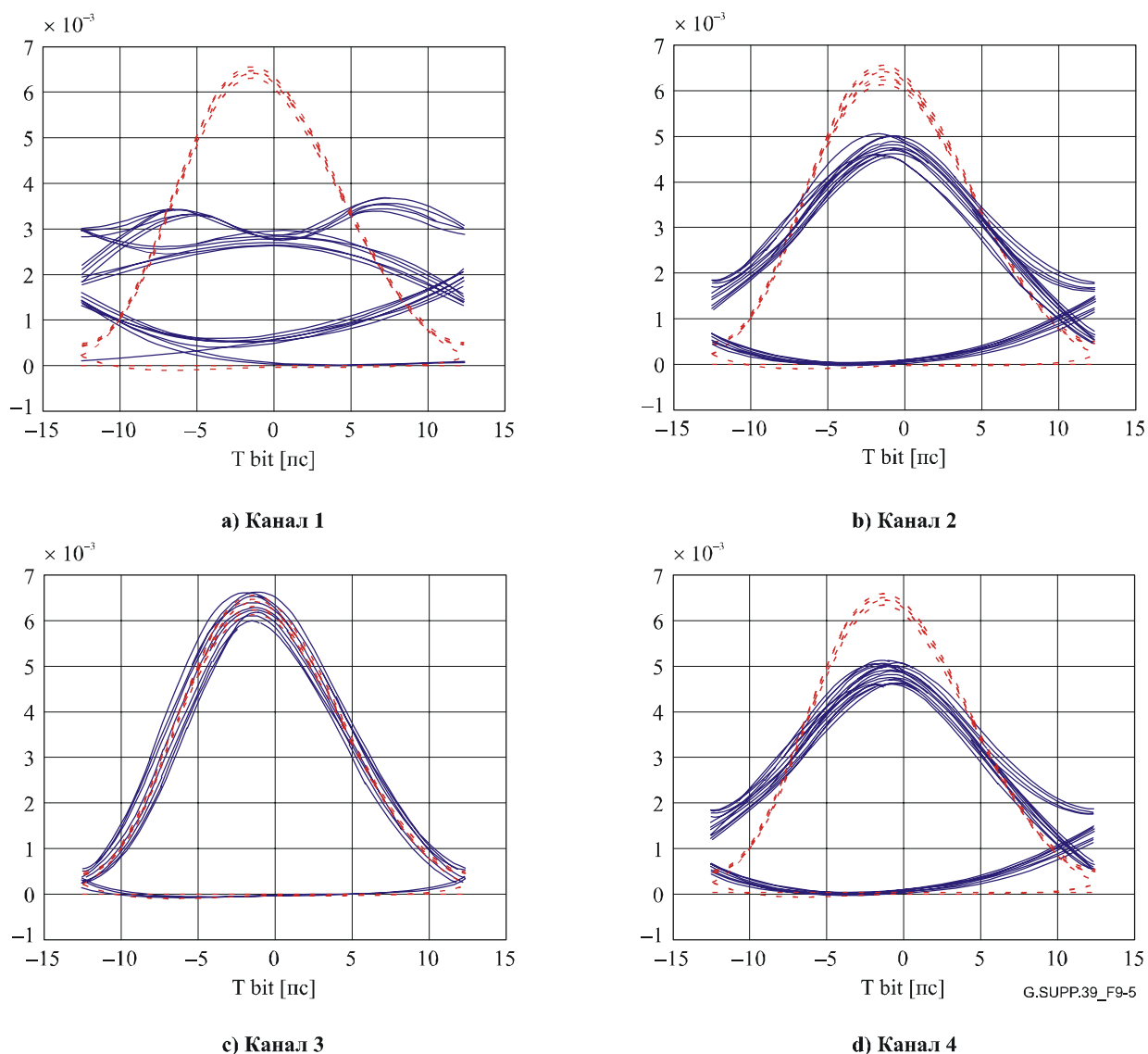
**Рисунок 9-4 – Разность между нарастающей дисперсией каждого канала и дисперсией третьего канала (который точно компенсирован)**

В таблице 9-5 даны значения CD, полученные после 500 км.

**Таблица 9-5 – Полученные значения хроматической дисперсии [пс/нм]**

$CD(\lambda_1)$	$CD(\lambda_2)$	$CD(\lambda_3)$	$CD(\lambda_4)$
-40,9	-20,9	-1	19,1

На основе кривых рис. 9-5 можно уже утверждать, что остаточная дисперсия в первом канале слишком велика. Более того, рис. 9-5 подтверждает, что в этом канале невозможно получить приемлемую рабочую характеристику. Действительно, когда DCF точно компенсирует хроматическую дисперсию на фиксированной длине волны, его дисперсия не оптимизирована для компенсации также наклона дисперсии. Эти ухудшения по "глазу", показанные на рисунке, соответствуют входной усредненной мощности +5 дБм. Моделирование, проведенное еще при более высоких мощностях, показало даже более сильные ухудшения, вызванные нелинейным явлением.



**Рисунок 9-5 – Глаз-диаграммы для нескольких каналов в конце нелинейной системы длиной 500 км**

### 9.2.2.6 Заключение

Было показано, что наклон дисперсионной характеристики серьезно ограничивает максимальную длину систем WDM. Так как этот эффект является детерминированным, возможно компенсировать

остаточную дисперсию боковых каналов с помощью оптимизированных устройств компенсации дисперсии, размещенных в каждом канале после оптического демультиплексора. С другой стороны, можно подчеркнуть, что высокоскоростные системы имеют очень малый допуск на хроматическую дисперсию, поэтому следует выбирать длины волокна с большой точностью.

### 9.3 Поляризационная модовая дисперсия

При передаче NRZ до 40 Гбит/с максимальная DGD установлена на 30% битового периода, что соответствует максимальному ухудшению 1 дБ в тракте. PMD второго порядка и ее взаимодействие с хроматической дисперсией, а также допуск для RZ остаются для изучения.

#### 9.3.1 Компенсация PMD

Существующие спецификации на элементы звена содержат статистические аспекты для обеспечения требований к системе. Дальнейшее обсуждение этого можно найти в 10.4.

Для звеньев с чрезмерной PMD можно использовать методы компенсации PMD. Чтобы установить степень необходимой компенсации PMD, может потребоваться тщательное исследование линейно-кабельных сооружений.

#### 9.3.2 Ухудшение по мощности из-за PMD

Ухудшение по мощности, вызываемое DGD в приемной точке R, является функцией разности мощностей двух ортогонально поляризованных мод. Оно изменяется, так как изменяется относительное расположение исходных состояний поляризации оптоволоконного кабеля и поляризации источника. Максимальная DGD звена устанавливается так, чтобы не допускать больше, чем заданное ухудшение по мощности первого порядка в худшем случае коэффициента разделения мощности (равные мощности двух мод). Ухудшение по мощности первого порядка для худшего случая зависит также от формата передачи, NRZ или RZ.

Для применений NRZ на 10 Гбит/с согласно Рекомендациям МСЭ-Т G.691 и G.959.1 допуск 1 дБ для ухудшения первого порядка соответствует пределу 30 пс на DGD в точке R. (Это соответствует тому же эpsilon-значению, что и для хроматической дисперсии, а 20 пс ожидается для значения 0,5 дБ.) Как для хроматической дисперсии, случай RZ остается для изучения.

### 9.4 КОБ и фактор Q

Применения, указанные в Рекомендациях МСЭ-Т G.691, G.692 и G.959.1, имеют расчетную норму для оптического участка на Коэффициент ошибок по битам (КОБ) не более  $10^{-12}$  в конце срока службы. Требования для применений СЦИ взяты из Рекомендации МСЭ-Т G.826 (и более новой Рекомендации МСЭ-Т G.828), а соответствующие требования для применений OTN даются в Рекомендации МСЭ-Т G.8201.

Применения, указанные в Рекомендации МСЭ-Т G.957, однако, имеют требование  $10^{-10}$  для КОБ в конце срока службы, так как во время их разработки предъявлялись менее строгие требования.

Чтобы применения "мигрировали" по КОБ от  $10^{-10}$  к  $10^{-12}$ , было принято следующее соглашение: прикладные нормы с максимальным диапазоном ослабления 12 дБ при КОБ =  $10^{-10}$  были снижены до 11 дБ при КОБ =  $10^{-12}$ , а прикладные нормы с максимальным диапазоном ослабления 24 дБ при КОБ =  $10^{-10}$  были снижены до 22 дБ при КОБ =  $10^{-12}$ .

Вообще, чем ниже значение контрольного КОБ, тем труднее фактически проверить рабочую характеристику приемника из-за возрастающего потребного времени измерения. Это, в частности, справедливо для чувствительностей приемников СТМ-1 и СТМ-4 при КОБ =  $10^{-12}$ . Были предложены два подхода к этой проблеме. Первым является использование специальной длительности безошибочной работы для определения некоторой вероятности для коэффициента ошибок, находящейся ниже требуемого уровня. Необходимое число безошибочных битов ( $n$ ) можно определить так:

$$n = \frac{\log(1 - C)}{\log(1 - P_E)}, \quad (9-11)$$



где  $C$  – доверительный уровень (например, 0,95 для 95%-достоверности), а  $P_E$  – требование к КОБ (например,  $10^{-12}$ ). Отсюда, если уровень доверительной вероятности равен 95% для КОБ, который будет меньше  $10^{12}$ , то потребуется  $3 \times 10^{-12}$  безошибочных битов (20 минут на скорости СТМ-16).

Так как это требует, тем не менее, длинных измерительных интервалов на меньших скоростях, имеется альтернативный метод – измерение фактора  $Q$ . Фактор  $Q$  является отношением сигнал/шум в решающей схеме в единицах напряжения или тона и обычно выражается так:

$$Q = \frac{(\mu_1 - \mu_0)}{(\sigma_1 + \sigma_0)}, \quad (9-12)$$

где  $\mu_{1,0}$  – среднее значение напряжений или токов для рабочих и холостых посылок, а  $\sigma_{1,0}$  – среднеквадратичные отклонения. КОБ =  $10^{-12}$  соответствует значению  $Q \approx 7,03$ .

Так как практические методы измерения  $Q$  производят измерения в верхней и нижней областях принимаемого "глаза", чтобы выводить заключение о качестве сигнала на оптимальный уровень решения,  $Q$  можно рассматривать лишь как качественный индикатор реального КОБ.

Математическое соотношение для КОБ (в случае работы без FEC) при установке порога на оптимальное значение является таким:

$$КОБ = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right), \quad (9-13)$$

где:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{\beta^2}{2}} d\beta. \quad (9-14)$$

Широко применяется следующая аппроксимация этой функции:

$$КОБ \approx \frac{1}{Q\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{Q^2}{2}} \quad (9-15)$$

для  $Q > 3$ .

Другим выражением, дающим точные решения во всем диапазоне  $Q$ , является [13]:

$$КОБ \approx \frac{e^{-\frac{Q^2}{2}}}{\sqrt{2\pi} \left( \left(1 - \frac{1}{\pi}\right) Q + \frac{\sqrt{Q^2 + 2\pi}}{\pi} \right)}. \quad (9-16)$$

График сравнения этих двух аппроксимаций значений  $Q$ , меньших 5, показан на рис. 9-6.

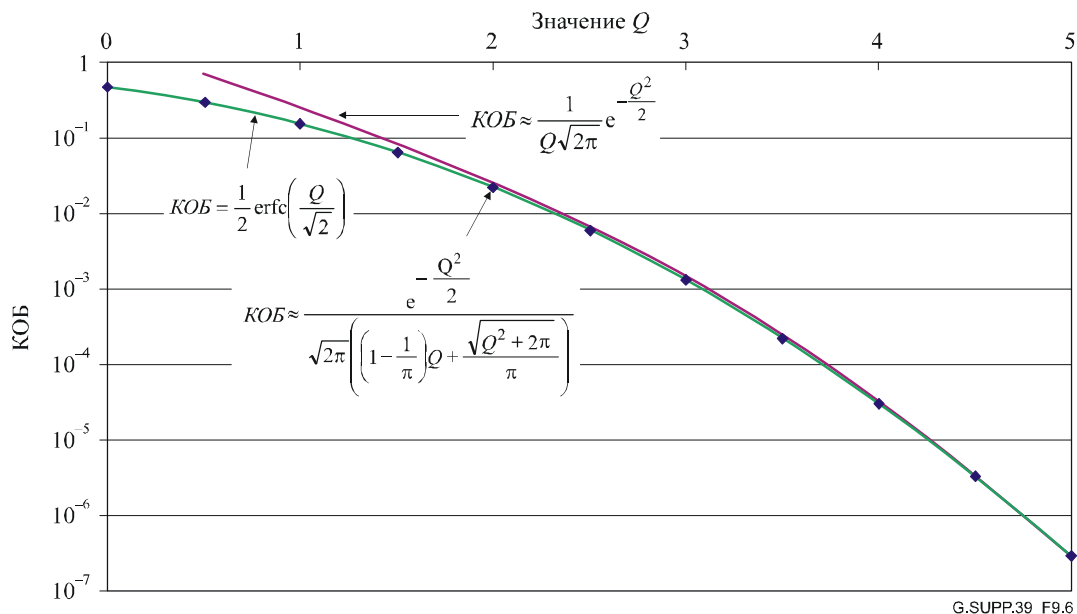


Рисунок 9-6 – Аппроксимации отношения КОБ и  $Q$

### 9.4.1 КОБ и приложения на основе использования FEC

В Рекомендациях МСЭ-Т G.693, G.959.1 и G.698.1 было определено или предложено несколько прикладных кодов с наборами параметров оптических интерфейсов со скоростями OTUk, при которых необходима передача байтов FEC, как указано в Рекомендации МСЭ-Т G.709/Y.1331. При использовании этих прикладных кодов требуется, чтобы КОБ системы соблюдался только "после применения коррекции (если используется)". В таких конкретных случаях оптические параметры определяются на выходе декодера FEC при значениях коэффициента ошибок по битам (КОБ) не хуже 10–12. Это иллюстрируется на рис. 9-7. Как показано в таблице 11-2, теоретический КОБ на выходе приемника (точка А на рис. 9-7) составляет  $1,8 \times 10^{-4}$  при КОБ=10–12 на выходе декодера FEC (точка В).

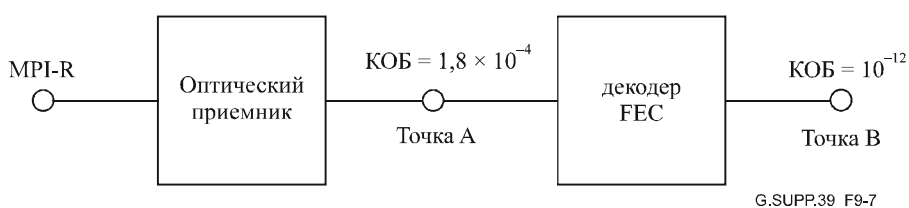


Рисунок 9-7 – Влияние использования FEC на показатели работы приемника в отношении коэффициента ошибок по битам

В случае, если сложно применять методы FEC для проверки компонентов, гораздо целесообразнее и эффективнее по затратам может быть проверка показателей работы оптических передающих и приемных устройств (предназначенных для применения в приложениях на основе использования FEC) при коэффициентах ошибок по битам, соответствующих входу декодера FEC, а не при  $10^{-12}$ , что в большинстве случаев налагает более строгие критерии, чем необходимо для приложения.

Надлежащий КОБ для использования в этих целях в известной мере зависит от приложения, поскольку изменения статистики ошибок (по отношению к теоретически допускаемому случайному распределению ошибок) потребуют, чтобы средний КОБ в точке А был ниже  $1,8 \times 10^{-4}$  при среднем

КОБ= $10^{-12}$  в точке В. Однако в большинстве практических целей значение в диапазоне  $10^{-5}$ – $10^{-6}$  считается подходящим.

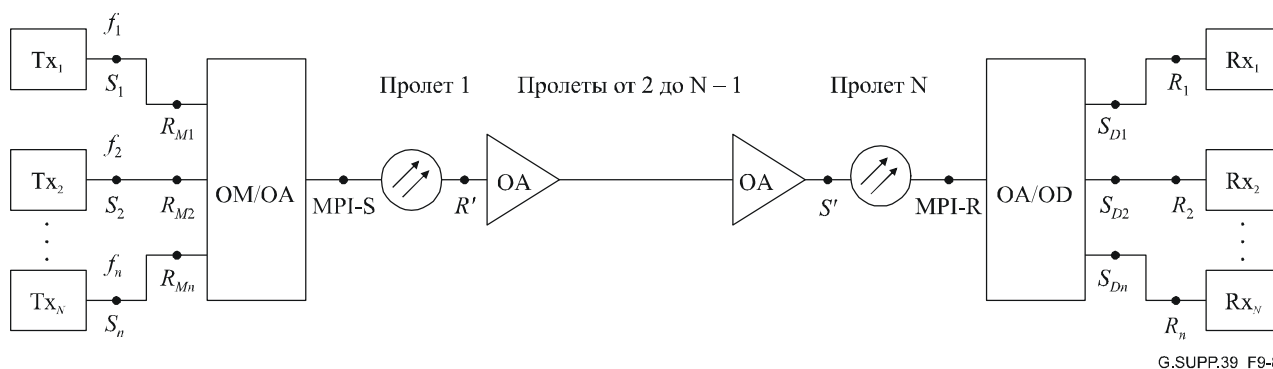
При использовании данной методики значения чувствительности приемника и ухудшения оптического тракта, измеренные на выходе приемника (точка А) при КОБ, равном  $10^{-5}$ – $10^{-6}$  обычно будут представлять собой осторожные оценки значений чувствительности приемника и ухудшения тракта при КОБ= $10^{-12}$  после декодера FEC (точка В).

## 9.5 Объединение шумов

В системах, в которых оптические усилители последовательно включены в виде цепочки, шум от ASE накапливается от вкладов всех оптических усилителей. Поэтому OSNR ухудшается после каждого оптического усилителя. Показатель OSNR полезен для наблюдения и определения рабочей характеристики оптического усилителя. Были предложены следующие уравнение и текст для оценки OSNR в худшем случае:

На рис. 9-8 показана многоканальная эталонная система с числом пролетов N, с усилителем мощности, с числом линейных усилителей N–1 и с предусилителем. Для этой эталонной системы делаются следующие основные предположения:

- Все оптические усилители в цепочке, включая усилитель мощности и предусилитель, имеют одну и ту же величину шума.
- Потери (для канала) на всех пролетах одинаковы.
- Выходные мощности (для канала) усилителя мощности и линейных усилителей одинаковы.



**Рисунок 9-7 – Представление системных интерфейсов оптической линии (многоканальной системы с N пролетами)**

В этом случае OSNR на входах приемников (в точках  $R_i$  на рис. 9-8, где  $i = 1, \dots, n$ ) можно аппроксимировать так:

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10 \log \left( N + \frac{10^{\frac{G_{BA}}{10}}}{10^{\frac{L}{10}}} \right) - 10 \log(h \nu \nu_r). \quad (9-17)$$

Здесь  $P_{out}$  – выходная мощность (для канала) усилителя мощности и линейных усилителей в дБм,  $L$  – потеря на пролете в дБ (которая предполагается равной усилению линейного усилителя),  $G_{BA}$  – усиление оптического усилителя мощности в дБ,  $NF$  – показатель сигнал/шум самопроизвольной эмиссии оптического усилителя в дБ,  $h$  – константа Планка (в мДж·с, согласованная с  $P_{out}$  в дБм),  $\nu$  – оптическая частота в Гц,  $\nu_r$  – эталонная ширина полосы пропускания в Гц (соответствует  $c/B_r$  из 9.5.1), а  $N-1$  является общим числом линейных усилителей.

Уравнение 9-17 показывает, что шум ASE накапливается от  $N + 1$  усилителей. Оно может быть упрощено в следующих случаях:

- 1) Если усиление усилителя мощности примерно такое же, как у линейных усилителей, то есть  $G_{BA} \approx L$ , то уравнение 9-17 может быть упрощено так:

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10\log(N+1) - 10\log(h\nu\nu_r). \quad (9-18)$$

- 2) Шумом ASE усилителя мощности можно пренебречь, если только потеря на пролете  $L$  (соответствующая усилению линейного усилителя) значительно превышает усиление усилителя мощности  $G_{BA}$ . В этом случае уравнение 9-18 можно упростить до:

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10\log(N) - 10\log(h\nu\nu_r). \quad (9-19)$$

ПРИМЕЧАНИЕ. – Уравнение I-3/G.692 описывает лишь частный случай.

- 3) Уравнение 9-18 действительно также в случае одного пролета, имеющего только усилитель мощности, например, при коротком расстоянии на рис. 5-5/G.959.1 в многоканальном IrDI, в этом случае уравнение изменяется так:

$$OSNR = P_{out} - G_{BA} - NF - 10\log(h\nu\nu_r). \quad (9-20)$$

- 4) В случае одного пролета, имеющего только предусилитель, уравнение 9-18 изменяется так:

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10\log(h\nu\nu_r). \quad (9-21)$$

### 9.5.1 Измерения OSNR

OSNR обычно выражается в вырезающей полосе пропускания 0,1 нм и определяется уравнением 9-22:

$$OSNR = 10\log\frac{P_i}{N_i} + 10\log\frac{B_m}{B_r}, \quad (9-22)$$

где:

$P_i$  мощность оптического сигнала в ваттах в канале с номером  $i$ .

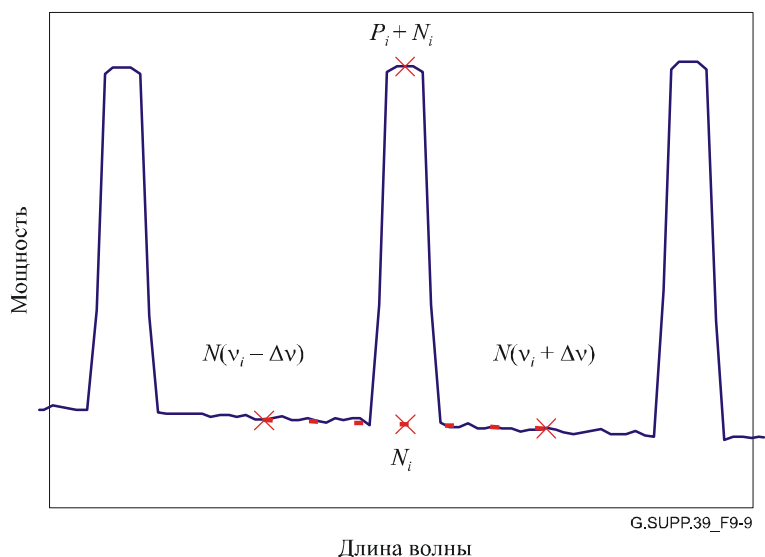
$N_i$  интерполяционное значение мощности шума в ваттах, измеренное в эквивалентной полосе пропускания  $B_m$   $i$ -го канала:

$$N_i = \left( \frac{N(\nu_i - \Delta\nu) + N(\nu_i + \Delta\nu)}{2} \right),$$

$\Delta\nu$  сдвиг интерполяции, равный половине канального интервала (в случае канального интервала 200 ГГц,  $\Delta\nu = 100$  ГГц).

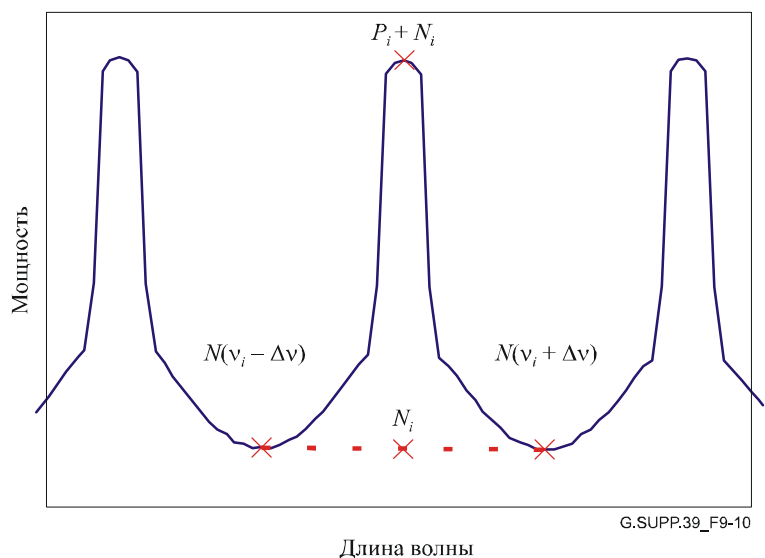
$B_r$  эталонная ширина оптической полосы пропускания. (Единицы  $B_m$  и  $B_r$  могут быть в виде частоты или длины волны, но должны быть согласованы.) Типичной эталонной шириной оптической полосы пропускания является 0,1 нм.

Широко признанная процедура оценки OSNR на основе измеренных данных показана на рис. 9-8. Чтобы получить правильный результат, необходимо соблюдать осторожность при использовании ширины вырезающей полосы, которая подходит для битовой скорости измеряемых аналогов, например, для 40 Гбит/с рекомендуется минимальная измерительная вырезающая полоса пропускания 1 нм.



**Рисунок 9-9 – Измерение OSNR в оптическом спектре**

Следует также заметить, что этот метод оценки OSNR может дать неправильные результаты в некоторых обстоятельствах. На рис. 9-9 показан случай, когда шум в интервале между каналами претерпел фильтрацию из-за наличия частичного пути OADM вдоль звена. Здесь интерполяция измерений шума в промежутках между каналами не дает действительной оценки шума на сигнальной длине волны.



**Рисунок 9-10 – Неправильное измерение OSNR из-за формирования шума**

Аналогичная проблема может возникнуть в системах с высокоскоростными каналами при узких канальных интервалах, где границы сигнальных максимумов не достигают истинного уровня шума в средних точках между каналами.

### 9.5.2 OSNR и принимаемая оптическая мощность в однопролетных системах с предусилителем

Ухудшение OSNR из-за ASE в однопролетной системе одним оптическим предусилителем описывается уравнением 9-23:

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10\log(h\nu\nu_r). \quad (9-23)$$

Возьмем:  $P_{received} = P_{out} - L$ ;  $-10\log(h\nu\nu_r) = +58$  дБ в вырезающей полосе пропускания 0,1 нм при длине волны 1550 нм; тогда уравнение 9-23 примет такую форму:

$$OSNR = P_{received} - NF + 58 \text{ дБ}. \quad (9-24)$$

Уравнение 9-24 справедливо для одного пролета и для измерений при его соединении с оптическим предусилителем. Входная мощность сигнала ( $P_{received}$ ) на входе предусилителя и OSNR на выходе предусилителя находятся в строго линейной корреляции с учетом величины шума NF предусилителя.

Как показано на рис. 9-11, OSNR может изменяться путем ослабления входной мощности сигнала ( $P_{received}$ ), идущей к оптическому предусилителю (EDFA), при использовании источника сигнала с высоким OSNR (>40 дБ). OSNR изменяется прямо после EDFA. Линейная корреляция с принимаемой оптической мощностью ожидается согласно уравнению 9-23.

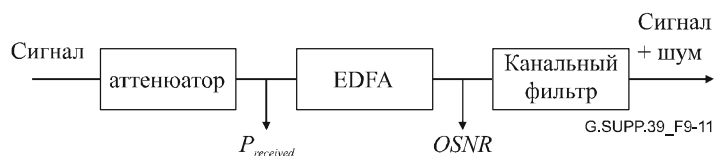
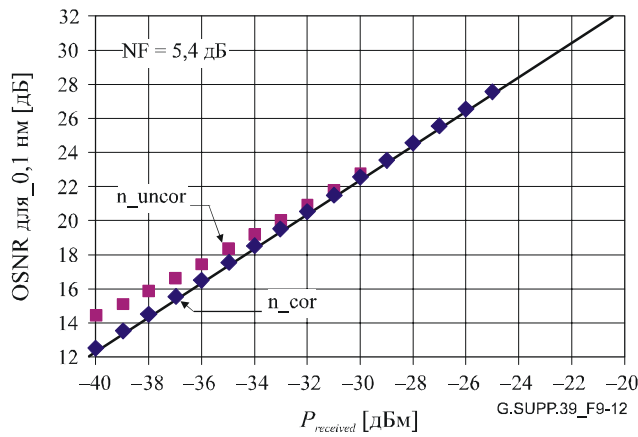


Рисунок 9-11 – Организация измерения OSNR

На рис. 9-12 показан пример зависимости OSNR от принимаемой оптической мощности в широкой области при использовании канала 43 Гбит/с, модулированного NRZ, на 1550 нм с вырезающей полосой пропускания 1 нм анализатора оптического спектра. Если измеренная мощность на канальной длине волны равна  $P_m$  ( $P_m = P_i + N_i$ ), то мы можем оценить значение OSNR путем вычисления:  $OSNR = 10\log \frac{P_m}{N_i} + 10\log \frac{B_m}{B_r}$ . Для значений OSNR ниже примерно 20 дБ, однако это ведет к завышенной оценке, как показывает кривая "n\_uncor" на рис. 9-11, поэтому лучшей процедурой является расчет по формуле  $OSNR = 10\log \frac{P_m - N_i}{N_i} + 10\log \frac{B_m}{B_r}$ , которая дает линейное взаимоотношение с пометкой "n\_cor", которое ожидается из уравнения 9-23. Это линейное взаимоотношение справедливо при условии, что величина шума усилителя является постоянной, поэтому оно не будет далее действительным, если входная мощность станет достаточно высокой, чтобы вызвать насыщение.

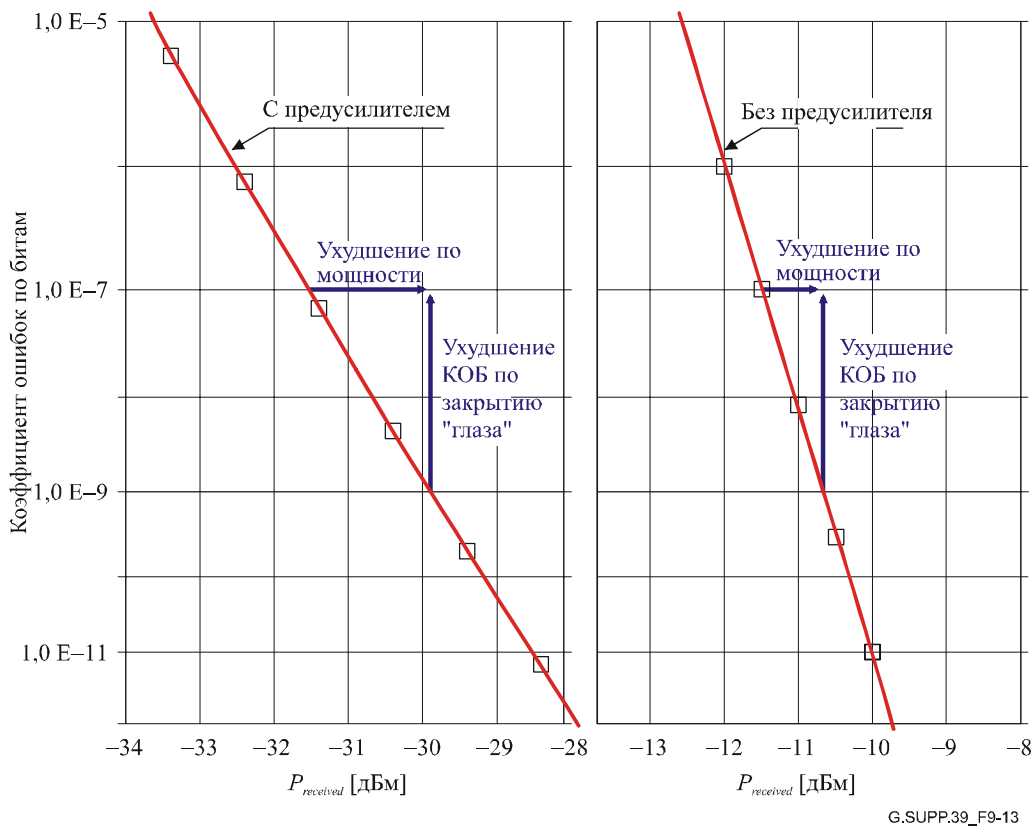


**Рисунок 9-12 – OSNR в зависимости от измеренной принимаемой оптической мощности: с коррекцией шума (n\_cor) и без коррекции шума (n\_uncor) на канальной длине волны сигнала**

Итак, в случае однопролетной передачи и испытания системы при соединении с оптическим предусилителем получается линейная зависимость между OSNR и принимаемой оптической мощностью. Поэтому любое ухудшение в тракте по закрытию "глаза" прямо связано с ухудшением OSNR в приемнике с предусилителем.

ПРИМЕЧАНИЕ 1. – Ухудшение по мощности и ухудшение OSNR отличаются для длинных многопролетных систем передачи (OSNR ограничен).

ПРИМЕЧАНИЕ 2. – Как показано на рис. 9-13, ухудшения по мощности различны для приемников с предусилителем и без предусилителя, так как различны наклоны зависимостей КОБ от принимаемой оптической мощности. Ухудшение 1 дБ в приемнике без предусилителя эквивалентно ухудшению OSNR 2 дБ в приемнике с предусилителем.



**Рисунок 9-13 – Зависимость КОБ от принимаемой оптической мощности с оптическим предусилителем и без него**

## 9.6 Оптическое перекрестное влияние

### 9.6.1 Определения терминов

Так как термины, используемые для описания оптических переходных (перекрестных) помех и их влияний не полностью согласованы в промышленности, полезно кратко определить их здесь (см. таблицу 9-6). В 15-й Исследовательской комиссии МСЭ-Т согласовано, что термин "перекрестное влияние" (crosstalk) закрепляется для описания влияний на систему и что для свойств компонентов используется термин "переходное затухание" (isolation).

Таблица 9-6 – Применяемые термины

Параметр [единица]	Символ	Определен в Рек. МСЭ-Т	Определение
<b>Системные параметры</b>			
Межканальное перекрестное влияние [дБ]	$C_c$	G.692	Отношение полной мощности в мешающих каналах к мощности в необходимом канале. (Необходимый и мешающие каналы (всего $k$ ) располагаются на разных длинах волн).
Интерферометрическое перекрестное влияние [дБ]	$C_I$	–	Отношение мешающей мощности (не включая ASE) к необходимой мощности внутри одного канала (длины волны). Этот параметр известен также как "внутриканальное перекрестное влияние".
Ухудшение по межканальному перекрестному влиянию [дБ]	$P_c$	–	Ухудшение, выделенное в бюджете системы для учета межканального перекрестного влияния.
Ухудшение по интерферометрическому перекрестному влиянию [дБ]	$P_I$	–	Ухудшение, выделенное в бюджете системы для учета интерферометрического перекрестного влияния.
Разность мощностей каналов [дБ]	$d$	G.959.1	Максимальная допустимая разность мощностей каналов, подаваемых к какому-либо устройству.
Коэффициент угасания (здесь используется линейный)	$r$	G.691	Отношение мощности в середине логической "1" к мощности в середине логического "0".
Ухудшение по закрытию "глаза" [дБ]	$E$		Ухудшение по чувствительности приемника из-за всех влияний на закрытие "глаза". Это охватывает закрытие "глаза" от передатчика и ухудшение из-за хроматической дисперсии.
<b>Компонентные параметры</b>			
Потеря из-за вставки [дБ]	$I_L$	G.671	Снижение мощности от входного порта к выходному на длине волны необходимого канала.
Однонаправленное переходное затухание [дБ]	$I$	G.671	Разность между потерей устройства на длине волны мешающего канала и потерей на длине волны необходимого канала.
Переходное затухание соседнего канала [дБ]	$I_A$	G.671	Переходное затухание устройства на длинах волн одного канала, расположенного выше или ниже необходимого канала.
Переходное затухание несоседних каналов [дБ]	$I_{NA}$	G.671 (ffs)	Переходное затухание устройства на длинах волн всех мешающих каналов, исключая соседние каналы.

Рассмотрение явлений перекрестных влияний разделено на два раздела: межканальное влияние и интерферометрическое влияние.



### 9.6.2 Межканальное перекрестное влияние

Наиболее общей рассматриваемой причиной этого явления является несовершенное демультиплексирование многоканального сигнала передачи в отдельные каналы до установки одноканальных приемников. Эта ситуация показана на рис. 9-14.

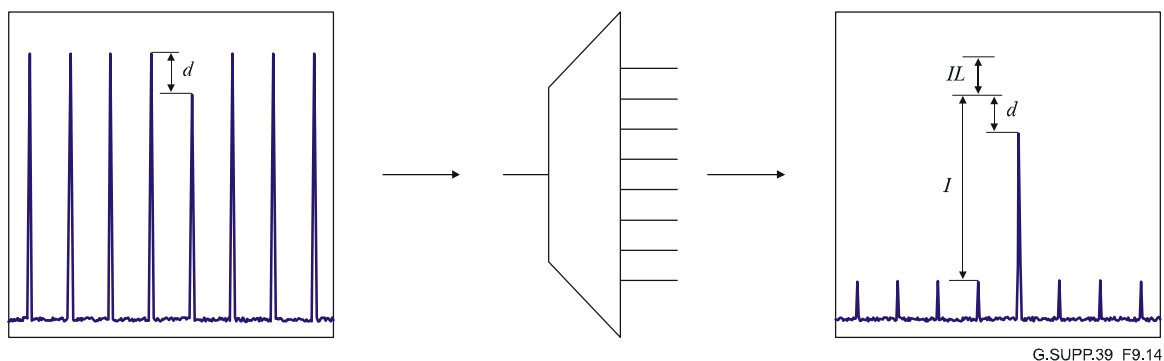


Рисунок 9-14 – Простой пример демультиплексора

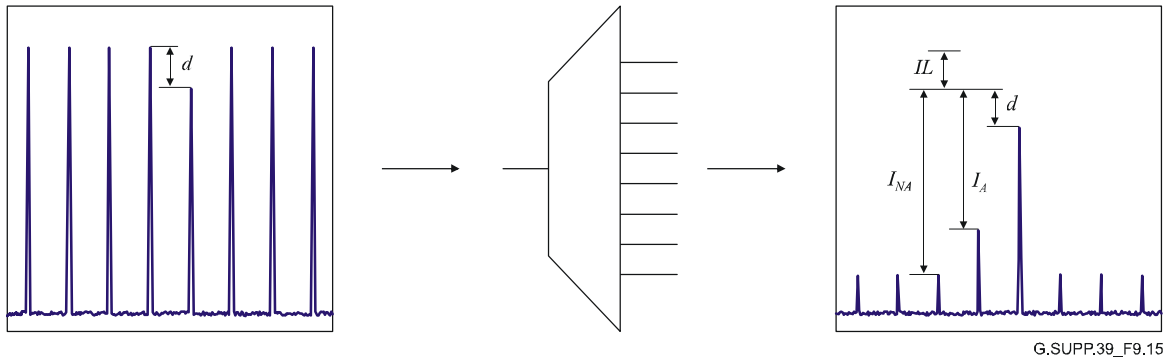
Здесь некоторое число каналов плотного спектрального мультиплексирования (Dense WDM, DWDM) вводится в общий порт демультиплексора. Худшим случаем для конкретного канала является случай, когда его мощность находится на минимуме, а мощность других каналов – на максимуме. Максимальная допустимая разность между каналами обозначается  $d$  (дБ). Когда каналы появляются на индивидуальных выходных портах, мешающий канал снижен по мощности по сравнению с необходимым каналом на величину, равную Однонаправленному переходному затуханию  $I$  (дБ).

Главным параметром, который определяет максимальный уровень оптического перекрестного влияния, допустимый в рассматриваемой оптической системе, является Ухудшение по межканальному перекрестному влиянию  $P_C$ . Необходимо уметь из него и небольшого числа других параметров получать нужные параметры переходного затухания мультиплексора.

Для ситуации, показанной на рис. 9-14, мы можем написать уравнение для межканального перекрестного влияния  $C_C$  в системе  $k$  каналов:

$$C_C = d - I + 10 \log_{10}(k - 1), \quad \text{дБ.} \quad (9-25)$$

Желательно иметь возможность находить  $C_C$  из значения ухудшения по межканальному перекрестному влиянию. Если предположить очень большое число мешающих сигналов с равными амплитудами, как изображено выше, то для этого случая можно составить относительно простые модели. В реальных мультиплексорах значение переходного затухания  $I_A$  для каналов, непосредственно соседних с необходимым каналом, будет меньшим, чем переходное затухание  $I_{NA}$  несоседних мешающих каналов. С учетом этого ситуация изменяется к изображенной на рис. 9-15.



**Рисунок 9-15 – Более реалистичный пример демультиплексора**

Тогда уравнение для межканального перекрестного влияния  $C_C$  станет таким:

$$C_C = d + 10 \log_{10} \left( 2 \times 10^{\frac{-I_A}{10}} + (k-3) 10^{\frac{-I_{NA}}{10}} \right) \text{ дБ.} \quad (9-26)$$

В этой ситуации, однако, разные значения  $I_A$  и  $I_{NA}$  могут образовывать системы с различными ухудшениями по межканальному перекрестному влиянию  $P_C$  при одном и том же значении полного  $C_C$ .

Уравнения для двух крайних случаев даются ниже.

Для одного мешающего канала:

$$P_C = 10 \log_{10} \left( 1 - 10^{\frac{C_C}{10}} \frac{r+1}{r-1} \right) \text{ дБ,} \quad (9-27)$$

где  $r$  – линейный коэффициент угасания.

**ПРИМЕЧАНИЕ 1.** – Это уравнение явно не охватывает явление снижения раскрытия "глаза" из-за закрытия "глаза" от передатчика или ухудшения в тракте. Эти явления могут быть, однако, включены путем подсчета эффективного значения  $r$  (обозначаемого  $r'$ ), которое учитывает как коэффициент угасания, так и закрытие "глаза".

$$r' = \frac{(r+1) + 10^{\frac{-E}{10}} (r-1)}{(r+1) - 10^{\frac{-E}{10}} (r-1)}, \quad (9-28)$$

где  $E$  – ухудшение по закрытию "глаза" в дБ. К примеру, если коэффициент угасания равен 6 дБ, то  $r = 3,98$ . Чтобы оценить ухудшение по закрытию "глаза" для следующих 3 дБ, установите  $r' = 1,86$ .

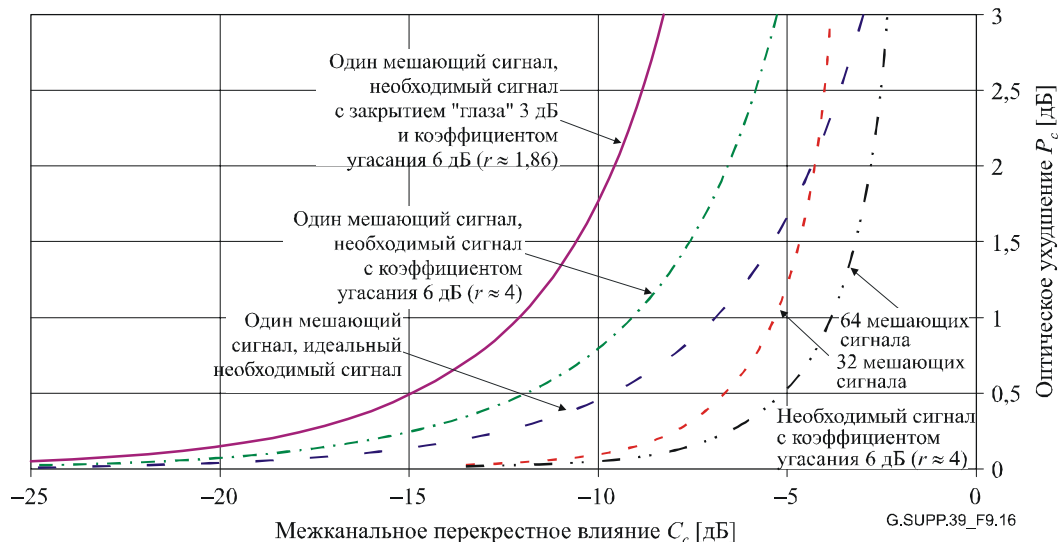
Для очень большого числа мешающих каналов с одинаковыми амплитудами (с некоррелированными данными) межканальное перекрестное влияние становится похожим на шум, поэтому можно предположить гауссову аппроксимацию. В этом случае для образования действительного ухудшения должна применяться свертка похожего на шум перекрестного влияния с распределением шума приемника (или ASE). Следуя методам из [14] и [15] и используя гауссову аппроксимацию биномиального распределения, получим следующее уравнение:

$$P_C = -5 \log_{10} \left( 1 - \frac{10^{\frac{2C_C}{10}}}{k-1} Q^2 \left( \frac{r+1}{r-1} \right)^2 \right), \quad (9-29)$$

где  $Q = \sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}(2 \times КОБ)$ . Для  $КОБ = 10^{-12}$  будет  $Q \approx 7,03$ .

Создаваемое оптическое ухудшение построено на рис. 9-15 в зависимости от межканального перекрестного влияния для разных предположений. Фактическое ухудшение в реальной системе находится где-то ниже самой верхней кривой.

ПРИМЕЧАНИЕ 2. – Ухудшение по перекрестному влиянию может зависеть также от линейного кода (RZ или NRZ) и от отношения битовых скоростей необходимого и мешающих сигналов.



**Рисунок 9-16 – График оптического ухудшения в зависимости от межканального перекрестного влияния**

Итак, процедура определения требуемого переходного затухания может быть такой:

- Из системных параметров устанавливаем значение для  $P_C$ , которое может различаться для разных систем. Например, в системе с коротким расстоянием можно назначить более высокий проигрыш по перекрестному влиянию, чем в системе с длинным расстоянием. Для целей иллюстрации выбираем 0,5 дБ.
- Вывести значение  $C_C$  из  $P_C$ . Потребная модель находится где-то между моделью с двумя взаимодействующими сигналами при очень большой разнице между  $I_A$  и  $I_{NA}$  и гауссовой моделью, в которой  $I_A$  равно  $I_{NA}$ , а  $k$  велико. Выбирая кривую худшего примера на рис. 9-16, получаем значение  $-15$  дБ.
- Из системных параметров устанавливаем значение для  $d$ , которое тоже может различаться от системы к системе. В Рекомендации МСЭ-Т G.959.1, например, применяемый код P16S1-1D2 имеет  $d = 6$  дБ, а P16S1-2C2 имеет  $d = 2$  дБ. (Это приводит к разнице 4 дБ между необходимыми переходными затуханиями для этих применений.) Итак, для P16S1-1D2 устанавливаем  $d = 6$  дБ. (Для этого применения еще  $k = 16$ .)
- Подставляем эти значения в простое уравнение  $C_C = d - I + 10 \log_{10}(k - 1)$ , что дает  $-15 = 6 - I + 10 \log_{10}(15)$ , и получаем для этого примера значение  $I = 32,8$  дБ.

### 9.6.3 Интерферометрическое перекрестное влияние

Интерферометрическое перекрестное влияние появляется, когда мешающий канал и необходимый канал располагаются на одной и той же номинальной длине волны. Имеются четыре примера этого:

- в оптическом мультиплексоре добавления/ответвления, в котором рассматриваемая длина волны не полностью ответвлена перед добавлением нового сигнала;
- в оптическом мультиплексоре, в котором один передатчик может излучать мощность на длине волны другого канала (например, из-за недостаточного коэффициента подавления боковой моды); этот случай назван в G.692 перекрестным влиянием на передающей стороне (transmit-side crosstalk);

- в оптическом кроссовом соединителе, в котором недостаточное переходное затухание приводит к попаданию в приемник света от более чем одного волокна;
- в любом компоненте или группе компонентов, в которых имеется более одного тракта, по которым свет может попасть к приемнику. Это называется многотрактовой интерференцией (MPI).

Интерферометрическое перекрестное влияние, в отличие от межканального перекрестного влияния, проявляется тогда, когда два оптических сигнала достаточно близки друг к другу, так что их частота биения будет в пределах электрической полосы пропускания приемника. В этом случае имеются оптические поля, которые взаимодействуют для образования перекрестного влияния, а не оптические мощности, поэтому уровни перекрестного влияния, необходимые для образования конкретного ухудшения, будут значительно меньшими.

При одном мешающем сигнале перекрестное влияние может моделироваться ограниченной функцией плотности вероятности (pdf). Ухудшение по перекрестному влиянию из [16] (включающее в себя влияние неполного коэффициента угасания) равно:

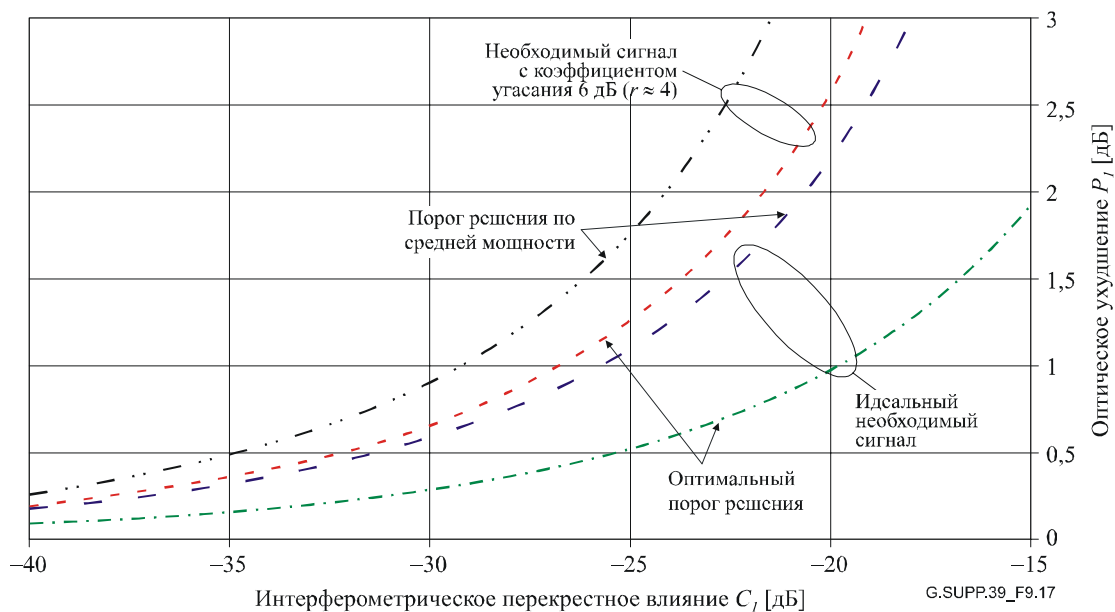
$$P_I = 10 \log_{10} \left( \frac{\frac{r-1}{r+1}}{\frac{r-1}{r+1} + 10^{\frac{C_I}{10}} - 4 \sqrt{\frac{r}{r+1}} 10^{\frac{C_I}{10}}} \right), \quad \text{дБ} \quad (9-30)$$

для порога решения по средней мощности, либо:

$$P_I = -10 \log_{10} \left( 1 - 2 \left( \frac{(1 + \sqrt{r}) \sqrt{10^{\frac{C_I}{10}} (r+1)}}{r-1} \right) \right), \quad \text{дБ} \quad (9-31)$$

для оптимизированного порога решения.

Ухудшение по интерферометрическому перекрестному влиянию при необходимом сигнале с коэффициентом угасания 6 дБ показано на рис. 9-17.



**Рисунок 9-17 – График оптического ухудшения в зависимости от интерферометрического перекрестного влияния при одном мешающем сигнале (ограниченная модель)**

При многих мешающих сигналах функция pdf становится приближенно гауссовой, а ухудшение по оптическому перекрестному влиянию при приемнике с PIN-диодом будет согласно [15] равно:

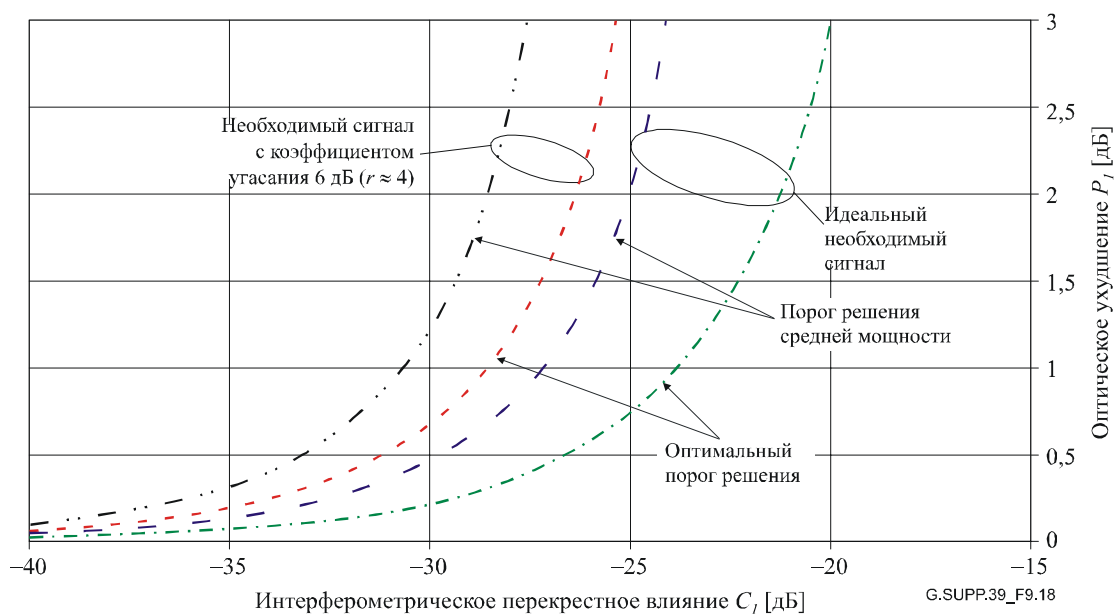
$$P_I = -5 \log_{10} \left( 1 - 4 \times 10^{\frac{C_I}{10}} Q'^2 \frac{1 + \frac{1}{r}}{\left(1 - \frac{1}{r}\right)^2} \right), \quad \text{дБ} \quad (9-32)$$

для порога решения по средней мощности, либо:

$$P_I = -5 \log_{10} \left( 1 - 2 \times 10^{\frac{C_I}{10}} Q^2 \left(\frac{r+1}{r-1}\right)^2 + \left(10^{\frac{C_I}{10}}\right)^2 Q^4 \left(\frac{r+1}{r-1}\right)^2 \right). \quad \text{дБ} \quad (9-33)$$

Для оптимизированного порога решения. Здесь  $Q' = \sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}(4 \times \text{КОБ})$ , а  $Q = \sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}(2 \times \text{КОБ})$ . При  $\text{КОБ} = 10^{-12}$  будет:  $Q' \approx 6,94$  и  $Q \approx 7,03$ .

Эта функция показана на рис. 9-18 для идеального необходимого сигнала, а также для коэффициента угасания 6 дБ.



**Рисунок 9-18 – График оптического ухудшения в зависимости от интерферометрического перекрестного влияния при многих мешающих сигналах (гауссовская модель)**

## 9.7 Объединение нелинейных явлений – Вычислительный подход

### 9.7.1 Введение

Ниже оценивается влияние нелинейных явлений, таких как самомодуляция фазы (SPM), перекрестная модуляция фазы (XPM) и четырехволновое смешение (FWM), на МС-системы  $N \times 40$  Гбит/с. Эти явления оцениваются путем моделирования при разных значениях входной усредненной оптической мощности для установления порога мощности, соответствующего определенному ухудшению по рабочей характеристике системы.

### 9.7.2 Системные допущения и описание метода вычислений

Приводимые ниже результаты базируются на следующих допущениях:

- Система на  $N \times 40$  Гбит/с для типичных наземных длин (500–1000 км).
- Формат передачи RZ с гауссовой формой импульса ( $T_{FWHM} = 5$  пс). Так как нашей целью является анализ нелинейных явлений, рассматриваем "идеальный" передатчик.
- Повторяющаяся компенсация дисперсии; ее интервал совпадает с длиной усилительного участка. В литературе предложены различные схемы компенсации дисперсии (посткомпенсация, предкомпенсация, посткомпенсация с предварительной частотной модуляцией импульса) [9]. Ниже мы предполагаем, что дисперсия и ее наклон точно компенсированы.
- Идеальный приемник, составленный из: оптического фильтра с полосой пропускания 160 ГГц, идеального фотодиода и электрического фильтра (Бесселя-Томсона 4-го порядка с полосой пропускания 32 ГГц).
- Передача псевдослучайной битовой последовательности из 32 битов. В случае МС-систем битовые последовательности в разных каналах не коррелированы (худшим случаем является случай, когда по всем каналам передается одна и та же последовательность).

Упрощенная схема такой системы показана на рис. 9-2.

### 9.7.3 Влияние нелинейных явлений

Многопролетная высокоскоростная система передачи, у которой полностью компенсирована дисперсия, подвергается влиянию нелинейных оптических явлений, в частности SPM в одноканальных системах, XPM и FWM в многоканальных системах. Эти нелинейные явления возникают из-за эффекта Керра в волокне, причем его влияние возрастает с ростом оптической входной мощности. Поэтому рабочие характеристики могут быть сильно ухудшены такими нелинейными явлениями, если оптическая мощность на входе волокна очень большая.

Рабочие характеристики системы при малой оптической мощности на входе волокна ухудшаются также из-за низкого отношения оптический сигнал/шум в приемнике. Следовательно, для входной мощности существуют максимальный и минимальный пороги, которые соответствуют ухудшению по определенной рабочей характеристике системы (фактор  $Q$ , КОБ и т. п.). Предложения по минимальному порогу для входной мощности можно найти в 9.5 (Объединение шумов).

Рассматривая максимальный порог для мощности, определяемый нелинейными явлениями, учитывают следующие аспекты:

а) *Тип волокна, используемого для передачи*

Волокна, которые характеризуются разными коэффициентами нелинейности и коэффициентами дисперсии, имеют весьма различающиеся свойства в части влияния нелинейности.

К примеру, волокна с компенсацией дисперсии (DCF) имеют малую эффективную зону и в результате большой коэффициент нелинейности. Он проверяется при моделированиях на входных оптических мощностях  $P_{in} > 3$  дБм, когда SPM начинает ухудшать системные рабочие характеристики.

Волокна G.652 имеют малый коэффициент нелинейности, и поэтому SPM обычно пренебрежимо мала, кроме случаев очень больших входных оптических мощностей (например, при схеме с посткомпенсацией и усилительных участках 100 км SPM начинает ухудшать идеальную линейную характеристику при  $P_{in} > 8$  дБм). С другой стороны, большая местная дисперсия, типичная для волокон G.652, делает влияния XPM и FWM совершенно незначительными в предположении, что дисперсия точно компенсирована.

Волокна G.655 имеют в отношении SPM приблизительно такие же свойства, как волокна G.652, но имеют меньший коэффициент дисперсии, поэтому нельзя пренебрегать FWM.

б) *Схема компенсации дисперсии*

Ниже рассматриваются три схемы компенсации дисперсии (детальную информацию можно найти в [9]), которые характеризуются разными свойствами в отношении SPM:

- **Предкомпенсация:** Устройство компенсации дисперсии располагается в начале каждого пролета перед волокном передачи. Эта схема весьма чувствительна к SPM. Моделирование при усилительных участках 100 км, длине звена 500 км и показателе сигнал/шум усилителей  $NF = 6$  дБ показало, что для  $Q = 7$  максимальная входная мощность равна  $P_{in} = 4$  дБм.
- **Посткомпенсация:** Устройство компенсации дисперсии располагается в конце каждого пролета после волокна передачи. Моделирование при усилительных участках 100 км, длине звена 500 км и усилителях с  $NF = 6$  дБ показало, что для  $Q = 7$  максимальная входная мощность равна  $P_{in} = 13$  дБм.
- **Посткомпенсация + предварительная частотная модуляция импульса:** Как посткомпенсация, но в начале звена импульс предварительно частотно модулируется. Оптимальное значение предварительной частотной модуляции, рассчитанное путем моделирования или согласно [9], значительно уменьшает влияние SPM.

#### с) *Длина пролета*

Входная оптическая мощность из-за потерь в волокне при распространении вдоль участка снижается по экспоненциальному закону. С другой стороны, влияние нелинейных явлений зависит от значения оптической мощности. Поэтому максимальный порог для входной мощности из-за нелинейных явлений имеет разные значения для систем, которые отличаются только длиной усилительного участка.

К примеру, рассмотрим звено 500 км по волокну G.652 с посткомпенсацией и усилителями  $NF = 6$  дБ. Если длина пролета равна 100 км, то моделирование показывает, что при  $Q = 7$  максимальная входная мощность  $P_{in} = 13$  дБм. Если длина пролета равна 50 км, то моделирование показывает, что при  $Q = 7$  максимальная входная мощность  $P_{in} = 8$  дБм.

### 9.7.4 Заключение

Невозможно выбрать одно значение для максимальной входной оптической мощности с целью достижения фактора  $Q$  свыше 7. Это ограничение на максимальную входную мощность может использоваться для нахождения области лучших рабочих характеристик системы и может быть определено с помощью предварительных моделирований с желательными системными параметрами (тип волокна, компенсация дисперсии, усилительный участок, канальный интервал). В заключение отметим, что все сделанные здесь предложения базируются на предположении формата модуляции RZ и не учитывают ни число каналов WDM, ни интервал между частотами.

## 10 Статистическое проектирование системы

### 10.1 Общая методология

Для систем с небольшим числом компонентов пригодно детерминистское проектирование (или "худший случай"), дающее приемлемые допуски для системы. Однако для систем с большим числом компонентов, например, для систем с многими пролетами, с многими каналами, получаемые из детерминистских расчетов допуски могут стать неприемлемо большими. В такой ситуации сетевым операторам и изготовителям следует рассмотреть применение статистического проектирования.

Системные параметры (например, максимальное ослабление или максимальная хроматическая дисперсия звена и т. п.) отличаются от параметров элементов (например, коэффициент ослабления или коэффициент дисперсии изделия "катушка волокна" и т. п.). Системные параметры должны определяться путем расчета системы, в котором учитываются статистические свойства параметров элементов. Примеры взаимоотношений между параметрами системы и элементов показаны в таблице 10-1.

**Таблица 10-1 – Взаимоотношения между параметрами системы и элементов**

<b>Параметр системы</b>	<b>Параметры элементов</b>	<b>Описан в разделе</b>
Максимальное ослабление	коэффициент затухания волоконного кабеля, выходная мощность передатчика, чувствительность приемника, ухудшение по мощности, потеря в сращивании, потеря в соединителе	10.2 (Статистический расчет потерь)
Максимальная хроматическая дисперсия	коэффициент дисперсии волокна, ширина спектра передатчика	10.3 (Статистический расчет хроматической дисперсии)
Максимальная DGD	коэффициент PMD кабеля, разделение мощности между основными состояниями поляризации, другие элементы в звене	10.4 (Статистический расчет поляризационной модовой дисперсии)
Максимальная выходная мощность	коэффициент затухания кабеля, длина волны с нулевой дисперсией волокна, эффективная зона волокна, коэффициент нелинейности волокна, каналный интервал	Для дальнейшего исследования

В настоящей версии этого Добавления предлагается, однако, что статистически следует рассматривать лишь один системный параметр в конкретной системе. Например, в системе, ограниченной дисперсией, статистически рассматривается максимальная хроматическая дисперсия, а с другими системными параметрами обращаются при помощи обычного подхода с расчетом "худшего случая". Статистическое рассмотрение многих системных параметров остается для изучения.

### 10.1.1 Вероятность выхода системы из строя

Вероятность выхода системы из строя обычно определяется как вероятность КОБ, превышающая  $10^{-12}$  [21]. Однако обращаться к КОБ трудно при общем статистическом проектировании, так как КОБ зависит от многих параметров (например, характеристик передатчика и приемника). В этом разделе поэтому предлагается рассматривать "системный уровень значимости", а не "вероятность выхода системы из строя", и не обращаться к КОБ. Термин "уровень значимости" (significance level) широко используется в статистических данных при испытательных допущениях [22].

Применительно к каждому систему параметру системный уровень значимости определяется как вероятность, при которой этот системный параметр превысит определенное значение  $x$ . Конечно, системный уровень значимости является функцией от  $x$ . К примеру, системный уровень значимости для DGD равен  $4,2 \times 10^{-5}$ , когда  $x$  равен трем усредненным значениям DGD (см. Рекомендацию МСЭ-Т G.691). В другом примере системный уровень значимости для максимальной хроматической дисперсии равен  $1,3 \times 10^{-3}$ , когда  $x$  равен значению усредненного значения и  $3\sigma$  (где  $\sigma$  – стандартное отклонение) [20].

### 10.1.2 Порог вероятности для приемки системы

Порог вероятности для приемки системы ( $P_{th}$ ) определяется как максимальный приемлемый уровень значимости для каждого системного параметра. Порог вероятности будет зависеть от сценария работы сети, а также от компромиссного отношения между вероятностью превышения конкретного значения и ценой.

Следует заметить, что некоторые рассматриваемые здесь параметры  $P_{th}$  относятся к вероятности того, что значение превышает во время введения звена в действие. Например, в случае хроматической дисперсии значение  $P_{th} = 10^{-3}$  означает ожидание того, что в среднем одно звено из тысячи будет превышать установленную дисперсию при введении в действие. Для других параметров, однако,  $P_{th}$  относится к вероятности того, что значение превышает в любое конкретное время срока службы звена. Примером этого является PMD, для которой  $P_{th} = 10^{-5}$  означает, что в любой момент вероятность превышения максимальной DGD равна одному на сто тысяч.

Таблица 10-2 содержит некоторые примеры значений  $P_{th}$  и эквивалентных значений числа стандартных отклонений от среднего для гауссовых статистических данных и эквивалентного отношения максимума к среднему для распределения Максвелла (для дисперсии PMD).



**Таблица 10-2 – Порог вероятности для приемки системы**

Порог вероятности, $P_{th}$	Гаусс: Стандартное отклонение от среднего [ $\sigma$ ]	Максвелл: Отношение максимума к среднему [S]
$10^{-3}$	3,1	2,5
$10^{-5}$	4,3	3,2
$10^{-7}$	5,2	3,7
$10^{-9}$	6,0	4,2

### 10.1.3 Блок-схема расчета

Обобщенная блок-схема изображена слева на рис. 10-1. Справа на рис. 10-1 иллюстрируется пример с максимальной хроматической дисперсией.

- 1) *Выбрать системный параметр для определения*

В примере на рис.10-1 системным параметром является максимальная хроматическая дисперсия.

- 2) *Получить функцию распределения вероятности для соответствующих параметров элементов*

Как можно увидеть из гистограммы, показанной справа во втором прямоугольнике на рис. 10-1, для изделия "волокно"  $i$  усредненный коэффициент дисперсии будет  $D_i$ , а стандартное отклонение будет  $\sigma_i$ .

- 3) *Подсчитать распределение вероятности  $p(x)$  для системного параметра при заданных условиях*

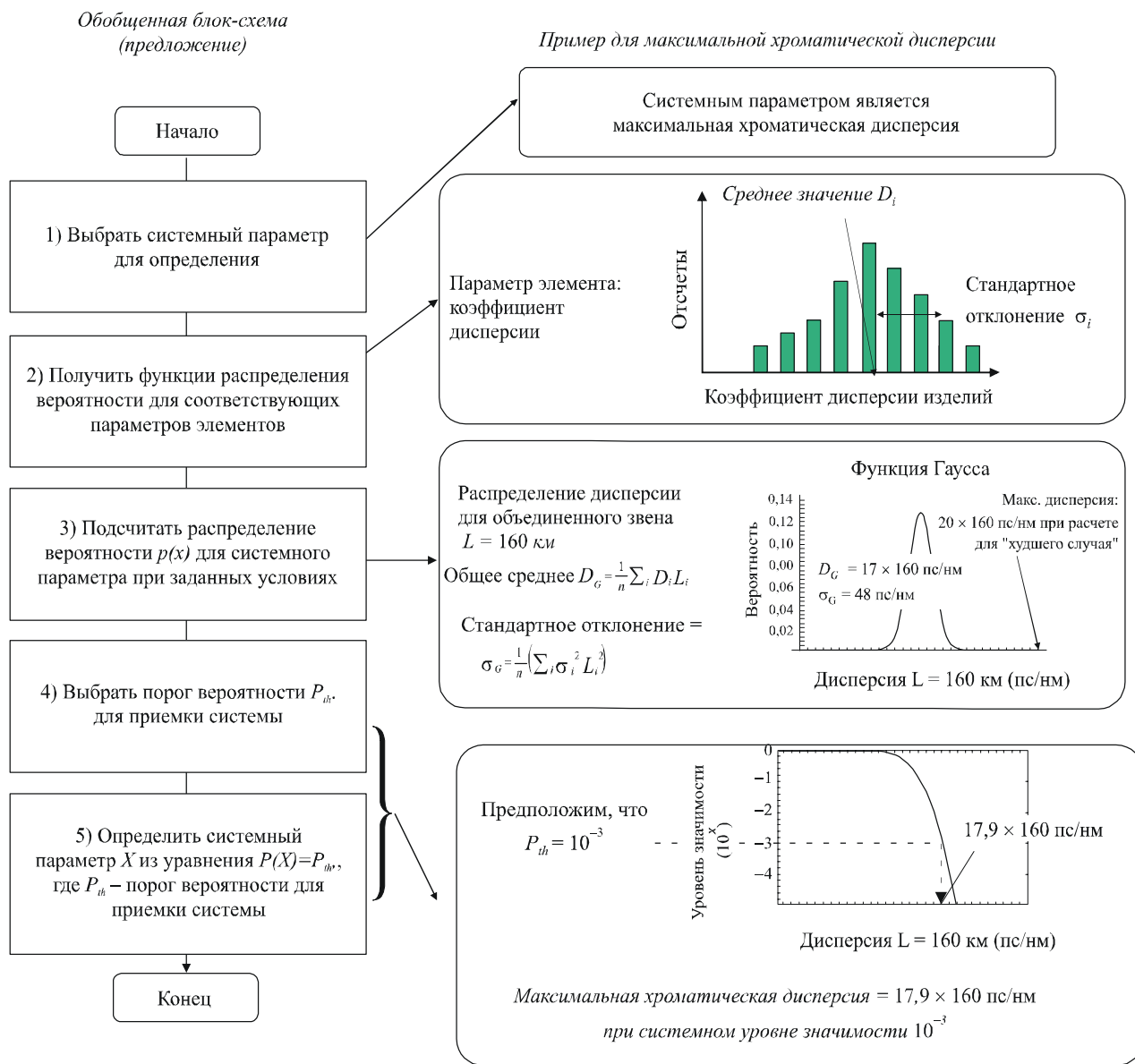
В этом примере заданным условием является звено волокна длиной 160 км. Статистическое распределение системного параметра получается как объединение распределений нескольких катушек волокна. Согласно центральной предельной теореме распределение объединенных звеньев имеет гауссов профиль. В этом примере общее среднее для хроматической дисперсии равно  $17 \times 160 = 2720$  пс/нм со стандартным отклонением 48 пс/нм. Следует отметить, что при использовании обычного проектирования по "худшему случаю" максимальная хроматическая дисперсия равна  $20 \times 160 = 3200$  пс/нм.

- 4) *Выбрать порог вероятности  $P_{th}$  для приемки системы*

В этом примере считается приемлемым, если одно звено из тысячи имеет более высокую дисперсию, чем подсчитанное значение. ( $P_{th}$  is  $10^{-3}$ .)

- 5) *Определить системный параметр  $X$  из уравнения  $P(X) = P_{th}$ , где  $P_{th}$  – порог вероятности для приемки системы*

В этом примере определено, что максимальная хроматическая дисперсия будет  $17,9 \times 160 = 2864$  пс/нм в предположении, что  $P_{th} = 10^{-3}$ . Следовательно, требование по дисперсии для системы передачи ослаблено на 336 пс/нм по сравнению с проектированием системы по "худшему случаю".



**Рисунок 10-1 – Обобщенная блок-схема и пример для максимальной хроматической дисперсии**

## 10.2 Статистический расчет потерь

Объединенное звено обычно содержит ряд сращенных заводских (строительных) длин волоконно-оптического кабеля. Требования к заводским длинам приводятся в Рекомендациях об оптических волокнах и кабелях. Параметры передачи объединенного звена должны учитывать не только рабочие характеристики отдельных длин кабеля, но и статистические данные объединения.

Характеристики передачи заводских длин волоконно-оптических кабелей будут иметь определенное распределение вероятности, которое часто необходимо учитывать, если должны быть получены наиболее экономичные проекты. Последующие тексты в этом разделе следует читать, помня о статистической природе различных параметров.

Атрибуты звена подвержены влиянию не только параметров волоконно-оптических кабелей, но и таких факторов, как срутки, соединители и прокладка кабеля. Для оценки значений атрибутов звена в дополнении к каждой Рекомендации о волокне и кабеле приводятся типичные значения для волоконно-оптических звеньев. Методы оценки параметров, необходимых для проектирования системы, основаны на измерениях, моделировании и других соображениях.

Ослабление  $A$  для звена рассчитывается по формуле:

$$A = \alpha L + \alpha_s x + \alpha_c y, \quad (10-1)$$

где:

- $\alpha$  — типовой коэффициент затухания оптического кабеля в звене,
- $\alpha_s$  — средние потери в сростке,
- $x$  — число сростков в звене,
- $\alpha_c$  — средние потери в соединителе,
- $y$  — число соединителей в звене (если имеются),
- $L$  — длина звена.

Следует назначить подходящий запас для будущих изменений конфигураций кабеля (дополнительные сростки, добавочные длины кабеля, явления старения, колебания температуры и т. п.). Типичные значения, приведенные в дополнении к каждой Рекомендации о волокне и кабеле, относятся к коэффициенту затухания волоконно-оптических звеньев.

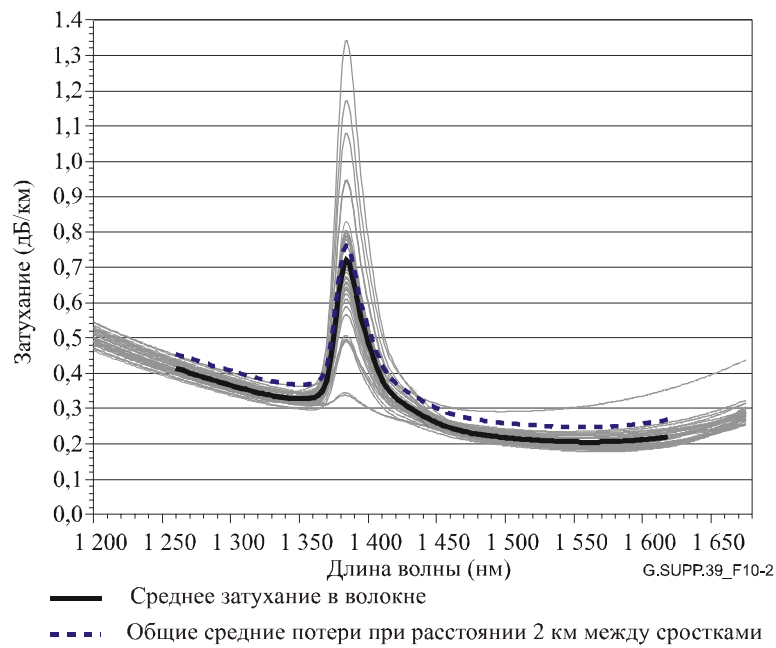
Комбинирование этих источников ослабления с максимальным значением ослабления системы приводит к изменению длины участков. Длина участка является плановой величиной для таких Рекомендаций, как Рек. МСЭ-Т G.957 и G.691, но она может быть превышена до случая, при котором длина ограничена хроматической дисперсией.

Типичный коэффициент затухания волокна  $\alpha$  изменяется в зависимости от длины волны  $\lambda$  вследствие ряда факторов: релеевского рассеяния, водяного поглощения, потерь на макро- и микроизгибах. Для хорошо спроектированных кабелей изменение потерь на изгибе в зависимости от длины волны может быть незначительным, однако обычно увеличивается при возрастании длины волны свыше 1550 нм. Однако, для некоторых кабелей результатом влияния микроизгиба может быть повышенное затухание на волнах большей длины, которое называют граничным изгибом. Релеевское затухание в волокнах G.652 является достаточно однородным в продукции различных производителей и по времени производства и подчиняется соотношению  $1/\lambda^4$ .

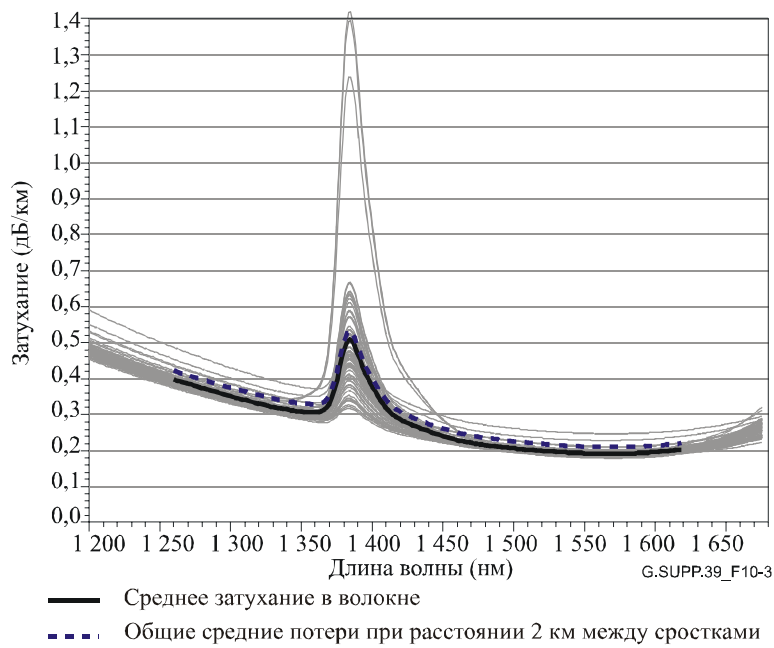
Длина волны пика водяного поглощения расположена вблизи 1383 нм и может быть приблизительно охарактеризована как значение амплитуды, увеличиваемое по типичной кривой около 1383 нм. На данный пик может также оказывать влияние воздействие водорода и чувствительность волокна к водороду. С течением времени производители волокна научились уменьшать компонент водяного поглощения, а также чувствительность к водороду. Рекомендация МСЭ-Т G.652 включает две категории - G.652.C и G.652.D, для которых требуется, чтобы коэффициент затухания водяного пика в сочетании со старением под воздействием водорода был меньше максимального значения, определенного для диапазона 1310 нм - 1625 нм, или равен этому значению.

В ходе разработки Рекомендации МСЭ-Т G.695 общее затухание в линии в зависимости от длины волны было охарактеризовано значениями, измеренными на 1550 нм, в сочетании с ограничивающей кривой в зависимости от длины волны. Ограничивающая кривая считалась постоянной, а изменение значений на 1550 нм учитывало такие факторы, как качество сростка/соединителя и частоту, а также изменения общего затухания волокна в кабеле. Подход такого типа приведен в Дополнении I.1/G.695, в котором содержится таблица значений коэффициента затухания, которые были использованы с тем, чтобы связать уровни мощности с целевыми длинами в данной Рекомендации.

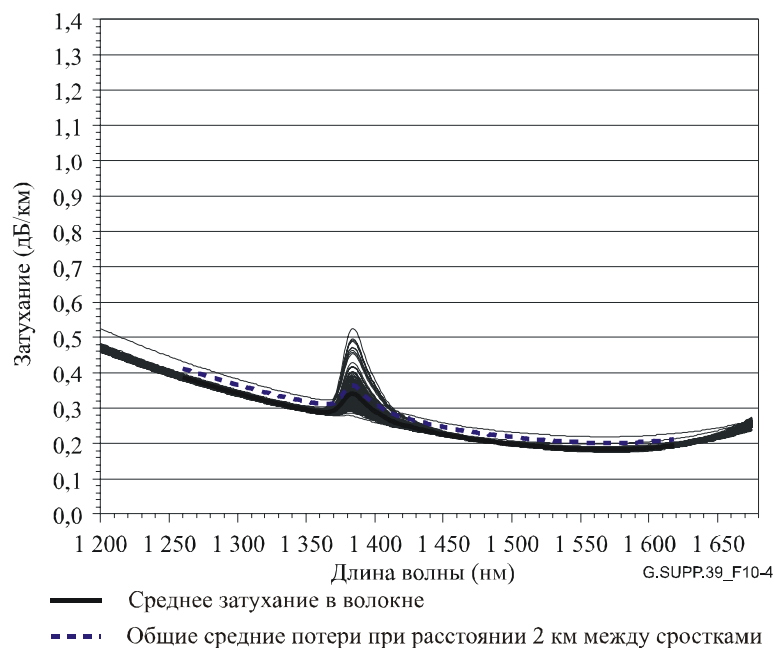
Следующие примеры, основанные на измерениях с помощью рефлектометра линии базовой сети одного оператора сети, иллюстрируют улучшения водяного поглощения с течением времени.



**Рисунок 10-2 – Измеренное затухание в волокне и потери на сростках в проложенном кабеле G.652 A&B – Кабели, проложенные до 1990 г.**



**Рисунок 10-3 Измеренное затухание в волокне и потери на сростках в проложенном кабеле G.652 A&B – Кабели, проложенные до 2000 г.**



**Рисунок 10-4 – Измеренное затухание в волокне и потери на сростках в проложенном кабеле G.652 A&B – Кабели, проложенные до 2003 г.**

В таблице 10-3 приведена статистика по каналам CWDM, полученная по измерениям выше.

**Таблица 10-3 – Статистика коэффициента затухания в базовой сети**

Центральная частота волны CWDM (нм)	Кабели, проложенные до 1990 года				Кабели, проложенные около 2000 года				Кабели, проложенные в 2003 году			
	Затухание в кабеле (дБ\км)		Потери на сростках – 2 км между сростками (дБ\км)		Затухание в кабеле (дБ\км)		Потери на сростках – 2 км между сростками (дБ\км)		Затухание в кабеле (дБ\км)		Потери на сростках – 2 км между сростками (дБ\км)	
	Средн.	Станд. откл.	Средн.	Станд. откл.	Средн.	Станд. откл.	Средн.	Станд. откл.	Средн.	Станд. Откл.	Средн.	Станд. откл.
1271	0,408	0,017	0,041	0,037	0,392	0,018	0,025	0,025	0,382	0,005	0,025	0,025
1291	0,384	0,016	0,041	0,036	0,368	0,017	0,024	0,024	0,359	0,005	0,024	0,024
1311	0,368	0,015	0,041	0,036	0,346	0,016	0,024	0,024	0,337	0,004	0,024	0,024
1331	0,341	0,015	0,041	0,035	0,326	0,015	0,024	0,024	0,317	0,004	0,024	0,024
1351	0,329	0,015	0,041	0,034	0,307	0,019	0,023	0,023	0,291	0,004	0,023	0,023
1371	0,586	0,127	0,041	0,034	0,439	0,137	0,023	0,023	0,323	0,026	0,023	0,023
1391	0,720	0,197	0,041	0,033	0,509	0,210	0,022	0,022	0,342	0,041	0,022	0,022
1411	0,436	0,074	0,041	0,033	0,348	0,082	0,022	0,022	0,280	0,016	0,022	0,022
1431	0,316	0,028	0,041	0,032	0,277	0,033	0,022	0,022	0,248	0,006	0,022	0,022
1451	0,269	0,017	0,041	0,031	0,246	0,018	0,021	0,021	0,230	0,004	0,021	0,021
1471	0,240	0,015	0,041	0,030	0,226	0,012	0,021	0,021	0,216	0,003	0,021	0,021
1491	0,225	0,017	0,041	0,030	0,213	0,012	0,021	0,021	0,205	0,003	0,021	0,021
1511	0,216	0,018	0,041	0,029	0,204	0,010	0,020	0,020	0,197	0,003	0,020	0,020
1531	0,210	0,020	0,041	0,028	0,198	0,010	0,020	0,020	0,191	0,003	0,020	0,020
1551	0,207	0,022	0,042	0,028	0,194	0,010	0,019	0,019	0,186	0,003	0,019	0,019
1571	0,206	0,025	0,043	0,029	0,192	0,010	0,019	0,019	0,184	0,004	0,019	0,019

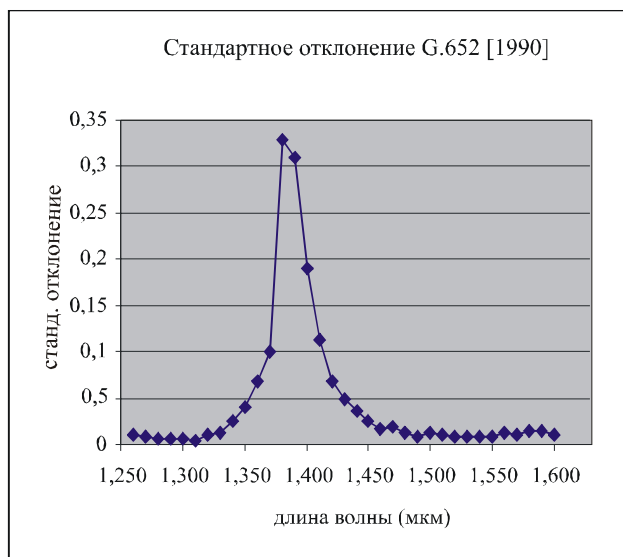
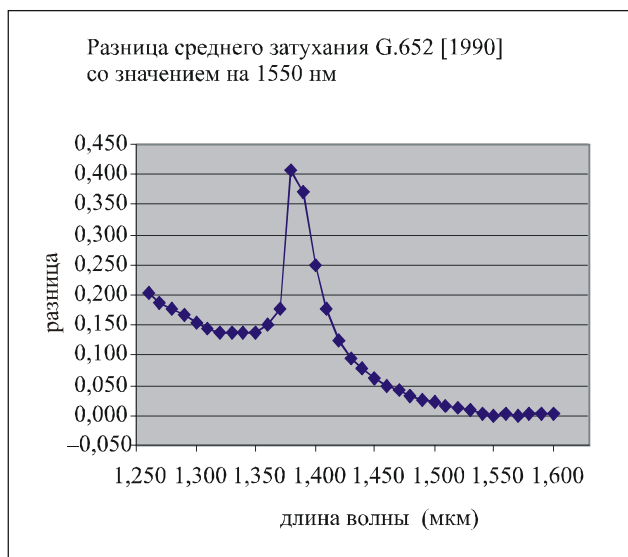
Таблица 10-3 – Статистика коэффициента затухания в базовой сети

Центральная частота волны CWDM (нм)	Кабели, проложенные до 1990 года				Кабели, проложенные около 2000 года				Кабели, проложенные в 2003 году			
	Затухание в кабеле (дБ\км)		Потери на срезках – 2 км между срезками (дБ\км)		Затухание в кабеле (дБ\км)		Потери на срезках – 2 км между срезками (дБ\км)		Затухание в кабеле (дБ\км)		Потери на срезках – 2 км между срезками (дБ\км)	
	Средн.	Станд. откл.	Средн.	Станд. откл.	Средн.	Станд. откл.	Средн.	Станд. откл.	Средн.	Станд. Откл.	Средн.	Станд. откл.
1591	0,211	0,027	0,045	0,032	0,195	0,010	0,018	0,018	0,187	0,004	0,018	0,018
1611	0,220	0,028	0,049	0,034	0,203	0,010	0,018	0,018	0,194	0,004	0,018	0,018

ПРИМЕЧАНИЕ 1. – В пределах каждого интервала центральная длина волны  $\pm 6,5$  нм, используется самое большое значение.

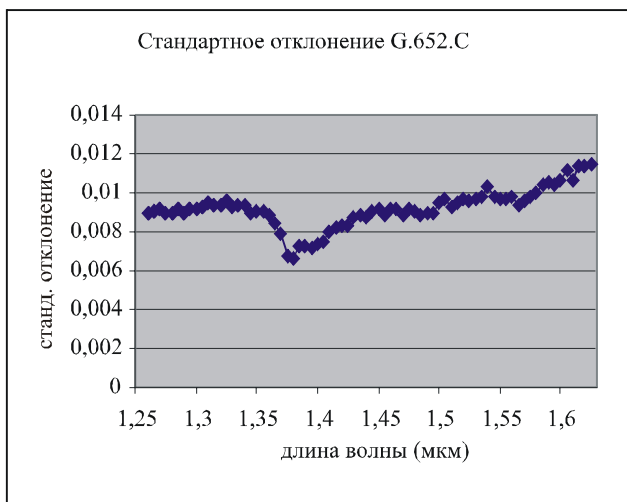
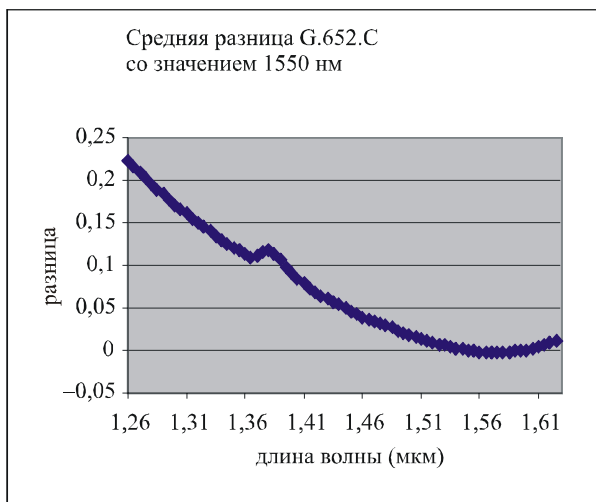
ПРИМЕЧАНИЕ 2. – Использовались 6 длин волн ODTR: 1241 нм, 1310 нм, 1383 нм, 1550 нм, 1625 нм и 1642 нм.

На следующих рисунках представлены опытные данные одного производителя волокна, касающиеся изменения коэффициента затухания в зависимости от длины волны, в виде разницы со значением на 1550 нм. Данные значения были использованы при разработке Рекомендации МСЭ-T Rec. G.695.



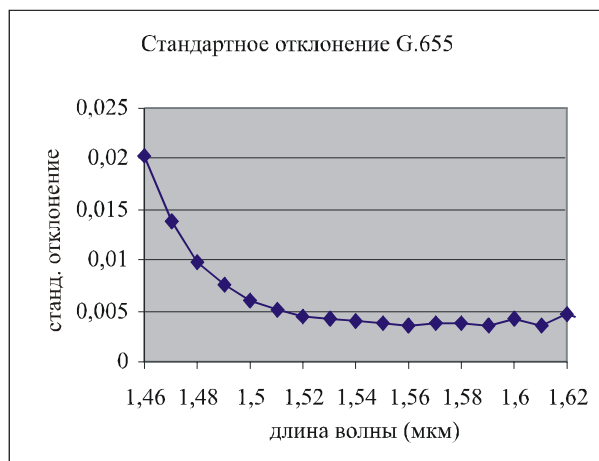
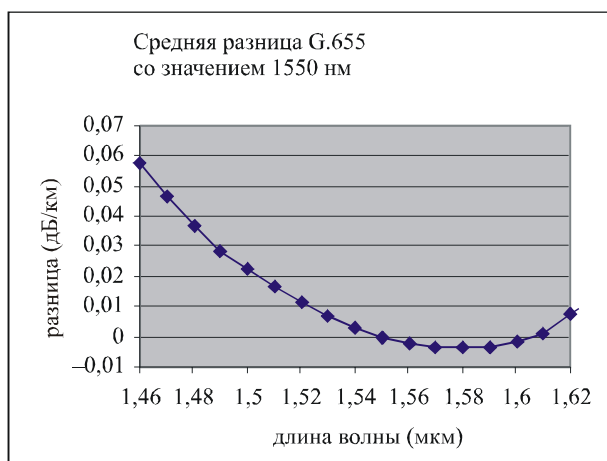
G.SUPP.39\_F10-5

Рисунок 10-5 – Среднее значение и стандартное отклонение различия с коэффициентом затухания на 1550 нм – G.652 приблизительно в 1990 г.



G.SUPP.39\_F10-6

**Рисунок 10-6 – Среднее значение и стандартное отклонение различия с коэффициентом затухания на 1550 нм – G.652.C**

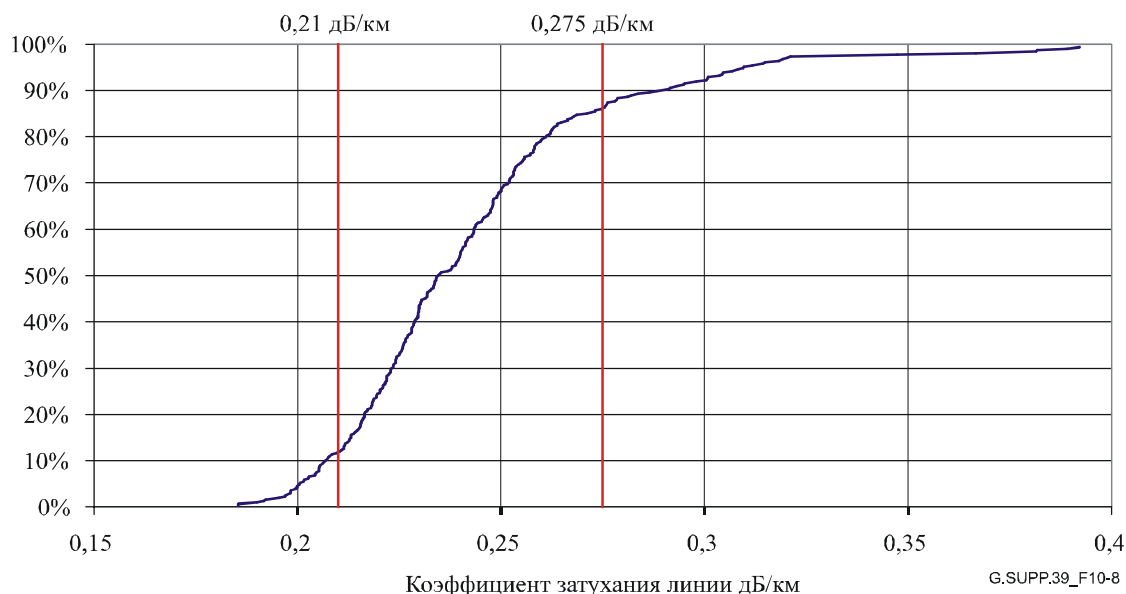


G.SUPP.39\_F10-7

**Рисунок 10-7 – Среднее значение и стандартное отклонение различия с коэффициентом затухания на 1550 нм – G.655**

При разработке Рекомендации МСЭ-Т G.695 были рассмотрены значения коэффициента затухания линии, полученные по некоторым базовым сетям в Соединенных Штатах Америки, однако базовое значение 0,275 дБ/км было сохранено ввиду сомнительности информации о потерях на сростках для городских сетей.

Рис. 10-8 иллюстрирует опытные данные одного сетевого поставщика услуг по измерениям 308 линий девяти операторов сети в городских условиях, где длина линии превышает 20 км. Эти измерения, проведенные в период с 2003 по 2005 год, подтверждают значения, полученные в Рекомендации МСЭ-Т G.695 для данных условий.



**Рисунок 10-8 – Вероятность встречаемых потерь в зависимости от коэффициента затухания линии на 1550 нм для линий длиной свыше 20 км**

### 10.3 Статистический расчет хроматической дисперсии

#### 10.3.1 Предпосылки

Когда соединяются различные компоненты или волокна, хроматическая дисперсия такого соединения является суммой значений хроматической дисперсии составных частей, отдельно для каждой длины волны. Вариация общей дисперсии звеньев будет зависеть от распределения изделий, использованных в звене.

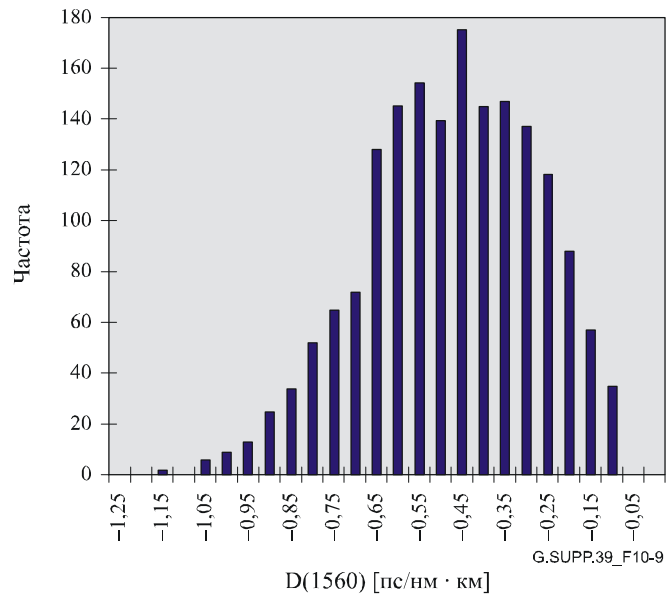
ПРИМЕЧАНИЕ. – В последующих разделах имеются примеры, приведенные для конкретных типов волокна и компонентов. Эти примеры не обязательно являются широко представительными.

Коэффициент хроматической дисперсии  $D(\lambda)$  для волокна измеряется в зависимости от длины волны  $\lambda$  с помощью методов, описанных в Рекомендации МСЭ-Т G.650.1 (*Определения и методы тестирования линейных детерминированных атрибутов одномодового волокна и кабеля*). Для заданной области длин волн он часто представляется формулой, содержащей параметры, которые могут изменяться от волокна к волокну при заданной конструкции волокна. Некоторые формулы приведены в Рекомендации МСЭ-Т G.650.1, при этом общей единицей является пс/нм·км. Для компонентов можно использовать похожие типы выражений для определения хроматической дисперсии  $CD(\lambda)$  в пс/нм.

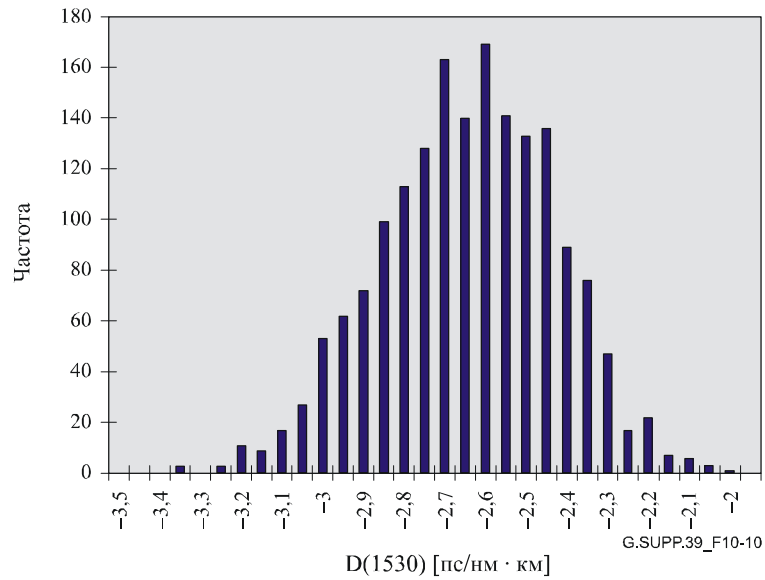
#### 10.3.2 Статистические данные о коэффициенте хроматической дисперсии

Методология описания, подходящая для объединенных статистических данных об одиночном распределении или о комбинации распределений, должна позволять вычислять коэффициент дисперсии для каждой длины волны в применяемой области и для каждого отдельного сегмента волокна. Это образует распределение значений коэффициента дисперсии для каждой длины волны. На рис. 10-9 и 10-10 показаны распределения для волокна типа G.655 на двух выбранных длинах волн.



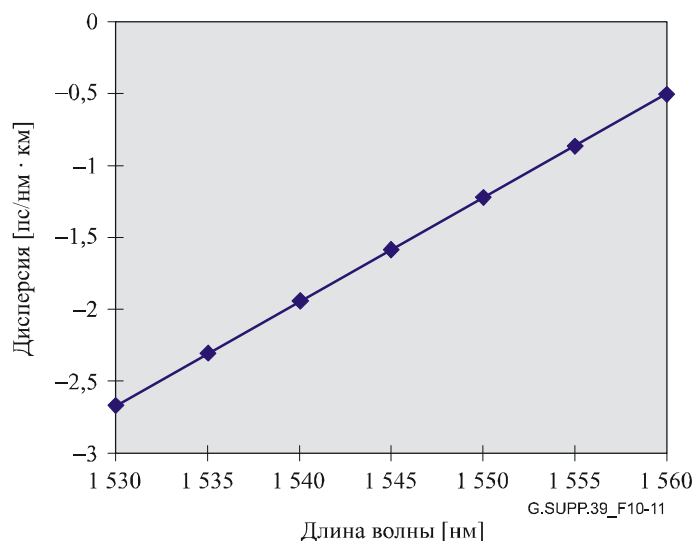


**Рисунок 10-9 – Гистограмма значений коэффициента дисперсии на 1560 нм**

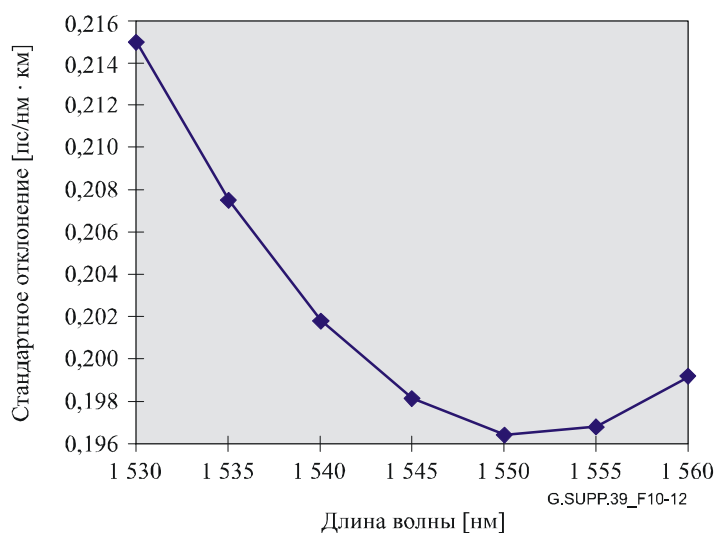


**Рисунок 10-10 – Гистограмма значений коэффициента дисперсии на 1530 нм**

Распределение для каждой длины волны характеризуется средним значением и стандартным отклонением, показанным на рис. 10-11 и 10-12.



**Рисунок 10-11 – Зависимость среднего коэффициента дисперсии от длины волны**



**Рисунок 10-12 – Зависимость стандартного отклонения коэффициента дисперсии от длины волны**

Отметим, что среднее значение представлено линейной зависимостью, а стандартное отклонение – квадратичной зависимостью. Это является отчасти следствием линейного представления коэффициента дисперсии в зависимости от длины волны. Данные из примеров рис. 10-11 и 10-12 могут быть сглажены для получения эмпирических формул зависимости от длины волны  $\lambda$  (нм):

$$\mu(\lambda) = 0,072(\lambda - 1567) \quad (\text{пс/нм} \cdot \text{км}), \quad (10-2a)$$

$$\sigma(\lambda) = 0,1964 + 3,97 \times 10^{-5}(\lambda - 1551,6)^2 \quad (\text{пс/нм} \cdot \text{км}), \quad (10-2b)$$

где  $\mu$  – среднее значение, а  $\sigma$  – стандартное отклонение.

### 10.3.3 Объединенные статистические данные для одиночной совокупности оптических волокон

Эти статистические данные основаны на гауссовой модели. Примеры рассчитаны по уровню "3 сигма" для  $P_{th}$  (порога вероятности для приемки системы), равного 0,13% выше и ниже пределов. Могли бы быть выбраны другие пороги вероятности.

В предположении равных длин коэффициент дисперсии объединения волокон равен среднему от коэффициентов дисперсии отдельных волокон:

$$\bar{D}(\lambda) = \frac{1}{n} \sum_i D(\lambda)_i. \quad (10-3)$$

Используя центральную предельную теорему, эти средние можно варьировать относительно общего среднего согласно гауссову случайному распределению. Используя фиксированный предел вероятности, который содержит 99,7% распределения (0,13% выше и 0,13% ниже), получим предел значений коэффициента дисперсии звена  $D_{Tot}$  в виде:

$$D_{Tot}(\lambda) = \mu(\lambda) \pm \frac{3}{\sqrt{n}} \sigma(\lambda). \quad (10-4a)$$

Приняв невышшенное значение  $n$ , связанное с максимальной длиной сегмента волокна  $L_{Seg}$  в пределах звена длиной  $L_{Tot}$ , можно уравнение 10-4a записать так:

$$D_{Tot}(\lambda) = \mu(\lambda) \pm 3 \left( \frac{L_{Seg}}{L_{Tot}} \right)^{1/2} \sigma(\lambda). \quad (10-4b)$$

Пределы для значения дисперсии звена  $CD_{Tot}$  равны просто пределам для значения коэффициента дисперсии звена, умноженным на длину звена:

$$CD_{Tot}(\lambda) = L_{Tot} \mu(\lambda) \pm 3 (L_{Seg} L_{Tot})^{1/2} \sigma(\lambda). \quad (10-5)$$

В таблице 10-4 показаны вычисленные значения для совокупности рассмотренных выше секций при предположении длины звена 120 км и предположении длины сегмента 5 км. Эти значения значительно меньше значения—420 пс/нм, которое можно вывести из спецификаций "худшего случая".

**Таблица 10-4**

Длина волны	$CD_{min}$	$CD_{max}$
1530 нм	-336 пс/нм	-304 пс/нм
1540 нм	-249 пс/нм	-219 пс/нм

Если распределение основано на измерениях подсекций смонтированных звеньев, то замените длину  $L_{Seg}$  на длину подсекций, которая была измерена, либо на большее значение, представляющее длину самой длинной подсекции в звене.

### 10.3.4 Объединенные статистические данные для нескольких совокупностей, содержащих компоненты

Обозначения расширяются с помощью нижних индексов  $I, II$  и т. д. к функциям среднего значения и стандартного отклонения, а также добавления типа волокна, например  $I$ , для вклада в длину линии  $L_{I-Tot}$  и числа  $n_A$  компонентов типа  $A$ .

Пределы вероятности опять даются как предел вероятности, связанный с гауссовым  $\pm 3\sigma$ , но уравнения разделяются на "часть среднего" и "часть стандартного отклонения" до их комбинирования. Среднее значение дисперсии равно:

$$\mu\{[CD_{Tot}(\lambda)]\} = L_{I-Tot} \mu_I(\lambda) + L_{II-Tot} \mu_{II}(\lambda) + n_A \mu_A(\lambda) + n_B \mu_B(\lambda). \quad (10-6a)$$

Стандартное отклонение общей дисперсии равно:

$$\sigma\{[CD_{Tot}(\lambda)]\} = [L_{I-Seg} L_{I-Tot} \sigma_I^2(\lambda) + L_{II-Seg} L_{II-Tot} \sigma_{II}^2(\lambda) + n_A \sigma_A^2(\lambda) + n_B \sigma_B^2(\lambda)]^{1/2}. \quad (10-6b)$$

Тогда пределы равны:

$$CD_{Tot}(\lambda) = \mu[CD_{Tot}(\lambda)] \pm 3\sigma[CD_{Tot}(\lambda)]. \quad (10-6c)$$

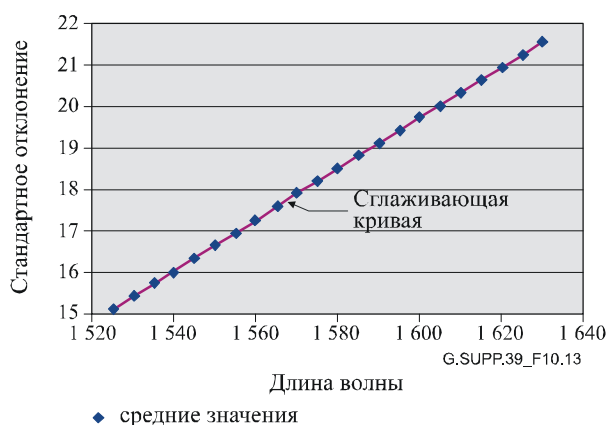
Добавляя еще типы волокна или компонентов, можно получить простое расширение вышеприведенных формул.

Заметим, что эти формулы представляют ситуацию таким способом, который может привести кого-нибудь к заключению, что все компенсаторы могут быть размещены вместе. В большинстве случаев так не делается. Компенсаторы обычно распределяются вдоль звена для уменьшения максимальной местной дисперсии.

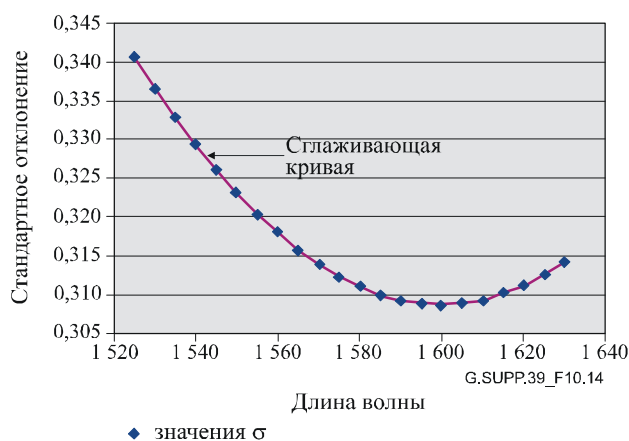
Эти формулы иллюстрируют комбинацию распределения волокон G.652 и распределения компонентов компенсации дисперсии, определенных в Рекомендации МСЭ-Т G.671. Предполагаемыми параметрами звена являются:

$$L_{Tot} = 400 \text{ км}, \quad L_{Seg} = 10 \text{ км}, \quad n_{DC} = 5.$$

Эти статистические данные коэффициента хроматической дисперсии (пс/нм·м) волокна в зависимости от длины волны (нм) показаны на рис. 10-13 и 10-14.



**Рисунок 10-13 – Среднее значение коэффициента хроматической дисперсии для волокна G.652**



**Рисунок 10-14 – Стандартное отклонение коэффициента хроматической дисперсии для волокна G.652**

Сглаживающая линия на рис. 10-13 выражается формулой:

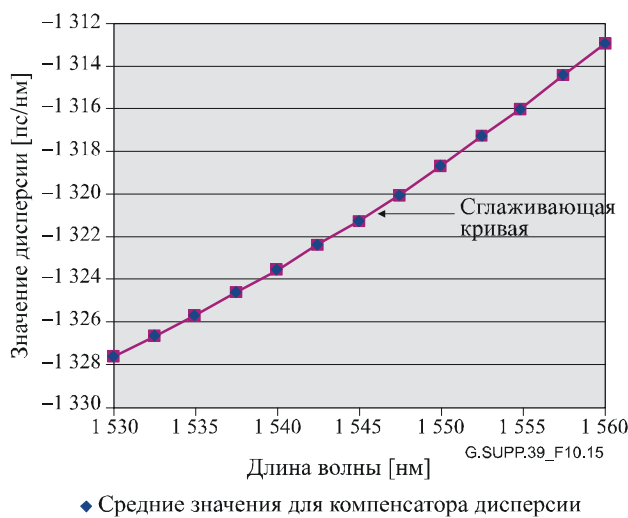
$$\mu(\lambda) = -77,403 + 0,0607 \times \lambda, \quad (\text{пс/нм} \cdot \text{км}) \quad (10-7a)$$

где  $\lambda$  – в нм.

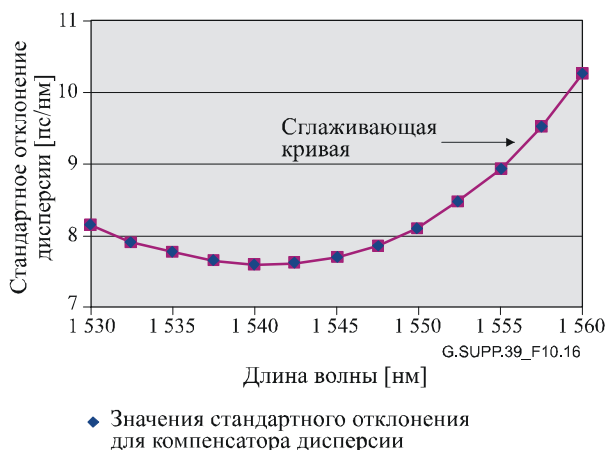
Сглаживающая кривая на рис. 10-14 выражается формулой:

$$\sigma(\lambda) = 15,013 - 18,384 \times 10^{-3} \times \lambda + 5,746 \times 10^{-6} \times \lambda^2. \quad (\text{пс/нм} \cdot \text{км}) \quad (10-7b)$$

Статистические данные компенсации дисперсии показаны на рис. 10-15 и 10-16.



**Рисунок 10-15 – Среднее значение для компенсатора дисперсии**



**Рисунок 10-16 – Значения стандартного отклонения для компенсатора дисперсии**

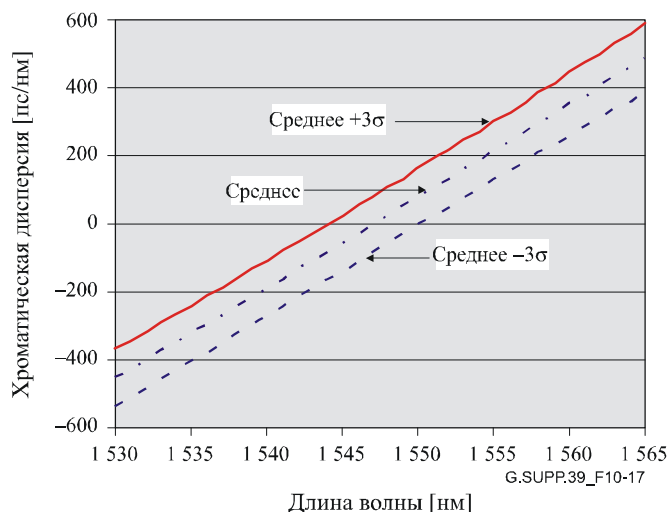
Сглаживающая кривая на рис. 10-15 выражается формулой:

$$\mu(\lambda) = 8,010 \times 10^3 - 12,5698 \times \lambda + 4,227 \times 10^{-3} \times \lambda^2. \quad (\text{пс/нм} \cdot \text{км}) \quad (10-8a)$$

Сглаживающая кривая на рис. 10-16 выражается формулой:

$$\sigma(\lambda) = -3,4612 \times 10^5 + 6,824 \times 10^2 \times \lambda - 0,4484 \times \lambda^2 + 9,818 \times 10^{-5} \times \lambda^3. \quad (\text{пс/нм}) \quad (10-8b)$$

Комбинация этих статистических данных согласно уравнениям 10-6а, 10-6б и 10-6с и использование предположения по звену (волокно 400 км, сегменты по 10 км, 5 компенсаторов дисперсии) дает результаты, показанные на рис. 10-17. Отметим, что представлена нижняя область длин волн из двух описанных. Хотя область для волокна шире, область, характеризующая компенсатор, не такая широкая.



**Рисунок 10-17 – Пределы 3 σ для комбинации волокна G.652 и компенсаторов**

Для диапазона C (от 1530 нм до 1565 нм) хроматическая дисперсия в этом компенсированном звене будет в пределах  $\pm 600$  пс/нм. В Рекомендации МСЭ-Т G.691 предел для передачи на 10 Гбит/с в отношении только хроматической дисперсии указан приблизительно 1000 пс/нм при передатчиках и приемниках, удовлетворяющих той же Рекомендации МСЭ-Т G.691.

#### 10.4 Статистический расчет поляризационной модовой дисперсии

DGD случайно изменяется согласно распределению Максвелла, которое характеризуется значением PMD. Эта PMD волоконно-оптического кабеля определяется также статистическому формату, который может комбинироваться с другими элементами оптического звена для определения максимального DGD, который определен как предел вероятности. См. описание статистической спецификации PMD для волоконно-оптического кабеля в Дополнении I/G.650.2. В Рекомендации МСЭ-Т G.671 содержится описание способа комбинирования спецификаций PMD других элементов звена со спецификациями волоконно-оптического кабеля с целью определения комбинированного максимального DGD для звена.

$$DGD \max_{link} = \left[ DGD \max_F^2 + S^2 \sum_i PMD_{Ci}^2 \right]^{1/2}, \quad (10-9)$$

где:

- $DGD \max_{link}$  максимальная DGD звена (пс),
- $DGD \max_F$  максимальная DGD объединенного волоконно-оптического кабеля (пс),
- $S$  поправочный коэффициент Максвелла (см. таблицу 10-2),
- $PMD_{Ci}$  значение PMD  $i$ -го компонента (пс).

В этом уравнении предполагается, что статистические данные текущих DGD аппроксимируются распределением Максвелла, причем вероятность текущих DGD, превышающих  $DGD \max_{link}$ , контролируется значением поправочного коэффициента Максвелла, взятого из таблицы 10-5.

В ИЕС 61282-3 имеются дальнейшие подробности, в том числе рассчитанный пример, который дал для комбинированного звена максимальную DGD 30 пс с вероятностью  $1,3 \times 10^{-7}$ .

**Таблица 10-5 – Поправочный коэффициент Максвелла и соответствующие вероятности**

Отношение макс. К средней величине (S)	Вероятность превышения макс.	Отношение макс. К средней величине (S)	Вероятность превышения макс.
3	$4,2 \times 10^{-5}$	4	$7,4 \times 10^{-9}$
3,2	$9,2 \times 10^{-6}$	4,2	$9,6 \times 10^{-10}$
3,4	$1,8 \times 10^{-6}$	4,4	$1,1 \times 10^{-10}$
3,6	$3,2 \times 10^{-7}$	4,6	$1,2 \times 10^{-11}$
3,8	$5,1 \times 10^{-8}$		

## 11 Упреждающая коррекция ошибок (FEC)

Упреждающая коррекция ошибок (FEC) быстро становится важным методом улучшения рабочих характеристик оптических систем передачи с большой пропускной способностью и большой длиной; он уже хорошо определен в беспроводных системах связи. Применение FEC в оптических системах передачи дает системные проекты, которые могут допускать относительно высокие КОБ (превышающие  $10^{-12}$ ) в оптической линии передачи (до декодирования). Применение FEC может позволить значительно ослабить требования к оптическим параметрам и способствует конструированию оптических систем передачи большой емкости и большой длины с соблюдением эффективности по стоимости.

Определения терминов FEC даются в таблице 11-1:

**Таблица 11-1 – Терминология FEC**

Информационный бит (байт)	Исходный цифровой сигнал, который следует кодировать по FEC перед передачей
Проверочный бит (байт) FEC	Избыточный бит (байт), генерируемый при кодировании по FEC
Кодовое слово	Информационный бит (байт) плюс проверочный бит (байт) FEC
Кодовый коэффициент R	Отношение скорости передачи битов без FEC к скорости передачи битов с FEC ( $R = 1$ для внутриполосного FEC)
Выигрыш кодирования	Уменьшение значений $Q$ при указанном КОБ (например, $10^{-12}$ ) в предположении "белого" гауссова шума и теоретического эталонного приемника
Чистый выигрыш кодирования (NCG)	Выигрыш кодирования, скорректированный шумом, возросшим из-за расширения полосы пропускания, необходимого для битов FEC, в предположении "белого" гауссова шума (внеполосное FEC)
Фактор $Q_b$	Фактор $Q$ , скорректированный коэффициентом расширения полосы пропускания $1/\sqrt{R}$
КОБ <sub>in</sub>	КОБ в кодированном линейном сигнале (= КОБ сигнала на входе декодера FEC)
КОБ <sub>out</sub>	КОБ в декодированном сигнале для клиента (= КОБ сигнала на выходе декодера FEC)
Коды BCH	Коды Боуза-Чаудхури-Хаккенгема: наиболее широко применяемыми кодами BCH являются двоичные коды
Коды RS	Коды Рида-Соломона: наиболее широко применяемый недвоичный подкласс кодов BCH
Код xxx (n, k)	xxx = класс кода (BCH или RS). n = число битов (байтов) кодового слова k = число информационных битов (байтов)

В настоящее время для оптических систем передачи рекомендованы две схемы FEC. Имеются "внутриполосное FEC" для систем СЦИ и "внеполосное FEC" для оптических транспортных сетей (OTN). (Внеполосное FEC было первоначально рекомендовано для подводных оптических систем.) Терминология "внутри" и "вне" относится к клиентской полосе пропускания. Проверочные биты внутриполосного FEC встраиваются в ранее неиспользованную часть Заголовка Раздела в сигналах СЦИ, так что битовая скорость не увеличивается. В отличие от СЦИ, сигналы OTN, включая пространство для битов FEC (OTUk), имеют более высокую битовую скорость, чем эквивалентный сигнал до добавления FEC (ODUk). Поэтому сигналы OTN кодируются с помощью внеполосного

FEC, что приводит к слегка увеличенной линейной скорости. В Рекомендации МСЭ-Т G.709/Y.1331 предложен также вариант нестандартного внеполосного FEC, оптимизированного для повышения эффективности.

### 11.1 Внутриполосное FEC в системах СЦИ

Внутриполосное FEC описано в пункте 9.2.4, в Приложении А и в Дополнении IX и X к Рек. МСЭ-Т G.707/Y.1322. Код оптимален в одно- и многоканальных системах STM-16, -64 и -256. Этот код является двоичным кодом BCH, исправляющим тройные ошибки, более точно – укороченным кодом BCH (4359, 4320). В кодовом слове из 4359 битов могут быть исправлены три ошибочных бита. Это кодовое слово является потоком 8-битовых чередующихся сигналов общей длиной  $270 \times 16$  байтов из 1 ряда цикла STM-N. Поэтому могут быть исправлены до 24 сплошных ошибочных битов в каждом ряду цикла STM-16, -64 или -256.

Если ошибки появляются случайно, то КОБ после декодирования,  $P_c = \text{КОБ}_{\text{out}}$ , выражается через необработанный КОБ,  $p = \text{КОБ}_{\text{in}}$ , следующим образом (здесь  $N = 4359$ ):

$$P_c = \sum_{i=4}^N \frac{i}{N} \times \binom{N}{i} \times p^i \times (1-p)^{N-i}. \quad (11-1)$$

### 11.2 Внеполосное FEC в оптических транспортных сетях (OTN)

Внеполосное FEC описано в пункте 11.1 и в Приложении А к Рек. МСЭ-Т G.709/Y.1331 как модификация внеполосного FEC из Рекомендации МСЭ-Т G.975. В Рекомендации МСЭ-Т G.709/Y.1331 определен для OTN Интерфейс "сеть-узел" (NNI), в котором предусмотрен факультативный код RS(255,239). В Рекомендации МСЭ-Т G.975 рекомендован формат кадра для подводных систем и тоже описаны рабочие характеристики кода RS(255,239). Этот код является кодом RS, исправляющим ошибочные символы, поэтому в обозначении указано число байтов. Может быть исправлено до восьми байтов в кодовом слове. В кадре G.709/Y.1331 используется чередование 16 байтов, поэтому могут быть исправлены сплошные 1024 ошибочных бита.

Если ошибки появляются случайно, то КОБ после декодирования,  $P_c = \text{КОБ}_{\text{out}}$ , выражается через исходный необработанный КОБ,  $p = \text{КОБ}_{\text{in}}$  (до декодирования), следующим образом:

$$P_{UE} = \sum_{i=9}^N \frac{i}{N} \times \binom{N}{i} \times P_{SE}^i \times (1-P_{SE})^{N-i},$$

$$p = 1 - (1 - P_{SE})^{1/8}, \quad (11-2)$$

$$p_c = 1 - (1 - P_{UE})^{1/8}.$$

Здесь  $P_{UE}$  – вероятность неисправляемой ошибки, а  $P_{SE}$  – вероятность ошибки по символам (байтам);  $N = 255$ .

### 11.3 Выигрыш кодирования и чистый выигрыш кодирования (NCG)

При случайном распределении ошибок в кодированном линейном сигнале декодер FEC уменьшает от линейного (необработанного) КОБ до необходимого эталонного значения КОБ в сигнале полезной нагрузки. Выигрышем кодирования поэтому можно было бы считать отношение этих коэффициентов ошибок по битам. Чтобы определить параметр "выигрыш кодирования" как параметр, больше связанный с системой, уменьшение КОБ благодаря FEC обычно преобразуют в значение дБ, базируясь на теоретической эталонной системе. Обычной практикой является определение выигрыша кодирования в виде уменьшения отношения сигнал/шум при эталонном КОБ. Это определение прямо применимо к внутриполосному FEC, так как его использование не подразумевает увеличения битовой скорости, и поэтому также не увеличивается шум в решающей схеме из-за расширения полосы пропускания приемника. Рабочие характеристики внеполосного FEC могут лучше характеризоваться некоторым модифицированным параметром "выигрыш кодирования". В беспроводных системах передачи для внеполосного FEC общепринятым является параметр Чистый выигрыш кодирования (NCG). Он учитывает тот факт, что расширение полосы пропускания, нужное для этих схем FEC, связано с увеличением шума в приемнике.



С помощью значения NCG можно более точно оценить достижимый системный выигрыш в системах, ограниченных отношением оптический сигнал/шум (OSNR). В этом случае уменьшение отношения электрический сигнал/шум в результате более высокого линейного КОБ отражает допустимое снижение OSNR. В системах, имеющих воздействия дополнительной "небелой" помехи, координация между снижением чувствительности из-за расширения полосы пропускания и выигрышем кодирования еще больше усложняется. Для сравнения высокоэффективных схем FEC с разными (но похожими) кодовыми коэффициентами в системах с большим расстоянием хорошим показателем является параметр NCG. Следует, однако, заметить, что это сравнение действительно только в системах, ограниченных источниками "белого" шума. В случае, когда имеется значительное ухудшение системы из-за ухудшения сигнала (близкого к детерминированному), ухудшение системы может быстро возрасти с ростом битовой скорости, что делает недействительным это сравнение. Даже в системах, работающих по передающему волокну в очень нелинейном режиме, применение NCG имеет ограниченную ценность из-за того, что взаимодействующая помеха не может считаться "белым" гауссовым шумом.

ПРИМЕЧАНИЕ 1. – В отдельных случаях использования кодирования FEC для уменьшения минимального допустимого OSNR (например, для расчета более высокого канала) уменьшение в OSNR может быть выше, чем чистый выигрыш кодирования. Это происходит потому, что если помеха в решающей схеме имеет значительный вклад от других источников, отличающихся от OSNR, то для заданного увеличения общей помехи увеличение вклада в помеху только от OSNR будет больше, чем общее увеличение.

### Определение чистого выигрыша кодирования

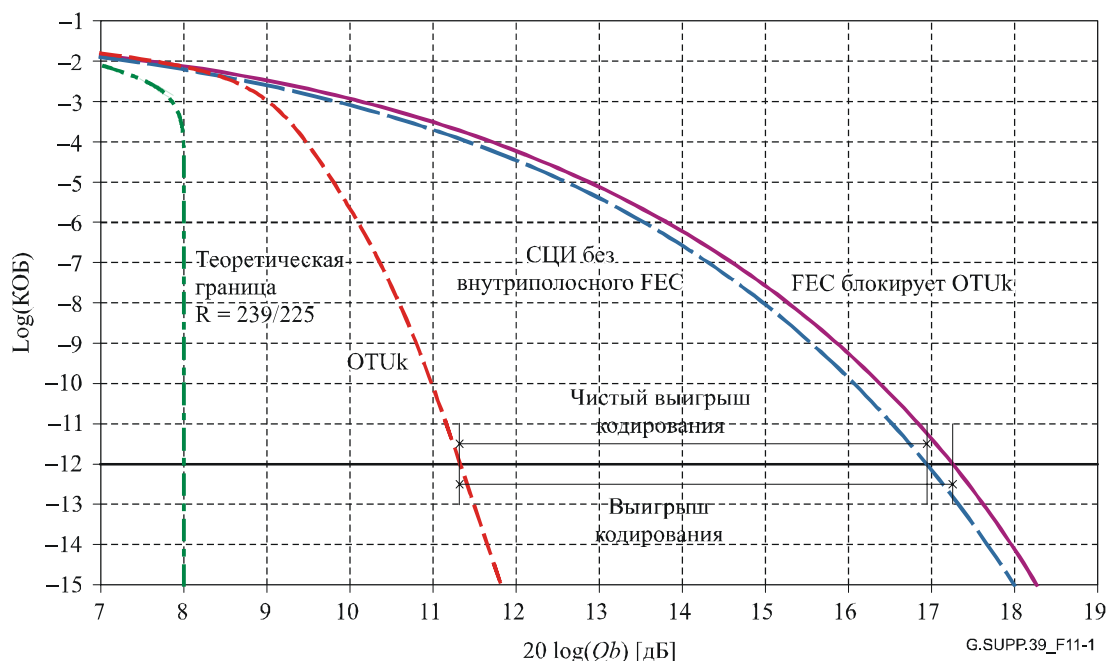
NCG характеризуется как кодовым коэффициентом  $R$ , так и максимальным допустимым КОБ<sub>in</sub> сигнала на входе декодера FEC, который может быть уменьшен до эталонного КОБ<sub>out</sub> =  $B_{ref}$  путем применения алгоритма FEC. Кроме того, NCG следует относить к двоичному симметричному каналу с добавленным "белым" гауссовым шумом:

$$NCG = 20\log_{10}[\text{erfc}^{-1}(2B_{ref})] - 20\log_{10}[\text{erfc}^{-1}(2B_{in})] + 10\log_{10} R, \quad (\text{дБ}) \quad (11-3)$$

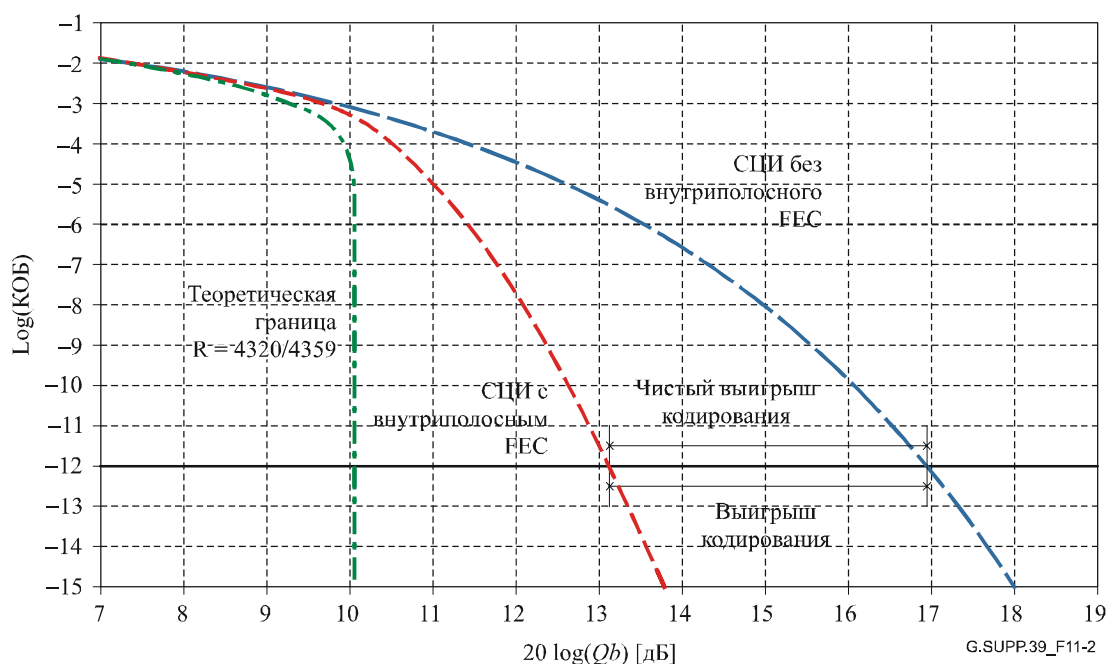
где  $\text{erfc}^{-1}$  – это обратная величина дополнительной функции ошибки  $\text{erfc}(x) = 1 - \text{erf}(x)$ .

ПРИМЕЧАНИЕ 2. – Для внутрисполосной FEC  $R = 1$ .

См. рис. 11-1 и 11-2.



**Рисунок 11-1 – Расчет рабочих характеристик схемы FEC из G.709/Y.1331**



**Рисунок 11-2 – Расчет рабочих характеристик схемы FEC из G.707/Y.1322**

Отметим, что:

$$20\log_{10} Qb = 20\log_{10} Q - 10\log_{10} R. \quad (11-4)$$

По горизонтальной оси отложены  $20\log_{10} Qb$  в дБ, а по вертикальной оси – логарифм  $\text{Log}(\text{КОБ})$ . Чистый выигрыш кодирования в масштабе  $20\log_{10} Qb$  является эквивалентом допустимого уменьшения OSNR, когда линейная система использует оптические усилители, а единственным существенным источником помехи в решающей схеме является шум, наведенный ASE.

См. таблицу 11-2.

**Таблица 11-2 – Рабочие характеристики стандартных FEC**

	<b>Внутриполосное FEC VCH (4359, 4320)</b>	<b>Внеполосное FEC RS (255,239)</b>
<b>Применение</b>	СЦИ	ОТН
КОБ <sub>in</sub> для КОБ <sub>out</sub> = КОБ <sub>ref</sub> = 10 <sup>-12</sup>	2,9 × 10 <sup>-6</sup>	1,8 × 10 <sup>-4</sup>
Выигрыш кодирования (КОБ <sub>ref</sub> = 10 <sup>-12</sup> ) в дБ	3,8	5,9
Чистый выигрыш кодирования (КОБ <sub>ref</sub> =10 <sup>-12</sup> ) в дБ	3,8	5,6
Кодовый коэффициент	1	239/255

#### 11.4 Теоретические границы NCG для некоторых нестандартных внеполосных FEC

Базируясь на основные результаты теории информации, например, показанные в [23], можно определить теоретические границы NCG в зависимости от кодового коэффициента. Некоторые результаты приведены в таблице 11-3 для КОБ<sub>ref</sub> = 10<sup>-12</sup>.

**Таблица 11-3 – Теоретические границы NCG**

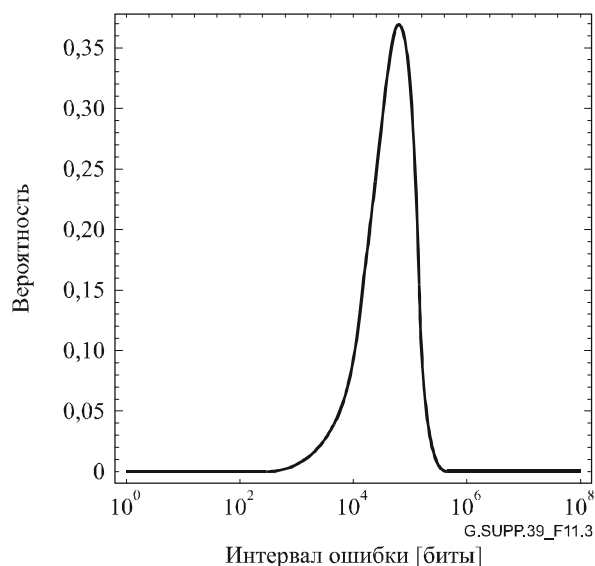
<b>Расширение полосы пропускания в %</b>	<b>Кодовый коэффициент R</b>	<b>NCG в дБ (КОБ<sub>ref</sub> = 10<sup>-12</sup>)</b>
5	0,952	8,6
7	0,935	9,0 (примечание)
10	0,909	9,4
15	0,870	9,9
20	0,833	10,3
25	0,800	10,6
ПРИМЕЧАНИЕ. – Соответствует кодовому коэффициенту стандартного внеполосного FEC.		

#### 11.5 Статистический расчет выигрыша кодирования и NCG

Результаты расчета рабочих характеристик в таблице 11-2 действительны в предположении, что ошибки появляются статистически случайным образом. Здесь случайные ошибки определяются в виде следующей функции вероятности:

$$P_k(t) = \frac{(\rho t)^k}{k!} \exp \{-\rho t\}. \quad (11-5)$$

Уравнение 11-5 является хорошо известным определением Пуассона для случайных данных, которое дает вероятность появления случайных событий  $k$  раз в интервале времени  $t$ . Подставив  $k = 1$  в уравнение 11-5, получим статистику 1-битовых ошибок; теоретическая кривая для случайного распределения появлений 1-битовых ошибок показана на рис. 11-3 при среднем КОБ = 1 × 10<sup>-6</sup>.



**Рисунок 11-3 – Теоретическая кривая вероятности появления 1-битовой ошибки в зависимости от интервала времени**

Заметим, что горизонтальная ось – логарифмическая. Если распределение ошибок соответствует кривой рис.11-2, то рабочие характеристики FEC будут соответствовать теоретическому предсказанию, описанному в таблице 11-2. Случай, когда распределение ошибок не соответствует кривой рис. 11-2, остается для дальнейшего изучения.

В оптических системах передачи имеется несколько источников, вызывающих ошибки, такие как шум ASE, как хроматическая дисперсия, PMD. Кроме того, рабочие характеристики сигнала могут ухудшаться нелинейными явлениями в виде Самомодуляции фазы (SPM), Стимулированного рассеяния Бриллюэна (SBS), Нестабильности модуляции (MI) в одноканальных системах, а также Перекрестной модуляции фазы (XPM), Четырехволнового смещения (FWM) и Стимулированного рамановского рассеяния (SRS) в многоканальных системах. FEC был испытан на эффективность в системах, ограниченных OSNR, а также в системах, ограниченных дисперсией. Что касается нелинейных явлений, то уменьшение выходной мощности ведет к ограничениям OSNR, против которых FEC полезен. Однако FEC менее эффективен против PMD. Поэтому обращение с PMD является вопросом для дальнейшего изучения. Кандидаты для ослабления оптических параметров с помощью FEC описываются ниже. Комбинация этих кандидатов остается для изучения.

## 11.6 Кандидаты для ослабления параметров

Используя FEC, можно ослаблять требования к оптическим параметрам, если справедливо предположение о случайном распределении ошибок.

### 11.6.1 Ослабление характеристик передатчика и/или приемника

Максимальный КОБ может быть ослаблен от значения  $10^{-12}$  до значений, перечисленных в третьей строке таблицы 11-2, при максимальном ослаблении. Это позволяет уменьшить отношение сигнал/шум на входе решающей схемы. Предположим, что заданное OSNR в эталонной системе без FEC достаточно для получения нужного КОБ, тогда выигрыш кодирования, обеспеченный добавлением FEC в систему, можно использовать для ослабления компонентных параметров передатчика и/или приемника. Имеется много параметров, по которым можно получить выгоду, например, требования к общей выдаваемой мощности, глаз-диаграмма, коэффициент угасания, электрический шум приемника с PIN-диодом, величина шума оптического предусилителя, переходное затухание фильтров демультиплексора или – несколько шире – характеристики функции переноса приемника, определяющие межсимвольное взаимное влияние и полосу частот шума перед решением.

### 11.6.2 Уменьшение уровней выходной мощности для экономии мощности накачки

Уменьшение уровней выходной мощности передатчика и линейных усилителей на величину NCG ведет к снижению OSNR на конце цепочки оптических усилителей. Связанный с этим повышенный

электрический шум и, соответственно, повышенный КОБ компенсируются благодаря FEC. Такой же принцип может быть применен к случаю с одним пролетом при приемнике с оптическим предусилителем. Применение FEC в системе с одним пролетом при приемнике без оптического предусилителя дает экономию в выходной мощности передатчика, равную лишь половине значения NCG, так как в этом случае система ограничена электрическим шумом приемника.

## **11.7 Кандидаты для улучшения системных характеристик**

### **11.7.1 Снижение уровней мощности для устранения нелинейности**

Снижение уровней выходной и входной мощностей оптических усилителей так влияет на систему, ограниченную нелинейными явлениями, что она становится ограниченной параметром OSNR при условии неизменности других параметров. Снижение мощности в соответствии со значением NCG и даже большее возможно, как указано в примечании в 11.3. Например, после уменьшения уровней мощности параметры многоканальной системы для волокон G.652 и G.655 можно будет применить также к волокну G.653. Поэтому становится возможной общая спецификация системы, которая действительна для всех типов волокна.

### **11.7.2 Увеличение максимального затухания пролета**

Если многопролетная система не ограничена хроматической дисперсией (при использовании волокна G.652 с компенсацией дисперсии, волокна G.653 или G.655), то плановая длина пролета может быть увеличена. Входная мощность каждого линейного усилителя может быть уменьшена на величину чистого выигрыша кодирования. Поэтому максимальное затухание участка может быть увеличено на величину чистого выигрыша кодирования (в максимальном случае). Это ослабление может привести к исключению ненужных усилителей в системе с потерями, немного превышающими требуемые потери. Увеличение дальности систем, ограниченных дисперсией, остается для изучения.

ПРИМЕЧАНИЕ. – Увеличение максимального затухания звена в однопролетной системе без предусилителя равно лишь половине значения NCG, так как в этом случае система ограничена электрическим шумом приемника.

### **11.7.3 Увеличение максимального числа пролетов в системе с большой дальностью**

Общее плановое расстояние в системе с большой дальностью может быть значительно расширено путем увеличения числа пролетов (а также линейных усилителей), если предположить, что хроматическая и поляризационная модовая дисперсии не стали ограничивающими факторами (то есть система остается ограниченной OSNR). Считая, что затухание у всех пролетов одно и то же и остается постоянным, можно увеличить число пролетов на величину, определяемую значением NCG. В случае стандартного внеполосного FEC плановое расстояние можно увеличить почти в 4 раза. Увеличение расстояния для систем, ограниченных не OSNR, остается для изучения.

### **11.7.4 Увеличение числа каналов для систем с большой пропускной способностью**

Если многопролетная система ограничена выходной мощностью оптических усилителей, то число каналов может быть увеличено на величину, определяемую значением NCG. В случае стандартного внеполосного FEC число каналов можно увеличить почти в 4 раза. Следует заметить, что этот подход можно использовать при условии, когда эталонная система не подвергалась нелинейным влияниям, которые могут измениться при уменьшении канальной мощности. Например, SPM не может быть использована для компенсации хроматической дисперсии, если канальная мощность становится меньше, чем порог SPM.

## **12 Поперечная и продольная совместимости физического уровня**

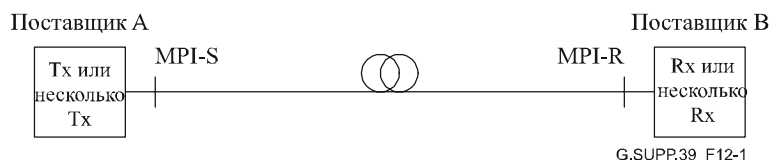
В этом разделе описывается поперечная совместимость физического уровня, используемая в Рекомендациях МСЭ-Т G.957, G.691, G.693 и G.959.1. Даются также определения возможных конфигураций, которые могли бы образовать базу для будущей стандартизации многопролетных систем.

Все обсуждаемые здесь конфигурации приведены для систем "точка-точка". Более сложные структуры остаются для изучения.

## 12.1 Поперечная совместимость физического уровня

### 12.1.1 Поперечная совместимость физического уровня с одним пролетом

В Рекомендациях МСЭ-Т G.957, G.691, G.693 и G.959.1 определено, что применения должны быть "поперечно совместимыми" (transversely compatible); это означает, что концы оптических секций могут завершаться устройствами от разных изготовителей. Это иллюстрирует рис. 12-1. Следовательно, необходим полный набор определений параметров и соответствующих значений в точках интерфейсов MPI-S и MPI-R, который даст возможность такого интерфейса.

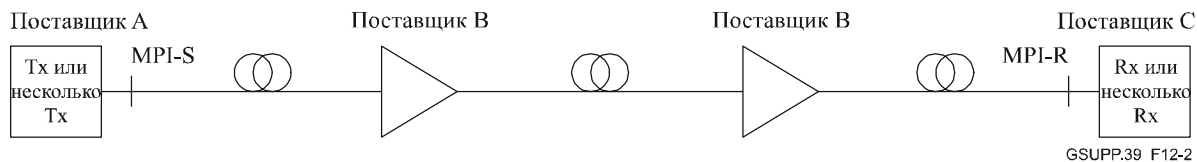


**Рисунок 12-1 – Поперечная совместимость физического уровня с одним пролетом**

ПРИМЕЧАНИЕ. – Точки интерфейса, обозначенные MPI-S и MPI-R на рис. 12-1, в разных Рекомендациях имеют разные обозначения (и разные параметры интерфейса), но один и тот же принцип применяется как к одноканальным, так и к многоканальным интерфейсам. В настоящее время многоканальное применение поперечной совместимости имеется только в Рекомендации МСЭ-Т G.959.1.

### 12.1.2 Полная поперечная совместимость физического уровня с многими пролетами

В настоящее время в Рекомендации МСЭ-Т G.691 специфицированы только однопролетные системы. Первоначально было намерение включить также многопролетные системы, использующие оптические линейные усилители, как показано на рис. 12-2. Когда первая версия Рекомендации МСЭ-Т G.691 была опубликована, было согласовано, однако, не включать применения с многими пролетами.



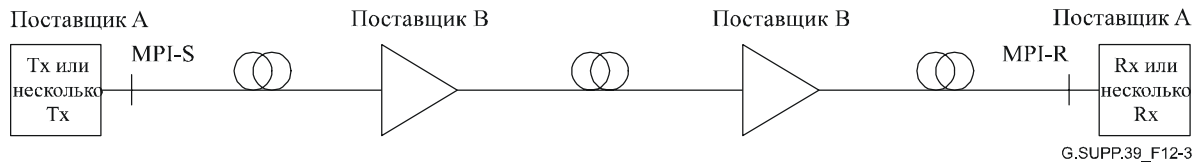
**Рисунок 12-2 – Поперечная совместимость физического уровня с многими пролетами**

На рис. 12-2 показан случай полной поперечной совместимости, при котором усилители обеспечены поставщиком, отличающимся от поставщиков оконечных устройств. Этот случай требует спецификации плана канала и всех деталей Оптического контрольного канала (OSC), если он имеется.

Этот случай может потребовать также спецификации некоторых параметров, таких как потери и уровни мощности для каждого пролета, а также другие параметры, такие как хроматическая дисперсия, PMD и нелинейность, которые будут "управляться" для всего звена.

### 12.1.3 Частичная поперечная совместимость физического уровня с многими пролетами

Возможно также определить дополнительную конфигурацию, в которой оконечные устройства для каждого конца звена обеспечены одним поставщиком. Этот случай называется частичной поперечной совместимостью и показан на рис. 12-3.

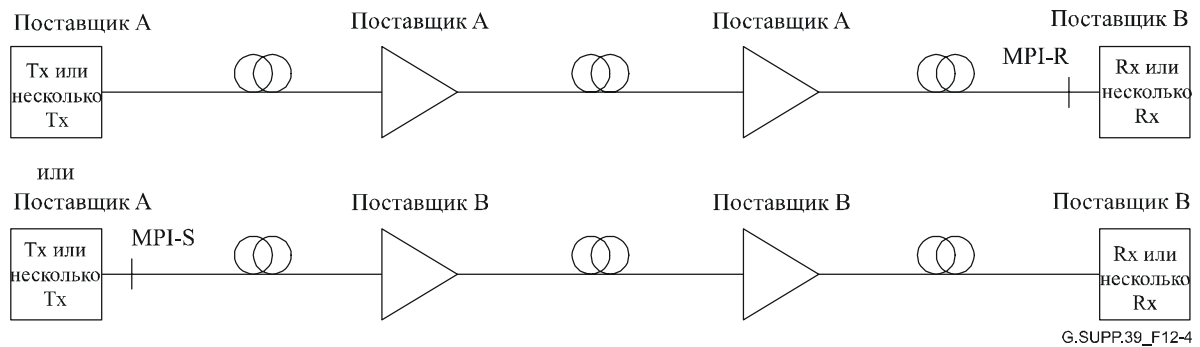


**Рисунок 12-3 – Частичная поперечная совместимость физического уровня с многими пролетами**

Этот вариант может потребовать в основном те же спецификации физических характеристик, что и полная поперечная совместимость при многих пролетах, за исключением того, что не требуется специфицировать точный план канала. Может потребоваться область рабочих длин волн для системы.

### 12.1.4 Поперечная совместимость при одном интерфейсе и многих пролетах

Имеется другая возможность (которая может потребовать меньшую спецификацию физических характеристик по сравнению с полной поперечной совместимостью с многими пролетами), как показано на рис. 12-4. Однако эта конфигурация не изучалась в МСЭ-Т. Здесь для звена определяется только один интерфейс (либо передатчика, либо приемника), причем один поставщик обеспечивает все устройства на одной стороне интерфейса.



**Рисунок 12-4 – Поперечная совместимость при одном интерфейсе и многих пролетах**

Спецификации физических характеристик, которые потребуются для этой конфигурации, остаются для изучения, однако они должны содержать детали точного плана канала.

## 12.2 Продольная совместимость физического уровня

В отличие от вышеописанного для варианта, названного "продольной совместимостью" (longitudinally compatible), подразумевается, что оптическая секция на обоих концах заканчивается устройствами от одного и того же поставщика. В этом случае необходим значительно меньший набор параметров, чем для системы с поперечной совместимостью. Здесь специфицируются только характеристики кабеля (затухание, дисперсия, DGD, отражения). Продольную совместимость системы с одним пролетом иллюстрирует рис. 12-5.

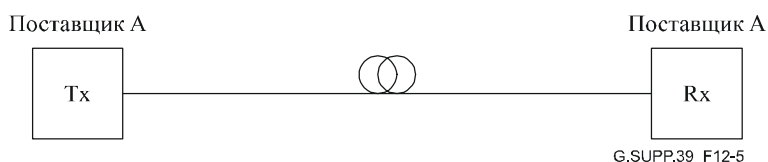


Рисунок 12-5 – Продольная совместимость физического уровня с одним пролетом

Для многопролетных систем продольная совместимость тоже возможна. Это аналогично продольной совместимости однопролетной системы, когда все активные устройства получены из одного источника. Это иллюстрирует рис. 12-6. Как в случае с одним пролетом требуется специфицировать лишь очень ограниченное число параметров даже с учетом того, что хроматическая дисперсия и PMD должны "управляться" от конца до конца.

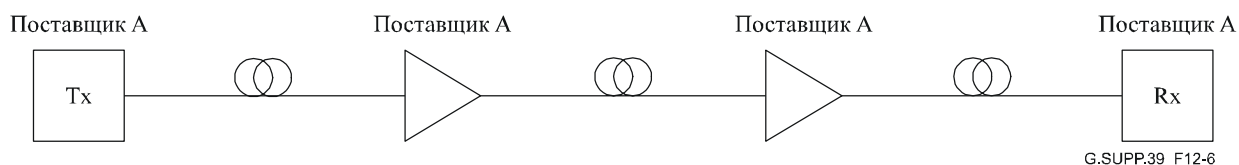


Рисунок 12-6 – Продольная совместимость физического уровня с многими участками

## 12.3 Совместное проектирование

Две Рекомендации МСЭ-Т имеют разделы о совместном проектировании (joint engineering):

- Рекомендация МСЭ-Т G.955: Процесс, с помощью которого Администрации/операторы согласуют такой набор характеристик интерфейса для оптического звена, который удовлетворяет согласованным рабочим характеристикам этого звена, в условиях, когда имеющиеся спецификации интерфейса в Рекомендациях МСЭ-Т недостаточны для гарантирования уровня качества работы.
- Рекомендация МСЭ-Т G.957: В ограниченном числе случаев может предусматриваться совместное проектирование, чтобы удовлетворить требованиям к оптическим секциям в условиях, когда спецификации интерфейса из Рекомендации МСЭ-Т G.957 оказываются не отвечающими требованиям. Вероятно, это может произойти, если требуемое значение потерь участка выше (например, 2 дБ), чем специфицированное в Рекомендации МСЭ-Т G.957, но может считаться применимым в отношении других параметров.

В таких случаях заинтересованные Администрации/операторы должны более внимательно описать те аспекты системы, по которым спецификации Рекомендации МСЭ-Т G.957 недостаточны. Важно подчеркнуть, что каждая ситуация, требующая "совместного проектирования", будет скорее всего отличающейся – так как бессмысленно пытаться стандартизовать значения любых параметров таких систем. Вместо этого соответствующие Администрации/операторы должны приходить к соглашению о том, что требуется, и затем договариваться с изготовителями о том, что реально осуществимо. Этот процесс с большой вероятностью приведет к поставкам для обоих концов звена передачи от одного и того же изготовителя, который удовлетворит требуемым рабочим характеристикам путем совместной оптимизации передатчиков и приемников.



Следует отметить, что несмотря на нецелесообразность описания значений любых параметров для "совместно проектируемых" систем, было бы разумно участвующим Администрациям/операторам или изготовителям следовать общим руководящим указаниям и подходу к проектированию системы, использованным в Рекомендации МСЭ-Т G.957. В частности, полезно было бы использовать одни и те же определения параметров (например, чувствительность приемника в эталонной точке R с учетом всех влияний температуры и старения).

### **13      Соображения по проектированию коммутируемой оптической сети**

Архитектурные основы построения коммутируемых оптических сетей приведены в Рекомендации МСЭ-Т G.8080/Y.1304. С точки зрения проектирования оптических систем передачи для коммутируемых оптических сетей можно рассматривать два случая, соответствующие вариантам размещения окончаний 3R в коммутируемой оптической сети.

В случае, когда сетевой элемент, коммутирующий оптический сигнал, обеспечивает также окончание 3R, можно по отдельности проектировать оптические секции с каждой стороны этого коммутирующего сетевого элемента. Можно использовать принципы расчета "худшего случая" или статистического расчета для достижения рабочих характеристик системы "от конца до конца", совместимых с распределением норм на рабочие характеристики, приведенным в Рекомендациях МСЭ-Т G.828 и G.8201.

В случае, когда сетевой элемент, выполняющий коммутацию/перенаправление оптического сигнала, не обеспечивает окончания 3R (например, прозрачный оптический кроссовый соединитель), обычно будет очень трудно гарантировать характеристику "коэффициент ошибок по битам" для коммутируемого оптического соединения, не накладывая серьезных ограничений на протяженность сети. Например, действие прозрачного коммутирующего сетевого элемента для выполнения перенаправления OMS приводит к новому тракту передачи с другими оптическими характеристиками, возможно, превышающими проектные пределы, которые требуются для желательной рабочей характеристики клиентских сигналов, передаваемых по оптической транспортной секции (OTS). На устранение таких случаев может быть направлено предварительное планирование возможных соединений для перенаправляемых сигналов или совместное проектирование.

Возможные ограничения на временной шкале для выполнения коммутируемой оптической сети с учетом динамических свойств оптических усилителей или других оптических элементов тракта передачи не входят в предмет рассмотрения этого Добавления.

### **14      Лучший опыт по безопасности с учетом оптической мощности**

#### **14.1      Осмотр**

##### **14.1.1    Осмотр волокна**

Конца волокна или лицевую поверхность соединителя не следует осматривать незащищенными глазами или с помощью каких-либо визирующих устройств, не одобренных действующей организацией.

##### **14.1.2    Вспомогательные средства для осмотра**

Используйте только фильтрующие или ослабляющие вспомогательные средства для осмотра, одобренные действующей организацией.

#### **14.2      Концы волокна**

##### **14.2.1    Окончание**

Любой конец одиночного волокна или концы нескольких волокон, не предназначенные для окончания (например, для согласования, сращивания) должны быть, когда с ними не работают, индивидуально или в группе покрыты материалом, подходящим для длины волны и мощности. Они не должны быть легко видимыми, а острые концы не должны быть выставлены.

Подходящие методы покрытия охватывают использование предохранительного слоя сращивания или ленты. Всегда прикрепляйте оконечные крышки к несопряженным соединителям.

### **14.2.2 Очистка**

Используйте для очистки и подготовки оптических волокон и оптических соединителей только методы, одобренные действующей организацией. Очистка необходима, особенно для систем с большой мощностью (например, свыше 1 Вт). Если оконечные поверхности соединителя не очищены в таких системах, то могут возникнуть нежелательные высокие температуры, которые в некоторых случаях могут привести к явлению "плавление волокна".

Перед включением мощности убедитесь, что концы волокна не имеют загрязнений.

ПРИМЕЧАНИЕ. – Явление "плавление волокна" характеризуется очень высокой температурой в сочетании с распространением яркого белого света вдоль волокна, что может вызвать опасную ситуацию в системе.

### **14.2.3 Потери соединителя**

Потери соединителя могут вызвать возрастание температуры, особенно в системах с большой мощностью. Поэтому следует проявлять внимание к выбору соединителей для систем с большой мощностью. Например, в системе с запускаемой в соединитель оптической мощностью 2 Вт потери 0,25 дБ означают, что имеется примерно 0,1 Вт оптической мощности, способной вызвать местное нагревание. В одном примере с соединителем, использующим волокно G.653, это явилось причиной возрастания температуры на 5° С.

### **14.2.4 Потери сращивания**

Потери сращивания могут вызвать возрастание температуры, особенно в системах с большой мощностью. Мощность, способная нагревать в случае потерь сращивания, такая же, как при потерях соединителя. Нагревание, вызванное этим, зависит от того, где поглощается "потерянная" мощность. В случае, когда она вся поглощается на месте, в сращивании (например, из-за загрязнения), возможно появление существенного повышения температуры.

### **14.3 Ленточные волокна**

Концы ленточного волокна, разрезаемые как единое целое, могут представлять более высокий уровень опасности, чем одиночное волокно. Поэтому не разрезайте ленточные волокна в виде неразделенной ленты, либо используйте ленточный сращиватель, если он разрешен действующей организацией.

### **14.4 Испытательные шнуры**

Когда используются оптические испытательные шнуры, источник оптической мощности должен соединяться последним, а отсоединяться – первым.

### **14.5 Изгибы волокна**

Чрезмерное изгибание волокна может создать опасность как механического повреждения из-за изгибающей нагрузки, так и появления точки местного нагревания при передаче с большой мощностью. Следует избегать местных изгибов с малыми радиусами.

### **14.6 Удлинитель панели**

Удлинитель панели не следует использовать в платах оптических передатчиков или оптических усилителей. Не занимайтесь с оптическим источником мощности, когда он находится вне корпуса.

### **14.7 Техническое обслуживание**

Соблюдайте только инструкции, одобренные действующей организацией, при эксплуатации и техническом обслуживании системы во время ее работы.

### **14.8 Испытательные приборы**

Используйте испытательные приборы низшего класса, необходимые и подходящие для определенной задачи. Не используйте испытательные приборы более высокого класса, чем класс, разрешенный уровнем опасности для конкретного места.

#### **14.9 Изменение**

Не делайте неразрешенных изменений в волоконно-оптической системе связи или в относящейся к ней аппаратуре.

#### **14.10 Контроль с помощью ключа**

Если аппаратура имеет контроль с помощью ключа, то ключи должны находиться под контролем человека, который назначен администрацией и который должен обеспечивать их безопасное использование, хранение и общий контроль. Запасные ключи должны сохраняться у назначенного линейного управляющего согласно процедурам строгого контроля.

#### **14.11 Маркировки**

Докладывайте линейному управляющему действующей организации о поврежденных или отсутствующих маркировках оптической безопасности.

#### **14.12 Знаки**

Необходимы предупреждающие знаки зоны для мест, в которых превышает уровень опасности 1М. Знаки зоны могут выставляться в местах с меньшим уровнем классификации.

#### **14.13 Сигналы тревоги**

Системные тревожные сигналы, особенно те, которые показывают неработоспособность автоматической системы постоянного контроля или какой-либо другой системы безопасности, должны показывать, что в указанное время ведется ремонтная работа.

#### **14.14 Системы рамановского усиления**

Системы рамановского усиления работают при достаточно высоких мощностях, которые могут повредить волокно или другие компоненты. Это отчасти было описано в пунктах 14.2 и 14.5, однако ниже содержится некоторое дополнительное руководство:

##### *Перед подачей рамановской мощности*

- Рассчитать расстояние, на котором мощность падает ниже 150 мВт.
- По возможности осмотреть все шкафы для размещения сростков в пределах этого расстояния. Если обнаружены крутые изгибы, например, менее 20 мм в диаметре, то постараться распрямить или уменьшить изгиб или выбрать другие волокна.
- Если осмотр невозможен, могут использоваться OTDR с высоким разрешением для выявления источников изгибов или определения потерь, которые могут привести к порче при большой мощности.
- Если используются разъемы, необходимо проверить, чтобы их соединительные части были очень чистыми. Металлические загрязнения в особенности способны вызвать повреждения. Считается, что менее всего подвержены повреждениям сращивания путем сплавления.

##### *При подаче рамановской мощности*

В некоторых случаях можно контролировать отраженный свет на источнике по мере увеличения рамановской мощности накачки. Если график отраженной мощности как функция от введенной мощности демонстрирует нелинейную зависимость, то может существовать место отражения, подверженное повреждению. Другие места, подверженные повреждениям, например, крутые изгибы, в которых изоляционное покрытие поглощает оптическую мощность, могут существовать без проявления четкого сигнала в отраженной мощности, в зависимости от кривой введенной мощности.

##### *Соображения в отношении функционирования*

Если с течением времени имеет место снижение уровня усиления, то это может происходить из-за уменьшенной мощности накачки или из-за увеличения потерь, вызываемых некоторым медленным механизмом повреждения, например, на интерфейсе соединителя. Простое увеличение мощности накачки для восстановления сигнала может привести к еще большему повреждению или катастрофическому выходу из строя.

Механизм выхода из строя волокна при изгибании состоит в том, что свет просачивается через оболочку и в некоторой степени поглощается изоляционным покрытием, в результате чего происходит местное нагревание и тепловые реакции. Эти реакции способствуют повышению поглощения и таким образом увеличивают нагрев. При образовании слоя нагара происходит

неуправляемая тепловая реакция, которая производит достаточно тепла, чтобы расплавить волокно, которое затем приходит в искривленное состояние и блокирует всю оптическую мощность. Таким образом, до момента реального проявления неисправности будет иметь место очень небольшое изменение характеристик передачи, вызванное процессом повреждения. Если волокно не имеет защитной оболочки, то в момент неисправности происходит воспламенение, которое самостоятельно прекращается, поскольку покрытие сгорает очень быстро. Волокно с защитной оболочкой может создать большее пламя в зависимости от материала. Для волокна без защитной оболочки проявлением докритического повреждения является окрашивание покрытия в верхней части изгиба.

## Дополнение I

### Расширение импульсов из-за хроматической дисперсии

#### I.1 Цель

Настоящее Дополнение I относится к 9.2.1.1. Оно дает выражение для битовой скорости, которая ограничивается хроматической дисперсией. Оно начинается с общих опубликованных результатов, содержащих:

- коэффициенты дисперсии первого порядка и второго порядка для волокна;
- параметры передатчика в части ширины спектра, частотно-модулированного импульса и ширины полосы модуляции.

#### I.2 Основные опубликованные результаты

Начальным общим результатом является статья [24], уравнения из которой обозначаем квадратными скобками в виде [xx]. Другие уравнения обозначаем круглыми скобками в виде (I-y). Некоторые символы изменены для простоты и во избежание путаницы со "стандартизованными" символами.

Наиболее общая форма в упомянутой статье дает среднеквадратичную ширину по времени длительности выходного импульса в зависимости от длины волокна  $L$ :

$$\sigma(L) = \sigma_0 \left[ (1 + AC)^2 + A^2(1 + V^2) + E^2(1 + V^2 + C^2) \right]^{\frac{1}{2}}. \quad [26]$$

Безразмерные символы равны:

$$V = WT, \quad C = T\Delta\omega, \quad A = \frac{L \partial^2 \beta}{T^2 \partial \omega^2}, \quad E = \frac{L \partial^3 \beta}{2T^3 \partial \omega^3}, \quad [21, 22]$$

где  $\beta$  – номер волны распространения. Также:

$$\sigma_0 = \frac{T}{\sqrt{2}} \quad [27]$$

является среднеквадратичной длительностью входного импульса (передатчик соединен с приемником) при  $L = 0$  в случае, когда спектры входного импульса и источника без частотной модуляции являются гауссовыми с  $\frac{1}{e}$  от ширины  $T$  на уровне половины (во времени  $t$ ) и  $W$

(в круговой частоте  $\omega$ ), соответственно. (Заметим, что  $T$  не является шириной тактового интервала для заданной битовой скорости.) Выходной импульс обычно будет негауссовым. Фаза электрического поля частотно модулированного импульса равна:

$$\omega_m + \Delta\omega \frac{t}{T}, \quad [1]$$

где  $\omega_m$  – средняя круговая частота источника, а  $\Delta\omega$  – сдвиг частоты за время импульса.

### I.3 Изменение обозначений

Теперь перейдем к обозначениям из более распространенных стандартов и к среднеквадратичным значениям ширины.

Производные от номеров волн распространения по отношению к круговой частоте равны:

$$\frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2} = -\frac{\lambda_m^2}{2\pi c} D_m, \quad \frac{\partial^3 \beta}{\partial \omega^3} = \left(\frac{\lambda_m^2}{2\pi c}\right)^2 \left(S_m + \frac{2D_m}{\lambda_m}\right) \quad (I-1)$$

при вычислении на  $\omega_m$ . Здесь  $D_m$  – коэффициент дисперсии волокна, а  $S_m$  – коэффициент наклона характеристики дисперсии волокна ( $S = dD/d\lambda$ ), соответственно, оцениваемые оба на средней длине волны источника  $\lambda_m (= 2\pi c/\omega_m)$ . Преобразуем ширину спектра источника в среднеквадратичную ширину источника на оптической частоте  $\nu (= \omega/2\pi)$ , тогда:

$$\sigma_\nu = \frac{W}{2\pi\sqrt{2}}. \quad (I-2)$$

Аналогично, частотная модуляция из уравнения [1] будет:

$$2\pi \left( \nu_m + \frac{t\Delta\nu}{\sigma_0\sqrt{2}} \right), \quad (I-3)$$

где  $\nu_m$  – средняя оптическая частота источника, а  $\Delta\nu$  – сдвиг оптической частоты за время импульса.

С учетом приведенных обозначений члены уравнений [21, 22] станут такими:

$$V = 4\pi\sigma_0\sigma_\nu, \quad C = 2\pi\sqrt{2}\sigma_0\Delta\nu, \quad A = -\frac{\lambda_m^2 D_m L}{4\pi c \sigma_0^2}, \quad E = \left(\frac{\lambda_m^2}{2\pi c}\right)^2 \left(\frac{S_m + \frac{2D_m}{\lambda_m}}{8\sigma_0^3\sqrt{2}}\right) L, \quad (I-4)$$

тогда уравнение [26] для среднеквадратичной длительности негауссового выходного импульса примет следующий вид:

$$\sigma^2 = \left(\sigma_0 - \frac{\lambda_m^2 D_m L \Delta\nu}{c\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{\lambda_m^2 D_m L}{c}\right)^2 \left[(4\pi\sigma_0)^{-2} + \sigma_\nu^2\right] + \frac{L^2}{8} \left\{ \left(\frac{\lambda_m^2}{c}\right)^2 \left(S_m + \frac{2D_m}{\lambda_m}\right) \left[(4\pi\sigma_0)^{-2} + \sigma_\nu^2 + \frac{1}{2}(\Delta\nu)^2\right] \right\}^2. \quad (I-5)$$

Это является все еще наиболее общим результатом, но в более "знакомых" обозначениях. Он содержит дисперсию, наклон дисперсии, частотную модуляцию и значения ширины входного импульса и ширины спектра источника.

### I.4 Упрощение для конкретного случая

Для наших целей игнорируем частотную модуляцию и дисперсию второго порядка. Тогда в уравнении I-4:

$$C, E = 0, \quad (I-6)$$

а для упрощения обозначений отбрасываем нижний индекс  $m$ , обозначающий среднюю длину волны. Тогда уравнение I-5 сократится до:

$$\sigma^2(L) = \sigma_0^2 + \sigma_D^2(L); \quad (I-7)$$

здесь расширение по времени из-за хроматической дисперсии равно:

$$\sigma_D = \frac{\lambda^2 DL}{c} \left[ \sigma_v^2 + (4\pi \sigma_0)^{-2} \right]^{\frac{1}{2}} = DL \left[ \sigma_\lambda^2 + \left( \frac{\lambda^2}{4\pi c \sigma_0} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (I-8)$$

где:

$$\sigma_\lambda = \frac{\lambda^2}{c} \sigma_v.$$

Это записано с представлением как частоты, так и длины волны, относящихся к среднеквадратичной ширине спектра источника, причем взаимосвязь с длиной волны такова:

$$\sigma_\lambda = \frac{\lambda^2}{c} \sigma_v. \quad (I-9)$$

Уравнение I-8 учитывает две ширины полосы, как модуляции импульса, так и спектра источника, которые могут рассматриваться в частотной области или в области длин волн. Например,  $(4\pi \sigma_0)^{-1}$  является, по существу, шириной оптических частот входного импульса.

Два предельных случая соответствуют известным результатам. Если преобладает ширина спектра источника, то уравнение I-8 дает обычный результат:

$$\sigma_D \approx D L \sigma_\lambda. \quad (I-10)$$

(Этот результат соответствует уравнению (2.4.24) из ссылки [25].) В предельном случае с очень когерентным источником уравнение I-8 дает:

$$\sigma_D \approx \frac{\lambda^2 DL}{4\pi c \sigma_0}, \quad (I-11)$$

откуда видно, что расширение увеличивается при уменьшении ширины входного импульса. (Этот результат соответствует уравнению (2.4.30) из ссылки [25].)

### I.5 Зависимость расширения импульса от битовой скорости

Рассмотрим импульсы без частотной модуляции на битовой скорости  $B$ . Обратной величиной этой битовой скорости является тактовый интервал. При RZ входной импульс имеет длительность, которая равна некоторой доле  $f (< 1)$  от длительности импульса NRZ; эта доля называется импульсным коэффициентом (duty cycle). В конкретном случае NRZ он равен  $f = 1$ . Уравнение:

$$N \sigma_0 = \frac{f}{B} \quad (I-12)$$

выражает, что среднеквадратичное значение входного импульса должно  $N$  раз устанавливаться в пределах этого тактового интервала, уменьшенного импульсным коэффициентом. Значение безразмерного коэффициента формы (shape-factor)  $N$  зависит от типа входного импульса, как будет рассмотрено ниже. С учетом уравнения I-12 расширение импульса по уравнению I-8 будет равно:

$$\sigma_D = \frac{\lambda^2 DL}{c} \left[ \sigma_v^2 + \left( \frac{N B}{4\pi f} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (I-13)$$

Мы будем использовать оптическую частоту, а не длину волны. Это покажет эффективную ширину полосы частот как среднеквадратичную сумму ширины спектра и ширины, определяемой битовой скоростью, а также приращения из-за расширений в соответствии с приращениями обоих членов.

Как установлено в Рекомендации МСЭ-Т G.957, для конкретного значения ухудшения по мощности и коэффициента ошибок по битам (КОБ) в приемнике имеется верхний предел для допускаемого межсимвольного взаимного влияния (ISI). Он возникает, когда максимальное расширение становится равным некоторой доле  $\varepsilon$  ( $<1$ ) от тактового интервала при битовой скорости NRZ, то есть:

$$(\sigma_D)_{\max} = \frac{\varepsilon}{B} . \quad (I-14)$$

Эта доля называется эpsilon-значением. Тогда уравнения I-13 и I-14 дают общий результат:

$$\left( \frac{N B}{4\pi f} \right)^2 + \sigma_v^2 = \left( \frac{\varepsilon c}{\lambda^2 B D L} \right)^2 , \quad (I-15)$$

который содержит значения ширины полосы для источника и модуляции (но без учета частотной модуляции и дисперсии второго порядка) при любых заданных значениях коэффициента формы  $N$  и доли тактового интервала  $\varepsilon$ .

### I.6 Значение для коэффициента формы

При обсуждении в связи с уравнением I-12 была взята длительность импульса NRZ, равная  $\frac{1}{B}$ ; предположим, что  $N=4$ ; это означает, что среднеквадратичное значение полной ширины входного импульса должно дважды устанавливаться в допустимую длительность импульса [25]. (Пример:  $N=3,46$  будет содержать всю мощность прямоугольного импульса NRZ, а  $N=4$  содержит 95,4% гауссова импульса.)

Теперь уравнение I-15 можно решить для системной хроматической дисперсии:

$$DL = \frac{\varepsilon c}{\lambda^2 B \sqrt{\left( \frac{B}{\pi f} \right)^2 + \sigma_v^2}} . \quad (I-16)$$

Допускаемая хроматическая дисперсия уменьшается с уменьшением импульсного коэффициента, так как в это же время возрастает ширина полосы сигнала. Для предельного случая передатчика с широким спектром и малой битовой скоростью уравнение I-15 или I-16 дает:

$$D L B \lambda^2 \sigma_v \approx c \varepsilon \quad \text{или} \quad D L B \sigma_\lambda \approx \varepsilon . \quad (I-17)$$

Импульсный коэффициент не влияет, когда преобладает спектр источника. Правое выражение было использовано в Рекомендации МСЭ-Т G.957. Для предельного случая передатчика с узким спектром и высокой битовой скоростью уравнение I-15 или I-16 дает:

$$D L B^2 \lambda^2 \approx \pi c \varepsilon f . \quad (I-18)$$

Следовательно, максимальная допустимая хроматическая дисперсия для фиксированной битовой скорости RZ уменьшается с уменьшением импульсного коэффициента. Это происходит еще из-за того, что ширина полосы частот у сигнала RZ больше, чем у сигнала NRZ, при одной и той же битовой скорости.

Вышеприведенные уравнения справедливы при условии, что спектры входного импульса и источника являются гауссовыми. Мы будем предполагать, что они применимы в среднеквадратичном смысле к более общим формам при приемлемой аппроксимации.

## I.7 Общий результат и практические единицы измерения

Итак, уравнения I-16 и I-9 дают общее решение:

$$DL = \frac{\varepsilon c}{\lambda^2 B \sqrt{\left(\frac{B}{\pi f}\right)^2 + \sigma_v^2}}, \quad (\text{I-19})$$

решение для широкого спектра и малой битовой скорости:

$$\lambda^2 B D L \sigma_v \approx \varepsilon c \quad \text{или} \quad B D L \sigma_\lambda \approx \varepsilon, \quad (\text{I-20})$$

а также решение для узкого спектра и высокой битовой скорости:

$$\lambda^2 B^2 D L \approx \pi \varepsilon c f. \quad (\text{I-21})$$

Обычно в спецификациях использована полная ширина  $\Gamma$  на уровне  $-20$  дБ. Гауссова аппроксимация, использованная в Рекомендации МСЭ-Т G.957, дает соотношение со среднеквадратичной шириной:

$$\Gamma \approx 6,0697 \sigma. \quad (\text{I-22})$$

Кроме того, уравнение I-19 превращается в уравнение 9-1 из раздела 9.2.1.1 при  $B$  в Гбит/с,  $D$  в пс/нм·км,  $L$  в км (следовательно  $DL$  в пс/нм),  $\lambda$  в  $\mu\text{м}$  (а не в нм),  $\sigma_v$  в ГГц,  $\sigma_\lambda$  в нм и  $c \approx 299\,792,458$  км/с (как в Рекомендацию МСЭ-Т G.692). Частота и ширина спектра источника из уравнения I-9 связаны с уравнением 9-2.

Для предельного случая широкого спектра и малой битовой скорости уравнения I-20 и I-22 дают уравнение 9-3. Для противоположного предела с узким спектром и высокой битовой скоростью уравнение I-21 превращается в уравнение 9-4.



## БИБЛИОГРАФИЯ

- [1] IEEE Project P1394b, *Draft Standard for a High Performance Serial Bus (Guideline)*, Draft 0.90, 1999.
- [2] T11 FC Project, *Fibre Channel, Physical Interfaces (FC-PI)*, Draft Rev. 8.1, 2000.
- [3] IEEE Std. 802.3-2005, *Specific Requirements – Part 3: Carrier sense multiple access with collision detection (CSMA/CD) access method and physical layer specifications*.
- [4] ISO/IEC 9314-3:1990, *Information processing systems – Fibre Distributed Data Interface (FDDI) – Part 3: Physical Layer Medium Dependent (PMD)*.
- [5] T11.1 Draft High-Performance Parallel Interface – 6400 Mbit/s Optical Specification (HIPPI-6400-OPT), National Committee for Information Technology Standardization (NCTIS), 2000.
- [6] PAUER M., WINZER P.J., LEEB W.R.: Bit error probability reduction in direct detection optical receivers using RZ coding, *J. Lightwave Tech.*, Vol. 19, pp. 1255-1262, 2001.
- [7] BÖCKL M.: Diplomarbeit, *INTHFT*, TU Wien 2002.
- [8] WINZER P.J., et al.: Effect of receiver design on PMD outage for RZ and NRZ, *Proc. OFC'02*, Tu11, pp. 46-48, 2002.
- [9] ZITELLI M., MATERA F., SETTEMBRE M.: Single-channel transmission in dispersion management links in conditions of very strong pulse broadening: application to 40 Gb/s signals on step-index fibers, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 17, pp. 2498-2505, 1999.
- [10] AGRAWAL G.P.: Nonlinear fiber optics, *Academic Press*, San Diego, Cal. 1995.
- [11] IANNONE E., MATERA F., MECOZZI A., SETTEMBRE M.: Nonlinear optical communication networks, *John Wiley & Sons, Inc.*, New York 1998.
- [12] MATERA F., SCHIFFINI A., PIZZINAT A., GUGLIELMUCCI M.: Esperimenti di trasmissione solitonica multicanale a 40 Gb/s: il progetto IST/ATLAS, *Atti Fotonica 2001*, relazione invitata, pp. 67-74.
- [13] SPIRIT D.M., O'MAHONY M.J.: High Capacity Optical Transmission Explained, *John Wiley & Sons Inc.*, 1995.
- [14] TAKAHASHI H., ODA K., TOBA H.: Impact of crosstalk in an arrayed-waveguide multiplexer on  $N \times N$  optical interconnection, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 14, No. 6, pp. 1097-1105, 1996.
- [15] LIU F., RASMUSSEN C.J., PEDERSEN R.J.S.: Experimental verification of a new model describing the influence of incomplete signal extinction ratio on the sensitivity degradation due to multiple interferometric crosstalk, *Photonics Technology Letters*, Vol. 11, No. 1, pp. 137-139, 1999.
- [16] LEGG P.J., TUR M., ANDONOVIC I.: Solution paths to limit interferometric noise induced performance degradation in ASK/Direct detection lightwave networks, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 14, No. 9, pp. 1943-1954, 1996.
- [17] IEC/TR 61282-1 2000, *Fibre optic communication system design guides – Part 1: Single-mode digital and analogue systems*, Annex A: Statistical system design (statistical approach to gain and loss).
- [18] KIKUSHIMA K., HOGARI K.: Statistical dispersion budgeting method for single-mode fiber transmission systems, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 8, No. 1, pp. 11-15 (1990).

- [19] INOUE K., TOBA H.: Fiber four-wave mixing in multi-amplifier systems with non-uniform chromatic dispersion, *J. Lightwave Technol.*, Vol. 13, No. 1, pp. 88-93 (1995).
- [20] IEC SC86C/WG1 ST-20, *Statistical treatment of chromatic dispersion* (submitted by T.A. Hanson), 2000.
- [21] BULOW H.: System outage probability due to first and second order PMD, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 10, No. 5, pp. 696-698, 1998.
- [22] MAKSOUDIAN Y.L.: Probability and Statistics with Applications, *Scranton International Textbook Company*, 1969.
- [23] BENEDETTO S., BIGLIERI E.: Principles of digital transmission with wireless applications, (Chap.3.: Basic results from information theory), *Kluwer Academic Press*, New York 1999.
- [24] MARCUSE D.: Pulse distortion in single-mode fibers. 3: Chirped pulses, *Applied Optics*, Vol. 20, No. 20, pp. 3573-3579, 1981.
- [25] AGRAWAL G.P.: Fiber-Optic Communication Systems, 2nd Edition, *John Wiley & Sons, Inc.*, 1997.
- [26] AGRAWAL G.P., ANTHONY P.J., SHEN T.M.: Dispersion penalty for 1.3- $\mu\text{m}$  lightwave systems with multimode semiconductor lasers, *J. Lightwave Tech.*, Vol. 6, No. 5, pp. 620-625, 1987.



## СЕРИИ РЕКОМЕНДАЦИЙ МСЭ-Т

Серия А	Организация работы МСЭ-Т
Серия D	Общие принципы тарификации
Серия E	Общая эксплуатация сети, телефонная служба, функционирование служб и человеческие факторы
Серия F	Нетелефонные службы электросвязи
<b>Серия G</b>	<b>Системы и среда передачи, цифровые системы и сети</b>
Серия H	Аудиовизуальные и мультимедийные системы
Серия I	Цифровая сеть с интеграцией служб
Серия J	Кабельные сети и передача сигналов телевизионных и звуковых программ и других мультимедийных сигналов
Серия K	Защита от помех
Серия L	Конструкция, прокладка и защита кабелей и других элементов линейно-кабельных сооружений
Серия M	Управление электросвязью, включая СУЭ и техническое обслуживание сетей
Серия N	Техническое обслуживание: международные каналы передачи звуковых и телевизионных программ
Серия O	Требования к измерительной аппаратуре
Серия P	Качество телефонной передачи, телефонные установки, сети местных линий
Серия Q	Коммутация и сигнализация
Серия R	Телеграфная передача
Серия S	Оконечное оборудование для телеграфных служб
Серия T	Оконечное оборудование для телематических служб
Серия U	Телеграфная коммутация
Серия V	Передача данных по телефонной сети
Серия X	Сети передачи данных, взаимосвязь открытых систем и безопасность
Серия Y	Глобальная информационная инфраструктура, аспекты межсетевых протоколов и сети последующих поколений
Серия Z	Языки и общие аспекты программного обеспечения для систем электросвязи