

Ордена Трудового Красного Знамени
федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Московский технический университет связи и информатики»

На правах рукописи

Рабенандрасана Жослен

**ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ НА ОКНО РАБОТОСПОСОБНОСТИ
ХРОМАТИЧЕСКОЙ И ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ МОДОВОЙ ДИСПЕРСИЙ
ПРИ ФАЗОВОЙ САМОМОДУЛЯЦИИ И ФАЗОВОЙ КРОСС-МОДУЛЯЦИИ
ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ
ПЕРЕДАЧИ СО СПЕКТРАЛЬНЫМ УПЛОТНЕНИЕМ**

Специальность 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук,
профессор
Портнов Э. Л.

Москва – 2021

Оглавление

Введение	5
Раздел 1. Исследование факторов, ухудшающих сигналы при распространении по оптическому волокну	14
1.1 Постановка задачи	14
1.2 Исследование линейных эффектов	18
1.2.1 Затухание в одномодовом оптическом волокне	18
1.2.2 Определение хроматической дисперсии в одномодовом оптическом волокне	22
1.2.3 Влияние поляризационной модовой дисперсии на передачу сигналов	25
1.2.4 Поляризационно-зависимые потери	28
1.3 Исследование нелинейных эффектов	29
1.3.1 Общие положения	29
1.3.2 Нелинейные эффекты Керровского типа	31
1.3.2.1 Фазовая самомодуляция	34
1.3.2.2 Внутриканальная фазовая кросс-модуляция	37
1.3.2.3 Внутриканальное четырехволновое смешение	37
1.3.2.4 Фазовая кросс-модуляция	40
1.3.2.5 Четырехволновое смешение	41
1.3.3 Эффекты рассеяния	44
1.3.3.1 Вынужденное рассеяние Рамана	45
1.3.3.2 Вынужденное рассеяние Бриллюэна	48
1.4 Выводы по разделу 1	53
Раздел 2. Влияние на окно работоспособности оптического волокна изменений дисперсионной длины под действием негативных воздействий ..	55

2.1	Постановка задачи	55
2.2	Производительность телекоммуникационных систем передачи	57
2.3	Методика расчета дисперсионной длины под действием хроматической и поляризационной модовой дисперсий с учетом влияния фазовой самомодуляции и кросс-модуляции	59
2.3.1	Учет влияния хроматической и поляризационной модовой дисперсий.....	60
2.3.2	Учет влияния фазовой самомодуляции.....	66
2.3.3	Учет влияния фазовой самомодуляции при наличии начальной частотной модуляции	70
2.3.4	Учет влияния фазовой кросс-модуляции.....	73
2.4	Выводы по разделу 2	79
Раздел 3. Разработка способов улучшения окна работоспособности оптического волокна		81
3.1	Мониторинг оптических характеристик	81
3.2	Компенсация хроматической и поляризационной модовой дисперсий при прямом детектировании	82
3.2.1	Компенсация хроматической дисперсии	83
3.2.2	Компенсация поляризационной модовой дисперсии	86
3.3	Компенсация линейных эффектов для когерентных систем	92
3.3.1	Применение когерентных систем с цифровой обработкой сигналов ...	94
3.3.2	Компенсация хроматической дисперсии с помощью FIR-фильтра во временной области.....	97
3.3.3	Электронная компенсация поляризационной модовой дисперсии.....	99
3.4	Компенсация нелинейных эффектов	102
3.4.1	Выбор оптического волокна с наилучшими характеристиками	102

3.4.2	Применение цифрового обратного распространения.....	106
3.5	Выводы по разделу 3	108
Раздел 4. Применение полученных решений в определении оптического отношения сигнал/шум		110
4.1	Расчет длины регенерационного участка с учетом решения по компенсации хроматической и поляризационной модовой дисперсий	110
4.2	Расчет отношения сигнал/шум с учетом решения по компенсации хроматической и поляризационной модовой дисперсий.....	115
4.3	Расчет отношения сигнал/шум для когерентных систем связи.....	120
4.4	Выводы по разделу 4.....	124
Заключение.....		126
Список сокращений.....		128
Список литературы.....		131
Приложение. Акт об использовании результатов диссертационной работы в учебном процессе МТУСИ		148

Введение

Актуальность научного исследования. Внедрение технологии 5G, внедрение потокового видео сверхвысокой четкости, увеличение спроса на интернет вещей и растущий спрос на мультимедийные приложения требуют совершенствования глобальной коммуникационной инфраструктуры, способной обеспечить достаточную пропускную способность, в частности, повышение скорости передачи по оптическому волокну.

Увеличение скорости передачи при росте количества WDM-каналов приводит к увеличению плотности каналов и снижению расстояния между оптическими каналами. Увеличивается как хроматическая дисперсия, так и поляризационная модовая дисперсия при сильном воздействии нелинейных эффектов, особенно фазовой кросс-модуляции при фазовой самомодуляции, четырехволновом смешивании и других нелинейных эффектах. Такое воздействие препятствует дальнейшему увеличению дальности и скорости передачи по оптическому волокну (ОВ), что в свою очередь приводит к сжатию окна работоспособности волоконно-оптических систем передачи из-за сложности управления ими.

Впервые понятие «окно работоспособности» волоконной оптики было разработано Tkach R.W., Chraplyvy A.R. [96].

Хроматическая дисперсия и поляризационная модовая дисперсия являются ограничивающими факторами при выборе регенерационного (усилительного) участка в оптическом канале со скоростью 40 Гбит/с и выше, тем более при наличии фазовой самомодуляции и кросс-модуляции. Таким образом, при повышении скорости передачи резко уменьшается длина усилительного или регенерационного участков вследствие увеличения эффекта как хроматической, так и поляризационной модовой дисперсии. Нелинейные эффекты могут вмешаться в этот процесс в случае увеличения пороговой мощности, при которой они воздействуют на передачу оптических сигналов при спектральном

мультиплексировании и большой суммарной мощности, вводимой мощности в ОВ.

Рассмотрев и оценив эти явления, можно повысить эффективность оптического волокна при высокоскоростных системах передачи, а, следовательно, улучшить окно работоспособности ОВ.

Широкое применение ОВ на магистральной сети требует оптимальных решений по их выбору, в частности, G-652 и G-655, поэтому в данном диссертационном исследовании будут рассматриваться ОВ типа G-652, G-655 и волокно категории G.654.E ITU-T для поддержки высокоскоростной передачи при передаче больших мощностей.

Согласно исследованиям Зелюткова Е.А. [13] и Григорьяна А.К. [9] главными факторами, влияющими на широкое использование в волоконно-оптических системах передачи со спектральным уплотнением при высокоскоростных передачах, являются:

- затухание;
- хроматическая дисперсия;
- поляризационная модовая дисперсия;
- нелинейные эффекты, в частности, нелинейные эффекты Керровского типа.

При переходе со скорости передачи 10 Гбит/с на скорость передачи 40 Гбит/с требование к отношению сигнал/шум (OSNR) увеличивается на 6 дБ, влияние поляризационной модовой дисперсии в 4 раза, а влияние хроматической дисперсии в 16 раз; увеличивается влияние нелинейных эффектов, таких как фазовая самомодуляция и кросс-модуляция [23]. Для обеспечения перехода системы со скорости передачи 100 Гбит/с на скорость передачи 200 Гбит/с требуется дополнительное значение OSNR на 8-10 дБ [151].

При определении значения отношения сигнал/шум в электрическом и оптическом канале необходимо учитывать [9, 13]:

- потери по дисперсиям (хроматическая и поляризационная модовая дисперсии);

- наличие нелинейных эффектов;
- длину усилительного (регенерационного) участка;
- формат модуляции;
- выбор числа каналов и расстояния между ними в зависимости от скорости и систем передачи при DWDM (плотные WDM).

Степень разработанности научной проблемы. Исследование нелинейных эффектов в системах оптической связи появилось на основе теории нелинейной оптики, применяемой в волоконно-оптических системах передачи. Вопросы исследования в области нелинейной волоконной оптики рассматриваются в работах российских и зарубежных ученых: Портнова Э.Л. [23 – 25, 27 – 32, 34 – 36, 40, 115], Андреева В.А., Бурдина В.А., Бурдина А.В., Леонова А.В. [17, 18], Воронина В. Г.[6], Нания О.Е. [6, 11, 15, 17, 18], Трещикова В.Н. [11, 15, 18, 46], Фокина В.Г. [47], Ахманова С.А. [2, 3], Agrawal G.P.[1, 53 – 58], Kaminow I.P. [87 – 92], Willner A. [90 – 92, 96, 141], Kumar S. [51, 97], Killey R.I. [61, 101, 126], Chomysz B.[68], Cvijetic M. [70], Djordjevic I. D. [70, 71], Lin Q., Ferreira M.S.F. [76, 77], Essiambre R.J. [74], Bayvel P.[61, 101, 126, 127], Liga G. [61], Tkach R.W. За последние 15 лет было опубликовано более 500 исследований по хроматической и поляризационной модовой дисперсиям и нелинейности.

Физические процессы, протекающие при распространении сигналов по оптическому волокну, рассматривались в работах Грауэра Дж., Agrawal G.P. [1, 53-58], Kaminow I.P. [87 – 92], Girard A. [80], Иванова А.Б. [14], Убайдуллаева Р. Р., Листивина В. Н. и др.

В работах Зелюткова Е.А. [13], Широкова М.А., Чернова В.О. было исследовано влияние хроматической дисперсии (CD) на искажение сигнала вследствие фазовой самомодуляции (SPM).

Результаты исследований совместного влияния поляризационной модовой дисперсии (PMD) и фазовой кросс-модуляции (XPM) на искажение сигнала было приведено в работах Р. Хосровани, Кутлюярова Р. В., Menyuk C. R. [106], Q. Lin.

В работах Kaminow I. P. [91], Willner A. E. [91], Zhongqi P., Changyuan Y., Peterson M. N., S. Faruk, Meflah L., Dong Z., Khan F. N., Yu Y., Mateo R. V. и других исследователей были описаны способы улучшения окна работоспособности на основе методов мониторинга оптических характеристик (OPM – Optical Performance Monitoring) на физическом уровне. Эти методы дают возможность управлять оптическими искажениями.

В работах Фримана Р. [48], Портнова Э.Л., Иванова А.Б. [14], Зелюткова Е.А.[13], Грегорьяна А.К. [8, 9], Чернова В.О. разработан ряд методик для определения регенерационных (усилительных) участков и оптического отношения сигнал/шум. Однако не уточнены следующие решения при высокоскоростных WDM-системах передачи:

- оценки, связанные с совместным влиянием CD, PMD при сильном воздействии SPM и XPM и методы их компенсации;
- решения по определению дисперсионной длины и длины регенерационного (усилительного) участка с учетом этих эффектов;
- решения, связанные с определением отношения сигнал/шум при наличии нелинейных эффектов, таких как SPM, XPM.

Известно, что в ряде исследований нелинейные эффекты в ОВ достаточно хорошо проанализированы и изучены, однако при построении многоволновых систем передачи необходимо учитывать ряд механизмов возникновения нелинейных эффектов во взаимосвязи с форматами оптического сигнала, CD и PMD, что является одним из перспективных направлений исследования [55].

Таким образом, при современном проектировании высокоскоростной передачи по ОВ необходимо рассматривать совместное воздействие CD и PMD при фазовой самомодуляции и кросс-модуляции на ухудшение оптического сигнала и выработать оптимальные решения улучшения окна работоспособности с учётом влияния линейных и нелинейных эффектов при большом числе WDM-каналов.

Объектом исследования является высокоскоростная WDM-система передачи при плотном канальном трафике, прямом и когерентном детектировании.

Предметом исследования является оценка влияния линейных и нелинейных эффектов, возникающих при распространении сигнала по оптическому волокну и приводящих к сжатию окна работоспособности. В качестве среды передачи используются оптические волокна G.652, G.655 и волокно TXFTM Corning G.654.E.

Цель и задача научного исследования. Целью данного научного исследования является уменьшение влияния хроматической и поляризационной модовой дисперсий при сильном воздействии фазовой самомодуляции и кросс-модуляции.

Для достижения поставленной цели в диссертационном исследовании решается **научная задача** разработки новых подходов оценки совместного влияния CD, PMD при сильном воздействии SPM и XPM, позволяющих найти эффективное, оптимальное решение улучшения характеристик оптического волокна и систем передачи.

Для выполнения научной задачи и достижения поставленной цели диссертационного исследования в работе выдвинуты и решены следующие **частные научные задачи**:

1. Определение внутриканальных и межканальных нелинейных эффектов.
2. Уточнение влияния на окно работоспособности одномодовых оптических волокон в WDM-системах дисперсионной длины с учетом увеличения числа каналов, скорости передачи, методов модуляции, CD, PMD, нелинейных воздействий, изменения мощности и значения отношения сигнал/шум.
3. Разработка метода расчёта влияния CD и PMD при воздействии SPM и XPM на дисперсионную длину.
4. Выбор оптического волокна для уменьшения воздействия SPM и XPM;

5. Разработка метода решения по компенсации CD и PMD при наличии SPM и XPM, принятая для оптического выбранного волокна, которая уменьшает их влияния.
6. Разработка оптимального решения с учетом влияния CD и PMD при наличии нелинейных эффектов при большом числе WDM каналов и современных форматах модуляции по выбранному оптическому волокну.

Новизна исследования заключается в следующем:

1. Получена новая аналитическая методика оценки изменения окна работоспособности, отличающаяся от других существующих исследований, учитывающая совместное воздействие хроматической и поляризационной модовой дисперсий при сильном воздействии фазовой самомодуляции и фазовой кросс-модуляции при плотном канальном трафике.
2. Впервые получена новая методика определения дисперсионной длины и потерь мощности под действием CD и PMD с учетом фазовой самомодуляции и фазовой кросс-модуляции, позволяющая оценить изменения окна работоспособности на основе потерь мощности.
3. Получены решения, связанные с компенсацией линейных и нелинейных эффектов, которые дают возможность эффективно стабилизировать изменения окна работоспособности благодаря уменьшению потерь мощности при высокоскоростных WDM-системах передачи с ростом скорости передачи.
4. Получены решения, связанные с определением отношения сигнал/шум и регенерационного (усилительного) участка с учетом полученных методик по компенсации линейных и нелинейных эффектов, отличающиеся от методики ITU-T G.692, позволяющие точно определить коэффициент бытовых ошибок.

Теоретическая и практическая значимость.

Теоретическая значимость работы заключается в исследовании особенности влияния хроматической дисперсии и поляризационной модовой дисперсии на

передачу сигналов и на качество передачи при наличии фазовой самомодуляции и кросс-модуляции, которые также угрожают закрытию окна работоспособности волоконно-оптических систем передачи при увеличении скорости передачи.

Практическая значимость заключается в следующем:

1. Получены решения, связанные с оценкой влияния фазовой самомодуляции и фазовой кросс-модуляции в ухудшении сигнала по оптическому волокну при воздействии с линейными эффектами, такими как хроматическая дисперсия и поляризационная модовая дисперсия, определением отношения сигнала/шум и коэффициента битовых ошибок (BER) могут быть использованы при эксплуатации и проектировании наземных высокоскоростных WDM-систем передачи.
2. Доказана возможность получения дополнительного выигрыша 2-3 дБ по величине отношения сигнал/шум при применении волокна TXFTM Corning по сравнению волокном SMF-28 ULL, и еще большего выигрыша по сравнению с другими одномодовыми волокнами, такими как G.652 и G.655.
3. Основные полученные результаты исследований внедрены в учебный процесс МТУСИ на кафедре «Направляющие телекоммуникационные среды» в курс лекций по дисциплинам «Волоконная оптика в телекоммуникациях» и «Проектирование, строительство и эксплуатация ВОЛС». Практическое применение результатов диссертационного исследования подтверждено соответствующим актом о внедрении (Приложение).

Методология и методы исследования. При проведении научного исследования были использованы методы теорий оптических волноводов, нелинейной оптики, теории линий передачи, теории цифровой обработки сигналов, теории дифференциального и интегрального исчисления и численного моделирования.

Основные положения, выносимые на защиту.

1. Разработанная методика определения дисперсионной длины под действием хроматической и поляризационной модовой дисперсий с учетом фазовой самомодуляции и фазовой кросс-модуляции, а также систем передачи позволяет оценить изменение окна работоспособности на основе потерь мощности при повышении скорости передачи.
2. Разработанные решения, связанные с улучшением характеристик ОВ и систем передачи дают возможность эффективно стабилизировать изменение окна работоспособности с учетом влияния хроматической и поляризационной модовой дисперсий при наличии SPM и XPM для наземных высокоскоростных WDM-систем передачи при прямом и когерентном детектировании. Компенсация CD и PMD позволяют уменьшить потери мощности в 10 раз.
3. Проведенное сравнение различных одномодовых оптических волокон, учитывающее передаточные характеристики ОВ и системы передачи, позволяет сделать правильный выбор типа оптического волокна с учетом нелинейных эффектов. Выбор волокна TXFTM Corning позволяет получить выигрыш 2-3 дБ по отношению сигнал/шум по сравнению с волокном SMF-28 ULL и еще больший по сравнению с другими волокнами, такими как G.652 и G.655.
4. Разработанные решения, связанные с определением отношения оптического отношения сигнал/шум с учетом компенсации хроматической и поляризационной модовой дисперсий и нелинейных эффектов в оптическом канале позволяют точно определить коэффициент битовых ошибок при высокоскоростных передачах для одномодовых оптических волокон.

Личный вклад. Все результаты, сформированные в основных положениях, выносимых на защиту, получены автором самостоятельно. Из работ, опубликованных в соавторстве, в диссертацию включена та их часть, которая получена соискателем лично.

Апробация результатов. Основные результаты диссертационного исследования и отдельные его главы докладывались, обсуждались и были одобрены на следующих международных конференциях и форумах:

- Международная научно-техническая конференция «Телекоммуникационные и вычислительные системы – 2017 г., 2019 г.» (МФИ-2017 и МФИ-2019), Москва, 2017 г., 2019 г.;
- XIII Международная отраслевая научно-техническая конференция «Технологии информационного общества – 2019», Москва, 2019 г.;
- XIV Международная отраслевая научно-техническая конференция «Технологии информационного общества – 2020», Москва, 2020 г.;
- Международная научно-техническая конференция «Systems of signals generating and processing in the field of on board communications – 2020», Москва, 2020 г.

Публикация. Результаты диссертационного исследования опубликованы в ведущих рецензируемых научно-технических журналах, входящих в Перечень Высшей аттестационной комиссии при Минобрнауки РФ (4 работы), а также в материалах международных научно-технических конференций и форумов (7 работ), в том числе в издании, индексируемом в международной базе SCOPUS (2 работы). Всего опубликовано 11 работ.

Структура и объём работы. Диссертация состоит из введения, четырёх глав, заключения, списка сокращений, списка литературы и приложения. Объем диссертации составляет 148 страниц. Материал диссертационного исследования иллюстрируется 46 рисунками и 26 таблицами. Список литературы содержит 152 наименования.

Раздел 1. Исследование факторов, ухудшающих сигналы при распространении по оптическому волокну

1.1 Постановка задачи

В последние годы наблюдался взрывной рост емкости передачи данных, предлагаемых волоконно-оптической системой передачи, и особенно в волоконно-оптических системах передачи со спектральным уплотнением (WDM-wavelength division multiplexing) из-за роста потребностей в телекоммуникационных и мультисервисных услугах [40]. Данная потребность будет расти. При этом необходимо увеличить пропускную способность канала за счет повышения скорости передачи. Увеличение скорости передачи по оптическому волокну стало возможным благодаря появлению технологии DWDM. Техническая реализация DWDM была достигнута благодаря появлению волокна с низкими потерями, широкополосного оптического усилителя (EDFA – Erbium-doped fiber amplifier) или Рамановского усилителя, новых форматов модуляции, поляризационного мультиплексирования, когерентного детектирования и технологии цифровой обработки сигналов. Следовательно, в последние десятилетия стало возможным передавать около 100 каналов в одном волокне, что обеспечивает пропускную систему, превышающую 35 Тбит/с на волокне. Очень важным аспектом волоконно-оптических сетей связи является то, что одно волокно может одновременно передавать несколько сигналов с разными длинами волн, которые представляют отдельные каналы. В общем, наиболее часто используемые длины волн составляют 1300-1600 нм, которые обладают свойством наименьшего затухания.

Технология WDM позволяет повысить пропускную способность WDM-систем. Это можно сделать двумя способами: уменьшить расстояние между соседними каналами и увеличить канальную скорость. Второй способ является экономически перспективным по сравнению с первым, так как повышение

канальной скорости приводит к уменьшению стоимости единицы передаваемой информации [21]. Согласно оценке, если увеличить канальную скорость в четыре раза, то стоимость единицы передаваемой информации уменьшается примерно в 2,5 раза. Структура WDM представлена на рисунке 1.1 [119]. В WDM свет, излучаемый несколькими (M) лазерными источниками на разных длинах волн (λ_M), модулируется независимо и одновременно распространяется по одному и тому же волокну. Поэтому имеем M независимые передатчики (TX), которые можно назвать каналами. Сигналы, поступающие от каждого передатчика, объединяются с помощью мультиплексора (MUX) перед передачей. Линия передачи (канала передачи) состоит из N_{span} пролетов, разделенных оптическим усилителям, которые компенсируют потери пролета. После распространения на приемной части каналы M разделяются демультиплексором (DEMUX) прежде, чем их детектируют когерентные или некогерентные приемники (RX). Однако, несмотря на отмеченные преимущества, увеличение скорости передачи сопровождается увеличением ухудшений оптических сигналов, в частности, искажениями, вызываемыми хроматической и поляризационной модовой дисперсиями, тем более при совместном воздействии с нелинейными эффектами, такими как нелинейные эффекты керровского типа.

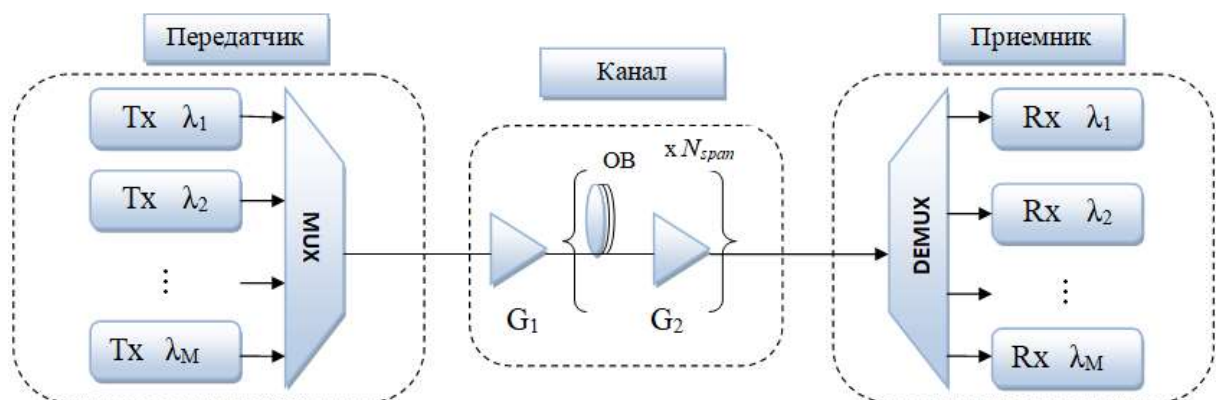


Рисунок 1.1 – Структура WDM

Увеличение скорости передачи по ОВ приводит не только к увеличению количества каналов в DWDM-системах, но и к увеличению суммарной мощности передачи. Например, если нелинейный порог для полной запущенной мощности в напряжении составляет 17 дБм (50 мВт), то для 64-канальной линии DWDM

ограничение мощности на длину волны составляет 1,0 дБм (0,78 мВт). Последствия нелинейных эффектов для уровней сигнала этой величины включают усиление или потери мощности на разных длинах волн, преобразование длины волны и перекрестные помехи между каналами длины волны. В некоторых случаях нелинейные эффекты могут ухудшить производительность WDM-системы, в то же время как в других ситуациях они могут вносить положительный вклад [94]. При этом нелинейные эффекты оказывают значительное влияние. Нелинейности возникают из-за незначительного изменения показателя преломления стекла при воздействии света, вызывая изменение оптических импульсов. Чтобы понять нелинейные эффекты, необходимо рассматривать причину происхождения таких эффектов с теоретической точки зрения.

Распространение оптических сигналов по одномодовому оптическому волокну (ОВ) имеет ряд ограничений. Диаграмма различных типов искажений оптического волокна изображена на рисунке 1.2. Помимо линейных искажений, которые включают хроматическую дисперсию (CD), поляризационную модовую дисперсию (PMD), поляризационно-зависимые потери (PDL) и потери при передаче по волокну (затухание), нелинейные эффекты становятся серьезным ограничением производительности при высокоскоростной передаче WDM [51].

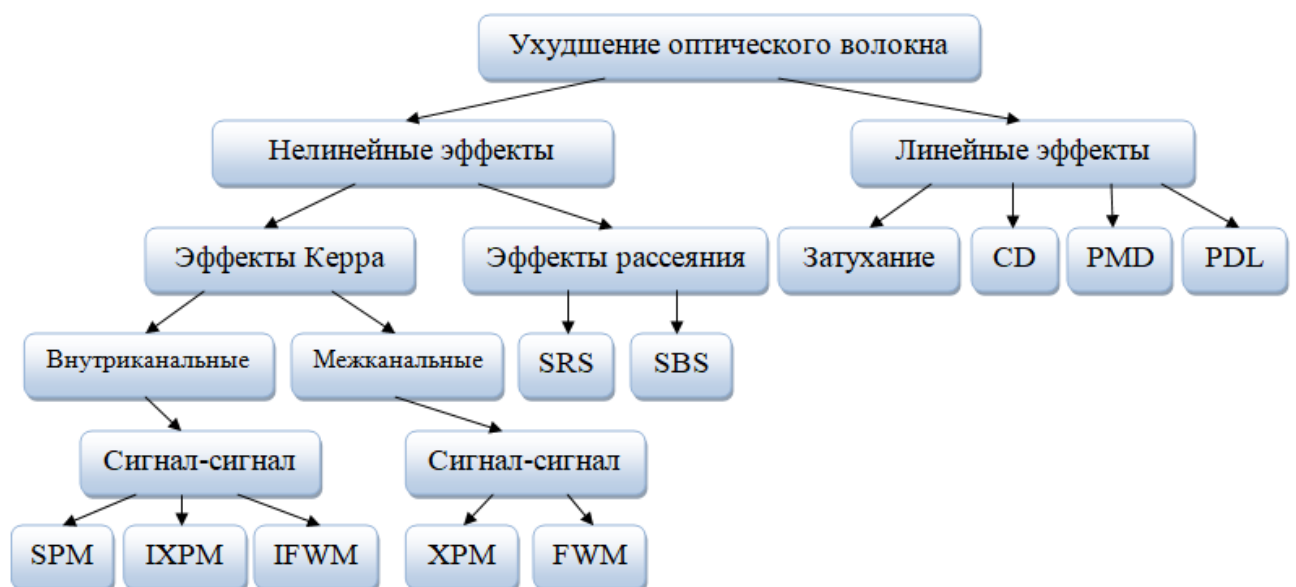


Рисунок 1.2 – Ухудшение оптического волокна

Сложность для оптических линий связи состоит в том, что распространение сигнала в волокне обычно моделируется нелинейным дифференциальным уравнением в частных производных, нелинейным уравнением Шредингера, где затухание, дисперсия волокна, нелинейности и шум усилителя искажают сигнал [6, 150]:

$$\frac{\partial E(z,t)}{\partial z} = i \underbrace{\frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E(z,t)}{\partial t^2}}_{\text{Дисперсия}} - \underbrace{\frac{\alpha}{2} E(z,t)}_{\text{Затухание}} - \underbrace{i\gamma |E(z,t)|^2 E(z,t)}_{\text{Нелинейность}}, \quad (1.1)$$

где E – амплитуда поля, β_2 – дисперсия групповых скоростей (GVD – Group velocity dispersion), α – коэффициент затухания, z и t – направление и время распространения, соответственно и γ – нелинейный коэффициент, определяющийся следующим выражением [13]:

$$\gamma = \frac{n_2 \omega_0}{c A_{eff}} = \frac{2n_2 \pi}{\lambda_0 A_{eff}}; \frac{1}{\text{Вм} \cdot \text{км}}, \quad (1.2)$$

где ω_0 и λ_0 – рассматриваемая частота и длина волны, A_{eff} – эффективная площадь моды, мкм^2 . Из соотношения (1.2) можно увидеть, что нелинейный коэффициент зависит от нелинейного коэффициента преломления n_2 и интенсивности, которой может быть представлена обратно пропорционально эффективной площади A_{eff} , определяющейся следующим образом:

$$A_{eff}(\omega) = \frac{\int \int_{-\infty}^{\infty} \left(|\tilde{F}(x, y, \omega)|^2 dx dy \right)^2}{\int \int_{-\infty}^{\infty} |\tilde{F}(x, y, \omega)|^4 dx dy}, \quad (1.3)$$

где $\tilde{F}(x, y, \omega)$ – модовое распределение поля, $A_{eff}(\omega) = \pi \omega^2$ для гауссовской моды. Для одномодового волокна, значение A_{eff} находится в диапазоне 20-150 мкм^2 , в зависимости от типа волокна.

Еще более эффективным является уравнение Манакова при распространении оптических сигналов с учетом обеих поляризаций:

$$\begin{cases} \frac{\partial E_x(z,t)}{\partial z} = i \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E_x(z,t)}{\partial t^2} - \frac{\alpha}{2} E_x(z,t) - i\gamma \frac{8}{9} \left[|E_x(z,t)|^2 - |E_y(z,t)|^2 \right] E_x(z,t) \\ \frac{\partial E_y(z,t)}{\partial z} = i \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E_y(z,t)}{\partial t^2} - \frac{\alpha}{2} E_y(z,t) - i\gamma \frac{8}{9} \left[|E_x(z,t)|^2 - |E_y(z,t)|^2 \right] E_y(z,t) \end{cases} \quad (1.4)$$

Таким образом, в одномодовом оптическом волокне на ухудшение сигнала оказывают влияние хроматическая дисперсия, поляризационная модовая дисперсия, нелинейные эффекты и затухание, которые в свою очередь приводят к изменению окна работоспособности оптического волокна.

1.2 Исследование линейных эффектов

1.2.1 Затухание в одномодовом оптическом волокне

Как уже отмечено, волокно характеризуется тремя важнейшими параметрами: затуханием, дисперсией и нелинейными эффектами. При этом на передачу сигнала по оптическому волокну отрицательное воздействие оказывают различные факторы [31]. Затухание является важным параметром для передачи высокоскоростных данных на большие расстояния. Кроме того, затухание влияет на оптическое отношение сигнал/шум (OSNR) системы передачи [141], т.е. на окно работоспособности передачи.

Затухание (потери оптических волокон) является одним из наиболее важных факторов, обеспечивающих их широкое распространение в телекоммуникациях. Поскольку ослабление канала в значительной степени определяет максимальное расстояние передачи до восстановления сигнала [86]. Затухание является ограничивающим фактором на целостности окна работоспособности волоконно-оптической линии передачи.

Мощность оптического сигнала уменьшается из-за затухания ОВ. При этом оптическая мощность P ослабляется в соответствии с простым дифференциальным уравнением, заданным выражением [10, 53, 71, 98, 124]:

$$\frac{dP}{dz} = -\alpha P, \quad (1.5)$$

где α – коэффициент затухания ОВ.

Предположим, что оптические сигналы со средней оптической силой P_{in} поступают на вход волокна длины z , а P_{out} – выходная оптическая мощность; тогда P_{in} и P_{out} связаны с коэффициентом затухания волокна α с длиной z следующим образом (Закон Бугера-Ламберта-Бера) [135]:

$$P_{out} = P_{in} \cdot e^{(-\alpha z)}. \quad (1.6)$$

Обычно выражают α в дБ/км, используя соотношение (1.7):

$$\alpha_{дБ/км} = -\frac{10}{L} \log_{10} \frac{P_{out}}{P_{in}} = 4,343\alpha. \quad (1.7)$$

В оптических волокнах коэффициент ослабления зависит от длины волны сигнала, и основными физическими процессами, ответственными за него, являются рэлеевское рассеяние и инфракрасное поглощение. К рэлеевскому рассеянию и линейному рассеянию добавляется нелинейное рассеяние за счет бриллюэновского рассеяния, а также акустических фононов, рамановского рассеяния за счет оптических фононов [33]. Коэффициент затухания ОВ обуславливается собственными потерями волокна и выражается в виде [110]:

$$\alpha = \alpha_R + \alpha_{IR} = \frac{A}{\lambda^4} + B \exp(C\lambda), \quad (1.8)$$

где α_R и α_{IR} – вклады рэлеевского рассеяния и инфракрасного поглощения соответственно; A , B и C – константы, зависящие от типа ОВ. Для одномодовых ОВ $A = 8,5 \times 10^{-25}$, $B = 4,6 \times 10^{-14}$ и $C = 1,72 \times 10^7$ [79]. На рисунке 1.3 показана зависимость коэффициента затухания от длины волны.

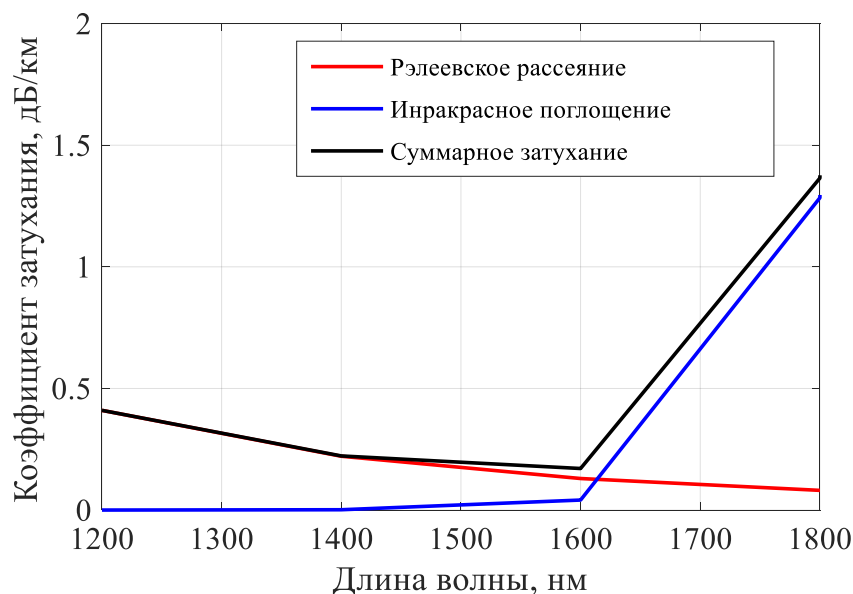


Рисунок 1.3 – Зависимость коэффициента затухания от длины волны

В соответствии с рекомендациями ИТУ-Т (международный союз электросвязи по телекоммуникации) проведено уточнение или расширение числа окон прозрачности по применяемым диапазонам для одномодовых оптических волокон в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – Диапазоны волн использования одномодовых ОВ [121]

Обозначений ИТУ-Т	Диапазон, нм	Название	Ширина полосы в ТГц
О	1260-1360	Основной	17,5
Е	1360-1460	Расширенный	15,1
С	1460-1530	Коротковолновый	9,4
С	1530-1565	Стандартный	4,4
L	1565-1625	Длинноволновый	7,1
U	1625-1675	Сверхдлинноволновый	5,5
Итого:			59,0

На сегодняшний день самый низкий зарегистрированный коэффициент ослабления составляет 0,1419 дБ/км при 1560 нм [133]. Снижение коэффициента затухания является критическим для дальних и подводных систем, оно позволяет

увеличить расстояние между усилительными участками или снизить требования к выходной мощности оптических усилителей. Это стало возможным благодаря появлению ОВ со сверхнизким затуханием и увеличенной эффективной площадью. На рисунке 1.4 представлена эволюция потерь оптического волокна.

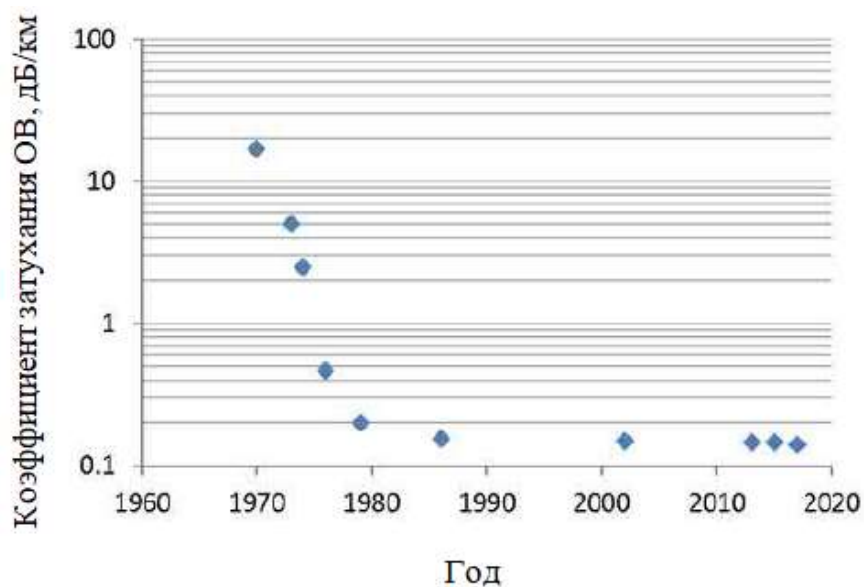


Рисунок 1.4 – Эволюция потерь оптического волокна [141]

Затухание ОВ является фундаментальным ограничивающим фактором, так как оно уменьшает мощность сигнала, распространяющуюся по оптическому волокну. Для преодоления затухания при передаче по оптическому волокну используются оптические усилители, как показано на рисунке 1.5. Это оптические устройства, способные усиливать амплитуду оптического сигнала.



Рисунок 1.5 – Иллюстрация участка волокна с оптическим усилителем

Процесс усиления, однако, генерирует усиленное спонтанное излучение (ASE), которое соответствует некогерентному усиленному свету, генерируемому процессом самопроизвольного излучения, и добавляется к оптическому сигналу в

качестве шума NF во время усиления. Таким образом, можно отметить, что отношение оптического сигнала к шуму усиленного сигнала ухудшается относительно OSNR входного сигнала и определяется следующим соотношением [74]:

$$OSNR = \frac{P_{sig}}{2B_{ref} N_{ASE}}, \quad (1.9)$$

где P_{sig} – средняя мощность для обеих поляризаций в случае поляризационного мультиплексирования, B_{ref} – эталонная оптическая полоса пропускания, равной 0,1 нм (12,5 ГГц) на длине 1550 нм; N_{ASE} – спектральная плотность мощности ASE в каждой поляризации.

Значение коэффициента шума усилителя вычисляется формулой:

$$NF = \frac{OSNR_{in}}{OSNR_{out}}, \quad (1.10)$$

где $OSNR_{in}$ и $OSNR_{out}$ – оптическое отношение сигнала/шум на входе и выходе усилителя. Типичное значение коэффициента шума усилителя NF для EDFA усилителя находится в пределах от 4 до 6 дБ, а при применении Рамановского усилителя такие величины могут достигать заметно более низких значений.

1.2.2 Определение хроматической дисперсии в одномодовом оптическом волокне

Хроматическая дисперсия – явление уширения импульсов, которое вызвано взаимодействием материальной и волноводной составляющих импульса, если волновую дисперсию можно контролировать с помощью тщательного проектирования. Однако материальная дисперсия обусловлена зависимостью показателя преломления волокна от длины волны. Уширение импульсов из-за влияния CD ограничивает общую пропускную способность и дальность передачи в одномодовых оптических волокнах [70].

Для оценки величины хроматической дисперсии используется понятие групповой скорости распространения оптического сигнала [47]:

$$v_{gp} = \frac{c}{n - \lambda \frac{dn}{d\lambda}}, \quad (1.11)$$

где c – скорость света, n – показатель преломления сердцевины волокна, λ – длина волны, дифференциал указывает за зависимость показатель преломления от длины волны.

Чтобы понять эффекты CD в световоде, применяется математическое описание при разложении в ряд Тейлора постоянной распространения моды β вблизи несущей частоты ω_0 [40, 99, 135, 137]:

$$\beta(\omega) = n(\omega) \frac{\omega}{c} = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6} \beta_3(\omega - \omega_0)^3 + \dots, \quad (1.12)$$

где β_1 определяет групповую скорость огибающего импульса; β_2 определяет уширение импульса; β_3 определяет уширение импульса при $\beta_2 = 0$;

$$\beta_m = \left[\frac{d^m \beta}{d\omega^m} \right]_{\omega=\omega_0}, \quad m = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (1.13)$$

Огибающий импульс движется с групповой скоростью. С показателем преломления и его производными параметры β_1 , β_2 и β_3 связаны выражениями:

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta_1 = \frac{1}{c} \left(n + \frac{dn}{d\omega} \right) = \frac{n_{gp}}{c} = \frac{1}{v_{gp}}; \\ \beta_2 = \frac{1}{c} \left(2 \frac{dn}{d\omega} + \omega \frac{d^2 n}{d\omega^2} \right) \approx \frac{\omega}{c} \frac{d^2 n}{d\omega^2} \approx \frac{\lambda^3}{2\pi c^2} \frac{d^2 n}{d\lambda^2}, \\ \beta_3 = \frac{S}{\left(-\frac{2\pi c}{d\lambda^2} \right)^2} \end{array} \right. \quad (1.14)$$

где n_{gp} – групповой показатель преломления и $S = \frac{dD}{d\lambda} = \left(\frac{2\pi c}{\lambda^2} \right)^2 \beta_3 + \frac{4\pi c}{\lambda^3} \beta_2$ – наклон дисперсионной характеристики.

Следующее соотношение устанавливает связь между коэффициентом хроматической дисперсии D и β_2 :

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2. \quad (1.15)$$

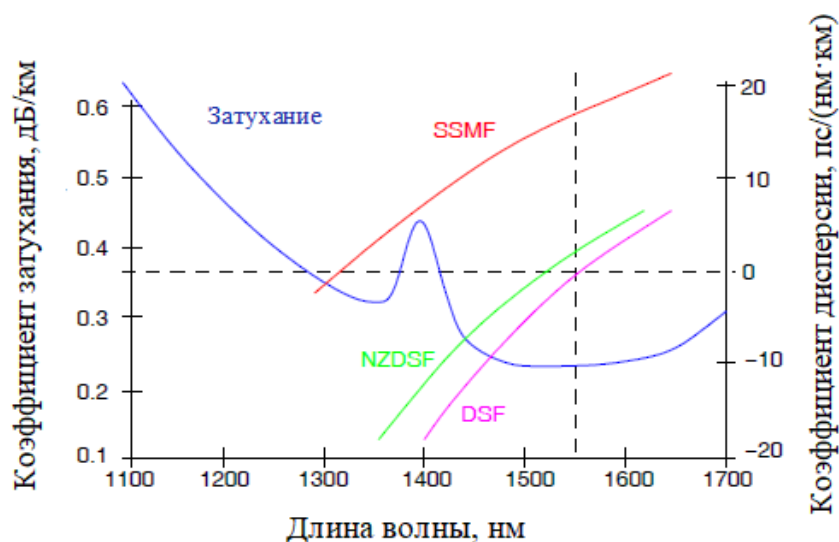


Рисунок 1.6 – Коэффициент затухания и хроматической дисперсии для стандартных одномодовых оптических волокон

Согласно существующим рекомендациям требования по хроматической дисперсии исходят из двух положений [3, 13]:

1. Уширение импульса должно быть не больше $\Delta\tau \leq \frac{0,25}{B}$, пс (B – скорость передачи, бит/с). С учетом PMD уширение импульса может быть принято $\frac{0,3}{B}$ пс.
2. При этом необходимо, чтобы ухудшение передачи для формата модуляции NRZ было не больше 1 дБ по мощности. Это положение составляет запас по поляризационной модовой дисперсии $\Delta\tau \leq \frac{0,25}{B}$, пс.

Некомпенсированная CD приводит к уширению импульса, вызывая межсимвольные интерференции (ISI). В системах дальней связи используется компенсирующее волокно (DCF) для оптической компенсации CD. Однако неточное согласование между β_2 волокнами передачи и DCF диктует необходимость компенсации остаточной дисперсии при высокоскоростных передачах битов, обычно 40 Гбит/с и выше.

Согласно Фриману и Жирару [48, 80], хроматическая дисперсия более чувствительна:

- к увеличению количества и длины пролётов;
- к увеличению скорости передачи.

В WDM-системах на хроматическую дисперсию влияет:

- уменьшение расстояния (шага) между оптическими каналами;
- увеличение числа каналов.

Влияния хроматической дисперсии снижается с уменьшением абсолютного значения хроматической дисперсии в оптическом волокне и применением компенсации дисперсии. Однако управление хроматической дисперсией особенно критично в WDM-системах.

1.2.3 Влияние поляризационной модовой дисперсии на передачу сигналов

В волоконно-оптических системах передачи на дальние расстояния поляризационная модовая дисперсия является ограничивающим фактором производительности системы [105, 106, 140]. В общем случае влияние PMD необходимо учитывать при скоростях выше 10 Гбит/с и расстояниях больше 60 км для стандартных одномодовых ОВ [29]. Известно, что PMD проявляется в ОВ по двум причинам, как показано на рисунке 1.7 [9]:

- внутренние причины: изменение в геометрии ОВ;
- внешние причины: сжатие, изгиб, скрутка ОВ.

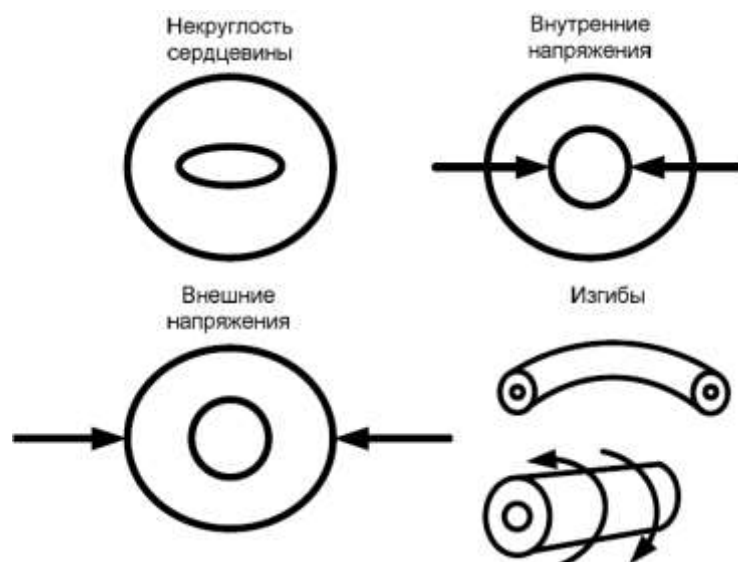


Рисунок 1.7 – Причины PMD [9]

При идеальных условиях совершенной цилиндрической геометрии ОВ и изотропии вещества та мода, которая возбуждена с поляризацией в направлении x , не будет поддерживать ортогональную y -поляризованную моду (рисунок 1.8). Однако в реальных условиях малые отклонения от цилиндрической геометрии и малые флуктуации в анизотропии вещества приводят к смешиванию двух поляризационных состояний (постоянные распространения $\beta_x \neq \beta_y$, то есть показатель преломления $n_x \neq n_y$).

Учитывая технологию изготовления ОВ, когда в сердцевину ОВ вносят примеси GeO_2 , даже при идеальной геометрии $n_x \neq n_y$. Это свойство называется двулучепреломлением B_m и определяется как

$$B_m = \frac{\Delta\beta}{k_0} = \left| \frac{\beta_x - \beta_y}{k_0} \right| = |n_x - n_y|, \quad (1.16)$$

где n_x и n_y – эффективные показатели мод в двух ортогональных состояниях. При уменьшении B можно ослабить влияния поляризационной модовой дисперсии.

Дифференциальная фазовая скорость ограничивает полосу пропускания ОВ из-за уширения импульса и описывается групповым временем задержки на единицу длины:

$$\frac{\Delta\tau}{l_k} = \frac{d}{d\omega}(\beta_x - \beta_y) = \frac{\Delta n_n}{c} - \frac{\omega}{c} \frac{d\Delta n_n}{d\omega}, \quad (1.17)$$

где $\frac{\Delta\tau}{l_k}$ – мера поляризационной модовой дисперсии ОВ.

Дифференциальная групповая задержка DGD (рисунок 1.8) описывается:

$$\Delta\tau_{PMD} = D_{PMD} \cdot \sqrt{z}. \quad (1.18)$$

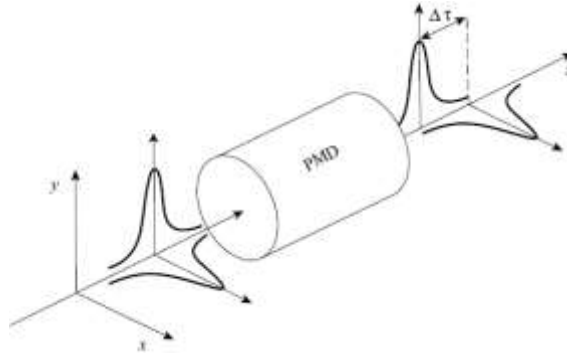


Рисунок 1.8 – Эффект расщепления импульсов из-за эффекта дифференциальной групповой задержки (DGD)

Роль поляризационных эффектов в телекоммуникационных системах может быть вредной, поскольку она может вызвать расширение импульсов и ограничит производительность системы. Во многих устройствах, где требуется линейное состояние поляризации, двулучепреломление волокна может изменять состояние поляризации на выходе волокна. Необходимо детальное понимание эволюции поляризации в двулучепреломляющих волокнах. Матричные формализма Джонса могут быть использованы для описания различных эффектов в эволюции поляризации [66, 90, 100].

В локальной системе координат и представлении линейной поляризации эволюция амплитуд, связанных с каждым электрическим полем, может быть описана следующим образом:

$$\begin{pmatrix} \frac{dE_x(z)}{dz} \\ \frac{dE_y(z)}{dz} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i \frac{\text{Re}(\Delta\beta)}{2} & \alpha(z) + i \frac{\text{Im}(\Delta\beta)}{2} \\ -\alpha(z) + i \frac{\text{Im}(\Delta\beta)}{2} & -i \frac{\text{Re}(\Delta\beta)}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_x(z) \\ E_y(z) \end{pmatrix}, \quad (1.19)$$

где $\Delta\beta$ – наложенное двулучепреломление с учетом оригинала (или внутреннее) и $\alpha(z)$ – скорость изменения исходной оси двулучепреломления над положением.

Спектральная зависимость PMD вектора может быть представлена в форме ряда Тейлора [9]:

$$\tau(\omega, z) = \tau(\omega_0, z) + (\omega - \omega_0) \cdot \tau_1(\omega_0, z) + \frac{1}{2}(\omega - \omega_0)^2 \cdot \tau_2(\omega_0, z) + \dots \quad (1.20)$$

где τ показывает изменение относительно частоты, а $\tau(\omega_0, z)$ представляет PMD первого порядка. Ряд Тейлора по CD и PMD показывают аналогию и отличия между PMD и CD [9].

Штраф по мощности из-за влияния PMD можно оценить как [56]

$$\Delta P_{PMD} = 10,2 \cdot D_{PMD}^2 \cdot B^2 \cdot L. \quad (1.21)$$

Влияние PMD в системе возрастает:

- при повышении скорости передачи (один из самых важных критериев);
- при увеличении числа пролета (количество усилительных участков);
- при росте количества каналов и уменьшении расстояния между ними.

Штраф по отношению сигнал/шум из-за влияния CD и PMD представлен в таблице 1.2 для различных скоростей передачи.

Таблица 1.2 – Допустимые значения по CD, PMD и штрафы по OSNR для различных скоростей передачи [112]

Скорость передачи, Гбит/с	CD, пс/нм	PMD, пс	Штрафы OSNR, дБ
10	1600	12	0
40	100	2,5	6
100	16	1	10

1.2.4 Поляризационно-зависимые потери

В волоконно-оптической системе связи с поляризационным мультиплексированием поляризационно-зависимые потери (PDL) относятся к ослаблению оптической мощности, зависящему от поляризации, могут быть основным фактором, ограничивающим производительность системы [69]. В

наиболее распространенном определении, PDL приводят к ослаблению самых низких и самых высоких потерь компонента PDL в децибелах:

$$\Gamma = 10 \log \frac{1+\alpha}{1-\alpha}. \quad (1.22)$$

В отличие от PMD, PDL не вызывает искажений сигнала, но генерирует изменение мощности вдоль линии и изменение OSNR в приемной части, а также переполаризует шум ASE и сигналы с поляризационным мультиплексированием [145]. Кроме того, PDL приводят к неконкретной оценке значениями OSNR, так как на выходах поляризационного сплиттера может оказаться не в разных соотношениях [4].

1.3 Исследование нелинейных эффектов

1.3.1 Общие положения

Исследование и оценка воздействий нелинейных эффектов в высокоскоростных каналах связи имеют важное практическое значение для внедрения линий со скоростью 10 Гбит/с и выше. Знание природы и характера проявления нелинейных искажений позволяет выбрать эффективный формат модуляции и разработать оптимальные решения и алгоритмы обработки, ослабляющие деградацию информационных сигналов в реальных оптических линиях связи.

Понимание явления нелинейности в оптическом волокне требует изучения теории распространения электромагнитных волн в нелинейных дисперсионных средах. Как и любое электромагнитное явление, распространение оптических полей определяется уравнениями Максвелла, которые выражаются следующим соотношением [88]:

$$\nabla^2 \vec{E}(x, y, z, t) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}(x, y, z, t)}{\partial t^2} = \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{P}(x, y, z, t)}{\partial t^2}, \quad (1.23)$$

где $c = 1/\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}$ – скорость света в вакууме ($c = 299792458$ м/с), μ_0 – магнитная проницаемость вакуума.

Отклик любого диэлектрика на световое воздействие становится нелинейным в сильном электромагнитном поле, и оптическое волокно не остается лишним. Возникновение нелинейного отклика связано с ангармоническим движением связанных электронов при воздействии приложенного поля E [55]. В результате, поляризация P электрических диполей становится нелинейной и принимает следующую форму:

$$P = P_{lin} + P_{nl} = \varepsilon_0 (\chi^{(1)} E + \frac{3}{4} \chi^{(3)} : EEE + \dots), \quad (1.24)$$

где, ε_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума; $\chi^{(j)}$, $j = 1, 2, \dots$ – восприимчивость j -го порядка. Восприимчивость 2-го порядка отсутствует в соотношении (1.23), потому что в кварцевых стеклах молекула SiO_2 обладает центром симметрии и в них влияние нелинейных эффектов очень слабое. Из уравнения (1.24) уравнение (1.23) становится:

$$\nabla^2 \vec{E}(x, y, z, t) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}(x, y, z, t)}{\partial t^2} = \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{P}_{lin}(x, y, z, t)}{\partial t^2} + \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{P}_{nl}(x, y, z, t)}{\partial t^2}. \quad (1.25)$$

Уравнение (1.24) может представляться в виде:

$$P = \varepsilon_0 [\chi^{(1)} + \varepsilon_{nl}] E, \quad \text{где } \varepsilon_{nl} = \frac{3}{4} \varepsilon_0 \chi^{(3)} |E|^2. \quad (1.26)$$

Известно, что поляризация и показатель преломления связаны уравнением Максвелла $\mathbf{D} = n^2 E = \varepsilon_0 E + P$. Таким образом, выражение показателя преломления принимает вид при $n_0 = \sqrt{1 + \chi^2}$:

$$n^2 = 1 + \chi^{(1)} + \varepsilon_{nl} = (n_0 + \Delta n_{nl})^2 \approx n_0^2 + 2n_0 \Delta n_{nl}, \quad (1.27)$$

следовательно,

$$n(\omega, |E|^2) = n_0(\omega) + n_2 |E|^2 \quad \text{и} \quad n_2 = \frac{3}{8n_0} \chi^{(3)}, \quad (1.28)$$

где n_0 – линейная часть, n_2 – нелинейный показатель преломления.

Уравнение (1.1) может быть переписано следующим выражением [124]:

$$\frac{\partial E(z,t)}{\partial z} = i \frac{\text{sgn}(\beta_2)}{2L_D} \frac{\partial^2 E(z,t)}{\partial t^2} - i \frac{\exp(-\alpha z)}{L_{NL}} |E(z,t)|^2 E(z,t), \quad (1.29)$$

где L_D и L_{NL} – дисперсионная и нелинейная длина, км.

Уравнение (1.29) позволяет оценить влияние дисперсии и нелинейных эффектов при распространении оптической волны в ОВ. Обычно можно выделить четыре режима распространения оптического сигнала длиной передачи L [32, 54, 58, 90]:

1. $L \ll L_D$ и $L \ll L_{NL}$: ни дисперсия, ни нелинейные эффекты не оказывают существенного влияния в процессе распространения сигнала (импульсов);
2. $L \ll L_D$ и $L \geq L_{NL}$: нелинейные эффекты преобладают над хроматической дисперсией, т.е. эволюцию сигнала определяют нелинейные эффекты и дисперсия играет малую роль;
3. $L \geq L_D$ и $L \ll L_{NL}$: дисперсия преобладает в распространении оптического сигнала. Режим, при котором дисперсия играет существенную роль по сравнению с влиянием нелинейных эффектов в процессе распространения импульсов;
4. $L \geq L_D$ и $L \geq L_{NL}$: в этом случае дисперсия и нелинейные эффекты действуют вместе при распространении длины волны вдоль в ОВ и их взаимодействие должно быть рассмотрено.

1.3.2 Нелинейные эффекты Керровского типа

Нелинейный эффект Керра проявляется в изменении коэффициента преломления под действием квадрата напряженности электрического поля. Когда уровень источника становится большим, сигнал модулирует собственную фазу. Это приводит к уширению переданного импульса и временному расширению или сужению сигнала, в зависимости от знака коэффициента хроматической

дисперсии, приводящему к сдвигу фронта импульса в сторону длинных волн и срез импульса в сторону коротких волн.

К эффектам Керра относятся два класса: внутриканальные и межканальные нелинейные эффекты, как показано на рисунке 1.9. К классу межканальных нелинейных эффектов относятся: фазовая кросс-модуляция (XPM) и четырехволновое смешение (FWM). Эти эффекты определяются следующими параметрами волокна и сигнала, распространяющегося по нему: дисперсионными характеристиками волокна, эффективной площадью сердцевины волокна, числом и шагом между оптическими каналами в случае многоканальных систем, полной длиной пролета, а также интенсивностью сигнала и толщиной излучаемой спектральной линии [22]. К классу внутриканальных нелинейных эффектов относятся: фазовая самомодуляция (SPM), модуляционная неустойчивость внутриканальная XPM (IXPM) и внутриканальное FWM (IFWM).

Нелинейные эффекты ограничивают передачу и зависят от ряда факторов: скорости передачи, оптической мощности, используемого оптического волокна и формата модуляции [31, 32, 35]. Нелинейные эффекты также зависят от длины пролета. Чем больше длина пролета, тем заметнее влияние нелинейных эффектов [68]. В одноканальных системах SPM, IXPM и IFWM могут вызывать нелинейное искажение импульса и нелинейное затухание. Кроме того, XPM и FWM и могут вызывать нелинейные перекрестные помехи между оптическими каналами в WDM-системах [73].

В WDM-системах с малым интервалом между каналами спектральное уширение при наличии фазовой самомодуляции может вызвать интерференцию между каналами (фазовая кросс-модуляция). Этот эффект может быть убран с помощью компенсации дисперсии. Для длинных линий ограничением являются фазовая самомодуляция, фазовая кросс-модуляция и четырехволновое смешение, которые генерируют сигналы искажений и переходный разговор и не могут быть убраны на приемнике. Нелинейные искажения уменьшают величину отношения сигнал/шум на приемнике.

В отличие от оптических систем передачи со скоростью 10 Гбит/с, где нелинейные эффекты обусловлены межканальными взаимодействиями в высокоскоростных системах передачи со скоростью 40 Гбит/с и выше, основные нелинейные эффекты обусловлены внутриканальными взаимодействиями, такими как SPM, внутриканальная XPM и внутриканальное FWM [71].

Внутриканальные эффекты вызваны нелинейным самовоздействием отдельных импульсов информационного потока и взаимодействием различных импульсов одного спектрального канала между собой [18]. Результат таких взаимодействий приводит к серьёзным последствиям, таким как джиттер и флюктуация амплитуды [52, 71, 97].

Для исследования взаимодействия между импульсами внутри канала, приложенное поле E может быть разложено как сумма полей индивидуальных импульсов [41, 71, 144]:

$$E = \sum_{l=1}^L E_l, \quad (1.30)$$

где E_l представляет собой поле l -й импульс, центрированный при $t=t_l$. Уравнение Шредингера может быть переписано следующим соотношением:

$$\sum_{l=1}^L \left(\frac{\partial E_l}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} E_l + \frac{i}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 E_l}{\partial t^2} \right) = i\gamma \sum_{l,k,m=1}^L E_l E_k E_m^*. \quad (1.31)$$

Внутриканальные нелинейные эффекты можно определить следующим образом: в случае $l=k=m$ соответствует SPM, если $l=m \neq k$ или $k=m \neq l$ для IXPM, а в случае $l \neq k \neq m$ или $l=k \neq m$ для IFWM. На рисунке 1.9 показана зависимость дисперсии волокна от скорости передачи для различных видов нелинейных эффектов при форматах модуляции NRZ-OOK и RZ-OOK.

Предполагая последовательность трех импульсов ($E=E_1+E_2+E_3$), уравнение (1.31) может принимать следующий вид:

$$\frac{\partial E_1}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} E_1 + \frac{i}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 E_1}{\partial t^2} = i\gamma \left[(|E_1|^2 + 2|E_2|^2 + 2|E_3|^2) E_1 + E_2^2 E_3^* \right]; \quad (1.32)$$

$$\frac{\partial E_2}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} E_2 + \frac{i}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 E_2}{\partial t^2} = i\gamma \left[(|E_2|^2 + 2|E_1|^2 + 2|E_3|^2) E_2 + 2E_1 E_2^* E_3 \right]; \quad (1.33)$$

$$\frac{\partial E_3}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} E_3 + \frac{i}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 E_3}{\partial t^2} = i\gamma \left[(|E_3|^2 + 2|E_1|^2 + 2|E_1|^2) E_3 + E_1^* E_2^2 \right]. \quad (1.34)$$

Первый член в правой части уравнения (1.32) - (1.34) представляет SPM, два следующие слагаемые описывают IXPM. Последний член соответствует IFWM [77, 116].

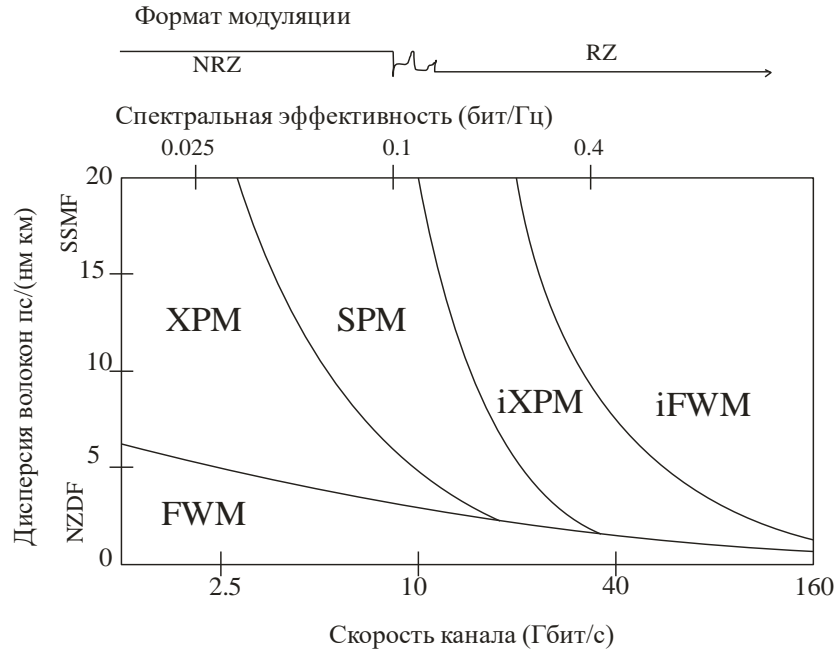


Рисунок 1.9 – Важность межканальных и внутриканальных искажений в ВОСП с различными скоростями в канале и модуляцией ООК

1.3.2.1 Фазовая самомодуляция

Фазовая самомодуляция (SPM) – нелинейный эффект, относящийся к эффекту Керра. Такой эффект возникает вследствие зависимости показателя преломления от интенсивности [3, 26, 32, 33, 84, 118]. Это приводит к преобразованию изменения интенсивности в изменение фазы [55]. Данное изменение приводит к появлению сдвига фазы в длине волны распространяющегося импульса, который пропорционален собственной оптической интенсивности. Эта зависимость представляется формулой:

$$n = n_0 + n_2 \frac{P}{A_{eff}} = n_0 + n_2 I. \quad (1.35)$$

SPM вызывает отрицательный сдвиг частоты на переднем фронте и положительный сдвиг фазы на заднем фронте импульса, как показано на рисунке 1.10. Этот сдвиг фазы известен как чирп [62, 132]. Для пояснения эффекта SPM необходимо учесть, что оптическая мощность в импульсе является функцией времени – на заднем фронте импульса мощность увеличивается во времени, на переднем фронте уменьшается [31].

Набег фазы оптического сигнала при распространении по ОВ определяется следующим соотношением:

$$\Phi(z, T) = \frac{2\pi z}{\lambda} \cdot n = \frac{2\pi n_0 z}{\lambda} + \frac{2\pi n_2 z_{eff}}{\lambda} \cdot \frac{|E|^2}{A_{eff}} = \Phi_{lin}(z) + \Phi_{SPM}(z, t), \quad (1.36)$$

где
$$z_{eff} = \frac{1}{\alpha}(1 - \exp(-\alpha z)), \quad (1.37)$$

z_{eff} – эффективная длина, Φ_{lin} – линейный набег фазы и Φ_{SPM} – набег фазы из-за SPM.

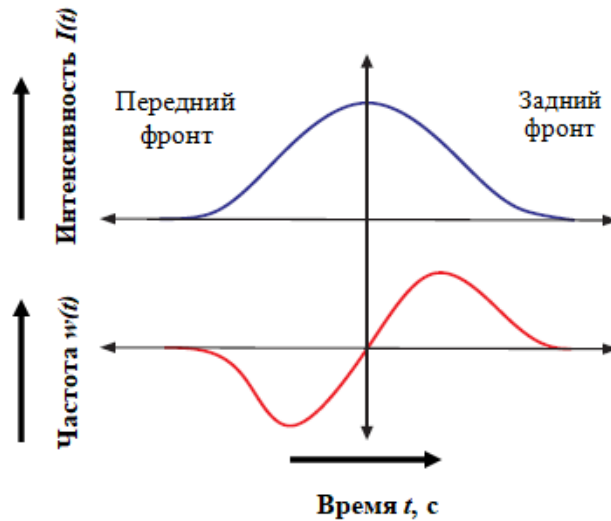


Рисунок 1.10 – Иллюстрация фазовой самомодуляции (SPM)

Из-за SPM возникает уширение спектра, являющееся следствием зависимости Φ_{NL} от времени. Временное изменение фазы импульса подразумевает, что сдвиг мгновенной частоты отличается от основной частоты ω_0 при перемещении вдоль импульса. Изменение частоты $\delta\omega$ выражается уравнением, полученным Агравалом:

$$\delta\omega(T) = -\frac{\partial\Phi_{NL}}{\partial T} = -\frac{z_{eff}}{L_{NL}} \frac{\partial|E(0,T)|^2}{\partial T}, \quad (1.38)$$

где L_{NL} – нелинейная длина и выражается:

$$L_{NL} = \frac{1}{\gamma P_{in}}, \quad (1.39)$$

где P_{in} – мощность сигнала, вводимая в волокно, мВт.

Максимальный набег фазы возникает в центре импульса при $T=0$ из-за влияния SPM и имеет следующий вид:

$$\Phi_{SPM} = \frac{z_{eff}}{L_{NL}} = \gamma P_{in} z_{eff}. \quad (1.40)$$

Агравал предположил, что на основе пиковых величин $\delta\omega$, можно оценить величину спектрального уширения, вызываемого SPM. В случае гауссовского импульса без начальной частотной модуляции максимальное значение изменения частоты принимает вид:

$$\delta\omega_{max} = \frac{0,86}{T_0} \Phi_{max}^{SPM} = 0,86 \cdot \Delta\omega \cdot \Phi_{max}^{SPM}, \quad (1.41)$$

где $\Delta\omega = \frac{1}{T_0}$ – полуширина по уровню $1/e$.

Чистое влияние SPM существенно зависит от характеристики начального импульса, его временной формы, спектра и начального chirpa с учетом эффекта хроматической дисперсии. Чем короче импульс, тем короче дисперсионная длина, и тем более важным становится дисперсия групповых скоростей (GVD) [137].

Влияние SPM зависит от:

- вводимой оптической мощности сигнала;
- длины волны оптического сигнала (чем выше длина волны, тем меньше влияние SPM);
- скорости передачи (чем выше скорость, тем выше эффект SPM);
- эффективной площади моды (чем выше эффективная длина, тем слабее эффект SPM);

- дисперсии волокна (чем меньше дисперсия, тем меньше влияние SPM);
- формата модуляции.

1.3.2.2 Внутриканальная фазовая кросс-модуляция

Внутриканальная фазовая модуляция (IXPM) – фазовая кросс-модуляция импульса одного и того же канала. IXPM обусловлена взаимодействием импульсов внутри канала. Результат этого взаимодействия приводит к появлению частотного возмущения, подобного рamanовскому сдвигу. Чтобы описать характеристику IXPM, рассмотрим два изолированных бита, оптические поля двух битов выражаются уравнениями:

$$\frac{\partial E_1}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} E_1 + \frac{i}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 E_1}{\partial t^2} = \gamma \left[(|E_1|^2 + 2|E_2|^2) E_1 \right]; \quad (1.42)$$

$$\frac{\partial E_2}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} E_2 + \frac{i}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 E_2}{\partial t^2} = \gamma \left[(|E_2|^2 + 2|E_1|^2) E_2 \right]. \quad (1.43)$$

Очевидно, что последний член в уравнениях (1.42) и (1.43) соответствует IXPM. Нелинейное взаимодействие между импульсами приводит к изменению обоих, как представлено на рисунке 1.11.

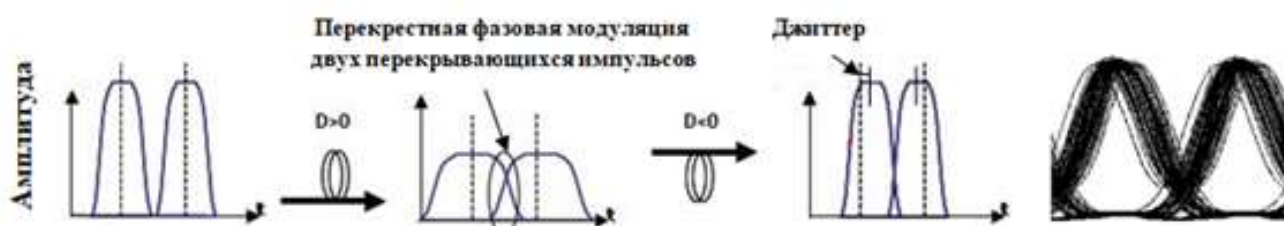


Рисунок 1.11– Результат влияния IXPM

1.3.2.3 Внутриканальное четырехволновое смешение

Изменение частоты во времени каждого импульса из-за хроматической дисперсии вызывает четырехволновое смешение, когда оптическая частота отличается между импульсами, находящимися на максимальном уровне (в их середине). В отличие от IXPM, внутриканальное четырехволновое смешение

(IFWM) вызывает перенос энергии между взаимодействующими импульсами. В частности, это явление может создавать новые импульсы во временной области, которые называются импульс-призраками, как представлено на рисунке 1.12. Таким образом, IFWM характеризуется обменом мощностью между различными символами, которая происходит, когда три регулярно отдельные частоты от трех различных символов взаимодействуют, чтобы сгенерировать энергию четвертой частоты каждый раз, когда все три частоты сосуществуют внутри одного и того же малого временного интервала.



Рисунок 1.12 – Результат влияния IFWM

Далее рассмотрим результат моделирования зависимости Q-фактор от входной мощности под влиянием внутриканальных нелинейных эффектов по ОВ с низкой и с высокой дисперсией. Как показано на рисунках 1.13 – 1.14, когда модулируются только SPM, наблюдается незначительное ухудшение по сравнению с моделированием IXPM и IFWM [145].

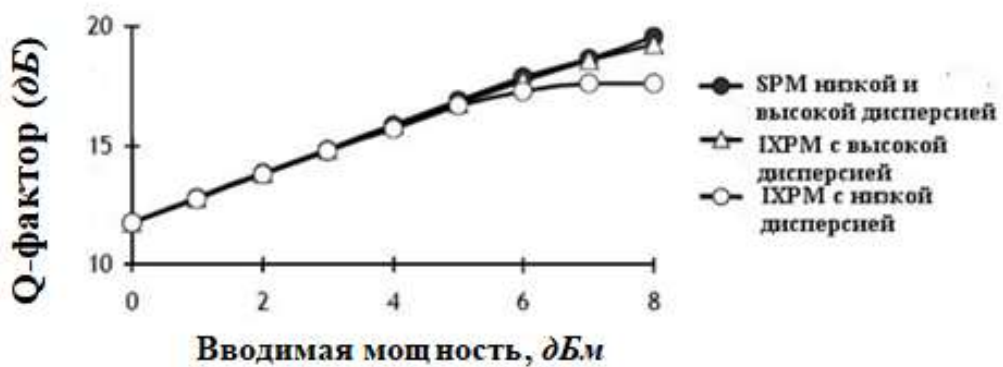


Рисунок 1.13 – Влияние SPM и IXPM по ОВ с низкой и высокой дисперсией [104]

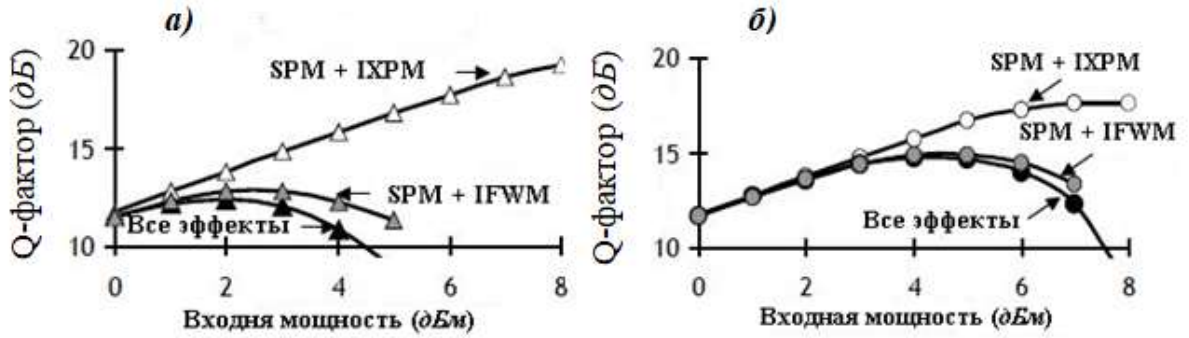


Рисунок 1.14 – Влияние IFWM в системах передачи а) низкая дисперсия и б) высокая дисперсия [104]

Результаты моделирования показывают, что IXPM и IFWM могут оказать существенное влияние на производительность квазилинейных систем передачи, в частности, изменение Q-фактора. В связи с этим очень важно найти методы их преодоления.

Кроме методов компенсаций нелинейных эффектов, влияние внутриканальных нелинейных эффектов может быть уменьшено путем управления отношением между импульсами и разделением импульсов.

А также оба эти эффекты (IXPM и IFWM) могут быть уменьшены путем оптимизации предкомпенсации хроматической дисперсии. Killeу полагал, что уравнение (1.44) может использоваться для расчета оптимальной предкомпенсации, чтобы минимизировать влияние этих эффектов [68, 116].

$$D_{pre-DCF} = -\frac{N_{span} \times D_{res}}{2} - \frac{D}{\alpha} \ln \left[\frac{2}{1 + \exp(-\alpha L_{span})} \right], \quad (1.44)$$

где: $D_{pre-DCF}$ – коэффициент хроматической дисперсии ОВ для предкомпенсации, пс/нм;

D_{res} – коэффициент результирующей дисперсии на один пролет, пс/нм;

D – коэффициент хроматической дисперсии, пс/(нм·км);

N – число пролета;

L_{span} – длина пролета, км;

α – затухание оптического волокна, км⁻¹.

1.3.2.4 Фазовая кросс-модуляция

Фазовая кросс-модуляция (ХРМ) является результатом зависимости показателя преломления от интенсивности сигнала, то есть аналогично SPM, но ХРМ появляется, когда по оптическому волокну распространяются две и более оптические волны, использующие различные частотные несущие, и могут взаимодействовать вместе. Это происходит для многоканальных WDM-систем, особенно для DWDM-систем. При этом уравнение (1.1) становится следующим уравнением с учетом влияния SPM и ХРМ:

$$\frac{\partial E_j}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2} E_j + i \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E_j}{\partial t^2} - i \gamma \left(|E_j|^2 + 2 \sum_{m \neq j}^M |E_m|^2 \right) E_j, \quad (1.45)$$

где E_j – амплитуда поля j -го канала, E_m – амплитуда поля m -го соседнего канала.

С учетом уравнения Манаква (уравнение (1.4)) при WDM-передаче с поляризационным мультиплексированием, уравнение (1.43) принимает следующий вид:

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_{(x,y),j}}{\partial z} = & -\frac{\alpha}{2} E_{(x,y),j} + i \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E_{(x,y),j}}{\partial t^2} - i \frac{8}{9} \gamma \left(|E_{x,j}|^2 + |E_{y,j}|^2 \right) \\ & - i \frac{8}{9} \gamma \sum_{m \neq j}^M \left(|E_{x,m}|^2 + |E_{y,m}|^2 + E_{(y,x),m}^* E_{(x,y),m} \right). \end{aligned} \quad (1.46)$$

Фазовый сдвиг из-за воздействия ХРМ аналитически описывается как [135]:

$$\Phi(z, t) = \frac{2\pi z}{\lambda} n = \frac{2\pi n_0}{\lambda} + \frac{2\pi n_2 z_{eff}}{\lambda A_{eff}} \left(\underbrace{|E_j|^2}_{SPM} + \underbrace{2 \sum_{m \neq j}^M |E_m|^2}_{XPM} \right), \quad (1.47)$$

где $|E_j|^2$ – мощность j -го канала, $|E_m|^2$ – мощность соседних каналов.

Эффект ХРМ зависит от ряда параметров:

- вводимой мощности канала (чем выше мощность, тем сильнее влияние ХРМ);
- количества DWDM-каналов и расстояния между ними;
- дисперсии оптического волокна;
- формата модуляции;

- эффективной площади моды.

1.3.2.5 Четырехволновое смещение

Четырехволновое смещение (FWM) является одним из наиболее вредных нелинейных эффектов в WDM, особенно в DWDM-системах. FWM происходит, когда взаимодействие двух или трех оптических волн на разных длинах волн создает новые длины волн, называемые продуктами смешивания или паразитными каналами, на других длинах волн. Паразитные каналы проявляются, когда интенсивность сигнала лазера достигает критической величины. В случае DWDM-систем с одинаковым интервалом между каналами ухудшение, вызванное FWM, является особенно серьезным, поскольку большинство новых генерируемых частот совпадают с исходными частотными каналами [76].

Нелинейная восприимчивость третьего порядка χ^3 является физической причиной данного эффекта [2]. Если три световые сигнала f_i , f_j , f_k совместно распространяются по ОВ, то они могут генерировать новый четвертый сигнал f_{ijk} , определяющийся соотношением:

$$f_{ijk} = f_i + f_j - f_k. \quad (1.48)$$

Новый четвертый сигнал может попасть в спектральные каналы DWDM-систем, и в результате возникают переходные помехи. Эти помехи приводят к ухудшению коэффициента битовых ошибок BER из-за закрытия глазковой диаграммы фотоприемника.

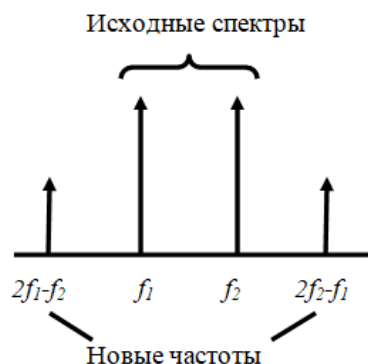


Рисунок 1.15 – Схема образования новых длин волн при эффекте FWM

Центральные частоты вновь создаваемых компонентов могут быть определены путем сложения или вычитания величины N_i всех центральных частот, подчиняющихся формуле [74]:

$$f_{IM} = N_1 f_1 + N_2 f_2 + N_3 f_3, \quad (1.49)$$

$$IM_{\text{порядок}} = \sum_{i=1}^M |N_i|, \quad (1.50)$$

где f_{IM} – центральной частоты нового компонента сигнала, ТГц;

f_i – центральная частота DWDM-сигнала, где $i = 1..M$, ТГц;

N_i – положительный или отрицательный целый коэффициент, где $i = 1..M$;

M – общее количество DWDM-каналов в волокне;

$IM_{\text{порядок}}$ – порядок нелинейных искажений.

Общее количество новых компонентов при воздействии FWM экспоненциально возрастает с ростом количества сигналов, распространяющихся в волокне. Общее количество компонентов при воздействии FWM (компоненты третьего порядка) можно оценить по формуле (1.51), учитывая количество сигналов в волокне. Максимально новые компоненты при воздействии FWM для общего количества каналов DWDM определяются выражением:

$$N_{IM} = M^2 \frac{(M-1)}{2}, \quad (1.51)$$

где N_{IM} – максимальное число новых компонентов при воздействии FWM.

Можно отметить, что не все мешающие компоненты или сигналы попадают в спектральные каналы DWDM-систем. Некоторые из них выходят за пределы её рабочего диапазона частот [12]. В таблице 1.3 приведена зависимость количества новых компонентов от количества каналов.

Таблица 1.3 – Зависимость N_{IM} от M

Количество сигналов, M	Количество новых компонентов, N_{IM}	Количество компонентов в спектральном диапазоне DWDM- системы
2	2	0
3	9	3
8	224	124
16	1920	1093
32	15872	9803
40	31200	19571
80	252800	167755

Согласно Kaminow [31, 88, 120], если все каналы имеют одинаковый формат модуляции, одинаковую входную мощность, одинаковое расстояние между каналами, то эффективность FWM η может быть выражена как отношение мощности FWM к мощности на выходе волокна на каждый канал, что пропорционально

$$\eta \propto \left[\frac{n_2 P_{in}}{A_{eff} D(\Delta\lambda)} \right]^2 \approx \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + \Delta\beta^2} \left[1 + \frac{4 \exp(-\alpha L) + \sin^2\left(\frac{\Delta\beta L}{2}\right)}{(1 - \exp(-\alpha L))^2} \right], \quad (1.52)$$

где n_2 – нелинейный показатель преломления, P_{in} – входная мощность канала, A_{eff} – эффективная площадь моды, D – коэффициент CD, $\Delta\lambda$ – интервал между каналами и $\Delta\beta$ – разница постоянных распространения волн.

Эффект FWM появляется в DWDM-системах при следующих условиях:

- при нулевом или низком значении хроматической дисперсии;
- при уменьшении расстояния между соседними каналами;
- при высоком уровне мощности в спектральных каналах.

А также влияние FWM на ВОСП зависит от количества каналов, как показано на рисунке 1.16, эффективной площади, эффективной длины и интенсивности передаваемого сигнала [69].

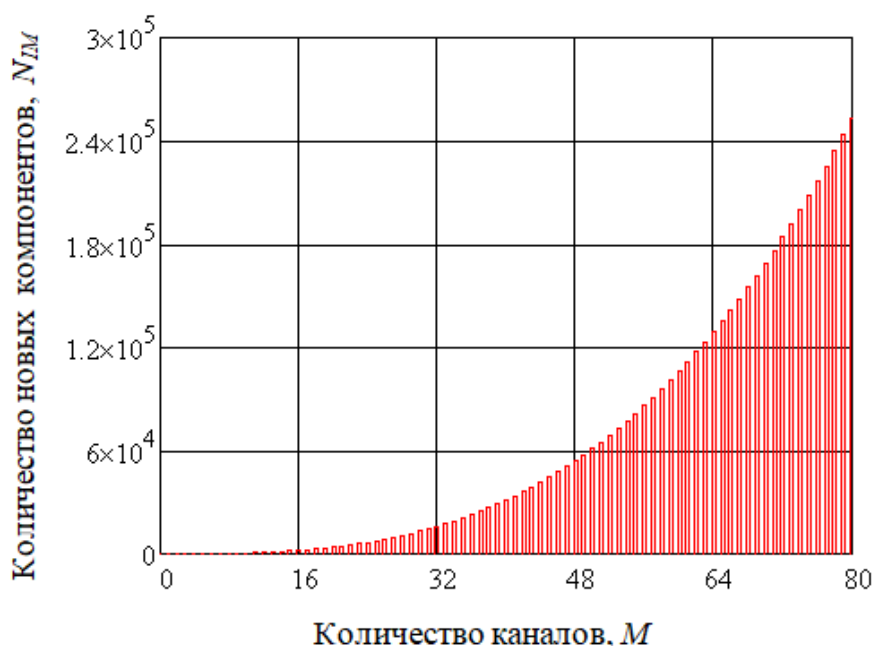


Рисунок 1.16 – Зависимость количества новых компонентов от количества каналов, M

Влияние FWM приводит к двум вредным воздействиям на характеристики передачи:

- генерации новых компонентов, которые влияют на исходные сигналы и другие DWDM-сигналы, вызывающие межканальные перекрестные помехи, что уменьшают OSNR и увеличивают BER;
- в меньшей степени оптическая мощность передается от исходного DWDM-сигнала к сгенерированным мешающим компонентам.

1.3.3 Эффекты рассеяния

К классу эффектов рассеяния относится вынужденное рассеяние Бриллюэна (SBS) и вынужденное рассеяние Рамана (SRS).

1.3.3.1 Вынужденное рассеяние Рамана

Вынужденное неупругое рассеяние – оптическая волна передает часть своей энергии нелинейной среде в результате взаимодействия с молекулами среды. Вынужденное рассеяние Рамана (SRS) является пороговым эффектом – неустойчивость возникает, если интенсивность мощной световой волны накачки с частотой ω_n превышает пороговое значение, зависящее от уровня оптических потерь [3]. Эффектом Рамана является процесс преобразования небольшой части мощности излучения в излучение с более низкой частоты. SRS может возникнуть в обоих направлениях в ОВ, носит пороговый характер и может иметь порог оптической мощности на три порядка выше порога Бриллюэна в конкретном волокне [86]. Кроме того, эффект SRS может серьезно ограничить работу DWDM-систем, передавая энергию от одного канала к соседним каналам. Ухудшение этого эффекта заключается в том, что SRS может передавать мощность на сигналы, расположенные на расстоянии 125 нм. При этом в DWDM-системах, которые не содержат оптических усилителей, SRS приводит к снижению мощности коротковолновых каналов и, следовательно, к ухудшению отношения сигнал/шум, то есть к увеличению BER [77], как представлено на рисунке 1.17.

В одноканальных системах пороговая мощность SRS, которая является уровнем мощности сигнала, который вызывает потерю 3 дБ по длине волокна из-за эффекта SRS, может быть представлена по формуле (1.53) [68, 131, 137]

$$P_R = \frac{16 \cdot A_{eff}}{g_R \cdot z_{eff}}, \text{ Вт}, \quad (1.53)$$

где g_R – коэффициент рамановского усиления (эта величина находится в пределах $3 \times 10^{-14} \text{ м/Вт}$ - $8 \times 10^{-14} \text{ м/Вт}$ и приблизительно равна $6 \times 10^{-14} \text{ м/Вт}$ для длин волн 1550 нм).

Доля потерь мощности DWDM-систем i -канала из-за SRS вычисляется по формуле [68]:

$$\delta_{SRS} = \frac{\Delta\lambda g_R P_{in} z_{eff} M (M-1)}{4\Delta\lambda_R A_{eff}}, \quad (1.54)$$

где $\Delta\lambda$ – шаг между DWDM-каналами, нм,

P_{in} – вводимая оптическая мощность канала, Вт,

M – число DWDM каналов,

$\Delta\lambda_R$ – полоса воздействия рассеяния Рамана, приблизительно равна 125 нм.

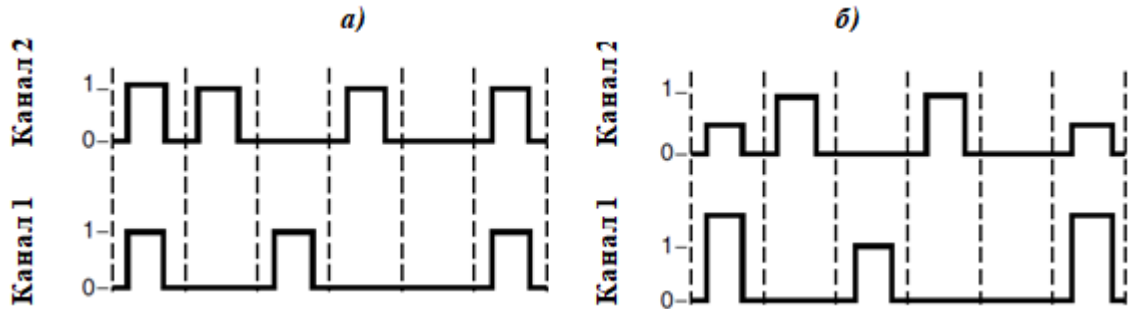


Рисунок 1.17 – Схема влияния SRS в случае двухканальной системы на *a)* входе и *б)* выходе при $\lambda_1 < \lambda_2$.

Соответственно, штраф по мощности для данного канала в дБ может быть оценен формулой (1.53), результаты расчета представлены в таблице 1.4

$$\Delta P_{SRS}^{dB} = -10 \cdot \lg(1 - \delta_{SRS}). \quad (1.55)$$

Порог мощности сигнала, вводимого в оптическое волокно из-за SRS, может быть оценен для DWDM-систем с помощью следующего уравнения

$$P_R^{\max} \leq \frac{0,4\Delta\lambda_R A_{eff}}{\Delta\lambda_{ch} g_R L_{eff} M (M-1)}. \quad (1.56)$$

Таблица 1.4 – Штраф мощности сигнала δ_{SRS}^{dB} из-за воздействия SRS

Число DWDM-каналов, M ; Межканальный интервал, ГГц	Штраф мощности сигнала ΔP_{SRS}^{dB} при вводимой оптической мощности сигнала P_{in} , мВт					
	$\lambda = 1550 \text{ нм}$					
	SSMF (ITU-T G.652); $A_{eff} = 80 \text{ мкм}^2$			NZDSF (ITU-T G.655); $A_{eff} = 55 \text{ мкм}^2$		
	$P_{in} = 1$	$P_{in} = 5$	$P_{in} = 10$	$P_{in} = 1$	$P_{in} = 5$	$P_{in} = 10$
20 ; 200	0,084	0,437	0,923	0,123	0,651	1,418
40 ; 100	0,174	0,95	2,169	0,256	1,462	3,684
80 ; 50	0,36	2,205	6,911	0,535	3,759	-
160 ; 25	0,759	7,019	-	1,153	-	-
320 ; 12,5	1,685	-	-	2,273	-	-

Результаты расчета, представленные в таблице 1.4 показывают, что влияние SRS увеличивается:

- с ростом вводимой мощности сигнала (например, при 80 каналах для $P_{in} = 1$ мВт, $\delta_{SRS}^{dB} = 0,36$ дБ, а для $P_{in} = 10$ мВт, $\delta_{SRS}^{dB} = 6,911$ дБ);
- с увеличением количества DWDM каналов (например, при $P_{in} = 1$ мВт, $\delta_{SRS}^{dB} = 0,256$ дБ для 40 каналов и $\delta_{SRS}^{dB} = 2,273$ дБ для 320 каналов);
- с уменьшением эффективной площади (например, при $P_{in} = 5$ мВт, $\delta_{SRS}^{dB} = 0,95$ дБ для G.652 и $\delta_{SRS}^{dB} = 1,462$ дБ для G.655);
- с увеличением расстояния между каналами.

Следовательно, для уменьшения эффекта SRS необходимо выбрать ОВ с высокой эффективной площадью и уменьшить вводимую мощность сигнала. При этом уменьшается длина усилительного (регенерационного) участка. А также требуется уменьшение шага между каналами. Это в свою очередь приводит к возрастанию эффекта других линейных эффектов, таких как XPM и FWM. На

рисунке 1.18 представлена зависимость штрафа по мощности из-за эффекта SRS от вводимой мощности при различном числе каналов.

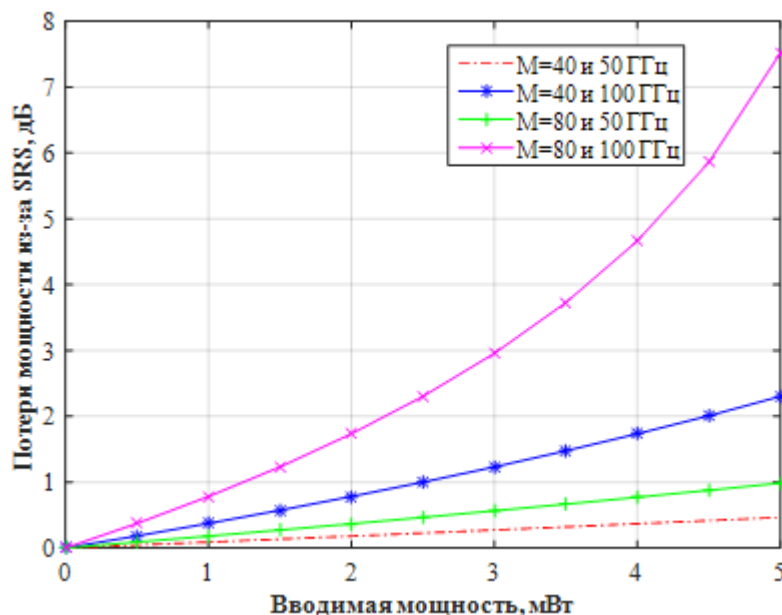


Рисунок 1.18 – Зависимость штрафа по мощности сигнала из-за воздействия SRS от вводимой мощности сигнала для ОВ G.652 ($A_{eff} = 80 \text{ мкм}^2$)

Рисунок 1.18 демонстрирует, что увеличение числа каналов оказывает сильное влияние на потери мощности из-за воздействия SRS по сравнению с увеличением расстояния между каналами. А также следует отметить, штраф по мощности увеличивает с ростом расстояния между каналами.

1.3.3.2 Вынужденное рассеяние Бриллюэна

Вынужденное рассеяние Бриллюэна (SBS) обусловлено параметрическим взаимодействием световых и акустических волн [50]. Физическая причина возникновения SBS заключается в том, что часть распространяющегося в прямом направлении оптического излучения рассеивается на "волнах" показателя преломления в обратном направлении со сдвигом частоты. Это приводит не только к ослаблению сигнала, но и к появлению дополнительных вариаций частоты и амплитуды источника излучения при попадании в него отраженного излучения [49]. Значение сдвига частот зависит от того, как легирована

сердцевина ОВ. В SBS мощность также может передаваться по нескольким каналам, создавая переходную интерференцию. Однако SBS не вызывает взаимодействия между различными длинами волн до тех пор, пока интервалы между длинами волн не превышает 20 МГц, что имеет место на практике [14], как показано на рисунке 1.19. Величина сдвига частот на много меньше шага между спектральными каналами DWDM-систем.



Рисунок 1.19 – Эффект рассеяния Бриллюэна

Негативное воздействие SBS состоит в ухудшении отношения сигнал/шум в оптическом канале из-за волны обратного рассеяния.

Величина пороговой мощности P_B (при которой примерно половина мощности рассеивается в обратном направлении) определяется формулой:

$$P_B = \frac{21A_{eff}}{g_B z_{eff}} \left(1 + \frac{\Delta f_S}{\Delta f_B} \right), \quad (1.57)$$

где Δf_S – ширина полосы источника излучения, МГц;

Δf_B – ширина полосы рассеяния Бриллюэна, приблизительно равна 20 МГц при 1550 нм;

g_B – коэффициент усиления Бриллюэна примерно $2,2 \times 10^{-11}$ м/Вт.

Применение амплитудной модуляции (ASK) такой, как NRZ и RZ, расширяет и увеличивает порог SBS. При этом пороговая мощность может быть получена в виде:

$$P_B^{пор} = \frac{P_B}{1 - \frac{B}{2\Delta f_B} \left(1 - \exp\left(-\frac{\Delta f_B}{B}\right)\right)}, \quad (1.58)$$

где B – скорость передачи, Гбит/с.

Исходя из выражения (1.58), можно сделать вывод, что ограничение мощности в канале не зависит от количества каналов, но зависит от скорости передачи B . Таким образом, при скорости передачи 2,5 Гбит/с (STM-16) в системах DWDM с прямой модуляцией лазера ширина полосы источника излучения обычно составляет 0,08 нм, при скорости 10 Гбит/с (STM-64) - 0,16 нм, при скорости 40 Гбит/с (STM-256) - 0,32 нм, а при 100 Гбит/с (100G Ethernet) - 0,506 нм [12]. В таблице 1.5 приведены результаты расчетов пороговой мощности P_B в зависимости от скорости передачи B .

Таблица 1.5 – Предельная мощность при различных скоростях передачи

Тип оптического волокна	Пороговая мощность $P_B^{пор}$, мВт при различных скоростях передачи, B , Гбит/с			
	$B=2,5$	$B=10$	$B=40$	$B=100$
G.652 ($A_{eff} = 80$ мкм ²)	204	404	804	1264
G.655 ($A_{eff} = 55$ мкм ²)	140	278	553	864

Результат расчета в табл. 1.5 показывает, что значение пороговой мощности уменьшается с уменьшением эффективной площади (например, $P_B = 404$ мВт при $A_{eff} = 80$ мкм², а $P_B = 278$ мВт при $A_{eff} = 55$ мкм²).

Штраф по мощности из-за воздействия SBS определяется соотношением:

$$\Delta P_{SBS} = 10 \log \left(\frac{1 + G_A^2}{2} \right), \text{ дБ} \quad (1.59)$$

где G_A – коэффициент ненасыщенного усиления и выражается формулой:

$$G_A = \exp \left(\frac{P_{in} \cdot L_{eff} \cdot \Delta f_B \cdot g_B}{A_{eff} \cdot (B + \Delta f_B)} \right). \quad (1.60)$$

Таким образом, общие потери с учетом результата влияния SPM, XPM, SRS, SBS (если пренебрегаем влиянием других нелинейных эффектов) составляют [12]:

$$\Delta P = \Delta P_{SPM} + \Delta P_{XPM} + \Delta P_{SRS} + \Delta P_{SBS}, \quad (1.61)$$

Если учтем только влияния SPM и XPM, то уравнение (1.61) становится:

$$\Delta P_{SPM+XPM} = \Delta P_{SPM} + \Delta P_{XPM}. \quad (1.62)$$

С учетом потерь из-за воздействия SPM и XPM уровень сигнала определяется формулой:

$$P_{sig}(z) = P_{in} - \alpha L - \Delta P_{SPM+XPM}. \quad (1.63)$$

Как уже было отмечено, уровень шума увеличивается за счет влияния FWM и выражается следующим соотношением без учета других видов шума:

$$P_n = \sqrt{P_{ASE}^2 + P_{FWM}^2}, \quad (1.64)$$

где P_{FWM} – мощность шума FWM;

P_{ASE} – мощность усиленного спонтанного излучения.

В результате воздействия SPM и XPM, мощность сигнала уменьшается из-за штрафа. Мощность шума, наоборот, увеличивается за счет воздействия FWM.

Следовательно, это приводит не только к уменьшению значения OSNR, но и к уменьшению дальности передачи и пропускной способности канала. В этом случае пропускная способность оптического канала вследствие влияния SPM, XPM и FWM принимает следующий вид с применением формулы Шеннона:

$$C_{ch} = CW \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_{sig}}{P_n} \right) = CW \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_{in} - \alpha z - \Delta P_{SPM+XPM}}{CW \cdot N_{ASE} + P_{FWM}} \right), \quad (1.65)$$

где CW – ширина полосы частот оптического канала; N_{ASE} – спектральная плотность мощности ASE шума.

Результаты анализа нелинейных эффектов, описанные в этой главе, позволяют уточнить и дополнить таблицу 29 согласно [13] и таблицу II.2 из Рекомендации ITU-T G.663 [120]. Влияние нелинейности, оказываемое на передачу сигналов в оптическом волокне, приведено в таблице 1.6., а влияние на

нелинейные эффекты параметров систем и оптического волокна представлено в таблице 1.7.

Таблица 1.6 – Влияния нелинейности на передачу в ОВ

Нелинейность	Влияние
Фазовая самомодуляция (SPM)	Фазовые искажения в передаваемом импульсе, преобразующиеся в амплитудное искажение
Фазовая кросс-модуляция (XPM)	Фазовые искажения от соседних каналов, преобразующиеся в амплитудное искажение
Внутриканальные XPM (IXPM)	Джиттер
Четырехволновое смешение (FWM)	Образование помех, накладывающееся по спектру на соседние каналы
Внутриканальное FWM (IFWM)	Появление импульс-призраков и флюктуации амплитуды
Вынужденное рассеяние Рамана (SRS)	Перекачивает оптическую мощность из-за синих в красные канал, т. е. повышает затухание в волокне на синих длинах волн
Вынужденное рассеяние Бриллюэна (SBS)	Ограничивает вводимую оптическую мощность и увеличивает уровень шума

Таблица 1.7 – Влияние параметров системы и оптического волокна на нелинейные эффекты

Нелинейные эффекты	Параметры системы и ОВ						
	Вводимая мощность	Дисперсионные свойства ОВ	Эффективная длина	Скорости передачи	Число каналов	Шаг между оптическими каналами	Число пролетов
SPM	↑ при увеличении	↓ при нулевой CD	↓ при увеличении	↑ при увеличении	—	—	↑ при увеличении
XPM	↑ при увеличении	↑ при увеличении дисперсии	↓ при увеличении	↑ при увеличении	↑ при увеличении	↑ при уменьшении	↑ при увеличении
IXPM	↑ при увеличении	↑ при увеличении дисперсии	↓ при увеличении	↑ при увеличении	—	—	↑ при увеличении
FWM	↑ при увеличении	↑ сильно зависит от длины нулевой дисперсии	↓ при увеличении	—	↑ при увеличении	↑ при уменьшении	↑ при увеличении
IFWM	↑ при увеличении	—	↓ при увеличении	↑ при увеличении	—	—	↑ при увеличении
SRS	↑ при увеличении	—	↓ при увеличении	—	↑ при увеличении	↓ при уменьшении	↑ при увеличении
SBS	↑ при увеличении	—	↓ при увеличении	—	—	—	↑ при увеличении

В таблице 1.7 использованы следующие обозначения:

↑ – возрастание;

↓ – снижение;

— – влияет незначительно.

1.4 Выводы по разделу 1

1. Хроматическая дисперсия и поляризационная модовая дисперсия играют большую роль в ограничении дальности высокоскоростных систем

передачи 10 Гбит/с и выше по сравнению с затуханием. Однако для расчета регенерационного участка они крайне важны, а также важны для оценки влияния нелинейных эффектов при их совместном воздействии.

2. Влияние нелинейных эффектов в значительной степени зависит от параметров системы передачи и оптического волокна, таких как вводимая мощность, дисперсионные свойства ОВ, эффективная площадь сердцевины, скорости передачи, количество пролетов, количество каналов и шаг между оптическими WDM-каналами.
3. Результаты анализа позволяют уточнить и дополнить таблице 29 согласно [20] и табл. II.2 из Рекомендации ITU-T G.663.
4. Увеличение скорости передачи, вводимой мощности передачи, числа каналов, значения CD и PMD, приводят к сжатию окна работоспособности одномодовых оптических WDM-систем.
5. Изучение природы и характера проявления нелинейных искажений позволяет выбрать эффективный формат модуляции и разработать оптимальные решения и алгоритмы обработки, ослабляющие деградацию информационных сигналов в реальных волоконно-оптических линиях связи.

Раздел 2. Влияние на окно работоспособности оптического волокна изменений дисперсионной длины под действием негативных воздействий

2.1 Постановка задачи

Задачей данной главы является определение понятия термина «окно работоспособности» и оценка влияния на это окно негативных воздействий, таких как хроматическая дисперсия, поляризационная модовая дисперсия и нелинейные эффекты, в частности, фазовая самомодуляция и фазовая кросс-модуляция с учетом формата модуляции и количества WDM-каналов. Эти эффекты отразятся на дисперсионной длине.

В области инфокоммуникаций волоконно-оптических систем передачи со спектральным разделением играют значительную роль передовые технологии, обеспечивающие возможность передачи практически неограниченных объёмов информации с высокими скоростями [16]. Задача реализации высокой ёмкости систем связи решается за счёт использования рабочих спектральных областей. Скорость передачи символов ограничивается физическими факторами на уровне 50 ГБод [43, 46]. Увеличение скорости передачи по оптическому волокну при приближении к теоретическому достижимому пределу ведет к уменьшению дальности передачи.

Скорость передачи передаваемого канала ограничена многими физическими факторами, которые можно описать понятием «окно работоспособности» систем передачи. Например, число каналов в сети и скорость передачи в канале увеличивают, а такие эффекты, как ухудшение качества передачи в волокне, уменьшают это окно [28, 31, 32, 35, 42, 91]. Скорость передачи в одном канале можно увеличить при росте числа каналов до 1000 по одному оптическому одномодовому волокну. При этом скорость передачи в каждом канале не превысит 3,5 Гбит/с, а расстояния между ними уменьшатся до 3,125 ГГц, что приводит к межканальным влияниям. Согласно рекомендациям G694.1

Международного союза электросвязи по телекоммуникациям (ITU-T) при повышении скорости передачи до 10 Гбит/с и выше межканальный интервал не может быть меньше 6,25 ГГц [121], так как возрастают межканальные влияния, при 40 Гбит/с межканальный интервал может быть 100 ГГц.

Согласно предлагаемому окну работоспособности (рисунок 2.1) на передачу сигналов по оптическому волокну влияет большое количество различных параметров: битовая скорость, формат модуляции, суммарные мощности передаваемых сигналов, хроматическая дисперсия и поляризационная модовая дисперсия и нелинейности [28, 42]. Изменение этих параметров приводит к расширению или сжатию окна работоспособности и оказывает влияние на отношение сигнал/шум [115].



Рисунок 2.1 – Сжатие окна работоспособности при усложнении систем: 1 – скорость передачи; 2 – формат модуляции; 3 – мощность; 4 – нелинейность; 5 – дисперсия; 6 – эффекты поляризации; 7 – число каналов.

Эволюция в направлении прозрачных смешанных сетей в будущем угрожает закрыть окно работоспособности из-за сложности управления ухудшающимися эффектами. Применение каналов связи со скоростью выше 40 Гбит/с увеличивает негативное воздействие на каналы данных таких деградаций

качества передачи по оптическому волокну, как хроматическая дисперсия, поляризационная модовая дисперсия и нелинейности.

Основные изменения, такие как изменения температуры, старение компонентов и техническое обслуживание проложенных кабелей, будут оказывать воздействие на физические свойства, которые влияют на целостность каналов данных [32, 91]. Кроме того, возможность реконфигурации сети с целью обеспечения динамических услуг приводит к тому, что множества традиционно статических свойств сети становятся динамическими. Устранение неисправностей становится более трудным, так как расстояние между оконечными терминалами увеличивается, и применяются более сложные компоненты, такие как интеллектуальные маршрутизаторы и модули компенсации дисперсии. Окно работоспособности сжимается, когда системы становятся более сложными вследствие этих явлений. Чтобы улучшить целостность этого окна, необходимо оценить влияние вредных воздействий на характеристики передачи.

2.2 Производительность телекоммуникационных систем передачи

Базовым критерием для оценки развития волоконно-оптических систем передачи является произведение спектральной эффективности SE и дальности передачи L [15]. Данное произведение известно как производительность телекоммуникационных систем передачи.

Спектральная эффективность определяется соотношением между пропускной способностью систем C_{sys} и шириной частот в рассматриваемом диапазоне ΔF . Таким образом, производительность систем связи P_{sys} имеет следующий вид:

$$P_{sys} = \frac{C_{sys}}{\Delta F} \cdot L. \quad (2.1)$$

Экономическая эффективность оптических транспортных магистралей находится в прямой зависимости от пропускной способности оптического кабеля с определяющим фактором – скоростью передачи информации по ОВ [16].

Максимальная пропускная способность достигается путем увеличения мощности оптического сигнала [23] и увеличения количества каналов, согласно уравнению (1.65). Однако увеличение мощности сигнала приводит к появлению волновых искажений и шумов. Таким образом, чтобы обеспечить максимальную производительность, необходимо учитывать оптимальный компромисс между шумом оптического усилителя и нелинейностью Керровского типа при определенном уровне мощности оптического сигнала.

На основе уравнения (2.1) можно увеличить производительность систем за счет следующих способов:

- увеличения спектральной эффективности;
- увеличения ширины используемого диапазона;
- увеличения дальности передачи.

Одним из главных способов увеличения спектральной эффективности является переход от прямого к когерентному детектированию с цифровой обработкой сигналов. Это дает возможность увеличить скорости передачи информации без повышения символьной скорости [17]. А также применение многоуровневых форматов модуляции QPSK, DQPSP, m -QAM и многоуровневых форматов модуляции с поляризационным мультиплексированием (DP – Dual Polarization) позволяет значительно повысить спектральную эффективность. В настоящее время наиболее распространенными форматами модуляции для скоростей 100 Гбит/с и выше являются DP-QPSK, DP-16QAM, DP-64QAM и др. Благодаря использованию поляризационного мультиплексирования спектральная эффективность увеличивается с коэффициентом $p=2$. Однако усложнение модуляции неизбежно ведет к значительному уменьшению дальности передачи [15] и требует более высокого отношения сигнал/шум.

Появление широкополосного оптического усилителя EDFA (эрбиевые усилители) позволило сократить используемый спектральный диапазон. Современные WDM-системы дальней связи используют почти исключительно С-диапазон ОВ в окрестности длины волны 1550 нм. Однако для увеличения

ширины полосы используемого оптического диапазона требуется применение альтернативного оптического усилителя. Использование усилителей на основе вынужденного комбинационного рассеяния является перспективным вариантом решения возможности увеличения ширины полосы используемого диапазона.

Одним из потенциальных способов увеличения дальности волоконно-оптических линий связи является использование распределенных усилителей и усилителей с удельной накачкой. А также оптическая регенерация позволяет увеличить дальности передачи с использованием спектрально эффективных форматов модуляции [17].

Однако высокая спектральная эффективность, узкий разнос каналов, большие расстояния передачи, высокие скорости передачи данных и прозрачная коммутация создают новые проблемы в управлении сетью.

2.3 Методика расчета дисперсионной длины под действием хроматической и поляризационной модовой дисперсий с учетом влияния фазовой самомодуляции и кросс-модуляции

Увеличение отношения сигнал/шум требует увеличения мощности сигнала, что в свою очередь увеличивает влияние нелинейных эффектов, в частности, эффекта Керра. Например, в 128-канальной системе передачи со скоростью канала 40 Гбит/с увеличение мощности с 2 до 30 мВт приводит к уменьшению значения Q-фактора при применении линейного кода NRZ в 9 раз, и в 8 раз при использовании кода RZ [45].

Когда выходная мощность источника становится большей, сигналы моделируют собственные фазы. Это приводит к уширению переданного импульса и временному расширению или сужению, в зависимости от знака хроматической дисперсии. Это в свою очередь приводит к сдвигу фронта импульса в сторону длинных волн и срез импульса в сторону коротких волн [28, 85].

Фазовая самомодуляция и фазовая кросс-модуляция являются двумя наиболее важными нелинейными эффектами в оптических телекоммуникациях. Оба эффекта SPM и XPM вызывают изменение фазы импульса, что приводит к изменению его спектра [57, 77, 124]. Нелинейная фазовая модуляция преобразуется в амплитудный шум из-за взаимодействия между нелинейностью Керра и хроматической дисперсией, что ограничивает производительности систем передачи, особенно в реальных системах, где дисперсия не компенсируется [67].

Как уже было отмечено, показатель преломления волокна зависит от интенсивности сигнала. Этот эффект ограничивает максимально возможную скорость передачи в волокне.

Хроматическая дисперсия и поляризационная модовая дисперсия генерируют межсимвольные искажения. Параметры D , S , A_{eff} и спектральное затухание передачи могут быть оптимизированы для специальных системных архитектур. Нелинейные эффекты уменьшают отношение сигнал/шум на приемнике. Нелинейный переходный разговор не позволяет увеличить мощность канала и получить требуемую величину отношения сигнал/шум. n_2 , D , A_{eff} определяют переходный, создаваемый для требуемых расстояний между каналами плотной DWDM-системы [22, 33, 126].

Результаты таких взаимодействий будут отражены в дисперсионной длине. Изучая и оценивая эти эффекты, можно повысить эффективность волокна в высокоскоростных системах передачи.

2.3.1 Учет влияния хроматической и поляризационной модовой дисперсий

Дисперсионная длина [13] связана с хроматической дисперсией в одномодовых ОВ при высоких скоростях передачи и определяется

$$L_D = \frac{T_0^2}{|\beta_2|}, \text{ км}, \quad (2.2)$$

где T_0 – полуширина гауссовского импульса (рисунок 2.2) на уровне $1/e$, пс.

Доказано [8, 29], что дисперсионная длина может быть выражена через битовый интервал $T_b = \frac{T_0}{2\sqrt{2}}$ и $T_{1/2} = 1,665T_0$ – полную длительность гауссовского импульса по уровню половиной максимальной интенсивности:

$$L_D = \frac{1}{8 \cdot B^2 \cdot |\beta_2|} = \frac{T_b^2}{8 \cdot |\beta_2|} = \frac{T_{1/2}^2}{2,77 \cdot |\beta_2|}, \text{ км}. \quad (2.3)$$

С учетом формата модуляции уравнение (2.3) принимает следующий вид:

$$L_D = \frac{T_b^2 \cdot d_m^2}{8 \cdot |\beta_2|}, \text{ км}, \quad (2.4)$$

где d_m – параметр формата модуляции.

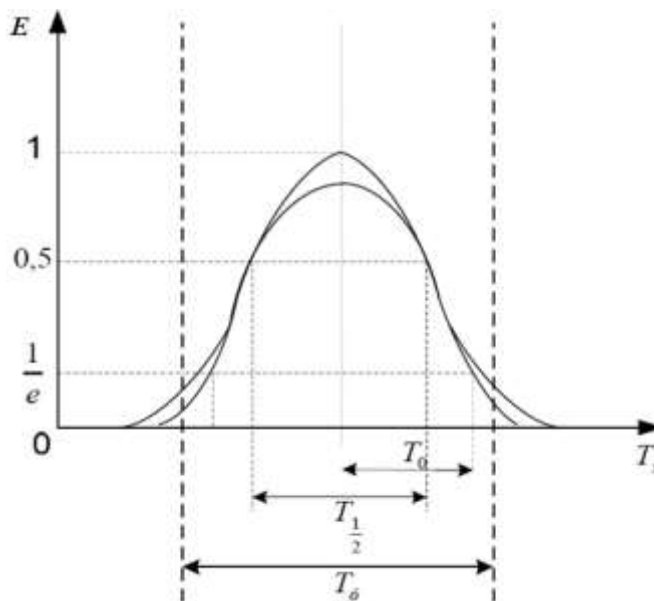


Рисунок 2.2 – Гауссовский импульс [9, 13]

Значения параметра первичных форматов модуляции d_m представлены в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Значения d_m для первичных форматов модуляции

Вид модуляции	NRZ	33%RZ	50% RZ	67% RZ
d_m	1	0,33	0,5	0,67

Результаты расчета дисперсионной длины под влиянием CD с учетом форматов модуляции при различных скоростях передачи для ОВ G.652 представлены в таблице 2.2.

Таблица 2.2 – Значение дисперсионной длины с учетом форматов модуляции для ОВ G.652

Скорости передачи Гбит/с	Дисперсионная длина L_D , км с учетом d_m			
	NRZ	33%RZ	50% RZ	67% RZ
10	57,6	14,4	6,20	25,8
40	3,60	0,90	0,39	1,6
100	0,57	0,14	0,06	0,25

Как правило, считается, что усилители и каждый компенсатор вносят свой вклад в суммарную величину: усилитель составляет 0,5 пс, компенсатор 1-2 пс в зависимости от длины компенсирующего волокна. При каждой скорости передачи должна соблюдаться норма по PMD $0,1 \cdot T_b$ при длине линии без учета элементов линии, и DGD будет превышать величину $2,55 \cdot D_{PMD}$ [35].

Потери мощности при раскрытии глазковой диаграммы при формате модуляции NRZ определяется формулой:

$$\Delta P_{PMD} = 15 \cdot (\Delta \tau \cdot B)^2, \text{ дБ.} \quad (2.5)$$

Как уже отмечалось, PMD проявляется в одномодовом волокне вследствие несовершенства оптического волокна. В одномодовом ОВ действует мода H11, а при учете линейной поляризации присутствует две взаимно ортогональные моды.

Связь между CD и PMD определяется выражением [9]:

$$D_{PMD} = 0,327 \cdot \sqrt{\frac{\lambda^2}{2\pi c}} \cdot D = x \cdot \sqrt{D}. \quad (2.6)$$

Таблица 2.3 – Зависимость D_{PMD} от длины волны

λ , нм	1260	1360	1460	1530	1550	1565	1625	1675
$\sqrt{\frac{\lambda^2}{2\pi c}}$	0,918	0,99	1,06	1,11	1,13	1,14	1,18	1,22

Продолжение таблицы 2.3

x	0,33	0,324	0,347	0,363	0,37	0,373	0,386	0,399
-----	------	-------	-------	-------	------	-------	-------	-------

Согласно таблице 2.3 x изменяется в диапазоне длин волн 1260-1675 нм от 0,3 до 0,4, поэтому:

$$D_{PMD} = (0,3 - 0,4) \cdot \sqrt{D}. \quad (2.7)$$

Для того, чтобы учесть воздействие хроматической и поляризационной модовой дисперсий, необходимо ориентироваться на норму хроматической дисперсии $0,25T_6$ и поляризационной модовой дисперсии $0,1T_6$. При этом получим суммарное значение ΔT :

$$\Delta T = \sqrt{(0,25 \cdot T_6)^2 + (0,1 \cdot T_6)^2} = 0,269T_6. \quad (2.8)$$

Исходя из полученных решений [9], дисперсионная длина изменяется с учетом влияния PMD L_D^{CD+PMD} и допустимая длина $L_{\text{дон}}^{CD+PMD}$:

$$L_D^{CD+PMD} = \frac{T_b^2 \cdot d_m^2}{8 \cdot (\beta_2 + 0,04 \cdot \beta_2)} \approx \frac{T_b^2 \cdot d_m^2}{8,32 \cdot \beta_2} \text{ и} \quad (2.9)$$

$$L_{\text{дон}}^{CD+PMD} = \frac{(1 - 0,269)T_b^2 \cdot d_m^2}{8,32 \cdot \beta_2}. \quad (2.10)$$

Согласно исследованию Зелюткова [13], определив с высокой точностью для гауссовского импульса их параметр, в частности T_b , получим результирующее значение на любой длине оптического волокна с учетом форматов:

$$U(z, T) = \frac{1}{1 - \frac{8i \cdot \beta_2 \cdot z}{T_b^2 \cdot d_m^2}} \cdot \exp\left(-\frac{4 \cdot T^2 \cdot d_m^2}{T_b^2 \cdot d_m^2 - 4i \cdot \beta_2 \cdot z}\right). \quad (2.11)$$

При этом потери мощности из-за влияния CD и PMD определяются формулой:

$$[U(z, T)]^2 = \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{z}{L_D^{CD+PMD}}\right)^2\right]^{\frac{1}{4}}} \cdot \exp\left(-\frac{T^2}{\frac{T_0^2}{4} \cdot \left[1 + \left(\frac{z}{L_D^{CD+PMD}}\right)^2\right]^{\frac{1}{4}}}\right) \quad (2.12)$$

Полученное выражение дисперсионной длины показывает, что дисперсионная длина уменьшается из-за совместного воздействия CD и PMD.

Таким образом, выражение Q -фактора в оптическом канале становится [139]:

$$Q_0^2 = \frac{1,85 \cdot L_D^{CD+PMD}}{z} = \frac{1,85 \cdot d_m^2 \cdot T_b^2}{8,32 \cdot |\beta_2| \cdot z} \approx OSNR, \quad (2.13)$$

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q_e}{\sqrt{2}}\right) = \frac{e^{-\frac{Q_e^2}{2}}}{Q_e \cdot \sqrt{2\pi}}, \quad (2.14)$$

где Q_e и Q_0 – Q -фактор в электрическом и оптическом каналах ($Q_0 = \sqrt[4]{Q_e}$).

В таблице 2.4 приведены результаты расчетов Q_0 , Q_e , $OSNR$ и BER для различных длин линии z .

Таблица 2.4 – Результаты расчетов Q_0 , Q_e , $OSNR$ и BER для различных длин линии z .

	$z = x \cdot L_D^{CD+PMD}$				
	$x=0,5$	$x=0,75$	$x=1$	$x=1,25$	$x=1,5$
Q_0	1,9	1,57	1,36	1,217	1,11
Q_e	13,6	6,08	3,42	2,19	1,52
$20\log Q_e, dB$	22,7	15,6	10,6	6,8	3,64
BER	31×10^{-6}	$3,1 \times 10^{-3}$	21×10^{-3}	61×10^{-3}	123×10^{-3}
$OSNR, dB$	5,6	3,9	2,67	1,7	0,94

Результаты, представленные в таблице 2.4, показывают, что значение $OSNR$ снижается с уменьшением дисперсионной длины.

При определении дисперсионной длины было доказано, что гауссовский импульс сохраняет свою форму, подчиняясь простому закону, а его длительность увеличивается [13]:

$$T_1 = T_0 \cdot \left[1 + \left(\frac{z}{L_D^{CD+PMD}} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} = T_0 \cdot \left[1 + \left(\frac{4}{Q_e} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} = T_0 \cdot \left[1 + \left(\frac{4}{(SNR_e)^{\frac{1}{2}}} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (2.15)$$

где SNR_e – отношение сигнал/шум в электрическом канале.

В таблице 2.5 представлены потери мощности при соотношении $\frac{z}{L_D^{CD+PMD}}$

Таблица 2.5 – потери мощности при соотношении $\frac{z}{L_D^{CD+PMD}}$.

$\frac{z}{L_D^{CD+PMD}}$	$\frac{T}{T_0}$	$10 \log \frac{T}{T_0}$, дБ	$\frac{[U(z, T)]^2}{[U(0, T)]^2}$
0,3	1,044	0,187	0,982
0,5	1,118	0,484	0,96
0,7	1,22	0,864	0,94
0,9	1,34	1,29	0,945
1,0	1,414	1,5	0,978

Решение Агравала дает возможность определить уширение импульса или потери для узкополосных и широкополосных источников с учетом CD и параметра формата модуляции d_m :

- для узкополосных источников:

$$T_1 = T_0 \cdot 10 \log \left(\left[1 + \left(\frac{8 \cdot \beta_2 \cdot B^2 \cdot L}{d_m^2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \right), \text{ дБ}, \quad (2.16)$$

- для широкополосных источников:

$$T_1 = T_0 \cdot 10 \log \left(\left[1 + \left(\frac{d_m^2}{8 \cdot \beta_2 \cdot B \cdot \Delta \lambda \cdot L} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \right), \text{ дБ}, \quad (2.17)$$

где $\Delta \lambda$ – спектральная ширина источника.

С учетом PMD для узкополосных источников уравнение (2.16) становится следующей формулой:

$$T_1 = T_0 \cdot 10 \log \left(\left[1 + \left(\frac{8,32 \cdot \beta_2 \cdot B^2 \cdot L}{d_m^2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \right), \text{ дБ.} \quad (2.18)$$

Полученное решение, связанное с простым выражением гауссовского импульса, позволяет определить:

- потери мощности сигнала;
- допустимый параметр Q-фактора;
- отношение сигнала/шум и, следовательно, вероятность ошибки для различных форматов модуляции как для широкополосных, так для узкополосных источников.

2.3.2 Учет влияния фазовой самомодуляции

Нелинейные эффекты слабы и не имеют значения при низких уровнях мощности сигнала, но значительно возрастают при более высоких значениях мощности сигнала и более высокой плотности мощности в сердечнике волокна. Высокая плотность мощности волокна (интенсивность) достигается за счет увеличения мощности сигнала и / или за счет уменьшения эффективной площади волокна [68], согласно уравнению (2.19):

$$I = \frac{P_{in}}{A_{eff}}, \quad (2.19)$$

где I – плотность мощности ОВ, дБм/мкм², P_{in} – мощность сигнала, A_{eff} – эффективная площадь сердцевины ОВ.

Реально нелинейные эффекты также можно учесть в дисперсионной длине [118]:

$$L_D = \frac{d_m Q_1 \lambda_1 A_{eff,1} P_{in,2} n_{22}}{8,32 \beta_2 B^2 Q_2 \lambda_2 A_{eff,2} P_{in,1} n_{21}}. \quad (2.20)$$

Определение эффекта SPM было подробно описано в первой главе. Остановимся на эффектах SPM.

Основным эффектом SPM является уменьшение скорости уширения импульса за счет дисперсии групповых скоростей в третьем окне прозрачности.

Известно, что результаты CD, PMD и SPM приводит к уширению импульса. Согласно решению Агравала доказано, что уширение гауссовского импульса на входе, не обладающего частотной модуляцией, не зависит от знака β_2 . Импульс уширяется одинаково в области как нормальной, так и аномальной дисперсии в ОВ [26, 55].

Уширение импульса является основным эффектом SPM. При использовании гауссовского импульса уширение импульса под воздействием SPM записывается в виде:

$$\frac{T_2}{T_0} = \left[1 + \sqrt{2}\Phi_{SPM} \cdot \frac{z}{L_D} + \left(1 + \frac{4}{3\sqrt{3}} (\Phi_{SPM})^2 \right) \frac{z^2}{L_D^2} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (2.21)$$

При совместном воздействии CD, PMD и SPM дисперсионная длина с учетом формата модуляции определяется следующей формулой:

- учесть влияние CD и SPM

$$L_D^{CD+SPM} = \frac{L_D \cdot \left[1 + \left(\frac{z}{L_D} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}{\left[1 + \sqrt{2}\Phi_{SPM} \cdot \frac{z}{L_D} + \left(1 + \frac{4}{3\sqrt{3}} \Phi_{SPM}^2 \right) \left(\frac{z}{L_D} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}; \quad (2.22)$$

- учесть влияние CD, PMD и SPM

$$L_D^{CD+PMD+SPM} = \frac{L_D^{CD+PMD} \cdot \left[1 + \left(\frac{z}{L_D^{CD+PMD}} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}{\left[1 + \sqrt{2}\Phi_{SPM} \cdot \frac{z}{L_D^{CD+PMD}} + \left(1 + \frac{4}{3\sqrt{3}} \Phi_{SPM}^2 \right) \left(\frac{z}{L_D^{CD+PMD}} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}, \quad (2.23)$$

где L_D и L_D^{CD+PMD} – дисперсионные длины, заданные уравнениями (2.4) и (2.9), и Φ_{SPM} – сдвиг фазы из-за влияния SPM, заданный уравнением (1.40).

Свијетић предлагает [68], чтобы приблизительно оценить максимально возможную вводимую мощность, значение Φ_{SPM} должно быть меньше 1 радиан. В этом случае максимальная вводимая мощность определяется выражением

$$P_{\max} < \frac{1}{\gamma \cdot z_{\text{eff}}} = \frac{\alpha \lambda A_{\text{eff}}}{2\pi n_2 [1 - \exp(-\alpha z)]}. \quad (2.24)$$

Для расчетов используем три вида оптического волокна G. 652, G.655 и волокно TFXTM Corning. В таблице 2.6 представлены необходимые значения для расчетов.

Таблица 2.6 – Характеристики ОВ и значение P_{\max} , Φ_{SPM} для различных ОВ

Параметры ОВ	Тип ОВ		
	G.652	G.655	Волокно TFX TM (G.654.E)
$\alpha, \frac{\text{дБ}}{\text{км}}$	0,22	0,25	0,168
$\beta_2, \frac{\text{пс}^2}{\text{км}}$	21,7	5,7	26,7
$A_{\text{eff}}, \text{мкм}^2$	80	55	125
$n_2, \frac{\text{м}^2}{\text{Вт}}$	$2,6 \times 10^{-20}$	3×10^{-20}	$2,1 \times 10^{-20}$
$\gamma, \frac{1}{\text{Вт} \cdot \text{км}}$	1,32	2,03	0,71
$z_{\text{eff}}, \text{км}$	19,41	17,21	24,7
$P_{\max}, \text{мВт}$	<39	<29	<57

Значение z связано с L_D и L_{NL} и определяется следующей формулой

$$z_1 = \sqrt{2L_D \cdot L_{NL}}; \quad z_2 = \sqrt{2L_D^{CD+PMD} \cdot L_{NL}}. \quad (2.25)$$

Значение L_D^{CD+SPM} и $L_D^{CD+PMD+SPM}$ приведено в таблице 2.7 при $P_0 = 10$ мВт.

Таблица 2.7 – Значение L_D^{CD+SPM} и $L_D^{CD+PMD+SPM}$ при $d_m = 1$

B , Гбум/с	L_D^{CD+SPM} , км	$L_D^{CD+PMD+SPM}$, км	$\frac{L_D - L_D^{CD+SPM}}{L_D}$, %	$\frac{L_D - L_D^{CD+PMD+SPM}}{L_D}$, %	$\frac{L_D^{CD+PMD} - L_D^{CD+PMD+SPM}}{L_D^{CD+PMD}}$, %
G.652					
10	52,47	47,77	8,91	17,06	9,83
40	3,48	3,17	3,17	11,91	8,92
100	0,56	0,51	2,55	11,40	9,98
G.655					
10	202,73	183,23	7,55	16,44	10,64
40	12,65	11,53	7,68	15,84	9,68
100	2,08	1,89	4,97	13,56	9,94
Волокно TXF™ Corning					
10	44,78	40,79	5,77	14,17	9,78
40	2,92	2,65	1,65	10,51	9,95
100	0,47	0,42	1,23	10,20	9,99

Из результата расчетов, представленных в таблице 2.7, следует, что при совместном воздействии CD, PMD и SPM дисперсионная длина уменьшаться по сравнению с воздействием только CD и PMD. При этом увеличиваются потери мощности из-за воздействия эти эффектов.

Таким образом, потери мощности из-за совместного воздействия CD, PMD, SPM выражается соотношением

$$\Delta P_{CD+PMD+SPM} = 5 \log \left[1 + \left(\frac{z}{L_D^{CD+PMD+SPM}} \right)^2 \right]. \quad (2.26)$$

Результаты расчета потерь мощности из-за воздействия CD, PMD и SPM представлены в таблицы 2.8.

Таблица 2.8 – Потери мощности из-за совместного воздействия CD, PMD и SPM

Скорость передачи, <i>B</i> , Гбит/с	$\Delta P_{SPM}^{CD+PMD+SPM}$, дБ		
	G.652	G.655	Волокно TXF™
10	2,90	0,38	3,42
40	14,02	8,45	14,78
100	21,95	16,25	22,72

Согласно таблице 2.8 потери мощности увеличиваются с ростом скорости передачи и волокно G.655 обладает наименьшими потерями по сравнению с G.652 и волокно TXF™ Corning из-за высокого значения хроматической дисперсии у последних видов волокон. Однако данный недостаток можно устранить с помощью компенсации хроматической и поляризационной модовой дисперсий. Волокно TXF™ Corning имеют большое значение эффективной площади, т. е. в волокно TXF™ можно передать сигналы больших мощностей. Выбор ОВ со сверхнизким затуханием и увеличенной эффективной площадью представляется эффективным и перспективным вариантом решения реализации класса 100G и выше.

2.3.3 Учет влияния фазовой самомодуляции при наличии начальной частотной модуляции

Для первоначально гауссовского импульса, не обладающего начальной частотной модуляцией, уравнение (2.13) показывает, что вызванное дисперсией уширение импульса не зависит от знака параметра GVD β_2 . Таким образом, при заданном значении дисперсионной длины L_D импульс уширится на одинаковую величину в режимах нормальной и аномальной дисперсии. Однако это поведение меняется, если гауссовский импульс имеет начальную частотную модуляцию [57]. В этом случае амплитуда гауссовского импульса в любой точке z вдоль

оптического волокна с учетом начальной частотной модуляции определяется выражением:

$$U(z, T) = \frac{T_0}{[T_0^2 - i\beta_2 z(1+iC)]^{\frac{1}{2}}} \cdot \exp\left(-\frac{(1+iC)T^2}{2[T_0^2 - i\beta_2 z(1+iC)]}\right), \quad (2.27)$$

где C – параметр линейно-частотной модуляции.

В результате уширения импульса после распространения на расстоянии z при наличии начальной частотной модуляции с дополнением формата модуляции выражается:

$$\frac{T_3}{T_0} = \left[\left(1 + \frac{8 \cdot C \beta_2 z}{T_b^2 d_m^2} \right)^2 + \left(\frac{8 \cdot \beta_2 z}{T_b^2 d_m^2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (2.28)$$

Чирпирование или начальная линейная частотная модуляция применяется при больших значениях хроматической дисперсии как элемент компенсации хроматической дисперсии [13, 24, 56, 57]. При положительном значении $C > 0$ и в область аномальной дисперсии $\beta_2 < 0$. Учитывая, что WDM работает в диапазоне 1530-1675 нм, где параметр β_2 имеет отрицательное значение, применение начальной частотной модуляции, имеющей положительное значение, вносит положительный характер [13]. Поэтому для компенсации отрицательно значения параметра β_2 необходимо, чтобы параметр начальной линейной частотной модуляции имел положительное значение. При этом уравнение (2.28) становится:

$$\frac{T_3}{T_0} = \left[\left(1 - \frac{8 \cdot C \cdot B^2 \cdot \beta_2 z}{d_m^2} \right)^2 + \left(\frac{8 \cdot B^2 \cdot \beta_2 z}{d_m^2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\left(1 - \frac{8 \cdot C \beta_2 z}{T_b^2 d_m^2} \right)^2 + \left(\frac{8 \cdot \beta_2 z}{T_b^2 d_m^2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (2.29)$$

На рисунке 2.3 изображена зависимость потерь мощности от $B^2 \beta_2 z$ при различных значениях начальной частотной модуляции и форматах модуляции.

Одним из способов увеличения расстояния передачи из-за влияния SPM является использование начальной частотной модуляции. При этом длина линии при наличии начальной частотной модуляции определяется соотношением:

$$z_{chirp} = L_D^{CD+PMD} \frac{C + \sqrt{1 + 2C^2}}{1 + C}. \quad (2.30)$$

При $C=1$, длина линии $z_{chirp} = 1,36L_D^{CD+PMD}$.

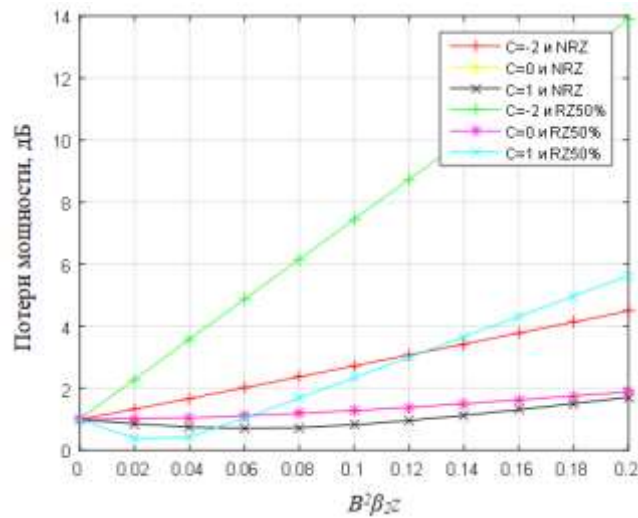


Рисунок 2.3 – Зависимость потерь мощности от $B^2 \beta_2 z$

С учетом начальной частотной модуляции дисперсионная длина становится при $C=1$ и $\Phi_{SPM}=C/2=1/2$:

$$L_D^{CD+PMD+SPM+chirp} = \frac{L_D^{CD+PMD} \cdot \left[1 + \left(\frac{z_{chirp}}{L_D^{CD+PMD}} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}{\left[1 - \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{z_{chirp}}{L_D^{CD+PMD}} + \left(1 + \frac{1}{3\sqrt{3}} \right) \left(\frac{z_{chirp}}{L_D^{CD+PMD}} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}. \quad (2.31)$$

На рисунке 2.4 показаны потери мощности из-за совместного действия CD, PMD и SPM.

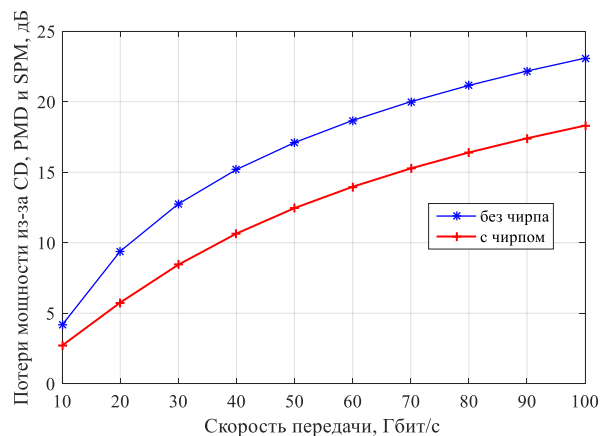


Рисунок 2.4 – Потери мощности из-за CD, PMD и SPM для G.652 при $\Phi_{SPM}=1$ и $C=1$

Из рисунка 2.4 следует, что значение потерь мощности больше для импульса без начальной частотной модуляции по сравнению с импульсом, обладающим начальной частотной модуляцией. Это свидетельствует о том, что наличие начальной частотной модуляции позволяет не только увеличить длину линии, но и компенсировать влияние хроматической дисперсии.

2.3.4 Учет влияния фазовой кросс-модуляции

Фазовый сдвиг из-за воздействия XPM определяется по формуле:

$$\Phi_{XPM}(M) = \gamma P_{in} Z_{eff} (2M - 1), \quad (2.32)$$

где M – количество DWDM каналов. При этом уширение импульса становится следующим образом:

$$\frac{T_4}{T_0} = \left[1 + \sqrt{2} \Phi_{XPM} \cdot \frac{z}{L_D} + \left(1 + \frac{4}{3\sqrt{3}} (\Phi_{XPM})^2 \right) \frac{z^2}{L_D^2} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (2.33)$$

При воздействии XPM дисперсионная длина с учетом формата модуляции определяется следующими формулами:

- учесть влияние CD, PMD и XPM

$$L_D^{CD+PMD+XPM} = \frac{L_D^{CD+PMD} \cdot \left[1 + \left(\frac{z}{L_D^{CD+PMD}} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}{\left[1 + \sqrt{2} \Phi_{XPM} \cdot \frac{z}{L_D^{CD+PMD}} + \left(1 + \frac{4}{3\sqrt{3}} \Phi_{XPM}^2 \right) \left(\frac{z}{L_D^{CD+PMD}} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}; \quad (2.34)$$

- учесть влияние CD, PMD и XPM и межканальный интервал CS:

$$L_D^{CD+PMD+XPM+CS} = \frac{L_D^{CD+PMD} \cdot CS \cdot \left[1 + \left(\frac{z}{L_D^{CD+PMD} \cdot CS} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}{\left[1 + \sqrt{2} \Phi_{XPM} \cdot \frac{z}{L_D^{CD+PMD} \cdot CS} + \left(1 + \frac{4}{3\sqrt{3}} \Phi_{XPM}^2 \right) \left(\frac{z}{L_D^{CD+PMD} \cdot CS} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}. \quad (2.35)$$

Величина фазового сдвига сигнала из-за XPM от нескольких каналов оценивается Cvijetic с учетом количества каналов [68].

$$P_{\max j} < \frac{1}{\gamma \cdot z_{\text{eff}} \cdot (2M - 1)} = \frac{\alpha \lambda A_{\text{eff}}}{2\pi n_2 [1 - \exp(-\alpha z)] (2M - 1)}. \quad (2.36)$$

Результаты расчетов по формуле (2.34) приведены в таблице 2.9.

Таблица 2.9 – Значение $L_D^{CD+PMD+XPM}$ для различных скоростей передачи и количества каналов при $d_m = 1$ и $P_{in} = 1$ мВт и $z = 80$ км

Скорость передачи, Гбит/с	Количество каналов	Значение $L_D^{CD+PMD+XPM}$, км		
		G.652	G.655	Волокно ТХФ™
10	40	24,63	112,10	25,10
	80	14,76	75,30	16,01
	160	8,05	44,90	9,01
40	40	1,58	4,60	1,69
	80	0,87	2,47	1,01
	160	0,45	1,26	0,53
100	40	0,25	0,75	0,27
	80	0,14	0,39	0,16
	160	0,07	0,20	0,09

Выразим через μ в процентах соотношение между L_D^{CD+PMD} и $L_D^{CD+PMD+XPM}$, результат расчетов приведен в таблице 2.10.

$$\mu(\%) = \frac{L_D^{CD+PMD} - L_D^{CD+PMD+XPM}}{L_D^{CD+PMD}} \cdot 100\% . \quad (2.37)$$

Таблица 2.10 – Значение μ (%)

Скорость передачи, Гбит/с	Количество каналов	Значение μ , %		
		G.652	G.655	Волокно TXF™
10	40	52,96	43,76	41,80
	80	71,80	62,22	62,94
	160	84,62	77,47	79,13
40	40	51,58	63,03	37,27
	80	73,26	80,15	62,50
	160	86,23	89,83	80,13
100	40	51,05	62,08	36,60
	80	73,09	79,98	62,22
	160	86,19	89,84	80,05

Результаты расчетов в таблице 2.8 показывают, что дисперсионная длина но значительно уменьшается из-за изменения влияния CD и PMD при воздействии XPM по сравнению с наличием эффекта SPM. Это приводит к изменению характеристики передачи, если не принимать соответствующих мер. Например, ухудшение значения отношения сигнал/шум. Следовательно, это приводит к уменьшению дальности передачи.

Из-за влияния XPM потери мощности согласно уравнению (2.26) становятся следующей формулой:

$$\Delta P_{CD+PMD+XPM} = 5 \log \left[1 + \left(\frac{z}{L_D^{CD+PMD+XPM}} \right)^2 \right]. \quad (2.38)$$

Результаты расчета потерь мощности из-за совместного влияния CD, PMD и XPM приведены в таблице 2.11.

Таблица 2.11 – Значение потерь мощности из-за CD, PMD, XPM при $z=80$ км и $P_{in}=1$ мВт

Скорость передачи, Гбит/с	Количество каналов	Потери мощности $\Delta P_{SPM}^{CD+PMD+XPM}$, дБ		
		G.652	G.655	Волокно TXF TM
10	40	5,31	0,89	5,23
	80	7,41	1,64	7,07
	160	9,99	3,10	9,50
40	40	17,03	12,40	16,74
	80	19,61	15,10	18,97
	160	22,49	18,00	21,73
100	40	24,94	20,24	24,65
	80	27,54	23,01	26,90
	160	30,44	25,96	29,67

Эти результаты позволяют сформировать следующие выводы:

- дисперсионная длина существенно ухудшается при высоком значении коэффициента CD. Например, волокно G.655, имеющее значение $D=4,5$ пс/(нм·км), обладает лучшим значением дисперсионной длины по сравнению с G.652 и волокно TXFTM Corning, которые имеют $D =17$ пс/(нм·км) и $D =21$ пс/(нм·км) соответственно.
- кроме коэффициента хроматической дисперсии, дисперсионная длина под действием XPM уменьшается при увеличении скорости передачи и числа каналов за счет уменьшения расстояния между ними. Это приводит к увеличению потерь мощности (рисунке 2.6). Однако волокно TXFTM Corning имеет более низкое значение дисперсионной длины и потерь мощности по сравнению с G.652, несмотря на высокое значение D . Это объясняется тем, что волокно TXFTM Corning имеет наибольшую эффективную площадь, т.е. обладает высоким порогом по нелинейности.

Это свидетельствует о том, что этот вид ОВ является перспективным и эффективным вариантом решения для реализации класса 100 G и выше.

Влияние OSNR, CD, PMD и нелинейных эффектов было смоделировано при 10 Гбит/с для NRZ формата. Результирующие фазовые портреты и глаз-диаграммы показаны на рисунке 2.5.

Анализируя вышесказанное, можно отметить, что влияние CD и PMD при возрастании влияния нелинейных эффектов керровского типа угрожает производительности системы, то есть окну работоспособности системы передачи по ОВ, если не принимать соответствующих мер для ослабления их влияния.

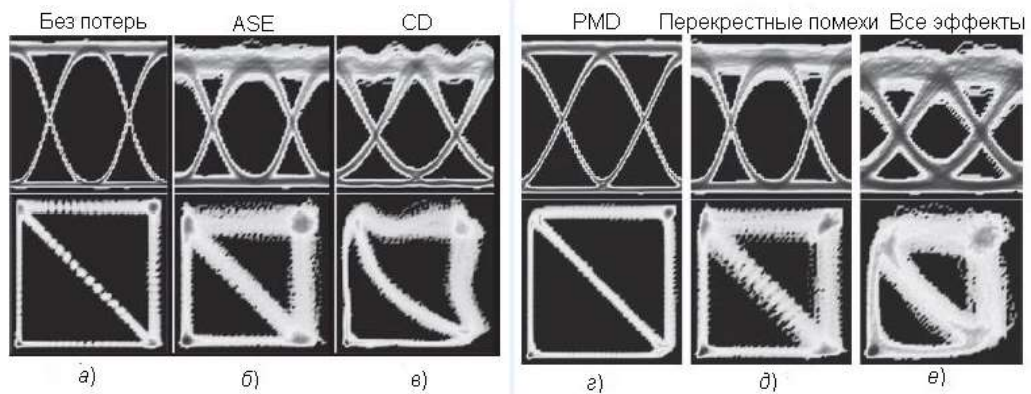


Рисунок 2.5 – Глаз-диаграммы и фазовые портреты для NRZ формата *а)* OSNR = 35 дБ и без нарушений, *б)* OSNR = 25 дБ, *в)* OSNR = 35 дБ и $D = 800$ пс /нм, *г)* OSNR = 35 дБ и PMD= 40 пс, *д)* OSNR = 35 дБ и перекрестные помехи = -25 дБ, *е)* OSNR = 25 дБ, $D = 800$ пс/нм, PMD = 40 пс, и перекрестные помехи = 25 дБ

[42, 91, 116]

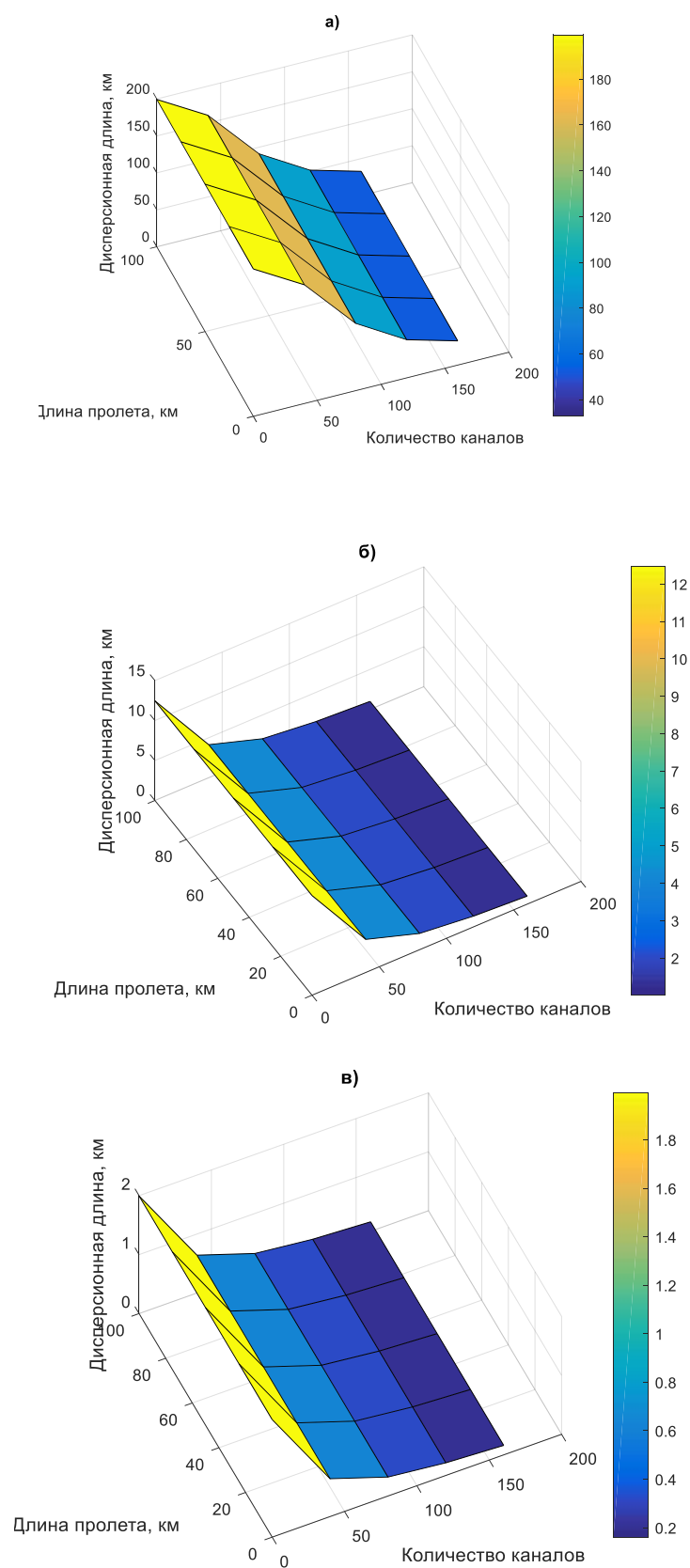


Рисунок 2.6 – Изменение дисперсионной длины от числа каналов и длина пролета для G.655 под действием XPM для скорости а) 10 Гбит/с, б) 40 Гбит/с и в) 100 Гбит/с

2.4 Выводы по разделу 2

- 1- Изменение дисперсионной длины за счет длины по поляризации, нелинейной длины, эффективной длины, длины по затуханию, оптического отношения сигнал/шум и форматов модуляции может в существенной степени сказаться на эффективности применения оптического волокна при высокоскоростных передачах. Это определяет условия влияния на окно работоспособности определенных выше длин волн.
- 2- Полученное выражение дисперсионной длины позволяет определить потери мощности из-за совместного воздействия хроматической, поляризационной модовой дисперсии при наличии фазовой самомодуляции и кросс-модуляции.
- 3- При применении WDM-систем, работающих в пределах окна прозрачности 1530-1565 нм, где β_2 обладает отрицательным значением, целесообразно из-за влияния фазовой самомодуляции и одноволновой передачи использовать начальную линейную частотную модуляцию, обладающую положительной величиной, а также формат модуляции NRZ, которые позволяют уменьшить потери мощности и, следовательно, увеличить дальность передачи. Этот эффект является одним из пассивных способов подавления влияния хроматической дисперсии.
- 4- Приведенные расчеты показывают, что дисперсионная длина значительно ухудшается при высоком значении коэффициента CD. Кроме коэффициента хроматической дисперсии, дисперсионная длина под действием фазовой кросс-модуляции уменьшается при повышении скорости передачи и числа каналов за счет уменьшения расстояния между ними, что приводит к увеличению потерь мощности.

5- Для ослабления или ограничения влияния хроматической и поляризационной модовой дисперсии при наличии фазовой самомодуляции и фазовой кросс-модуляции необходимо учитывать выбор ОВ, выбор формата модуляции, оптическую фазовую конфигурацию, дисперсионные решения, выбор оптимального числа каналов и расстояния между ними и метод компенсации нелинейных эффектов.

Раздел 3. Разработка способов улучшения окна работоспособности оптического волокна

3.1 Мониторинг оптических характеристик

Мониторинг оптических характеристик (OPM – Optical Performance Monitoring) является одним из перспективных средств либо расширения окна работоспособности, либо поддержания работы канала в рамках маленького окна, что обеспечит быстрый рост производительности оптических сетей [31, 32, 91].

По сути, OPM - это потенциальный механизм для улучшения управления передачей и устранения неисправностей на физическом уровне, что важно для работы сложных WDM- систем передачи и коммутации систем. Примеры функций, требующих OPM, включают управление усилителем, идентификацию канала и качество сигнала. OPM можно разбить на три уровня [96], как показано на рисунке 3.1. Во-первых, мониторинг уровня управления WDM-каналом включает в себя определение характеристик оптической области, необходимой для транспорта и управления каналом на уровне WDM, таких, как измерение в реальном времени наличия канала, уровней мощности и OSNR. Во-вторых, мониторинг качества оптического сигнала включает в себя одну длину волны и выполняет чувствительные к переходу сигнала измерения, такие как статистика глазковой диаграммы, Q-фактор, электронное SNR и искажения, возникающие внутри глазковой диаграммы из-за дисперсии и нелинейных эффектов. Наконец, мониторинг протокола данных включает измерение производительности протокола информация, такой как BER. В итоге OPM является мониторингом оптического уровня и зависит от параметров и построения оптической сети. Для разных параметров OPM требуются различные методы мониторинга, для некоторых параметров может потребоваться дорогостоящая технология. Поэтому OPM в значительной степени ограничен доступной технологией оптического мониторинга и является объектом ряда исследований [91, 96].



Рисунок 3.1 – Три уровня мониторинга оптических характеристик: мониторинг транспорта, мониторинг качества сигнала и мониторинг протокола [96].

3.2 Компенсация хроматической и поляризационной модовой дисперсий при прямом детектировании

Для компенсации хроматической и поляризационной модовой дисперсий применяются различные технологии, такие как применение компенсирующего волокна, компенсация хроматической дисперсии на основе Брэгговских дифракционных решеток, использования современных форматов модуляции, применение электронных компенсаций и упреждающей коррекции ошибок (FEC – Forward Error Correction), цифровая обработка сигналов (DSP – Digital Signal Processing) и др.

3.2.1 Компенсация хроматической дисперсии

Традиционным решением уменьшения воздействия хроматической дисперсии является применение компенсирующего волокна (DCF – Dispersion Compensating Fiber) при помощи модулей компенсации дисперсии (DCM – Dispersion Compensating module). Как правило, DCM ставятся между каскадами усилительного участка [7], как представлено на рисунке 3.2. Модули оптической компенсации дисперсии широко используются в магистральных сетях для систем 10G и некоторых систем 40G. Эти системы используют прямое детектирование (DD – direct detection), т.е. некогерентный прием, DCM необходим для компенсации накопленной дисперсии в волокне, поскольку приемники имеют очень малые допуски на дисперсию [92].

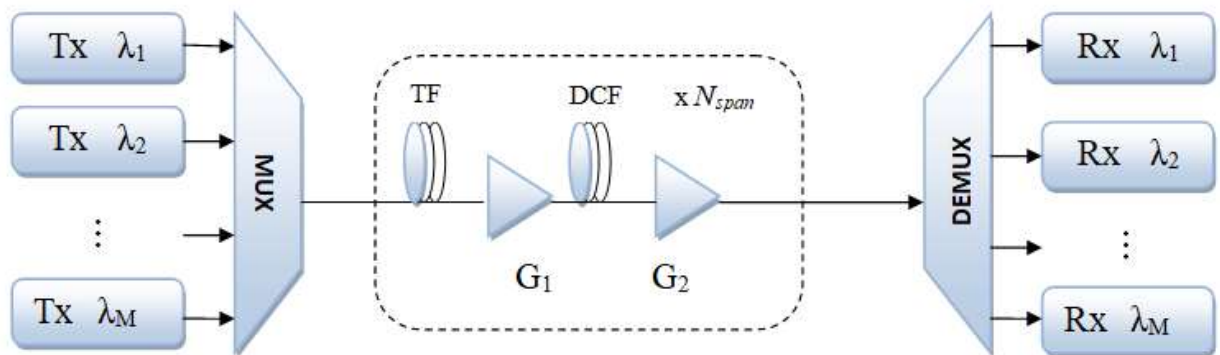


Рисунок 3.2 – Схема WDM-системы передачи с DCF

Следует отметить, что важную роль играет выбор места расположения компенсатора на участке регенерации (усилительный участок) до или после усилительного участка. В ряде исследований было подтверждено, что предкомпенсация позволяет достичь вероятности ошибки, приблизительно равной $P_{oui} = 10^{-14}$, при том как посткомпенсация дает $P_{oui} = 10^{-10}$. Это объясняется тем, что в первом случае (предкомпенсации) вследствие потерь на DCM в стандартное ОВ поступает меньшая мощность. Это приводит к уменьшению воздействия нелинейных эффектов, в частности SPM и XPM.

При выборе типа модулей или компенсирующего волокна для компенсации дисперсии необходимо учитывать следующие основные требования [19, 32, 33, 36]:

- малые потери при включении;
- снижение коэффициента CD и наклона дисперсионной характеристики S ;
- низкую потребляемую мощность, т. е. малое влияние нелинейных эффектов;
- обеспечение работы в широком диапазоне длин волн;
- невысокую стоимость, малые габариты и вес.

Распространение оптического сигнала $E(z,t)$ в оптическом волокне под действием только влияния хроматической дисперсии может быть записано в виде:

$$\frac{\partial E(z,t)}{\partial z} = -\frac{i}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 E(z,t)}{\partial t^2}. \quad (3.1)$$

Решение данного уравнения имеет следующий вид [13, 32, 36]:

$$E(z,t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} E(0,t) \cdot \exp(H(z,\omega) - i\omega t) d\omega, \quad (3.2)$$

где $E(0,\omega)$ – преобразование Фурье $E(0,t)$; $H(z,\omega) = \exp\left(i \cdot \frac{\beta_2}{2} \cdot z \cdot \omega^2\right)$ – передаточная функция в частотной области.

При применении DCF уравнение для компенсации определяется следующим выражением [9]:

$$E(L,t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} E(0,t) \cdot \exp\left(\frac{i}{2} \omega^2 (\beta_{21} \cdot L_1 + \beta_{22} \cdot L_2)\right) - i\omega t d\omega, \quad (3.3)$$

где $L = L_1 + L_2$, а β_{21} и β_{22} – коэффициент дисперсии групповых скоростей на участках L_1 и L_2 .

При использовании компенсации с помощью DCF вводится оптическое волокно с противоположным знаком коэффициента CD. Таким образом, результирующая величина параметра CD и затухания выражается формулой:

$$\beta_{2,res} = \beta_{2,TF} L_{TF} + \beta_{2,DCF} L_{DCF}, \quad (3.4)$$

$$\alpha_{res} = \alpha_{TF} L_{TF} + \alpha_{DCF} L_{DCF}, \quad (3.5)$$

где $\beta_{2,TF}$ и α_{TF} – коэффициент дисперсии групповых скоростей и затухания ОВ передачи, а $\beta_{2,DCF}$ и α_{DCF} – коэффициент дисперсии групповых скоростей и затухания компенсирующего волокна.

При применении компенсирующего волокна DCF необходимо также учитывать компенсацию с учетом наклона дисперсионной характеристики во всем диапазоне. Таким образом, наклон дисперсионной характеристики может быть записан в виде:

$$RSD_{TF} = RSD_{DCF}, \quad (3.6)$$

где RSD_{TF} и RSD_{DCF} – относительный наклон дисперсионной характеристики передающего и компенсирующего волокна, 1/нм, определяемого соотношением:

$$RSD = \frac{S}{D}. \quad (3.7)$$

Выбирая требуемую длину компенсирующего волокна следует, чтобы значение $\beta_{2,res}$ было равно нулю. При этом получим требуемую длину L_{DCF} :

$$L_{DCF} = -\frac{\beta_{2,TF}}{\beta_{2,DCF}} L_{TF}. \quad (3.8)$$

Таким образом, дисперсионная длина после применения DCF выражается следующей формулой:

$$L_{D,comp}^{CD} = \frac{d_m^2 \cdot T_b^2 \cdot L_{TF}}{8 \cdot |\beta_{2,TF} L_{TF} + \beta_{2,DCF} L_{DCF}|}. \quad (3.9)$$

Несмотря на широкое применение DCF для компенсации хроматической дисперсии, существует ряд недостатков при использовании такого типа компенсации дисперсии:

- увеличение затухания оптического сигнала;
- повышенный уровень PMD;
- появление нелинейных эффектов вследствие малого диаметра сердцевины DCF.

3.2.2 Компенсация поляризационной модовой дисперсии

При увеличении скорости передачи от 10 Гбит/с и выше кроме CD начинает интенсивно влиять PMD. В этом случае применение различных устройств компенсации и, в частности, PMD все больше требует новых подходов, поэтому целесообразно использовать современные технологии, такие как многоуровневые форматы модуляции, для ослабления воздействия PMD на передачу в оптических волокнах.

При использовании различных форматов модуляции и упреждающей коррекции ошибок (FEC) следует учитывать воздействие PMD на дисперсионную длину и, следовательно, на длину компенсирующих волокон [13, 34].

Увеличение скорости передачи от 10 Гбит/с до 40 Гбит/с и более приводит к серьезным проблемам, делая типичное решение классической амплитудной модуляции OOK-NRZ (On-Off Keying Non-return to Zero) непригодным для этого уровня. Вот почему в системах с большей скоростью передачи используются двухуровневые модуляции (DPSK и DQPSK) и фазовая модуляция PSK (Phase Shift Keying) [83].

Ряд исследований показывает, что RZ-формат наиболее устойчив к воздействию PMD по сравнению с NRZ-форматом. Поэтому для решения по компенсации PMD будет использован RZ-формат модуляции. Использование метода RZ вместе NRZ снижает потери, то есть увеличивает бюджет мощности на длине усилительного участка на 1-1,5 дБ [44].

Как уже отмечалось, другая стратегия подавления влияния PMD является выбором формата модуляции, который особенно защищен от влияния PMD [32, 33, 142]. В этом случае многоуровневые форматы модуляции являются многообещающими форматами, использующими более длинные продолжительности символов, например, фазовая квадратурная модуляция (QPSK) вдвое более стойка к PMD по сравнению с обычными форматами, применяемыми на скорости передачи.

С учетом применения современных (многоуровневых) форматов уравнения (3.9) становится [9]:

$$L_{D,comp}^{CD+PMD} = \frac{d_m^2 \cdot T_b^2 \cdot (3,33 \cdot \log(m))^2 \cdot L_{TF}}{8,32 \cdot |\beta_{2,TF} L_{TF} + \beta_{2,DCF} L_{DCF}|}, \quad (3.10)$$

где m – размер алфавита, соответствующий k -бит на символ ($k = \log_2(m)$). Дисперсионная длина не изменяется при условии $d_m \cdot 3,33 \cdot \log(m) = 1$.

Из-за стохастической природы PMD и его зависимости от длины волны, компенсация PMD обычно выполняется для каждого канала и, как правило, не является экономически эффективной [143]. Это приводит к поиску альтернативных методов противодействия PMD. Одним из таких методов является вставка быстрого поляризационного скремблера периодически вдоль линии связи и применение возможностей упреждающей коррекции ошибок (FEC) [32, 143]. Скремблеры в некотором смысле воспроизводят естественный процесс, заставляющий DGD оптического волокна беспорядочно меняться, но на существенно более высокой скорости. Говоря точнее, их характеристическое время скремблирования сделано меньше, продолжительность так называемых фреймов FEC, т.е. элементарной ячейки битов, по которым выполняется коррекция ошибок, и поэтому находится в пределах корректирующих способностей FEC. Следовательно, вероятность отказа системы может быть значительно уменьшена. Вот почему, учитывая постоянно растущий интернет-трафик, FEC считается сильным и экономически эффективным способом повышения качества передачи (QoT – Quality of transmission) для удовлетворения растущего спроса на качество обслуживания (QoS – Quality of services) [64]. Таким образом, использование FEC является важным инструментом увеличения дальности работы ВОСП [17].

FEC предоставляет следующие преимущества для оптических линий связи [107]:

- повышает работоспособность существующей линии связи между двумя точками;

- увеличивает максимальный пролет связи в системах без усиления;
- увеличивает расстояние между усилительными участками в оптически усиленных системах или ослабляет характеристики оптических компонентов или волокна;
- улучшает качества передачи путем обнаружения и исправления ошибок.

В волоконно-оптических системах передачи, применяющих прямое детектирование, обычно используется технология жесткого принятия решений HD-FEC (hard decision FEC). В когерентных системах передачи с DSP применяется значительно более мягкое принятие решений SD-FEC (soft decision FEC) [17]. Разница между HD-FEC и SD-FEC заключается в количестве входных битов на символ, необходимых для декодирования. Декодирование HD-FEC выполняется с использованием одного уровня квантования для дискретизации битов, а для декодирования SD-FEC установлены 2^N-1 пороги принятия решений (N – номер битов квантования) [138].

Как правило, коды FEC классифицируются по трем поколениям.

- Первое поколение, где используется технология HD-FEC с традиционными блочными кодами, такими как код Хэмминга, код Рида-Соломона RS (RS – Reed-Solomon) и код Боуза-Чоудхури-Хоквингема BCH (BCH – Bose-Chaudhuri-Nocquenghem), применяется для систем передачи со скоростью 10 Гбит/с. Применение первого поколения позволяет получить выигрыш около 6 дБ при избыточности кодирования 7%.
- Второе поколение, в котором применяется технология HD-FEC с каскадными кодами, такими как RS+BCH и RS+RS, позволяющими получить чистый выигрыш от 6 дБ до 10 дБ при избыточности 6,5% до 25%. Такие коды используются в системах связи со скоростью 40 Гбит/с.
- Третье поколение, где применяются технология SD-FEC, турбо-коды и код с малой плотностью, нуждается в проверке на четность LDPC (LDPC – Low density parity-check code). Такие коды используются в когерентных системах

передачи и позволяют получить выигрыш от 10 дБ до 11,5 дБ при избыточности от 15% до 25% для скорости 100 Гбит/с и 200 Гбит/с.

В настоящее время продолжается совершенствование алгоритмов FEC и уже разработаны коды с чистыми выигрышами от кодирования 12 дБ при избыточности 25%. Такие коды относятся к кодам четвертого поколения [107] и будут работать на более высокую скорость передачи.

С учетом применения FEC уравнение (3.10) принимает следующий вид [9]:

$$L_{D,comp+FEC}^{CD+PMD} = \frac{d_m^2 \cdot T_b^2 \cdot (3,33 \cdot \log(m))^2 \cdot l_a \cdot \left(\frac{Q_e}{Q_{e,FEC}} \right)^2}{8,32 \cdot |\beta_{2,TF} L_{TF} + \beta_{2,DCF} L_{DCF}|}. \quad (3.11)$$

На основании этих решений определим Q-фактор:

- при учете FEC, формата модуляции и связи между CD и PMD:

$$Q_1 = \frac{d_m \cdot T_b \cdot (3,33 \log(m=4))^2 \left(\frac{Q_e}{Q_{e,FEC}} \right)}{2 \cdot (1,08 \cdot |\beta_{2,TF}|)^{\frac{1}{2}}}; \quad (3.12)$$

при скорости передачи 40 Гбит/с, значение Q_e и $Q_{e,FEC}$ составляет 16 дБ и 8 дБ соответственно:

- при использовании компенсирующего волокна можно увеличить значение Q-фактора, принимающего следующий вид:

$$Q_2 = \frac{d_m \cdot T_b \cdot (3,33 \log(m=4))^2 \left(\frac{Q_e}{Q_{e,FEC}} \right)}{2 \cdot (1,08 \cdot |\beta_{2,TF} \cdot L_{TF} + \beta_{2,DCF} \cdot L_{DCF}|)^{\frac{1}{2}}}. \quad (3.13)$$

В результате полученных решений из уравнений (3.9) – (3.13) по компенсации хроматической и поляризационной модовой дисперсий и с учетом уравнения (2.13) определим допустимую длину при нормах потерь на дисперсии 1 дБ и 2 дБ [9]:

- при потерях на дисперсии в пределах 1 дБ:

$$L_{1,\text{don}}^\alpha = \frac{0,75 \cdot d_m^2 \cdot T_b^2 \cdot (3,33 \cdot \log(m))^2 \cdot (L_{TF} + L_{DCF}) \cdot \left(\frac{Q_1}{Q_{e,FEC}}\right)^2}{8,32 \cdot |\beta_{2,TF} L_{TF} + \beta_{2,DCF} L_{DCF}|}, \quad (3.14)$$

- При потерях в пределах 2 дБ:

$$L_{2,\text{don}}^\alpha = \frac{1,25 \cdot d_m^2 \cdot T_b^2 \cdot (3,33 \cdot \log(m))^2 \cdot (L_{TF} + L_{DCF}) \cdot \left(\frac{Q_1}{Q_{e,FEC}}\right)^2}{8,32 \cdot |\beta_{2,TF} L_{TF} + \beta_{2,DCF} L_{DCF}|}. \quad (3.15)$$

Таким образом, необходимая длина оптического волокна для компенсации дисперсии определяется выражением:

$$L_{DCF} = \frac{\left| k \cdot d_m^2 \cdot T_b^2 \cdot \left(\frac{Q_e}{Q_{e,FEC}}\right)^2 - 8,32 |\beta_{2,TF}| L_{TF} \right|}{8,32 \cdot \beta_{2,DCF}}, \quad (3.16)$$

где k – коэффициент, определяющий потери на дисперсию ($k=0,75$ при минимальных потерях в пределах 1 дБ, а $k=1,25$ для потерь в пределах 2 дБ).

Используем полученные решения из уравнения (3.11) по компенсации CD и PMD в уравнениях (2.23), (2.31) и (2.34), чтобы оценить изменение дисперсионной длины и потерь мощности при наличии SPM и XPM. При этом количество каналов при воздействии XPM выражается формулой:

$$M = \frac{\Delta F + CS}{CW + CS} = \frac{\Delta F + CS}{2B + CS}, \quad (3.17)$$

где ΔF – общая ширина частот в рассматриваемом диапазоне, CW – ширина оптического канала, необходимая для декодирования, CS – расстояние между каналами.

Современные DWDM-системы, обеспечивающие передачу на большие расстояния, используют почти исключительно С-диапазон (C-band) ОВ в окрестности длины волны 1550 нм [17]. В таблицах 3.1 и 3.2, приведено количество каналов, которое можно передать в ОВ для скорости передачи 40-100 Гбит/с в данном диапазоне и используемые параметры для расчетов и построения графиков.

Таблица 3.1– Количество каналов для скорости передачи 40-100 Гбит/с в С-диапазоне

<i>B</i>, Гбит/с; <i>CS</i>, ГГц	Количество каналов, <i>M</i>
40;100	25
40;50	34
40;25	42
100;100	15
100;50	18
100;25	20

Из таблицы 3.1 следует, что количество каналов, необходимое передать в ОВ в рассматриваемом диапазоне, зависит от скорости передачи и расстояния между каналами. Чем больше скорости передачи и расстояния между каналами, тем меньше количество каналов.

Таблица 3.2 – Используемые параметры для расчетов и графиков

Параметры	Значение
С-диапазон	$\Delta F = 4,4$ ТГц
Дисперсия групповых скоростей волокна, TF	$\beta_{2,TF} = -21,7$ пс ² /км
Дисперсия групповых скоростей компенсирующего Волокна, DCF	$\beta_{2,DCF} = 102,08$ пс ² /км
Длина волокна, TF	$L_{TF} = 80$ км
Скорость передачи, <i>B</i>	$B = 40$ Гбит/с
Формат модуляции	RZ-DQPSK

На рисунках 3.3 и 3.4 показаны потери мощности из-за влияния CD и PMD при сильном воздействии SPM и XPM с учетом решений по компенсации хроматической и поляризационной модовой дисперсий и при скорости передачи 40 Гбит/с для оптического волокна G.652.

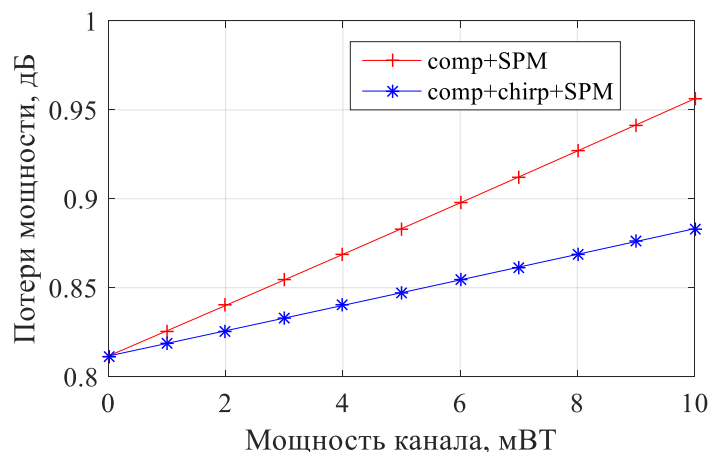


Рисунок 3.3 – Потери мощности из-за совместного влияния CD, PMD и SPM

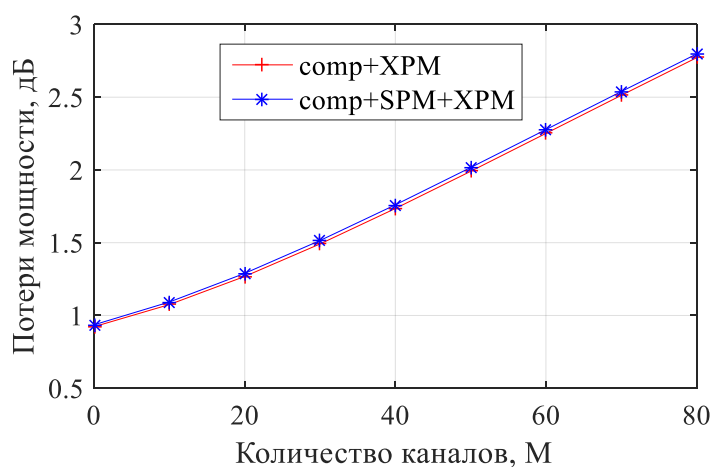


Рисунок 3.4 – Зависимость потерь мощности от количества каналов при наличии XPM и при $P_{in}=1$ мВт

Как следует из рисунков 3.3 и 3.4, решения по компенсации CD и PMD позволяют существенно снизить потери мощности под действием SPM и XPM, например, при совместном влиянии CD, PMD, SPM и при $P_{in}=10$ мВт, потери мощности составляют 14,02 дБ для некомпенсированной линии и скорости передачи 40 Гбит/с, а после применения полученных решений по компенсации CD и PMD данное значение стало 0,96 дБ.

3.3 Компенсация линейных эффектов для когерентных систем

За последние четыре десятилетия достижимые скорости передачи информации в оптических сетях связи были значительно увеличены благодаря

внедрению и разработке оптических усилителей, когерентного детектирования, современных многоуровневых форматов модуляции и методов цифровой обработки сигналов. Например, согласно оценке IHS Market, данной в статье «Telecom optics and Components», примерно 90% сетей дальней связи были основаны на технологии 100G в 2016 году. Тем не менее, в 2018 году 30% сетей уже работали на технологии 200G и выше. В статье также отмечается, что эта тенденция сохранится. К 2022 году технология 200G и выше будет составлять почти 54% всей развернутой полосы пропускания WDM в сети дальней связи, что, вероятно, повторит историю успеха 100G [151]. Большинство таких систем осуществляется для подводных передач. Однако использование спектрально-эффективной модуляции, необходимой для достижения 200G и выше, требует более высокого оптического отношения сигнал/шум. Например, для обеспечения перехода системы со скорости передачи 100 Гбит/с на скорость передачи 200 Гбит/с требует дополнительного значения OSNR 8-10 дБ. С другой стороны, увеличивается влияние негативных воздействий, приводящих в свою очередь к снижению величины OSNR, что ведет в свою очередь к уменьшению дальности передачи. Для решения данной проблемы необходимо оптимальное решение, связанное с уменьшением влияния негативных воздействий на целостность каналов данных, то есть улучшения окна работоспособности, основанное на улучшении характеристики оптического волокна и параметра систем передачи для наземных высокоскоростных WDM-систем при плотном канальном трафике. Таким образом, увеличение дальности передачи требует повышения отношения сигнал/шум. Меры по повышению эффективного отношения сигнал/шум (SNR) для волоконно-оптических систем связи включают следующие:

- применение волокна с меньшими потерями;
- использование усилителя, имеющего меньше значения шума усилителя (применение Рамановского усилителя является перспективным вариантом);

- применение волокна с более низкой нелинейностью, т. е. с более высокой эффективной площадью (такое, что можно передать сигналы с большими мощностями для увеличения SNR);
- использование методов компенсации нелинейностей (цифровые и аналоговые);
- применение алгоритмов обработки цифрового сигнала;
- использование улучшенного высокоскоростного оборудования (DAC, ADC, модуляторы, предусилители, лазеры и др.).

3.3.1 Применение когерентных систем с цифровой обработкой сигналов

Когерентные системы связи являются оптимальными решениями реализации применения многоуровневых форматов модуляции [37]. Применение таких систем дает возможность использовать все четыре степени свободы электромагнитного поля: амплитуду и фазу (или две квадратуры) в каждой из двух поляризации [17, 37]. Это позволяет, например, в формате DP-QPSK (dual polarization – quadrature phase shift keying) передавать 4 бита на каждый символ, применяя всего один уровень мощности. Таким образом, переход к когерентному детектированию позволяет повысить скорость передачи информации без увеличения символьной скорости [17].

Последние достижения технологии когерентной цифровой обработки сигналов (DSP) смещают парадигму волоконно-оптической связи, позволяя ослабить линейные эффекты, такие как хроматическая и поляризационная модовая дисперсии, благодаря внедрению когерентного гомодинного приемника с высокоскоростной DSP. Тем не менее, при воздействии с нелинейными эффектами возникают некоторые сложности [42]. В настоящее время нелинейные искажения, вызванные эффектом (эффект Керра) фазовой самомодуляции, фазовой кросс-модуляции и четырехволнового смешения в оптических волокнах,

являются наиболее значительным фактором, ограничивающим прозрачную зону действия оптических систем [42, 43, 60]. Иллюстрация когерентных систем передачи на рисунке 3.5. Когерентное детектирование может извлечь всю информацию, такую как амплитуда, частота, фаза и поляризация, которые преобразуются в электрическую форму [11].

Рассмотрим принцип работы когерентного приемника с учетом одной поляризации. Поляризационно-квадратурный смеситель используется для смешивания полученного оптического сигнала E_S и опорного излучения E_{LO} и выдает четыре выходных сигнала в соответствии с передаточной функцией:

$$\begin{bmatrix} E_1(t) \\ E_2(t) \\ E_3(t) \\ E_4(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} E_s(t) + E_{LO}(t) \\ E_s(t) + iE_{LO}(t) \\ E_s(t) - E_{LO}(t) \\ E_s(t) - iE_{LO}(t) \end{bmatrix}. \quad (3.18)$$

Выходные фототоки от балансных фотоприемников определяются соотношениям [109]:

$$I_1(t) = R\sqrt{P_S P_{LO}} \cos\{\Theta_S(t) - \Theta_{LO}(t)\}, \quad (3.19)$$

$$I_2(t) = R\sqrt{P_S P_{LO}} \sin\{\Theta_S(t) - \Theta_{LO}(t)\}, \quad (3.20)$$

где R – чувствительность фотодиода, P_S и P_{LO} – мощность сигнала и мощность опорного излучения, соответственно, Θ_S и Θ_{LO} – фазы сигнала и опорного излучения.

Используя уравнения (3.18) и (3.19), можно восстановить комплексную амплитуду как:

$$I_C(t) = R\sqrt{P_S P_{LO}} \exp\{i(\Theta_S(t) + \Theta_n(t))\}, \quad (3.21)$$

где Θ_n – общий фазовый шум.

В электрической области разделенные компоненты I_1 и I_2 проходят фильтры нижних частот, а также аналого-цифровые преобразователи, и затем полученные данные дополнительно обрабатываются в блоке DSP. Модуль DSP состоит из первого эквалайзера искажения, восстановления синхронизации, второго эквалайзера искажения и оценки фазы несущей [125]. Первый эквалайзер

искажений используется для компенсации CD с помощью цифровых FIR-фильтров. Второй эквалайзер искажений обычно использует адаптивные алгоритмы, такие как алгоритм CMA и алгоритм LMA для компенсации остаточной CD и PMD. Восстановление синхронизации реализовано, чтобы обеспечить синхронизацию между скоростью передачи символов и частотой дискретизации. Кроме того, оценка фазы несущей используется для уменьшения несовпадения частот несущей, полученного оптического сигнала и опорного излучения [111].

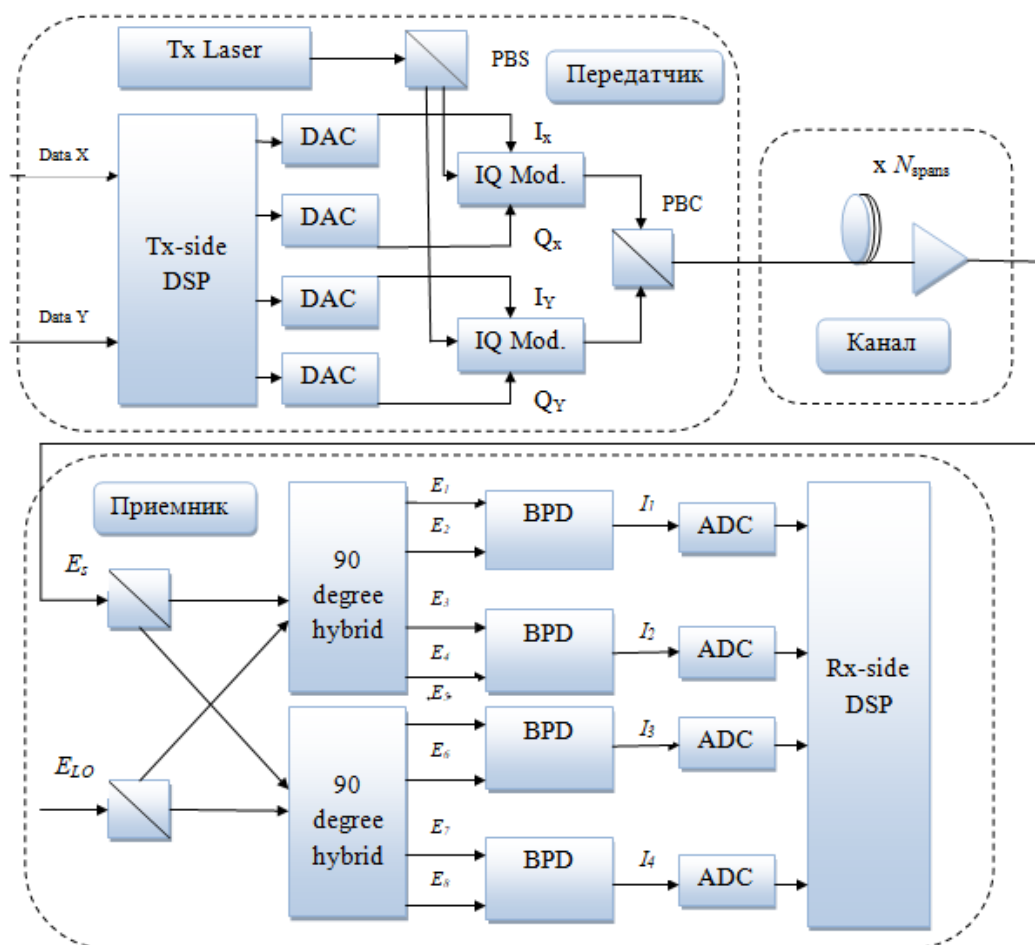


Рисунок 3.5 – Иллюстрация когерентных систем передачи: DAC – цифро-аналоговый преобразователь, 90 degree hybrid – 90-градусный оптический смеситель (поляризационно-квадратурный смеситель), IQ mod – IQ модулятор, PBS – поляризационный делитель, PBC – поляризационный объединитель, BPD – балансный фотоприемник, ADC – аналого-цифровой преобразователь

3.3.2 Компенсация хроматической дисперсии с помощью FIR-фильтра во временной области

Когерентная система 100G обеспечивает более низкую задержку передачи по сравнению с традиционной некогерентной системой передачи. Поскольку канал 100G оснащен электрической компенсацией дисперсии, традиционный оптический модуль компенсации дисперсии (DCM) больше не требуется для системы 100G и выше [92]. Для компенсации хроматической дисперсии чаще всего используют компенсаторы на основе цифровых фильтров с конечными импульсными характеристиками FIR (Finite impulse response).

Уравнение (3.1) может быть решено в частотной области с помощью $H(z, w)$, которое затем преобразуется во временную область для получения импульсной характеристики $h(z, t)$:

$$h(z, t) = \sqrt{\frac{i}{2\pi\beta_2}} \exp\left(-i \frac{t^2}{2\beta_2 z}\right). \quad (3.22)$$

Чтобы компенсировать CD, знак коэффициента CD компенсирующего фильтра должен быть с противоположным знаком коэффициента CD , тогда получим импульсную характеристику компенсирующего фильтра, имеющую следующий вид:

$$h_{iCD}(z, t) = \sqrt{\frac{1}{2i\pi\beta_2}} \exp\left(i \frac{t^2}{2\beta_2 z}\right). \quad (3.23)$$

Реализация импульсного отклика, описанного в уравнении (3.23), имеет несколько недостатков, например, он не является причинным и его длительность бесконечна. Чтобы иметь возможность дискретизации $h_{iCD}(z, t)$, согласно теореме отсчетов Найквиста-Шеннона для избегания эффекта наложения, требуется сигнал с ограниченной полосой. Следовательно, необходимо усечь этот импульсный отклик, дающий конечный отклик, который можно будет выполнить с помощью FIR-фильтра, диаграмма которого показана на рисунке 3.6.

Импульсная характеристика FIR-фильтра описывается:

$$h(n) = b_0\delta(n) + b_1\delta(n-1) + b_2\delta(n-2) + \dots \quad (3.24)$$

Применяя Z-преобразование, уравнение (3.24) становится:

$$H(z) = b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots \quad (3.25)$$

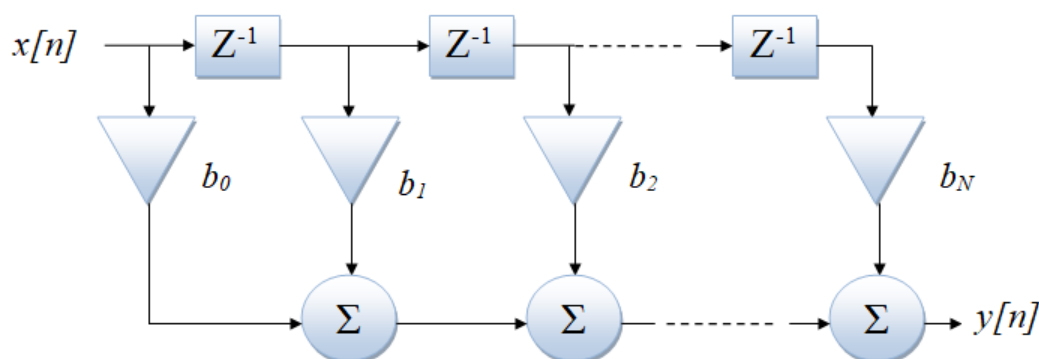


Рисунок 3.6 – Диаграмма FIR-фильтра [116]

Таким образом, путем свертки входного сигнала $x(n)$ с импульсной характеристикой $h(n)$ FIR-фильтра выходной сигнал фильтра $y(n)$ может быть записан как:

$$y(n) = b_0x(n) + b_1x(n-1) + \dots + b_Nx(n-N), \quad (3.26)$$

где b_i – весовые коэффициенты фильтра, а N – длина фильтра.

Импульсная характеристика выполнена для нечетного числа цепей обратной связи со следующими весовыми коэффициентами [82]:

$$b_n = \sqrt{\frac{T^2}{2i\pi\beta_2}} \exp\left(i \frac{T^2}{2\beta_2 z} n^2\right) \text{ при } -\left[\frac{N}{2}\right] \leq n \leq \left[\frac{N}{2}\right] \text{ с } N = 2 \left\lceil \frac{\pi|\beta_2|}{T^2} \right\rceil + 1. \quad (3.27)$$

Если имеются системы с дальностью 800 км одномодового оптического волокна и с коэффициентом хроматической дисперсии $D=17$ пс/(нм·км) при скорости передачи символов 28 ГБод/с, то FIR-фильтр имеет цепь обратной связи с 341 коэффициентами, что необходимы для компенсации накопленной хроматической дисперсии. На рисунке 3.3 представлена зависимость BER от накопленной хроматической дисперсии при различных длинах фильтра.

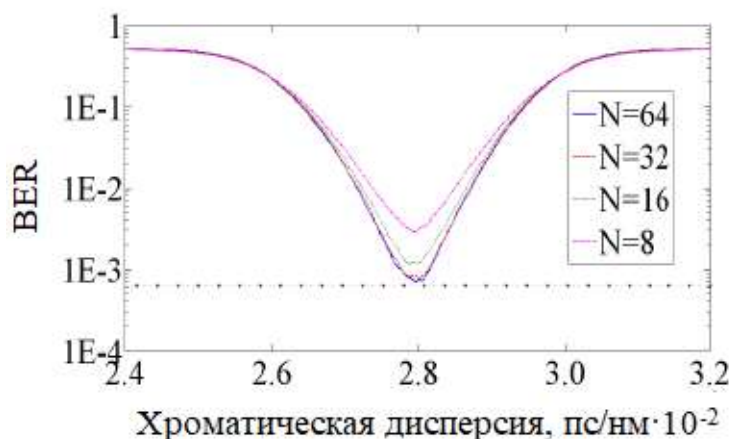


Рисунок 3.7 – График зависимости BER от накопленной хроматической дисперсии [146]

3.3.3 Электронная компенсация поляризационной модовой дисперсии

Из-за случайного характера поляризационной модовой дисперсии и вращения поляризации для компенсации PMD обычно пользуются адаптивными алгоритмами, такими как алгоритм наименьших квадратов (LMA – Least mean algorithm) и алгоритм постоянного модуля (CMA – Constant modulus algorithm) фильтры [147]. Оба метода основаны на реализации адаптивных фильтров, коэффициенты которых обновляются, чтобы минимизировать среднеквадратичную ошибку из-за межсимвольных помех искажений [5], как показано на рисунке 3.8.

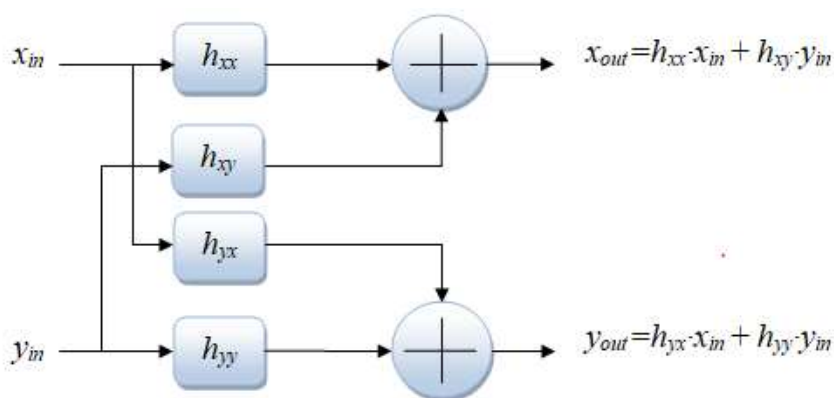


Рисунок 3.8 - Конфигурация адаптивного эквалайзера

Влияние PMD можно адаптивно компенсировать фильтром LMA, ориентированным на принятие решения [5, 95, 147, 151, 152], которое выражается в виде следующих уравнений:

$$\begin{bmatrix} x_{out}(n) \\ y_{out}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{h}_{xx}^H & \vec{h}_{xy}^H \\ \vec{h}_{yx}^H & \vec{h}_{yy}^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{x}_{in}(n) \\ \vec{y}_{in}(n) \end{bmatrix}; \quad (3.28)$$

$$\begin{cases} \vec{h}_{xx}(n+1) = \vec{h}_{xx}(n) + \mu_p \varepsilon_x(n) \vec{x}_{in}(n) \\ \vec{h}_{yx}(n+1) = \vec{h}_{yx}(n) + \mu_p \varepsilon_x(n) \vec{x}_{in}(n) \\ \vec{h}_{xy}(n+1) = \vec{h}_{xy}(n) + \mu_p \varepsilon_y(n) \vec{y}_{in}(n) \\ \vec{h}_{yy}(n+1) = \vec{h}_{yy}(n) + \mu_p \varepsilon_y(n) \vec{y}_{in}(n) \end{cases}; \quad (3.29)$$

$$\begin{cases} \varepsilon_x(n) = d_x(n) - x_{out}(n) \\ \varepsilon_y(n) = d_y(n) - y_{out}(n) \end{cases}, \quad (3.30)$$

где $\vec{x}_{in}(n)$ и $\vec{y}_{in}(n)$ – векторы входных сигналов, $x_{out}(n)$ и $y_{out}(n)$ – выходные сигналы адаптивного фильтра соответственно, $\vec{h}_{xx}(n)$, \vec{h}_{xy} , \vec{h}_{yx} и \vec{h}_{yy} – векторы весовых коэффициентов, $d_x(n)$ и $d_y(n)$ – образцовые сигналы (desired signals), $\varepsilon_x(n)$ и $\varepsilon_y(n)$ – сигнальные ошибки между сигнальными образцами и выходными сигналами соответственно, μ_p – размер шага для LMA алгоритма.

На рисунке 3.9 показан результат моделирования по электронной компенсации PMD на основе LMA алгоритма.

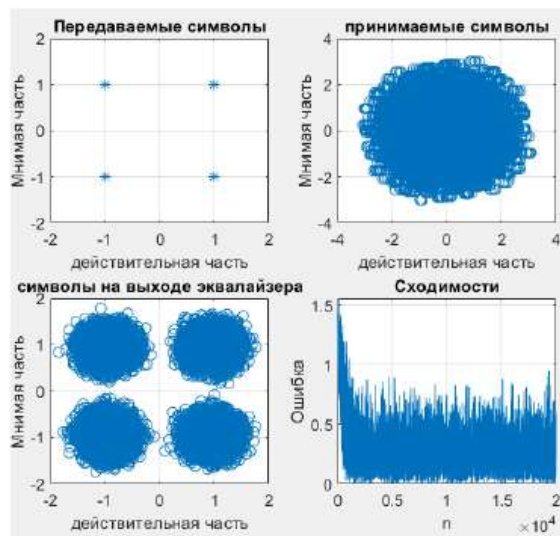


Рисунок 3.9 – Электронная компенсация PMD на основе LMA алгоритма [5]

Другим способом компенсации PMD является применение адаптивного фильтра на основе СМА алгоритма, передаточная функция которого может быть описана как:

$$\begin{bmatrix} x_{out}(n) \\ y_{out}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{v}_{xx}^{\rightarrow H} & \vec{v}_{xy}^{\rightarrow H} \\ \vec{v}_{yx}^{\rightarrow H} & \vec{v}_{yy}^{\rightarrow H} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \vec{x}_{in}(n) \\ \vec{y}_{in}(n) \end{bmatrix}; \quad (3.31)$$

$$\begin{cases} \vec{v}_{xx}(n+1) = \vec{v}_{xx}(n) + \mu_q \eta_x(n) \vec{x}_{in}(n) \\ \vec{v}_{yx}(n+1) = \vec{v}_{yx}(n) + \mu_q \eta_x(n) \vec{x}_{in}(n) \\ \vec{v}_{xy}(n+1) = \vec{v}_{xy}(n) + \mu_q \eta_y(n) \vec{y}_{in}(n) \\ \vec{v}_{yy}(n+1) = \vec{v}_{yy}(n) + \mu_q \eta_y(n) \vec{y}_{in}(n) \end{cases}; \quad (3.32)$$

$$\begin{cases} \eta_x(n) = 1 - |x_{out}(n)|^2 \\ \eta_y(n) = 1 - |y_{out}(n)|^2 \end{cases}, \quad (3.33)$$

где $\vec{x}_{in}(n)$ и $\vec{y}_{in}(n)$ – векторы входных сигналов, $x_{out}(n)$ и $y_{out}(n)$ – выходные сигналы адаптивного фильтра соответственно, $\vec{v}_{xx}(n)$, \vec{v}_{xy} , \vec{v}_{yx} и \vec{v}_{yy} – векторы весовых коэффициентов, $\eta_x(n)$ и $\eta_y(n)$ – сигнальные ошибки между сигнальными образцами и выходными сигналами соответственно, μ_q – размер шага для СМА алгоритма. На рисунке 3.10 представлен результат моделирования по электронной компенсации PMD на основе СМА алгоритма.

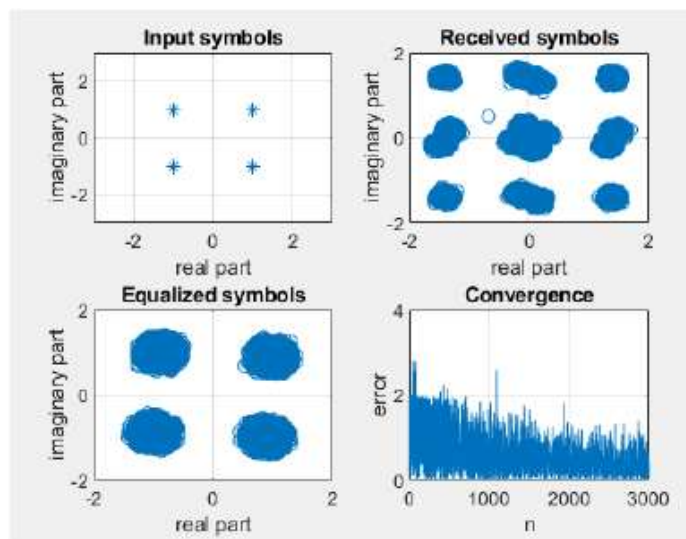


Рисунок 3.10 – Электронная компенсация PMD на основе СМА алгоритма [5]

Каждый из этих алгоритмов имеет свои преимущества и недостатки. Эквалайзеры на основе СМА трудно напрямую применить к m -QAM форматам модуляции, огибающая которых имеет многоуровневую структуру. Эквалайзеры на основе LMA, в свою очередь, чувствительны к флуктуациям несущей фазы, что будет препятствовать сходимости коэффициентов фильтра. Следовательно, удаление фазовых и частотных ошибок до или во время адаптации на основе LMA является существенным [5, 95, 139].

Для достижения желаемых результатов можно рассматривать применение комбинированной схемы алгоритмов. Для адаптации коэффициентов фильтра может быть использована комбинированная схема алгоритмов СМА и LMA. В таком случае сначала применяется эквалайзер на основе СМА для достижения предварительной сходимости, но более точный алгоритм LMA. После этапа адаптации коэффициенты эквалайзера фиксируются и используются для выравнивания принятого сигнала.

3.4 Компенсация нелинейных эффектов

3.4.1 Выбор оптического волокна с наилучшими характеристиками

Все расчеты, прогнозы и эксперименты показывают, что при очередном переходе к скорости в канале более 100 Гбит/с и для поддержки этой скорости при передаче на дальние расстояния обычные оптические волокна (SMF, DSF, DCF) уже не могут вполне соответствовать этой задаче [20, 39, 63]. В этом случае для обеспечения и реализации когерентных систем 100-400 Гбит/с требуются оптические волокна с лучшими характеристиками. На рисунке 3.7 показан график зависимости мощности сигнала от диаметра модового поля.

Увеличение мощности ОВ типа SMF, DSF, DCF за пределами значения, показанного на рисунке 3.11, уже не возможно, потому что волокна могут сгореть. Например, увеличение суммарной входной мощности выше 0,6 Вт

вследствие малого диаметра сердцевинки DCF именно на DCF возможен пробой сердцевинки. Это привело к созданию новых видов ОВ. Стандарт G. 654.E введен для улучшения характеристик передачи. В качестве волокна данной категории в данной работе было выбрано волокно TXF™ Corning.

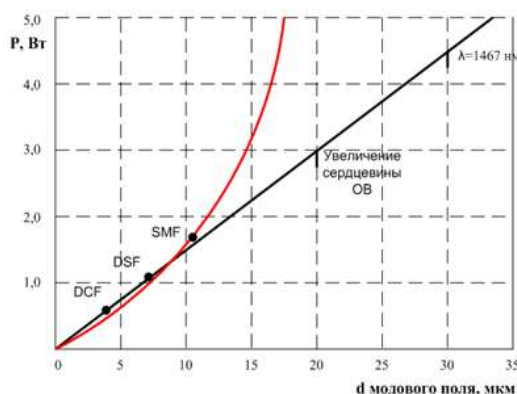


Рисунок 3.11 – График зависимости мощности сигнала от диаметра модового поля

Для выбора перспективного оптического волокна необходимо сравнить характеристики по многим параметрам ОВ.

Для сравнения передаточных характеристик различных типов ОВ была разработана оптическая мера качества (FOM – figure of merit) на основе модели гауссовского шума [38, 114, 117, 141]. FOM включает в себя воздействие ключевых параметров волокна, таких как затухание, эффективная площадь (отвечает за нелинейность) и хроматическая дисперсия. Эта FOM основана на минимизации досягаемости, учитывая целевой коэффициент битовых ошибок для DWDM многоуровневых форматов модуляции по некомпенсированной линии связи.

Выражение FOM предоставлено следующей формуле с учетом характеристик оптического волокна:

$$FOM(\text{дБ}) = \frac{2}{3} 10 \log \left(\frac{A_{\text{eff}} n_{2,\text{ref}}}{A_{\text{eff},\text{ref}} n_2} \right) - \frac{2}{3} (\alpha - \alpha_{\text{ref}}) \cdot L - \frac{1}{3} 10 \log \left(\frac{z_{\text{eff}}}{z_{\text{eff},\text{ref}}} \right) + \frac{1}{3} 10 \log \left(\frac{D}{D_{\text{ref}}} \right), \quad (3.34)$$

где A_{eff} , n_2 , α , L , z_{eff} , D – эффективная площадь, нелинейный показатель преломления, коэффициент затухания, длина пролета (длина усилительного участка), эффективная длина и коэффициент CD, соответственно, для

рассматриваемого волокна; $A_{eff,ref}$, $n_{2,ref}$, α_{ref} , $z_{eff,ref}$, D_{ref} – эффективная площадь, нелинейный показатель преломления, коэффициент затухания, эффективная длина и коэффициент CD, соответственно, в качестве эталонного волокна. В формуле (3.34), мы пренебрегли сращиванием, потому что значение обычно очень мало по сравнению с другими факторами.

Для расчета используем ОВ NZ-DSF-B в качестве эталонного волокна ($\alpha_{ref} = 0,35$ дБ/км, $A_{eff,ref} = 55$ мкм², $n_{2,ref} = 3 \cdot 10^{-20}$ м²/Вт, $D_{ref} = 4,5$ пс/(нм·км) и $L = 80$ км). Результаты расчетов приведены в таблице 3.3 для различных видов ОВ.

Чем больше значение FOM, тем выше значение суммарной вводимой мощности сигнала в ОВ. Согласно [93], оптимальная вводимая мощность P_{opt} и максимальное значение Q-фактора выражаются через FOM, в этом случае получим следующие выражения:

$$P_{opt}(\partial B_m) = FOM - \alpha L - 10 \log(L) + C1, \quad (3.35)$$

$$Q_{max}(\partial B) = FOM - 10 \log(N_{span} \cdot L) + C2, \quad (3.36)$$

где C1 и C2 – коэффициенты, определяемые системой передачи, в том числе шум усилителя, ширины полосы оптического канала и количество каналов и др.

Таблица 3.3 – Результаты расчетов FOM для различных ОВ

Тип ОВ	Коэффициент хроматической дисперсии D , пс/(нм·км)	Затухание, $\alpha_{дБ/км}$	Эффективная площадь/радиус модового поля, A_{eff} / r , мкм ² /мкм	FOM, дБ
NZ-DSF-B (Ref.)	4,2	0,25	55/4,2	-
NZ-DSF-A	4,5	0,25	72/4,8	1,07
SSMF	17	0,22	80/5,05	4,94
SMF-28 ULL Corning	18	0,163	85/5,2	8,21
Волокно TXF™ Corning	21	0,168	125/6,3	9,59

Результат расчета в таблице 3.3 показывает, что чем больше значение эффективной площади, тем больше значение FOM. Можно отметить, эффективная площадь вносит больший вклад по сравнению с затуханием. Например, волокно SMF-28 ULL Corning имеет меньшее значение коэффициента затухания, чем волокно TXFTM Corning, но это последнее имеет большую FOM из-за большого значения эффективной площади. Кроме того, более низкая нелинейность волокна обеспечивает более высокий порог входной мощности сигнала, а затем улучшает OSNR. Кроме того, сверхнизкое затухание позволяет уменьшить потери рэлеевского рассеяния, которые составляют 80% потерь оптического волокна на длине волны 1550 нм [93].

Улучшение значения OSNR количественно обсуждается для сравнения передаточных характеристик оптического волокна. Максимизированное OSNR ($OSNR_{max}$) для передающих волокон, имеющих различные характеристики, было сформировано аналитически и может быть описано формулой [148]:

$$OSNR_{max} \text{ (дБ)} = \frac{2}{3} 10 \log |DL_{eff}| - \frac{2}{3} 10 \log (\gamma L_{eff}) - \frac{2}{3} \alpha L - 10 \log (N_{span}) + C, \quad (3.37)$$

где N_{span} – число пролета, C – коэффициент, не зависящий от параметров оптического волокна и определяемый системой передачи. Например, значение C установлено 38,4 дБ из эксперимента для DWDM-систем передачи со скоростью 100 Гбит/с и с форматом модуляции DP-QPSK [82, 93, 130].

Формула (3.37) является вторым критерием оценки характеристики оптического волокна. На рисунке 3.12 представлено значение $OSNR_{max}$ в зависимости от количества пролета.

Из рисунка 3.12 наглядно видно, что волокно TXFTM Corning имеет лучшее значение $OSNR_{max}$ по сравнению с другими рассматриваемыми волокнами.

Анализ FOM и $OSNR_{max}$ показывает перспективность применения оптического волокна TXFTM Corning, которое обладает следующими преимуществами: ОВ со сверхнизким затуханием и увеличенной эффективной площадью: большая эффективная площадь позволяет уменьшить влияние нелинейных эффектов и повысить порог вводимой оптической мощности сигнала,

возможность передавать более высокую скорость с большим количеством длин волн на большие расстояния, сверхнизкое затухание удовлетворяет спрос на большие расстояния, уменьшение числа усилителей и снижение затрат на строительство и эксплуатацию и соответствует существующей системе и технологии в будущем.

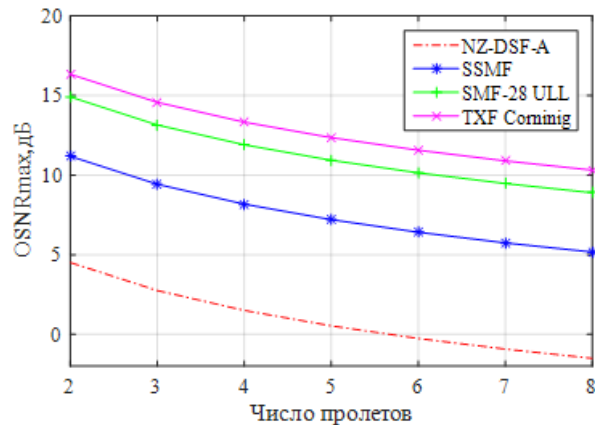


Рисунок 3.12 – Зависимость $OSNR_{max}$ от числа пролета

Рисунок 3.12 показывает, что применение оптического волокна категории G.654.E позволяет получить выигрыш примерно 2-3 дБ в OSNR по сравнению с традиционными одномодовыми волокнами.

3.4.2 Применение цифрового обратного распространения

Наиболее распространенным методом компенсации негативных воздействий при распространении оптического сигнала является использование цифрового обратного распространения (DBP – Digital Back Propagation). DBP – эффективный способ одновременной компенсации как линейных, так и нелинейных искажений, которые вызывают серьезные воздействия на существующие оптические системы передачи с использованием спектрально-эффективных форматов модуляции. Принцип DBP заключается в применении метода расщепления с использованием преобразования Фурье на линейном шаге (SSFM – split-step Fourier method) для решения обратного нелинейного уравнения Шредингера (NLSE).

Для применения метода SSFM удобно записать нелинейное уравнение Шредингера (1.1) в виде:

$$\frac{\partial E(z,t)}{\partial z} = i \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E(z,t)}{\partial t^2} - \frac{\alpha}{2} E(z,t) - i\gamma |E(z,t)|^2 E(z,t) = (\bar{D} + \bar{N}) E(z,t), \quad (3.38)$$

где \bar{D} и \bar{N} – линейный и нелинейный операторы, соответственно и определяются следующими соотношениями

$$\bar{D} = -\frac{\alpha}{2} + \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2}{\partial t^2}; \quad (3.39)$$

$$\bar{N} = -i\gamma |E(z,t)|^2. \quad (3.40)$$

Решение уравнения (3.38) имеет следующий вид:

$$E(z+h,t) = \exp\left[h(\bar{D} + \bar{N})\right] E(z,t) \approx \exp(h\bar{D}) \exp(h\bar{N}) E(z,t), \quad (3.41)$$

где h – линейный шаг.

На приемной стороне, аналогично прямому распространению, мы пропускаем принятый сигнал по той же линии с помощью обратного нелинейного уравнения Шредингера NLSE [145]:

$$E(z+h,t) = \left\{ \exp\left[h(\bar{D} + \bar{N})\right] \right\}^{-1} E(z,t) \approx \exp(-h\bar{D}) \exp(-h\bar{N}) E(z,t), \quad (3.42)$$

которое служит виртуальным волокном с параметрами, имеющими противоположный знак, т. е. $-\alpha$, $-\beta_2$, $-\gamma$. Это концепция называется обратным распределением, как представлено на рисунке 3.6. Посредством этого обратного процесса передаваемая форма волны может быть восстановлена в приемнике. Анализ прямого распространения и компенсации обратного распространения реализует SSMF, а размер шага играет основную роль для точности и вычислительной эффективности. Обычно прямое направление для моделирования сигналов предпочитает использовать малый размер шага, чтобы обеспечить более высокую точность, тогда как обратное распространение для искажения сигнала требует большего размера шага из-за ограничения DSP модуля. Однако в реальной реализации DBP из-за ограничений сложности количество шагов для данной длины L линии связи должно быть уменьшено в максимально возможной степени, что приводит к определенной степени неточности в вычислении шага h

SSF. Было доказано, что это значительно снижает производительность DBP, особенно при увеличении полосы пропускания.

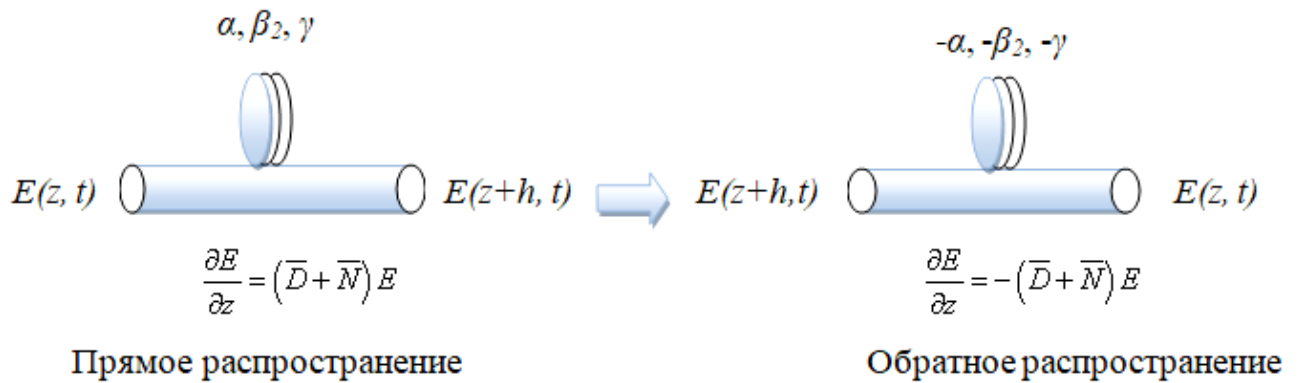


Рисунок 3.13 – Прямое и обратное распространение

Увеличения эффективности DBP можно достичь за счет обратного распространения при плотном WDM-канале, что позволяет компенсировать не только внутриканальные нелинейные эффекты SPM, но и межканальные нелинейные эффекты, в частности XPM [101].

Применение полученных решений по электронной компенсации дисперсии и компенсации нелинейных эффектов рассматривается в главе 4.

3.5 Выводы по разделу 3

1. Для компенсации хроматической дисперсии с учетом поляризационной модовой дисперсии потребуется большая длина DCF, чем в расчетах без учета влияния поляризационной модовой дисперсии.
2. Полученные решения по компенсации хроматической и поляризационной дисперсий позволяют в значительной степени уменьшить потери мощности при наличии SPM и XPM. Следовательно, улучшить окна работоспособности. При этом были выбраны: использование DCM для компенсации CD, формат модуляции RZ-DQPSK и применение FEC для компенсации PMD.
3. Разработана методика улучшения характеристик ОВ и систем передачи, т. е. окна работоспособности для когерентных систем передачи. Для компенсации

дисперсии применяется электронная компенсации дисперсии на базе FIR-фильтра в DSP-модули. Проанализированы методы компенсации на основе адаптивных алгоритмов, таких как алгоритм наименьших квадратов (LMA) и алгоритм постоянного модуля (СМА). Результат проведенного анализа показывает, что каждый из этих алгоритмов имеет свои преимущества и недостатки. Эквалайзеры на основе СМА трудно напрямую применить к m -QAM форматам модуляции, огибающая которых имеет многоуровневую структуру.

4. Разработаны методы компенсации нелинейных эффектов на основе выбора оптического волокна с наилучшими характеристиками и применения цифрового обратного распространения DBP. Результат анализа FOM и $OSNR_{max}$ показывает, что оптическое волокно TXFTM Corning категории G.654.E обладает хорошей характеристикой, благодаря увеличенной эффективной площади и низкому коэффициенту затухания по сравнению со стандартизованными одномодовыми оптическими волокнами, таким как G.652 и G.655. Достигнутый выигрыш при применении волокна TXFTM Corning по OSNR составляет 2-3 дБ по сравнению с волокном SMF-28 ULL.
5. Применение оптического волокна со сверхнизким затуханием и увеличенной эффективной площадью позволяет не только уменьшить влияние нелинейных эффектов, но и повысить порог вводимой оптической мощности сигнала и расстояния передачи. Таким образом, использование данного типа волокна является перспективным вариантом решения реализации наземных высокоскоростных систем передачи на дальние расстояния класса 100G и выше.

Раздел 4. Применение полученных решений в определении оптического отношения сигнал/шум

4.1 Расчет длины регенерационного участка с учетом решения по компенсации хроматической и поляризационной модовой дисперсий

Длина регенерационного участка за счет дисперсии и применения Рамановского усилителя имеет следующий вид [38, 117]:

$$l_{p^2(yy)} = \frac{S - 2\alpha_p - s_1 - s_2 - s_3}{\alpha_{OB} + \frac{\alpha_{np}}{l_{cd}}}, \quad (4.1)$$

где S – допустимый энергетический потенциал, дБм (передача-прием) для, α_p – затухание разъемного соединителя, 0,3 дБ, α_{np} – затухание неразъемного соединителя, 0,1 дБ, α_{OB} – коэффициент затухания оптического волокна, l_{cd} – строительная длина оптического кабеля, 4 км, s_1 – энергетический запас на старение и ремонт, равный 3 дБ, s_2 – потери из-за влияния CD и PMD, s_3 – потери при применении Рамановского усилителя.

Энергетический потенциал является разностью между уровнем передачи и минимальным уровнем приема p_{np} , значение которого зависит от вида используемых фотодиодов и скорости передачи.

При применении p-i-n фотодиодов для скорости передачи B выше 50 Мбит/с будет равен:

$$p_{np} = -55 + 10 \log B, \text{ дБ.} \quad (4.2)$$

Для лавинных фотодиодов при тех же условиях:

$$p_{np} = -70 + 10 \log B, \text{ дБ} \quad (4.3)$$

Соотношение (4.1) показывает, что чем меньше значение затухания ОВ, тем больше длина усилительного участка. Это позволяет увеличить дальность передачи и уменьшить затраты при проектировании.

Допустимые нормативные значения по хроматической дисперсии составляют 1 дБ. При этом исходят из того, что уширение импульса не должно превышать $0,25/B = 0,25T_0$.

Допустимые значения по поляризационной модовой дисперсии также составляют 1 дБ для гауссовского импульса согласно ITU-T.

Суммарное допустимое значение на хроматическую, поляризационную модовую дисперсию составляет $< 0,1414T_0$ при одинаковой длине линии, определяемое по хроматической и поляризационной модовой дисперсиям при одной и той же скорости передачи и при одном и том же числе каналов.

Следует отметить, что длина по хроматической дисперсии меньше длины по поляризационной модовой дисперсии.

Результат сложения CD и PMD в этом случае составляет:

$$\delta_1 + \delta_2 = (0,707T_0)^2 + (0,283T_0)^2 = 0,58T_0^2. \quad (4.4)$$

При этом получим потери за счет CD и PMD

$$\frac{T_1}{T_0} = 1,35 \rightarrow 10 \log \left(\frac{T_1}{T_0} \right) = 1,3 \text{ дБ}. \quad (4.5)$$

Как показывают результаты, PMD вносит малый вклад в полученное решение.

Вследствие рамановских перекрестных помех уменьшается отношение сигнал/шум, порог, при котором в многоканальной системе наблюдается ухудшение на 0,5 дБ, вызванное наличием рамановского усиления в стандартном ОВ, определен:

$$P_{\text{сум}} \cdot \Delta\lambda \cdot L_{\text{eff}} < 40, \text{ мВт} \cdot \text{нм} \cdot \text{Мм}, \quad (4.6)$$

где $P_{\text{сум}}$ – суммарная мощность всех каналов DWDM-систем (мВт), $\Delta\lambda$ – полоса оптического спектра (нм), L_{eff} – эффективная длина в метрах.

С учетом воздействия CD и PMD при наличии SPM и XPM после компенсации дисперсии s_2 применяет следующий вид:

$$s_2 = 5 \cdot \log \left(1 + \left(\frac{z}{L_{D,comp+FEC}^{CD+PMD+SPM+XPM}} \right)^2 \right), \quad (4.7)$$

где $L_{D,comp+FEC}^{CD+PMD+SPM+XPM}$ – дисперсионная длина с учетом решения компенсации CD и PMD при наличии влияния SPM и XPM. В этом случае дисперсионная длина определяется следующей формулой:

$$L_{D,comp+FEC}^{CD+PMD+SPM+XPM} = \frac{L_{D,comp+FEC}^{CD+PMD} \left[\left(1 + \left(\frac{z}{L_{D,comp+FEC}^{CD+PMD}} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \right]}{\left[1 + \sqrt{2} \frac{z}{L_{D,comp+FEC}^{CD+PMD}} \Phi_{XPM} + \left(1 + \frac{4}{3\sqrt{3}} (\Phi_{XPM})^2 \right) \left(\frac{z}{L_{D,comp+FEC}^{CD+PMD}} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}. \quad (4.8)$$

Результаты расчета длины регенерационного (усилительного) участка в зависимости от энергетического потенциала и количества каналов приведены в таблицах 4.1, 4.2 и 4.3 для скорости передачи 40 Гбит/с и G.652 и G. 655 и волокна TXFTM с учетом уравнений (4.1) – (4.8).

Таблица 4.1 – Длина регенерационного участка для G.652

Энергетический потенциал, S , дБ	Длина регенерационного участка, l_{p2} , км			
	Количество каналов, M			
	1	40	80	160
40	154,2	151,2	148,5	144,7
35	131,9	128,9	126,3	122,5
30	100,7	98,0	95,6	92,1
25	80,3	77,6	75,2	71,7
20	59,9	57,2	54,8	51,3
15	39,5	36,8	34,4	30,8

Таблица 4.2 – Длина регенерационного участка для G.655

Энергетический потенциал, S , дБ	Длина регенерационного участка, l_{p2} , км			
	Количество каналов, M			
	1	40	80	160
40	126,5	123,7	121,4	118,0
35	108,4	105,6	103,2	100,0
30	90,2	87,4	85,1	81,4
25	72,0	69,2	66,9	63,2
20	53,8	51,0	48,7	45,0
15	35,6	32,8	30,5	26,9

Таблица 4.3 – Длина регенерационного участка для волокна TXFTM Corning

Энергетический потенциал, S , дБ	Длина регенерационного участка, l_{p2} , км			
	Количество каналов, M			
	1	40	80	160
40	181,8	178,5	172,4	161,6
35	155,9	152,6	146,6	135,7
30	130,0	126,7	120,7	109,8
25	104,1	100,8	94,8	83,9
20	78,2	74,9	68,9	58,0
15	52,3	49,0	43,0	32,1

Из таблиц 4.1 – 4.3 следует, что длина регенерационного участка уменьшается с увеличением числа каналов из-за воздействия ХРМ и соответственно снижается с уменьшением энергетического потенциала. На рисунках 4.1 – 4.3 показана зависимость длины регенерационного участка от энергетического потенциала и числа каналов.

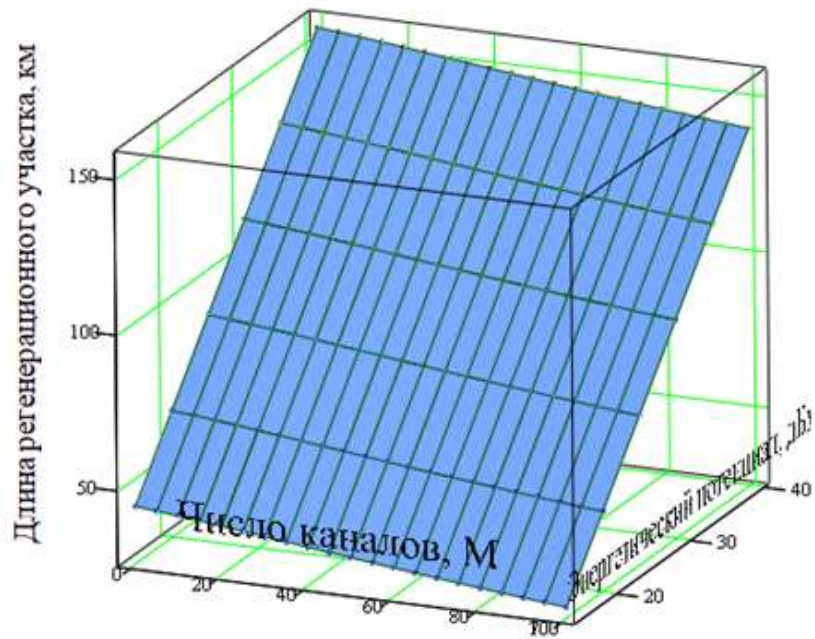


Рисунок 4.1 – Длина регенерационного участка для G.652 и скорости передачи 40 Гбит/с

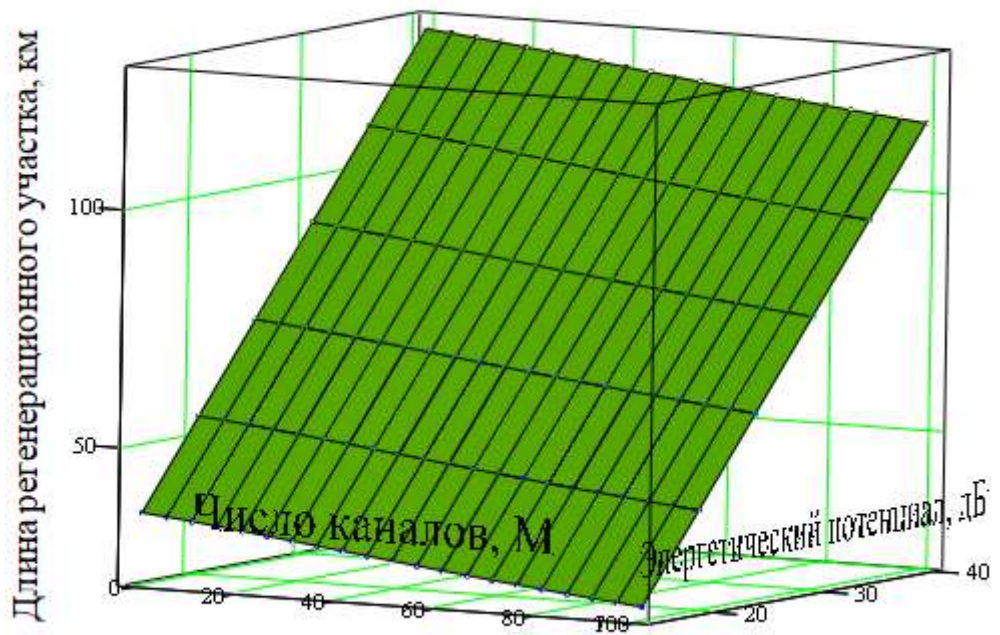


Рисунок 4.2 – Длина регенерационного участка для G.655 и скорости передачи 40 Гбит/с

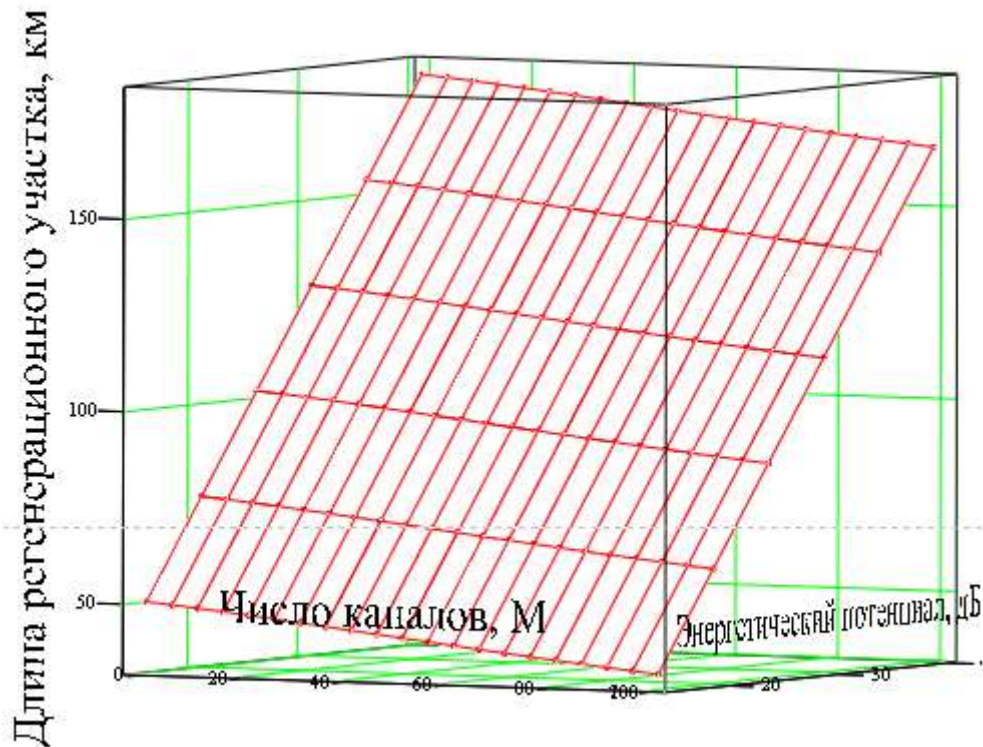


Рисунок 4.3 – Длина регенерационного участка для TXF™ Corning и скорости передачи 40 Гбит/с

Волокно TXF™ Corning обладает большим значением длины регенерационного участка среди исследуемых волокон, таких как G.652 и G.655 благодаря сверхнизкому затуханию.

4.2 Расчет отношения сигнал/шум с учетом решения по компенсации хроматической и поляризационной модовой дисперсий

При разработке методики определения OSNR в WDM-системах необходимо учитывать [9, 13]:

- потери на хроматическую дисперсию и поляризационную модовую дисперсию;
- длину усилительного участка (регенерационного) участка;
- наличие влияния нелинейных эффектов;
- формат модуляции d_m ;
- наличие применения FEC 1-3 поколения;

- выбор количества каналов и расстояния между ними для WDM-систем передачи.

Однако все проведенные расчеты в этих исследованиях не учитывают наличие нелинейных эффектов. Поэтому введение дисперсионной длины с учетом решения по компенсации CD и PMD при наличии SPM и XPM позволяет оценить величину OSNR в WDM-системах.

В системах с каскадным соединением оптических усилителей шум спонтанного излучения ASE оптического усиления накапливается за счет вкладов всех оптических усилителей. Следовательно, OSNR ухудшается после каждого оптического усилителя. Оптическое отношение сигнал/шум OSNR является полезным инструментом для мониторинга и определения характеристики усилителя [115]. Предполагая однородную линию передачи с N пролетами, величина OSNR на основе стандартизированной методики ITU-T G.692 записывается следующим соотношением:

$$OSNR = 10 \log \left(\frac{P_{out}}{NF \cdot h \cdot \nu \cdot \Delta \nu_{ref} \cdot N_{span}} \right) = P_{out} - \alpha \cdot L - NF - 10 \log(h \cdot \nu \cdot \Delta \nu_{ref}) - 10 \log(N_{span}), \quad (4.9)$$

где P_{in} и P_{out} – уровни входного и выходного группового сигнала, дБм соответственно, α – коэффициент затухания ОВ, дБ/км, L – длина пролета, км, NF – шум усилителя, дБ, h – постоянная Планка, мДж·с, ν – центральная частота оптического канала, Гц ($\approx 193,95$ ТГц в С-диапазоне), $\Delta \nu_{ref}$ – нормированная полоса оптического канала, Гц (12,5 ГГц или 0,1 нм) и N_{span} – число пролетов. На практике с применением EDFA усилителя в С-диапазоне значение NF находится между 4 и 6 дБ и значение выходной мощности достигает до 20 дБм.

Для многоканальных передач уравнение (4.9) принимает следующий вид:

$$OSNR = P_{in} - 10 \log(M) - \alpha \cdot L - NF - 10 \log(h \cdot \nu \cdot \Delta \nu_{ref}) - 10 \log(N_{span}), \quad (4.10)$$

где M – число каналов.

Рекомендация ITU-T G.692 дает возможность нормировать величину OSNR дополнительными штрафами от 3 дБ до 6 дБ.

Как уже отмечалось, при определении OSNR необходимо учитывать нормы потерь по дисперсиям и наличие нелинейности. В нашем случае учтем потери по мощности из-за воздействия CD, PMD, SPM и XPM.

Для одного пролета и одного канала уравнение (4.10) имеет следующий вид при длине волны 1550 нм:

$$OSNR = P_{out} - \alpha \cdot L - NF - 10 \log(h \cdot \nu \cdot \Delta \nu_{ref}) - K1, \quad (4.11)$$

где $K1$ – коэффициент, характеризующий потери из-за влияния CD, PMD и SPM.

Для многоканальных передач и с N_{span} пролетами, уравнение (4.12) принимает следующий вид:

$$OSNR = P_{in} - 10 \log(M) - \alpha \cdot L - NF - 10 \log(h \cdot \nu \cdot \Delta \nu_{ref}) - 10 \log(N_{span}) - K2. \quad (4.13)$$

В параметр $K2$ входят потери по мощности из-за CD, PMD, SPM и XPM.

С учетом полученных решений по компенсации уравнения (4.11) и (4.12) становятся следующими выражениями:

$$OSNR = 58 + P_{out} - \alpha \cdot L - NF - 5 \cdot \log \left(1 + \left(\frac{L}{L_{D,comp+FEC}^{CD+PMD+SPM}} \right)^2 \right); \quad (4.13)$$

$$OSNR = 58 + P_{in} - 10 \log(M) - \alpha \cdot L - NF - 10 \log(N_{span}) - 5 \cdot \log \left(1 + \left(\frac{L}{L_{D,comp+FEC}^{CD+PMD+SPM+XPM}} \right)^2 \right). \quad (4.14)$$

В таблице 4.4 представлены результаты расчета OSNR по предлагаемой методике, согласно уравнением (4.14) при $P_{in} = 0$ дБ, $L=80$ км и скорости передачи 40 Гбит/с для волокна G.652. Используемые параметры для построения графиков OSNR представлены в таблице 4.5.

Таблица 4.4 – Величина OSNR

Количество каналов, M	Величина OSNR, дБ					
	Число пролетов, N					
	1	2	3	4	5	6
1	35,18	32,17	30,41	29,16	28,19	27,40
20	21,85	18,83	17,07	15,82	14,86	14,06
40	18,49	15,48	13,72	12,47	11,50	10,71

Продолжение таблицы 4.4

Количество каналов, M	Величина $OSRN$, дБ					
	Число пролетов, N					
	1	2	3	4	5	6
80	14,89	11,88	10,12	8,87	7,91	7,11
100	11,02	8,01	6,24	4,99	4,03	3,23

Таблица 4.5 – Параметры передачи

Параметры	Значение
Диапазон	$C \sim (4,4 \text{ ТГц})$
Скорость передачи, Гбит/с	40
Межканальный интервал, ГГц	25
Входная мощность P_{in} , дБм для одного канала	0
Количество каналов	42
Длина пролета, км	80

Зависимость OSNR и BER от числа пролетов изображена на рисунках 4.4 и 4.5 при различных значениях шума усилителя NF .

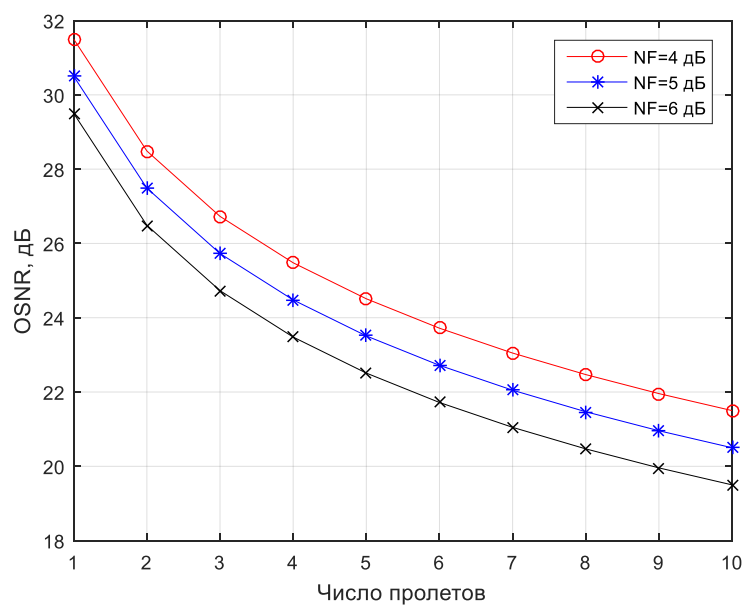


Рисунок 4.4 – Зависимость значения OSNR от числа пролетов

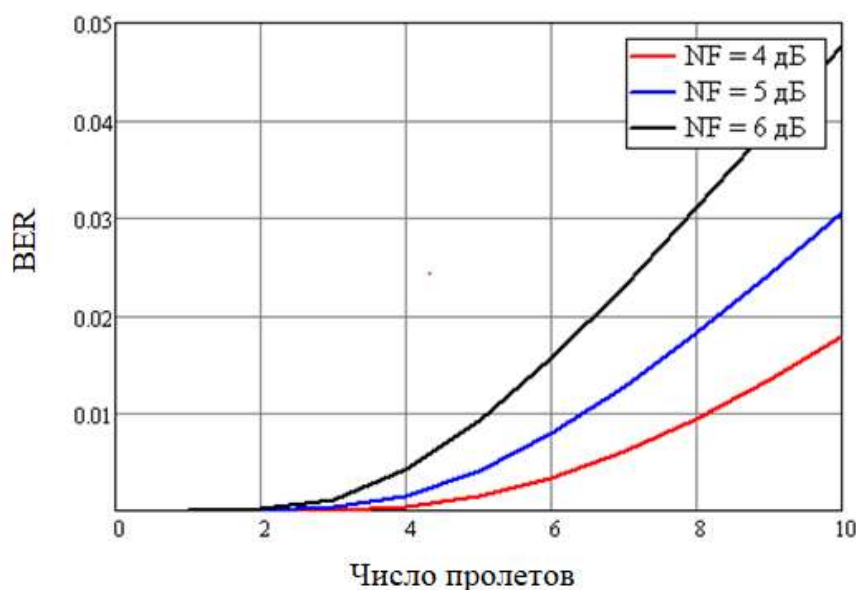


Рисунок 4.5 – Зависимость BER от числа пролетов

На рисунке 4.6 также изображена зависимость значения OSNR от числа каналов для одного пролета с учетом методики ITU-T G.692 и предлагаемой методики в диссертационной работе при $NF = 4$ дБ.

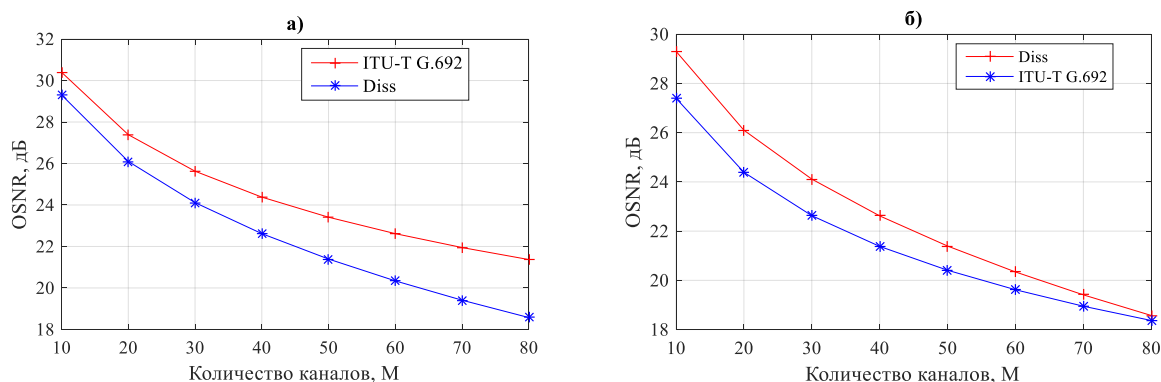


Рисунок 4.6 – Сравнение значения OSNR по методике ITU-T G.692 и предлагаемой методике, полученной в диссертационной работе а) – без учета дополнительных потерь и б) учетом дополнительных потерь 3 дБ (G.692)

Полученный график зависимости значения OSNR от числа каналов, согласно предлагаемой в диссертационном исследовании методике, ниже, чем значение OSNR по методике ITU-T G.692, которая учитывает только влияние числа каналов (рисунок 4.6 а)). Однако методика ITU-T G.692 предлагает нормировать конечную величину OSNR дополнительными штрафами от 3 до 6 дБ. Таким образом, значение OSNR по предлагаемой методике выше, чем

значение OSNR по методике ITU-T G.692 при учете дополнительного штрафа 3 дБ (рисунок 4.6 б)).

4.3 Расчет отношения сигнал/шум для когерентных систем связи

Аналитическое моделирование было основано на модели аддитивного гауссовского шума (GN – Gaussian noise), в которой предполагается, что влияние нелинейного шума (NLI – Nonlinear Interference) на сигналы WDM-систем передачи с интервалом Найквиста без компенсации дисперсии можно моделировать как аддитивный гауссовский шум. Коэффициент битовых ошибок BER системы зависит от OSNR, которое модифицируется с учетом NLI и определяется как [4, 18, 47, 101, 114]:

$$OSNR = \frac{P_{ch}}{P_{ASE} + P_{NLI}}, \quad (4.15)$$

где P_{ch} – средняя вводимая мощность в канале, P_{ASE} – мощность спонтанного излучения ASE, P_{NLI} – мощность шума из-за влияния нелинейных эффектов.

Связь между SNR и OSNR определяется выражением [31, 32, 92, 103]:

$$OSNR = \frac{pR_s}{2\Delta\nu_{ref}} SNR, \quad (4.16)$$

где параметр $p=1$, когда применяется одна поляризация, и $p=2$ в случае поляризационного мультиплексирования; R_s – символьная (бодовая) скорость, ГБод, $\Delta\nu_{ref}$ – эталонная оптическая полоса пропускания (обычно выбирается равной 0,1 нм, или 12,5 ГГц на длине волны 1550 нм).

Введение величины дает возможность определить BER. Согласно Агравалу [54, 75] прямая зависимость BER от OSNR вычисляется следующим соотношением:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{\sqrt{10^{\frac{OSNR}{10}}}}{8} \right], \quad (4.17)$$

где $\operatorname{erfc}(x)$ – дополнительная функция ошибок, OSNR измеряется в децибелах.

Учитывая вклад шума усиленного спонтанного излучения (ASE) и нелинейностей волокна, в частности, эффекта Керра, характеристики системы оптической связи после распространения без управления дисперсии можно описать с помощью так называемого эффективного отношения сигнал/шум при применении EDFA-усилителя или усилителя Рамана [61, 126-128, 141]:

$$SNR_{eff} \approx \frac{P_{ch}}{P_N + P_{S-S} + P_{S-N}}, \quad (4.18)$$

где P_N – уровень ASE-шума системы передачи; P_{S-S} – уровень шума из-за нелинейных взаимодействий сигнал-сигнал; P_{S-N} – уровень шума из-за взаимодействия сигнал-шум и определяются следующими соотношениями:

$$P_N = N_{span} P_{ASE}, \quad (4.19)$$

$$P_{S-S} = N_{span} \eta P_{ch}^3, \quad (4.20)$$

$$P_{S-N} = 3\xi \eta P_{ch}^2 P_{ASE}, \quad (4.21)$$

где η – константа нелинейного искажения и ζ – фактор, зависящий от числа пролетов. η и ζ имеют следующий вид:

$$\eta = \left(\frac{2}{3}\right)^3 \frac{\gamma^2 \cdot z_{eff}}{\pi |\beta_2| R_s^2} \arcsin h \left(\frac{\pi^2}{2} z_{eff} R_s^2 M^2 \frac{R_s}{CS} \right), \quad (4.22)$$

$$\xi = \frac{N_{span} (N_{span} - 1)}{2}. \quad (4.23)$$

Для некогерентных систем передачи с N_{span} пролетами константа нелинейного шума не является линейной и приблизительно определяется формулой [65, 113, 123]:

$$\eta_1 = \eta N_{span}^{1+\varepsilon}, \quad (4.24)$$

где

$$\varepsilon = \frac{3}{10} \ln \left(1 + \frac{6}{L} \cdot \frac{z_{eff}}{\arcsin h \left(\frac{\pi^2}{2} |\beta_2| z_{eff} M \cdot R_s \right)} \right). \quad (4.25)$$

При использовании EDFA-усилителя мощность усиленного спонтанного излучения ASE определяются формулой:

$$P_{ASE} = \frac{1}{2} p(G-1) \cdot NF \cdot hv \cdot R_s \cdot M, \quad (4.26)$$

где p – число поляризации; G – коэффициент усиления EDFA-усилителя.

При применении рамановского усилителя с встречной накачкой для WDM-систем с интервалом Найквиста мощность усиленного спонтанного излучения ASE применяет следующий вид:

$$P_{ASE} = p \cdot K_T \cdot \mathbb{N} \cdot hv \cdot R_s \cdot M, \quad (4.27)$$

где K_T – фактор заполнения фононов, зависящий от температуры, равный 1,13; \mathbb{N} - число фотонов шума спонтанного излучения.

При применении только электронной компенсации дисперсии (EDC – Electronic Dispersion Compensation) в DSP при когерентном детектировании вклад нелинейного взаимодействия сигнал-сигнал намного больше, чем вклад взаимодействия сигнал-шум. В этом случае можно пренебречь взаимодействием сигнал/шум. Следовательно, уравнение (4.18) становится следующим:

$$SNR_{EDC} \approx \frac{P_{ch}}{P_N + P_{S-S}} \approx \frac{P_{ch}}{N_{span} (P_{ASE} + \eta P_{ch}^3)}. \quad (4.28)$$

В случае применения компенсации нелинейных эффектов на основе DBP как части DSP на приемной или передаточной стороне нелинейное взаимодействие сигнал/сигнал устраняется и учитывается только взаимодействие сигнал/шум и шум усиленного спонтанного излучения ASE. Таким образом, уравнение (4.18) применяет следующий вид:

$$SNR_{DBP} \approx \frac{P_{ch}}{P_N + P_{S-N}} \approx \frac{P_{ch}}{P_{ASE} (N_{span} + 3\eta\zeta P_{ch}^2)}. \quad (4.29)$$

Эти выражения применялись к различным системным моделированиям и экспериментам, чтобы проверить их правильность [61].

В случае применения только EDC оптимальная вводимая мощность не зависит от расстояния и определяется следующим выражением:

$$p_{opt} = \sqrt[3]{P_{ASE}/2\eta}. \quad (4.30)$$

При использовании DBP оптимальная вводимая мощность зависит от расстояния и принимает следующий вид:

$$P_{opt} = \sqrt{2/3(N_{span} - 1)\eta}, \quad (4.31)$$

где $N_{span} \geq 2$.

Таблица 4.6 – Параметры систем

Параметры передачи	Значение для волокна TXF™ Corning
Затухание α , дБ/км	0,168
Дисперсия групповых скоростей β_2 , пс ² /км	26,9
Коэффициент нелинейности γ , 1/Вт· км	0,71
Эффективная длина z_{eff} , км	24,7
Длина пролета L , км	80
Шум-фактор NF , дБ	3,5
Коэффициент усиления G , дБ	16
Параметры сигнал и модуляции	Значение
Символьная скорость R_s , ГБод	32
Центральная длина волны, нм	1550
Параметры сигнал и модуляции	Значение
Число поляризации, p	1
Межканальный интервал SW , ГГц	25
Количество каналов, M	10
Число пролетов, N_{span}	10

Зависимость OSNR и BER от числа пролета с учетом решений, предлагаемых в диссертационном исследовании, изображена на рисунках 4.7 и 4.8.

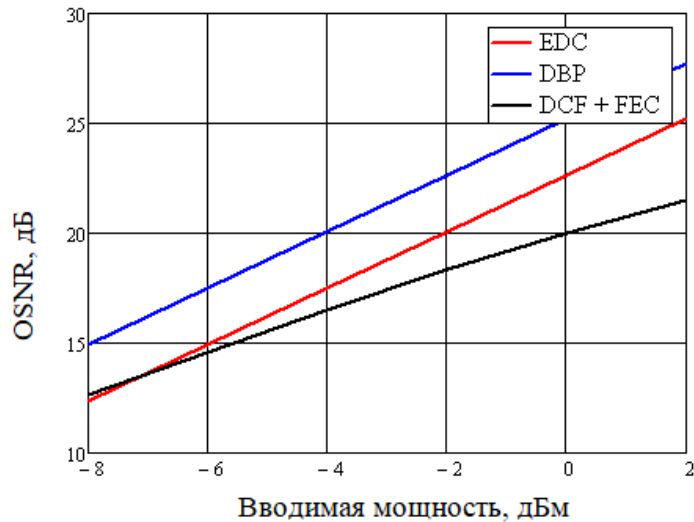


Рисунок 4.7 – Зависимость OSNR от вводимой мощности при различных методах компенсации

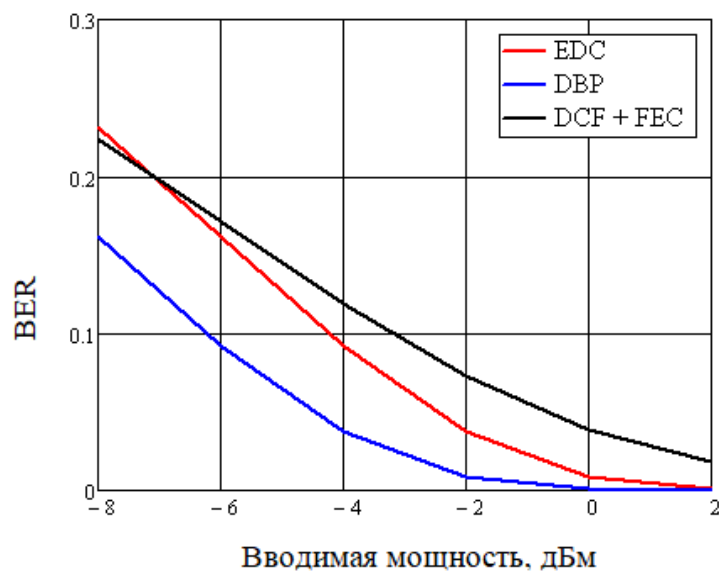


Рисунок 4.8 – Зависимость BER от вводимой мощности при различных методах компенсации

4.4 Выводы по разделу 4

1. Разработана методика расчета регенерационного (усилительного) участка с учетом компенсации CD и PMD под действием SPM и XPM при применении рамановского усилителя для скорости передачи 40 Гбит/с. В

этом случае при расчете регенерационного участка необходимо учесть потери 0,5 дБ при применении рамановского усилителя.

2. Разработан метод оценки OSNR, основанный на эмпирической методике с учетом решения, связанного с компенсацией CD и PMD при наличии SPM и XPM.
3. Проведено сравнение значения OSNR согласно методике, предлагаемой в диссертационном исследовании, и методике ITU-T G. 692.
4. Получены решения, связанные с определением OSNR при применении электронной компенсации дисперсии в DSP-модуле и компенсации нелинейных эффектов на основе DBP и волокна TXFTM Corning.

Заключение

Основные результаты выполненного диссертационного исследования заключаются в следующем:

1. Разработана новая и оригинальная методика определения дисперсионной длины под действием хроматической и поляризационной модовой дисперсий при наличии фазовой самомодуляции и фазовой кросс-модуляции с учетом формата модуляции для одномодовых оптических волокон G.652, G.655, G.654.E (TXFTM Corning) и скоростей передачи 10-100 Гбит/с.
2. Введение дисперсионной длины позволяет не только определить потери мощности при воздействии проведенных эффектов, но и определить значение Q-фактора, определяющего значение коэффициента битовых ошибок (BER).
3. Доказанная необходимость оценки и учета проведенных эффектов для нахождения оптимального способа улучшения окна работоспособности подтверждена экспериментами зарубежных исследований.
4. Разработана методика улучшения окна работоспособности путем уменьшения влияния негативных воздействий при распространении сигнала по оптическому волокну. Получены решения, связанные с компенсацией линейных и нелинейных эффектов, которые позволяют в значительной степени уменьшить потери мощности при совместном воздействии исследуемых эффектов.
5. Разработана методика расчета длины регенерационного (усилительного) участка с учетом решения, связанного с компенсацией хроматической и поляризационной модовой дисперсий при наличии фазовой самомодуляции и фазовой кросс-модуляции с использованием рамановского усилителя для скорости передачи 40 Гбит/с и различного количества каналов;

6. Разработана методика определения отношения сигнал/шум с учетом решения по компенсации дисперсий и нелинейных эффектов. Проведено сравнение методики, полученной в диссертационной работе и методики ITU-T G.692 для эмпирического определения отношения сигнал/шум.
7. Получены решения, связанные с определением отношения сигнал/шум с учетом влияния линейных и нелинейных эффектов для когерентных систем, позволяющие точно определить коэффициент битовых ошибок. Это целесообразно для проектирования высокоскоростных волоконно-оптических линий связи.

На основании представленных выше положений можно сделать вывод о том, что цель диссертационного исследования достигнута, научная задача решена.

Список сокращений

- ВОСП** – волоконно-оптические системы передачи
- ОВ** – оптическое волокно
- 5G** – 5th Generation (5-е поколение мобильной связи)
- ASE** – Amplified Spontaneous Emission (усиленное спонтанное излучение)
- ASK** – Amplitude Shift Keying (амплитудная модуляция)
- BER** – Bit Error Ratio (коэффициент битовых ошибок)
- CD** – Chromatic Dispersion (хроматическая дисперсия)
- CMA** – Constant Modulus Algorithm (алгоритм постоянного модуля)
- DBP** – Digital Back Propagation (цифровое обратное преобразование)
- DCF** – Dispersion Compensating Fiber (компенсирующее волокно)
- DCM** – Dispersion Compensating Module (модуль компенсации дисперсии)
- DD** – Direct Detection (прямое детектирование)
- DGD** – Differential Group Delay (дифференциальная групповая задержка)
- DP-QPSK** – Dual Polarization with Quadrature Phase Shift Keying (квадратурная фазовая манипуляция с поляризационным мультиплексированием)
- DQPSK** – Differential Quadrature Phase Shift Keying (дифференциальная квадратурная фазовая манипуляция)
- DSP** – Digital Signal Processing (цифровая обработка сигналов)
- DWDM** – Dense Wavelength Division Multiplexing (плотное волновое мультиплексирование)
- EDFA** – Erbium Doped Fiber Amplifier (широкополосный оптический усилитель)
- FEC** – Forward Error Correction (упреждающая коррекция ошибок)
- FIR** – Finite Impulse Response (конечная импульсная характеристика)
- FOM** – Figure of Merit (Мера качества)
- FWM** – Four Wave Mixing (четырёхволновое смешение)
- GN** – Gaussian Noise (гауссовский шум)
- GVD** – Group Velocity Dispersion (дисперсия групповых скоростей)

- IFWM** – Intra-channel Four Wave Mixing (Внутриканальное четырехволновое смешение)
- ISI** – Intersymbol Interference (межсимвольная интерференция)
- ITU-T** – International Telecommunication Union – Telecommunication Standardization Sector (Международный союз электросвязи – Сектор стандартизации телекоммуникаций)
- IXPM** – Intra-channel Cross-Phase Modulation (внутриканальная фазовая кросс-модуляция)
- LMA** – Least Mean Algorithm (алгоритм наименьших квадратов)
- NF** – Noise of Figure (шум-фактор)
- NLSE** – Nonlinear Schrodinger Equation (нелинейное уравнение Шредингера)
- NRZ** – Non Return to Zero (без возвращения к нулю)
- NZ-DSF** – Non-Zero Dispersion-Shifted Fiber (волокно с ненулевой смещенной дисперсией)
- OOK** – On-Off Keying (модуляция включением-выключением)
- OPM** – Optical Performance Monitoring (Мониторинг оптических характеристик)
- OSNR** – Optical Signal to Noise Ratio (оптическое отношение сигнал/шум)
- PDL** – Polarization Dependence Loss (поляризационные потери)
- PMD** – Polarization Mode Dispersion (поляризационная модовая дисперсия)
- QAM** – Quadrature Amplitude Modulation (Квадратурная)
- QoT** – Quality of Transmission (качество передачи)
- QoS** – Quality of Services (качество обслуживания)
- SBS** – Stimulated Brillouin Scattering (вынужденное рассеяние Бриллюэна);
- SPM** – Self-Phase Modulation (фазовая самомодуляция)
- SRS** – Stimulated Raman Scattering (вынужденное рассеяние Рамана)
- SSFM** – Slip-Step Four Method (преобразование Фурье на линейном шаге)
- SSMF** – Standard Single Mode Fiber (Стандартное одномодовое оптическое волокно)
- SNR** – Signal Noise Ratio (отношение сигнал/шум)

STM – Synchronous Transport Module (синхронный транспортный модуль)

WDM – Wavelength Division Multiplexing (волоконно-оптические системы передачи со спектральным уплотнением)

XPM – Cross-Phase Modulation (фазовая кросс-модуляция)

Список литературы

1. Агравал, Г. Нелинейная волоконная оптика / Г. Агравал. – М.: МИР, 1996. – 323с.
2. Ахманов, С.А. Оптика фемтосекундных лазерных импульсов / С.А. Ахманов, В.А. Выслоух, А.С. Чиркин. – М.: Наука. Гла. ред. физ. – мат. лис., 1988. – 312 с.
3. Ахманов, С.А. Физическая оптика / С.А. Ахманов, С.Ю. Никитин. – М: Изд-во МГУ, 2004. – 652с .
4. Богданова, Е.Г. Оценка OSNR в когерентных системах связи / Е.Г. Богданова // Информационные технологии и телекоммуникации, 2017. – Том. 5, №2. – С. 25-33.
5. Вийюкусенге, О. Компенсация дисперсии с помощью электронных методов / О. Вийюкусенге // Международная научно-техническая конференция «Технологии информационного общества – ТИО-2020». – М.: МТУСИ, 2020– С. 26-28.
6. Воронин, В.Г. Основы нелинейной волоконной оптики: учебное пособие. / В.Г. Воронин, О.Е. Наний. – М.: Университетская книга, 2011. – 126с.: табл., ил.
7. Гордиенко, В.Н. Оптические телекоммуникационные системы. Учебник для вузов / В.Н. Гордиенко, В.В. Крухмалев, А.Д. Моченов, Р.М. Шарафутдинов. Под ред. профессора В.Н. Гордиенко. – М: Горячая линия – Телеком, 2011. – 368 с.: ил.
8. Григорьян, А.К. Влияние дисперсионной длины и поляризационной модовой дисперсии на определяющее допустимой длины усилительного участка / А.К. Григорьян // Т-comm – Телекоммуникации и транспорт. – 2012. – №4. – С. 46-47.
9. Григорьян, А.К. Исследование и разработка современной методики определения хроматической и поляризационной модовой дисперсии на передачу сигналов и методов их компенсации при высоких скоростях

- передачи [Текст]: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук: 05.12.13 / Григорьян Артем Каренович. – МТУСИ, Москва, 2014. – 202 с.
10. Гроднев, И.И. Волоконно-оптические системы передачи и кабели / И.И. Гроднев, А.Г. Мурадян, Р.М. Шарафутдинов. М.: Радио и связь, 1993. – 264 с.
11. Гуркин, Н.В. Оптические когерентные DWDM системы с канальной скоростью 100 Гбит/с / Н.В. Гуркин, В.Н. Трещиков, О.Е. Наний // Фотон-Экспресс, 2014. – №4 (116). – С. 24-27.
12. Ереминский, Д.Е. Влияние оптической среды на показатели качества передачи в телекоммуникационных системах с плотным волновым мультиплексированием [Текст]: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук: 05.13.17 / Ереминский Дмитрий Евгеньевич, МИИТ. – Москва, 2007. – 163 с.
13. Зелютков, Е.А. Влияние хроматической дисперсии при выборе оптимальной длины регенерационного участка на волоконно-оптической линии связи [Текст]: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук: 05.12.13 / Зелютков Евгений Александрович, МТУСИ. – Москва, 2009. – 144 с.
14. Иванов, А.Б. Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения / А.Б. Иванов – М.: Компания САЙРУС СИСТЕМС. – 1999. – 663 с.
15. Коньшев, В.А. Рекордная производительность систем 100G как маркер перехода к эволюционному развитию ВОСП / В.А. Коньшев, А.В. Леонов, О.Е. Наний, В.Н. Трещиков, Р.Р. Убайдуллаев // Первая миля. – 2015. – №6. – С. 40–43.
16. Коршунов В.Н. Скорость передачи по оптическим магистральным кабелям / В.Н. Коршунов // Кабели и провода. – 2014. – №3. – С. 15–20.

- 17.Леонов, А.В. Тенденции развития оптических систем дальней связи / А.В. Леонов, О.Е. Наний, М.А. Слепцов, В.Н. Трещиков // Прикладная фотоника, 2016. – Т.3, №2. – Р. 123-145.
- 18.Леонов, А. Нелинейные искажения и нелинейный шум в когерентных системах связи / А. Леонов, О. Наний, В. Трещиков // ПЕРВАЯ МИЛЯ, 2014. – № 4 . – С. 50-55.
- 19.Листвин, А.В. Оптические волокна для линий связи / А.В. Листвин, В.Н. Листвин, Д.В. Швырков. – М.: ВЭЛКОМ – 2002. – 106 с.
- 20.Микилев, А.И. ОВ для наземных ВОСП со сверхнизким затуханием и увеличенной эффективной площадью / А.И. Микилев // ПЕРВАЯ МИЛЯ, 2017. №3. С. 14 – 18.
- 21.Поляков, А.В. Нелинейные эффекты в оптоволоконных рециркуляционных запоминающих устройствах со спектральным уплотнением информационных каналов / А.В. Поляков, А.В. Жуковский // проблемы физики, математики и техники № 2(11). Минск, 2012. С. 41-49.
- 22.Портнов, Э.Л. Влияние хроматической и поляризационной модовой дисперсий на дисперсионную длину под действием фазовой кросс-модуляции / Э.Л. Портнов, Ж. Рабенандрасана // Т-comm – Телекоммуникации и транспорт. – 2019. – №9. – С. 62-64.
- 23.Портнов, Э.Л. Динамика развития волоконно-оптических линий и их сравнение с радиочастотными системами/ Э. Л. Портнов, Э. Х. Мариносян // Т-comm – Телекоммуникации и транспорт. – 2015. – №12. – С. 51-55.
- 24.Портнов, Э.Л. Определение влияния хроматической и поляризационной дисперсий на дисперсионное уширение при линейно-частотной модуляции / Э.Л. Портнов // Т-comm – Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – №8. – С. 21-24.
- 25.Портнов, Э.Л. Поляризационная модовая дисперсия волоконно-оптической линии передачи / Э.Л. Портнов, А.К. Григорьян // Т-comm – Телекоммуникации и транспорт. – 2014. – №9. – С. 62-64.

- 26.Портнов, Э.Л. Совместное воздействие хроматической, поляризационной модовой дисперсий и фазовой самомодуляции на дисперсионную длину / Э.Л. Портнов, Ж. Рабенандрасана // Т-comm – Телекоммуникации и транспорт. – 2019. – №2. – С. 31-35.
- 27.Портнов, Э.Л. Алгоритмическая методика определения поляризационной модовой дисперсии волоконно-оптической линии связи / Э.Л. Портнов, А.К. Григорьян // Т-comm – Телекоммуникации и транспорт. – 2013. – №8. – С. 99-101.
- 28.Портнов, Э.Л. Влияние на окно работоспособности оптического волокна изменений дисперсионной длины под действием негативных воздействий / Э.Л. Портнов, С.И. Иванов, В.А. Колесников, А.Б. Семенов // Международная научно-техническая конференция «Технологии информационного общества – ТИО -2019». – М.: МТУСИ, 2019 – с. 75-78
- 29.Портнов, Э.Л. Влияние поляризационной модовой дисперсии на передачу сигнала / Э.Л. Портнов, А.Я. Кроп, Е.А. Зелютков // Труды Московского технического университета связи и информатики. – М.: ИД «Медиа Паблицер». – 2008. – Т.1. – С.341-344.
- 30.Портнов, Э.Л. Влияние угла ввода сигнала на передаточные характеристики системы передачи / Э.Л. Портнов, Э.Х. Мариносян, А.К. Григорьян // Международная научно-техническая конференция «INTERMATIC – 2015», МИРЭА. – Москва, 2015. – С. 263-266.
- 31.Портнов, Э.Л. Волоконная оптика в телекоммуникациях. Учебное пособие для вузов / Портнов Э.Л. Под ред. Ю.Н. Чернышева. – М: Горячая линия – Телеком, 2018. – 392с: ил.
- 32.Портнов, Э.Л. Волоконная оптика: параметры передачи и влияния. Учебное пособие для вузов / Э.Л. Портнов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2019. – 344 с: ил.
- 33.Портнов, Э.Л. Нелинейные эффекты в оптическом волокне и возможности управления ими / Э.Л. Портнов, Ж. Рабенандрасана // Труды конференции

- «Телекоммуникационные и вычислительные системы» Международного форума информатизации МФИ-2017. – МТУСИ, 2017. – С.110–112.
- 34.Портнов, Э.Л. Ограничения параметров передачи оптического волокна при определении отношения сигнал/шум / Э.Л. Портнов, Н.И. Эрдниев // Международная научно-техническая конференция «Технологии информационного общества – ТИО -2019». – М.: МТУСИ, 2019 – С. 79-82.
35. Портнов, Э.Л. Окно работоспособности и дисперсионная длина / Э. Л. Портнов, Т.Д. Фатхулин. Международная научно-техническая конференция «INTERMATIC – 2016», МИРЭА. – Москва, 2016. – С. 127-13.
- 36.Портнов, Э.Л. Оптические кабели и пассивные компоненты волоконно-оптические линий связи / Э.Л. Портнов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 464 с.
- 37.Портнов, Э.Л. Применение когерентных методов приема и передачи информации в DWDM системах связи с канальной скоростью до 100 Гбит/с / Э.Л. Портнов, Т.Д. Фатхулин // Труды конференции «Телекоммуникационные и вычислительные системы» Международного форума информатизации МФИ-2015. – МТУСИ, 2015. – С.74–76.
- 38.Портнов, Э.Л. Сравнение передаточных характеристик одномодовых оптических волокон для высокоскоростных передач / Э.Л. Портнов, Ж. Рабенандрасана // Международная научно-техническая конференция «Технологии информационного общества – ТИО-2020». – М.: МТУСИ, 2020 – С. 81-84.
- 39.Портнов, Э.Л. Улучшения характеристик оптического волокна для передачи больших мощностей / Э.Л. Портнов, Ж. Рабенандрасана Ж. // Труды конференции «Телекоммуникационные и вычислительные системы» Международного форума информатизации МФИ-2019. – МТУСИ, 2019. – С.73-77.

40. Портнов, Э.Л. Оптические кабели связи, их монтаж и измерение. Учебное пособие для вузов / Э.Л. Портнов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2012, - 448с.: ил.
41. Рабенандрасана, Ж. Внутриканальная фазовая кросс-модуляция ВОСП-СР / Ж. Рабенандрасана // Труды конференции «Телекоммуникационные и вычислительные системы» Международного форума информатизации МФИ-2019. – МТУСИ, 2019. – С.71-73.
42. Рабенандрасана, Ж. Изменение окна работоспособности под действием нелинейных эффектов / Ж. Рабенандрасана // Международная научно-техническая конференция «Технологии информационного общества – ТИО -2019». – М.: МТУСИ, 2019 – С. 83-84.
43. Рабенандрасана, Ж. Форматы модуляции ВОСП 100G и выше / Ж. Рабенандрасана // Труды конференции «Телекоммуникационные и вычислительные системы» Международного форума информатизации МФИ-2015. – М.: МТУСИ, 2015. – С.77–78.
44. Слепов, Н. Оптоволоконные системы дальней связи. Перспективы развития / Н. Слепов // Электроника: НТБ, 2005. – №6. – С.70-75.
45. Сычук, А.Н. Искажение импульсных сигналов в многоканальных системах передачи с когерентным детектированием, вызванное явлениями фазовой самомодуляции и фазовой кросс-модуляции в оптическом волокне / А.Н. Сычук, В.А. Варданян // Т-сomm – Телекоммуникации и транспорт. . – 2020. – №1. – С. 4-12.
46. Трещиков, В.Н. Разработка DWDM-системы ёмкостью 25 Тбит/с / В. Н. Трещиков // Фотон-Экспресс. – 2013. - №2 (106). – С. 24-28.
47. Фокин, В. Оптические системы с терабитными скоростями передачи. Учебное пособие / В. Фокин, Р.З. Ибрагимов. – СибГУТИ.: каф. Многоканальной электросвязи и оптических систем. Новосибирск, 2016г. – 162 с.: ил.

48. Фриман, Р. Волоконно-оптические системы связи / Р. Фриман. – М.: Техносфера, 2003. – 590 с.
49. Шарафутдинов, Р.М. Электронный конспект лекций по дисциплине «Спектральное уплотнение в оптических системах передачи» / Р.М. Шарафутдинов, МТУСИ. – М.: –2011. – 46 с.
50. Шен, И.Р. Принципы нелинейной оптики / И.Р. Шен. Пер. с англ./Под ред. С.А. Ахманова. – М.: Наука. Гла. ред. физ. – мат. лис., 1989. – 560 с.
51. Abdelkerim, A. A survey on fiber nonlinearity compensation for 400 Gb/s and beyond optical communication systems / A. Abdelkerim, A.D. Octavia, R. Venkatesan, O.S.S. Kumar, C. Philippe, J. Yves // IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2017. – Vol.19, No. 4. – P. 3097-3313.
52. Ablowitz, M.J. Resonant Intrachannel Pulse Interactions in Dispersion-Managed Transmission Systems / M. J. Ablowitz, H. Toshihiko // IEEE Journal of Selected Topics in quantum electronics, 2002. – Vol.8, No.2. – P. 603-615.
53. Agrawal, G.P. Fiber-optic communication systems / G.P. Agrawal. – 4th Ed. Wiley, 2010. – 626 p.
54. Agrawal, G.P. Fiber-Optic Communications Systems / G.P. Agrawal. – 3rd Ed. 2002. – 561 p.
55. Agrawal, G.P. Fiber-optic communication Systems / G. P. Agrawal. – 2nd Ed. – NY.: John Wiley & Sons Inc., 1997. – 540 p.
56. Agrawal, G.P. Lightwave Technology Telecommunications Systems / G.P. Agrawal. – Wiley-Interscience, 2005. – 480 p.
57. Agrawal, G.P. Nonlinear fiber optic / G.P. Agrawal. – 5th Ed. – Rochester. – N.Y.: Academic Press, 2013. – 631 p.
58. Agrawal, G.P. Nonlinear fiber optics / G. P. Agrawal. – 2nd Ed. – San Diego: Academic Press, 1995. – 592 p.
59. Al-Awis, S. Characterization of Physical Layer Impairments Impact of Optical Fiber Transmission Systems/ S. Al-Awis, A.Y. Fattah // International Journal of

- Electronics and Communication Engineering and Technology (IJECE), 2016. – Vol. 7, No.7. – P. 87-102.
60. Alberto, P. Optical Communications. Advanced Systems and Devices for next Generation / P. Alberto, C.F. Rafael, C. Andrea, R. Eduardo de Souza. – Switzerland, Springer, AG 2019. – 261 p.
61. Bayvel, P. Maximizing the optical network capacity / P. Bayvel, R. Maher, T. Xu, G. Liga, N.A. Shevchenko, D. Lavery, A. Alvarado, R.I. Killey // Philosophical Transactions of The Royal Society A, 2016. <https://royalsocietypublishing.org/doi/10.1098/rsta.2014.0440>.
62. Bellotti, G. Dependence of self-phase modulation impairments on residual dispersion in 10-Gb/s-based terrestrial transmissions using standard fiber / G. Bellotti, A. Bertaina, S. Bigo // IEEE Photonics Technology Letters. – 1999. – Vol. 11, No. 7. – P. 824-826.
63. Benyuan, Z. Ultra-Large-area Low-loss Fibers Advanced Amplifiers for Large Capacity Long Haul Optical Networks / Z. Benyuan, D. Peckham, A. H. McCurdy, L. Jr. Robert, B. Palsdottir, M. F. Yan, Wish P. W., D. J. DiGiovanni // Furukawa Electric Review, 2017. – No. 48. – P. 18 – 25.
64. Bomin, L. Forward Error Correcting Codes for 100 Gbit/s Optical Communication Systems: Thesis for the degree of Doctor of Philosophy / L. Bomin. Technical University of Denmark. <https://orbit.dtu.dk/en/publications/forward-error-correcting-codes-for-100-gbits-optical-communicatio>
65. Carena, A. Modeling of the impact of nonlinear propagation effects in uncompensated optical coherent transmission links / A. Carena, V. Curri, G. Bosco, P. Poggiolini, and F. Forghieri // Journal Lightwave Technology, 2012. – Vol. 30, No. 10. – P. 1524-1539.
66. Chen X. Polarization Evolution in Spun Fibers / X. Chen, M.J. Li, D.A. Nolan // in Proceedings of SPIE, China, Shanghai, 2005. – Vol. 6019.

67. Chesnoy, J. Undersea Fiber Communication Systems / J. Chesnoy. – 2nd Ed. – Academic Press, 2016. – 702 p.
68. Chomycz, B. Planning fiber optical fiber networks / B. Chomycz. Mc Graw-Hill. – 2009. – 400 p.
69. Cui, N. True Equalization of Polarization-Dependent Loss in Presence of Fast Rotation of SOP / N. Cui, X. Zhang, W. Zhang, X. Tang, L. Xi // Applied Sciences, 2020, 10(11), 3844. <https://doi.org/10.3390/app10113844>
70. Cvijetic, M. Advanced Optical Communication. Systems and networks / M. Cvijetic, I. B. Djordjevic. – BOSTON | LONDON: Artech House, 2013. – 804 p.
71. Djordjevic, I. B. Constrained Techniques for the Suppression of Intrachannel Nonlinear Effects in High-Speed Optical Transmission / I.B. Djordjevic, V. Bane // IEEE/OSA, Journal of Lightwave Technology, 2006. – Vol. 24, No.1. – P. 411-419.
72. Dong, H. Advanced Submarine Technology goes Terrestrial. A revolutionary era for long-haul fibre / H. Dong, S. Makovejs // Optical Connections, Q4 2018. – Issue 15. – P. 18-19. <https://opticalconnectionsnews.com/>
73. Eduard, S. Analysis and Design of Transimpedance. Amplifiers for Optical Receivers / S. Eduard. – USA, Hoboken: John Wiley & Sons, 2017. – 592 p.
74. Essiambre, R.J. Capacity limits of optical fiber networks / R.J. Essiambre, G. Kramer, P.J. Winzer, G.J. Foschini, B. Goebel // IEEE Journal of Lightwave Technology, 2010. Vol. 28, No. 4. – P. 662-701.
75. Felinskyi, G. Signal-to-noise analysis in a counter-pumped fiber Raman amplifier / G. Felinskyi, M. Dyryv // Optica Applicata, 2014. – Vol. XLIV, No. 4. – P. 493-501.
76. Ferreira, M.F.S. Impact of nonlinearities on fiber optical communications / M.F.S. Ferreira. – Preprints 2017, 20171221775. – 10 p.
77. Ferreira, M.F.S. Nonlinear effects in optical fibers / M.F.S. Ferreira. – Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2011. – 384 p.

78. Foggi, T. Maximum-Likelihood Sequence Detection With Closed-Form Metrics in OOK Optical Systems Impaired by GVD and PMD / T. Foggi, E. Forestieri, G. Colavolpe, G. Prati // IEEE, Journal of Lightwave Technology, 2006. – Vol.24, No.8. – P. 3073-3087.
79. Fugihara, M.C. Fiber attenuation Fitting Function / M.C. Fugihara, A.N. Pinto // Microwave and Optical Technology Letters, 2009. – Vol. 51, No. 10. – P. 2294–2296.
80. Girard, A. Guide to WDM / A. Girard. Technology and Testing. – 3rd Ed. – Quebec: EXFO Electro-Optical Engineering Inc., 2008. — 210 p.
81. Herbert, V. Fiber Optic Communication / V. Herbert, G. Norbert. Key Devices. – 2nd Ed. – Springer, 2017. – 847 p.
82. Hirano, M. Analytical OSNR formulation validated with 100G-WDM experiments and optimal subsea fiber proposal / M. Hirano, Y. Yamamoto, V.A.J.M. Sleiffer, T. Sasaki // IEEE, Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC). – Anaheim, CA, USA, 2013.
83. Ivaniga, T. Suppression of Nonlinear XPM Phenomenon by Selection of Appropriate Transmit Power Levels in the DWDM System / T. Ivaniga, P. Ivaniga // International Journal of Optics, 2019. – P.1-8. <https://www.hindawi.com/journals/ijo/2019/9357949/>
84. Ivaniga, T. Verification of the SPM Impact DWDM System Using AWG Multiplexer-Demultiplexer / T. Ivaniga, J. Turan, L. Ovsenik // Acta Electrotechnica et Informatica, 2017. – Vol.17, No.1. – P. 17-22.
85. Ivanov, S.I. Impact of Window Efficiency Optical Fiber Length Changes in the Dispersion Under the Action of Negative Influences/ S. I. Ivanov, E.L. Portnov, V.A. Kolesnikov, A.B. Semenov // IEEE, Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – 2019. – P. 1-5.
86. John, M.S. Optical fiber communications: principals and practice / M.S. John, assisted by M. J. Yousif. – 3rd. ed. – 2009. 1128 p.

87. Kaminow, I.P. Optical Fiber telecommunications IIIA/ I.P. Kaminow, T.L. Koch. – NY.: Academic Press, 1997. – 608 p.
88. Kaminow, I.P. Optical fiber Telecommunications IVA. Components / I.P. Kaminow, L. Tingye. Academic Press, 2002. – 876 p.
89. Kaminow, I.P. Optical Fiber Telecommunications IVB. Components / I.P. Kaminow, L. Tingye. – NY.: Academic Press, 2002. – 1022 p.
90. Kaminow, I.P. Optical Fiber Telecommunications VA. Components and Subsystems / I.P. Kaminow, L. Tingye, A. E. Willner. – N.Y.: Academic Press, 2008. – 944 p.
91. Kaminow, I.P. Optical Fiber Telecommunications VB. Systems and Networks / I. P. Kaminow, L. Tingye, A. E. Willner. – N.Y.: Academic Press, 2008. – 928 p.
92. Kaminow, I.P. Optical Fiber Telecommunications VIB. Systems and Networks, 6th ed. / I.P. Kaminow, L. Tingye, A.E. Willner. – USA, Waltham: Academic Press, 2013. – 1035 p.
93. Kawaguchi, Y. Ultra Low-loss Pure Silica Core Fiber / Y. Kawaguchi, Y. Tamura, T. Haruna, Y. Yamamoto, M. Hirano // SEI Technical Review, 2015. – No.80. – P. 50-55.
94. Keiser, G. Optical Fiber Communications / G. Keiser. – 4th Ed. – NY.: McGraw-Hill, 2010. – 688 p.
95. Kikuchi, K. Fundamentals of Coherent Optical Fiber Communications / K. Kikuchi // IEEE Journal Lightwave Technology, 2016. – Vol. 30, Issue: 1. – P. 157-179.
96. Kilper, D.C. Optical Performance Monitoring / D.C. Kilper, R. Bach, D.J. Blumenthal, D. Einstein, T. Landolsi, L. Ostar, M. Preiss, A.E. Willner // IEEE Journal of Lightwave Technology, 2004. – Vol. 22, No. 1. – P.294-304.
97. Kumar, S. Fiber optic communications. Fundamentals and Applications / S. Kumar, M. Jamel Deen. – John Wiley & Sons, 2014. – 573 p.
98. Le Nguyen, B. Advanced Digital Optical Communications / B. Le Nguyen. – 2nd Ed. – Munich: CRC Press, Taylor & Francis Group, 2015. – 937 p.

99. Le Niguen, B. Noises in Optical Communications and photonic Systems / B. Le Niguen. – Munich: Taylor&Francis, 2017. – 474 p.
100. Li, M. J. Effects of lateral load and external twist on polarization-mode dispersion of spun and unspun fibers / M. J. Li, A.F. Evans, D.W. Allen, D.A. Nolan // Optics Letters, 1999. – Vol. 24, No. 19. – P. 1325-1327.
101. Maher, R. Spectrally Shaped DP-16QAM Super-Channel Transmission with Multi-Channel Digital Back-Propagation / R. Maher, T. Xu, L. Galdino, M. Sato, A. Alvarado, K. Shi, S. J. Savory, B.C. Thomsen, R.I. Killey, P. Bayvel // Scientific reports, 2015, – Vol. 5, No. 8214. – P.1-8.
102. Maria, S.L. Digital Pre-compensation of Chromatic Dispersion in QPSK high speed telecom systems / S. L. Maria // TRITA-ICT-EX-2011:209, 2011. <http://kth.diva-portal.org/smash/record.jsf?pid=diva2%3A463292&dswid=1188>.
103. Maruto, A. Nonlinear Shannon Limit in Optical Fiber Transmission System / A. Maruto // IEICE Transactions on Communications, 2018. – Vol. E101-B, No.1. – P. 80-94.
104. Mathieu, L. Study of advanced technologies for optimization of optical transmissions systems multiplexed in wavelength at 40 Gb. PHD thesis. Sud-Paris 2007.
105. Matsumoto, M. Polarization-mode Dispersion and its Mitigation/ M. Matsumoto // Journal of the National Institute of Information and Communications Technology, 2006. – Vol.53, No.2. – P. 45-52.
106. Menyuk, C.R. Polarization Mode Dispersion / C.R. Menyuk, A. Galtarossa. – NY.: Springer, 2005. – 308 p.
107. Morero, D.A. Forward error correction for next-generation high-speed optical networks / D.A. Morero. Argentina, October 2017. <https://famaf.unc.edu.ar>
108. Nagayama, K. Ultra-low-loss (0.1484 dB/km) pure silica core fiber and extension of transmission distance / K. Nagayama, M. Kakui, M. Matsui, I. Saitoh, Y. Chigusa // Electronics Letters, 2002. – Vol. 3, No. 20. – P. 1168–1169.

109. Nakazawa, M. High Spectral Density Optical Communication Technologies. Optical and communications reports / M. Nakazawa, K. Kikuchi, T. Miyazaki // Springer, 2010. – 338 p.
110. Ohashi, M.K. Optical Loss Property of Silica-Based Single-Mode Fibers / M. Ohashi, K. Shiraki, K. Tajima // Journal of Lightwave Technology, 1992. – Vol. 10, No. 5. – P. 539–543.
111. Pfau, T. Hardware-Efficient Coherent Digital Receiver Concept With Feedforward Carrier Recovery for M-QAM Constellations / T. Pfau, S. Hoffmann, R. Noé // IEEE Journal of Lightwave Technology, 2009. – Vol. 27, No. 8. – P. 989-999.
112. Pincemin, E. Challenges de la transmission wdm à ultra haut débit pour les réseaux de transport longue distance / E. Pincemin // tech. rep., France Telecom, Orange Labs, 23 Oct. 2008.
113. Poggiolini, P. The GN model of fiber non-linear propagation and its applications / P. Poggiolini, G. Bosco, A. Carena, V. Curri, Y. Jiang, F. Forghieri // Journal Lightwave Technology, 2014. – Vol. 32, No. 4. – P. 694-721.
114. Poggiolini, P. The GN model of non-linear propagation in uncompensated coherent optical systems / P. Poggiolini // IEEE Journal Lightwave Technology, 2012. – Vol. 30, No.24. – P. 3857-3879.
115. Portnov, E. L. A new approach in determining the parameters of transfer and impact in the optical telecommunications line / E. L. Portnov // T-comm – Telecommunications and Transport. – 2016. – Vol. 10, No.5. – P. 60-63.
116. Portnov, E. L. Analysis of the intrachannel nonlinear effects in optical communication systems / E. L. Portnov, J. Rabenandrasana // T-comm – Telecommunications and Transport. – 2019. – Vol. 13, No.1. – P. 66-69.
117. Portnov, E. L. The Choice of Optical Fiber with the Best Transmission Characteristics / E. L. Portnov, J. Rabenandrasana // IEEE, Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – 2020. – P. 1-5. – doi: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078619.

118. Portnov, E.L. The influence of phase self-modulation and phase cross-modulation for the transmission of signals optical fiber / E.L. Portnov, J. Rabenandrasana // T-comm – Telecommunications and Transport. – 2017, Vol. 11, No.11. – P. 80-83.
119. Rafael, R.M. Advanced modulations formats and signals processing for high speed spectrally efficient optical communications: Thesis for the degree of Doctor of Philosophy / R.M. Rafael. Paris, HAL, 2017. <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01511425>.
120. Recommendation ITU-T G.663 (2011). Application-related aspects of optical amplifier devices and systems. Amendment 1 (09/2016).
121. Recommendation ITU-T G.694.1. Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid (02/2012).
122. Recommendation ITU-T G-Series – Supplement 39. Optical system design and engineering considerations (02/2016).
123. Savory S. J. Approximations for the Nonlinear self-channel interference of channels with rectangular spectra / S. J. Savory // IEEE Photonics Technology Letters, 2013. – Vol. 25, No. 10. – P. 961-964.
124. Schneider, T. Nonlinear Optics in Telecommunications / T. Schneider. – Berlin, Springer, 2004. – 480 p.
125. Seimetz, M. High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission. 1st ed. / M. Seimetz // Springer, 2010. – 252 p.
126. Semrau, D. Achievable information rates estimates in optically amplified transmission systems using nonlinearity compensation and probabilistic shaping / D. Semrau, T. Xu, N.A. Shevchenko, M. Paskov, A. Alvarado, R.I. Killey, P. Bayvel // Optics Letters, 2016. – Vol. 42, No. 1. – P. 121-124.
127. Semrau, D. The Gaussian Noise Model in the Presence of Inter-channel Stimulated Raman Scattering / D. Semrau, P. Bayvel // IEEE, Journal of Lightwave Technology, 2018. – Vol. 30, Issue 24. – P.3857-3879.

128. Shevchenko, N.A. Achievable Information Rates Estimation for 100-nm Raman-Amplified Optical Transmission System / N.A. Shevchenko, T. Xu, D. Semrau, G. Saavedra, G. Liga, M. Paskov, L. Galdino, A. Alvarado, R.I. Killey, P. Bayvel // VDE, 42nd European Conference on Optical Communication, 2016. <https://ieeexplore.ieee.org/document/7767752>.
129. Singh, S.P. Nonlinear effects in optical fibers: origin, management and applications / S.P. Singh, N. Singh // Progress in electromagnetic research, PIER 73. – 2007. – P. 249-275.
130. Sleiffer, V.A.J.M. A comparison between SSMF and large-Aeff Pure-Silica core fiber for Ultra Long-Haul 100G transmission / V.A.J.M. Sleiffer, D. van den Borne, M. Kuschnerov, V. Veljanovski, M. Hirano, Y. Yamamoto, T. Sasaki, S.L. Jansen, and H. de Waardt // OSA, Optics Express, 2011. – Vol.19, Issue 26. – P. B710-B175.
131. Smith, R.G. Optical power handling capacity of low loss optical fiber as determined by stimulated Raman and Brillouin scattering / R.G. Smith // Applied optics, 1972. – Vol. 11, No.11. – P. 2489-2494.
132. Stolen, R. Self-phase-modulation in silica optical fibers / R. Stolen, C. Lin // Physical Review A. – 1978. – Vol. 17, issue. 4. – P. 1448-1453.
133. Tamura, Y. The First 0.14-dB/km Loss Optical Fiber and its Impact on Submarine Transmission / Y. Tamura, H. Sakuma, K. Morita, M. Suzuki, Y. Yamamoto, K. Shimada, Y. Honma, K. Sohma, T. Fujii, T. Hasegawa // IEEE Journal of Lightwave Technology, 2018. – Vol. 36, No.1. – P. 44-49.
134. Tao, Z. Simple Fiber Model for Determination of XPM Effects / Z. Tao, W. Yan, L. Liu, L. Li, S. Oda, T. Hoshida, and J. Rasmussen // Journal of Lightwave Technology, 2011. – Vol. 29, No. 7. – P. 974-986.
135. Thévenaz, L. Advanced Fiber Optics. Concepts and Technology / L. Thévenaz. – Swiss: EPFL Press, 2011. – 300 p.

136. Tomlinson W.J., Stolen R. H., Johnson A. M. Optical wavebreaking of pulses in nonlinear optical fibers / W. J. Tomlinson, R. H. Stolen, A.M. Johnson // *Optics letters*, 1985. – Vol. 10, No.9. – P. 457-459.
137. Toulouse, J. Optical Nonlinearities in Fibers: Review, Recent Examples, and Systems Applications / Toulouse J. // *IEEE, Journal of Lightwave Technology*, 2005. – Vol. 23, No. 11. – P. 3625-3641.
138. Tzimpragos, G.A Survey on FEC Codes for 100G and Beyond Optical Networks / G. Tzimpragos, C. Kachris, I.B. Djordjevic, M. Cvijetic, D. Soudris, I. Tomkos // *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2016. – Vol.18, No.1. – P. 209-221.
139. Vyukusenge, A. Effects of Polarization Mode Dispersion on the quality of signal transmission and compensation methods / A. Vyukusenge, J. Rabenandrasana // *IEEE, Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*. — 2020. — P. 1-6. — doi: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078548.
140. Weihong, H. Fiber Birefringence Modeling for polarization mode dispersion: Thesis for the degree of Doctor of Philosophy / H. Weihong, Ontario, Canada. – 2007.
141. Willner, A. Optical Fiber Telecommunications VII / A. Willner. – 1st Ed. – Academic Press, 2019. – 1118 p.
142. Winzer, J.P. 100-Gb/s DQPSK Transmission: From Laboratory Experiments to Field Trials / J.P. Winzer, G. Ryabon, H. Song, A. Adamiecki, S. Corteselli, A. H. Gnauck, D.A. Fishman, C.R. Doerr, S. Chandrasekhar, L.L. Buhl, T.J. Xia, G. Wellbrock, W. Lee, B. Basch, T. Kawanishi, K. Higuma, Y. Painchaud // *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 2008. – Vol.26, No.20. – P. 3388-3401.
143. Xiang, L. Multichannel PMD Mitigation and Outage Reduction Through FEC With Sub-Burst-Error-Correction Period PMD Scrambling / L. Xiang, X. Chongjin, A.J. van Wijngaarden // *IEEE Photonics technologies letters*, 2004. – Vol.16, No.9. – P. 2183-2185.

- 144.Xiaosheng, X. The effect of optical phase conjugation on inter- and intra-channel nonlinearity in ultrahigh speed transmission systems / X. Xiaosheng, G. Shiming, T. Yu, Y. He, Y. Chang // Proceedings of SPIE, China, Shanghai, 2005. – Vol. 6021.
- 145.Xie, C. Polarization-dependent loss-induced outage probabilities in optical communication systems / C. Xie // IEEE Photonics Technology Letters, 2008. – Vol. 20, No. 13. – P.1091–1093.
- 146.Xu, T. Digital compensation of chromatic dispersion in 112-Gbit/s PDM-QPSK system / T. Xu, G. Jacobsen, S. Popov, J. Li, K. Wang, A. T. Friberg // IEEE, Asia Communications and Photonics conference and Exhibition, 2009. – P. 1-6.
- 147.Xu, T. Dynamic physical layer equalization in optical communication networks / T. Xu, G. Jacobsen, J. Li, M. Leeson, S. Popov // Optoelectronics and advanced materials – rapid communications, 2018. – Vol. 12, No. 1-2. – P. 1-7.
- 148.Yamamoto, Y., Hirano M. Sasaki T. Low-Loss and Low-Nonlinearity Pure-Silica-Core Fiber for Large Capacity Transmission // SEI Technical Review. – 2013. No.76. – P. 63 – 68.
- 149.Yu, J. Recent progress on high-speed optical transmission / J. Yu, J. Zhang // Digital Communications and Networks, 2016. – No.2. – P. – 65-76.
- 150.Zhang, X. Nonlinear Propagation Property and Its Mitigation of Digital Coherent Optical Signal through Single Mode Optical Fiber for Advanced Fiber Optic Communication Systems: Thesis for the degree of Doctor of Philosophy / X. Zhang. – 2019.
- 151.Zhao, J. Advanced DSP for Coherent Optical Fiber Communication / J. Zhao, Y. Liu, T. Xu // Applied Sciences, 2019. – No.9. – P. 1-20. www.mdpi.com/journal/applsci.
- 152.Zhou, X. 112 Gb/s transmission over 80 km SSMF using PDM-PAM4 and coherent detection without optical amplifier / X. Zhou, K. Zhong, J. Huo, L. Gao, Y. Wang, L. Wang, Y. Yang, K. Long, L. Zeng, A.P.T. Lau, C. Lu // OSA Optics Express, 2016. – Vol.24, No.15. – P. 17359-173.

Приложение. Акт об использовании результатов диссертационной работы в учебном процессе МТУСИ

УТВЕРЖДАЮ
 Проректор по учебной работе ордена
 Трудового Красного Знамени федерального
 государственного бюджетного
 образовательного учреждения высшего
 образования «Московский технический
 университет связи и информатики»
 к.т.н., доцент



_____ Е. В. Титов

Акт о внедрении в учебном процессе кафедры «Направляющие телекоммуникационные среды» МТУСИ научных результатов диссертационной работы Ж. Рабенадрасана тему: «Исследование влияния на окно работоспособности хроматической и поляризационной модовой дисперсий при фазовой самомодуляции и фазовой кросс-модуляции высокоскоростных волоконно-оптических систем передачи со спектральным уплотнением».

Комиссия в составе: Директора департамента организации и управления учебным процессом МТУСИ О.И. Тогушовой; заведующей Центром планирования и сопровождения учебного процесса Е. К. Патенченковой; И.о. декана факультета СиСС М.Н. Воронковой; доцента кафедры «Направляющие телекоммуникационные среды» (НТС) О. В. Колесникова, составила настоящий акт о том, что материалы диссертационной работы используется в учебном процессе кафедры НТС МТУСИ.

Следующие результаты диссертационной работы внедрены на кафедре НТС:

1. Методика определения дисперсионной длины и потерь мощности под действием хроматической и поляризационной дисперсий с учетом фазовой самомодуляции и фазовой кросс-модуляции, позволяющая оценить изменение окна работоспособности на основе потерь мощности;
2. Решения, связанные с определением отношения оптической сигнал/шум и регенерационного (усилительного) участка с учетом компенсации хроматической и поляризационной модовой дисперсий и нелинейных эффектов в оптическом канале при высокоскоростных передачах для одномодовых оптических волокон G.652, G.655 и волокна TXF™ Corning.

Форма внедрения – введены разделы в курс лекций по дисциплинам:

1. Волоконная оптика в телекоммуникациях;
2. Проектирование, строительство и эксплуатация ВОЛС.

Директор департамента организации и управления учебным процессом МТУСИ



О.И. Тогушова

Заведующая Центром планирования и сопровождения учебного процесса



Е.К. Патенченкова

Декан факультета СиСС

Ю.Б. Миронов

Доцент кафедры НТС



О. В. Колесников