

TR-GSup.39

光伝送システムの開発と技術的考察

Optical system design and engineering
considerations

第3版

2017年2月10日制定

一般社団法人
情報通信技術委員会

THE TELECOMMUNICATION TECHNOLOGY COMMITTEE

本書は、一般社団法人情報通信技術委員会が著作権を保有しています。
内容の一部又は全部を一般社団法人情報通信技術委員会の許諾を得ることなく複製、転載、改変、転用及びネットワーク上での送信、配布を行うことを禁止します。

目 次

<参考>	7
光ファイバ伝送専門委員会<ITU-T G Supplement 39 (02/2016) 和訳>	7
1. 規定範囲	9
2. 参考文献	10
3. 用語と定義	12
4. 略語	13
5. 波長帯域の定義	20
5.1 一般的考察	20
5.2 シングルモードファイバシステムのための波長帯域割り当て	20
5.3 マルチモードファイバシステムのための波長帯域	22
6. システム要素のパラメータ	23
6.1 伝送路符号化方式	23
6.2 送信器	23
6.2.1 送信器の種類	23
6.2.2 送信器のパラメータ	23
6.3 光増幅器	25
6.3.1 増幅器の種類	25
6.3.2 増幅器のパラメータ	26
6.4 光パス	26
6.4.1 光ファイバの種類とパラメータ	26
6.4.2 光パスの影響	26
6.4.3 光パスパラメータ	27
6.5 受信器	28
6.5.1 受信器の種類	28
6.5.2 受信器パラメータ	28
7. 伝送路符号化の考察	30
7.1 様々な伝送路符号化スキームの概観	30
7.2 ゼロ復帰符号 (RZ) 方式	32
7.2.1 33%RZ 変調	34
7.2.2 67% CSR-RZ 変調	34
7.2.3 50% RZ 変調	35
7.3 光デュオバイナリ (ODB) とゼロ復帰型 交互マーク反転 (RZ-AMI) ラインコーディングフォーマット	35
7.3.1 光デュオバイナリ信号の生成方法	35
7.3.2 ゼロ復帰型 交互マーク反転の生成方法	36
7.3.3 非直交信号の生成受信方法	37
7.4 差動位相偏移変調 (DPSK) 調整	37
7.4.1 非ゼロ復帰型 差動位相偏移変調 (NRZ-DPSK)	37
7.4.2 ゼロ復帰型 差動位相偏移変調 (RZ-DPSK)	38
7.4.3 パーシャル差動位相偏移変調 (P-DPSK)	38
7.5 差動四相位相偏移変調 (DQPSK)	38

7.5.1 非ゼロ復帰型 差動四相位相偏移変調 (NRZ-DQPSK)	38
7.5.2 ゼロ復帰型 差動四相位相偏移変調 (RZ-DQPSK)	39
7.6 偏波多重 四相位相偏移変調 (DP-QPSK, PM-QPSK)	39
7.7 光直交周波数分割多重 (O-OFDM)	39
7.7.1 サブキャリア多重 (SCM)	39
7.7.2 DSP で生成、変調したサブキャリアを用いた生成方法	40
7.7.3 外部変調により生成したサブキャリアを用いた生成方法	41
7.7.4 直交バンド多重 (OBM) 直交周波数分割多重	43
7.8 ナイキスト波長分割多重	43
7.8.1 デジタルナイキスト整形 / フィルタリング	43
7.8.2 実装方法	43
7.9 偏波分割多重二相位相偏移変調 (PDM-BPSK) の生成方法	45
7.9.1 非ゼロ復帰符号偏波分割多重 二相位相偏移変調 (NRZ-PDM-BPSK)	45
7.9.2 ゼロ復帰偏波多重二相位相偏移変調	45
7.10 直交振幅変調 (QAM) 生成方法	45
7.11 システム劣化の検討	48
7.11.1 ファイバ特性に起因した劣化	48
7.12 多次元変調フォーマット	52
7.12.1 偏波スイッチ QPSK (PS-QPSK)	52
7.12.2 6 値偏波偏位 QPSK (6PolSK-QPSK)	53
7.12.3 3 次元シンプレックス (3D-Simplex)	54
7.12.4 多シンボル多次元変調フォーマット	55
8. 光ネットワークトポロジー	57
8.1 トポロジー構成	57
8.1.1 1R 中継ネットワーク	57
9. 最悪値システム設計	59
9.1 パワーバジェット	59
9.1.1 最小受信感度	60
9.1.2 最大光パスペナルティ	60
9.1.3 最小受信 OSNR 耐性	60
9.1.4 最大光パス OSNR ペナルティ	60
9.2 波長分散	61
9.2.1 波長分散 – 解析手法	61
9.2.2 波長分散 – コンピュータによるアプローチ	66
9.3 偏波モード分散	70
9.3.1 PMD 補償	71
9.3.2 PMD ペナルティ	71
9.4 ビット誤り率と Q ファクタ	71
9.4.1 FEC が適用されたアプリケーションのビット誤り率	73
9.4.2 コンスタレーションからのビット誤り率推定	74
9.5 累積雑音	75
9.5.1 OSNR の測定	76

9.5.2	単スパン前置増幅器システムの OSNR と受信光パワー	78
9.6	光クロストーク	80
9.6.1	用語の定義	80
9.6.2	チャンネル間クロストーク	81
9.6.3	干渉クロストーク	84
9.7	非線形効果とシステム設計 – 数値計算	86
9.7.1	非線形効果の影響	86
9.7.2	分散制御	86
9.7.3	シミュレーション計算例	87
9.7.4	線形と非線形伝送の比較	88
9.7.5	非線形位相シフトを用いた、システムの非線形効果の推定	90
10.	統計的システム設計	92
10.1	包括的方法論	92
10.1.1	システムの故障確率	92
10.1.2	システムが許容する確率の閾値	92
10.1.3	設計のフローチャート	93
10.2	伝送損失の統計設計	94
10.3	波長分散の統計的設計	100
10.3.1	背景	100
10.3.2	統計的な波長分散	100
10.3.3	単一集団の光ファイバの連結の統計	102
10.3.4	コンポーネントを含んだ複数集団の連結の統計	103
10.4	偏波モード分散の統計的設計	106
11.	前方誤り訂正 (FEC)	108
11.1	SDH システムにおける帯域内 FEC	108
11.2	オプティカルトランスポートネットワーク(OTNs)における帯域外 FEC	109
11.3	符号化利得と総符号化利得 (NCG)	109
11.4	HD-FEC および SD-FEC アプリケーション	111
11.4.1	序論	111
11.4.2	理論上の NCG 限界	112
11.5	符号化利得および NCG の統計的仮定	112
11.6	パラメータ緩和の施策候補	113
11.6.1	送信機 およびまたは 受信機特性の緩和	113
11.6.2	励起光出力削減を目的とした出力レベル削減	114
11.7	システム特性の改善のための施策	114
11.7.1	非線形回避を目的としたパワーレベルの削減	114
11.7.2	最大区間損失の増加	114
11.7.3	長距離システムの最大区間数の増加	114
11.7.4	大容量システムのチャンネル数の増加	114
12.	物理層の垂直および水平互換	115
12.1	物理層の垂直互換	115
12.1.1	単一区間物理層の垂直互換	115

12.1.2 多区間物理層の完全垂直互換	115
12.1.3 多区間物理層の部分垂直互換	115
12.1.4 多区間単一インタフェース垂直互換.....	116
12.2 物理層の水平互換.....	116
12.3 光伝送システムの共同設計 (ジョイント・エンジニアリング).....	117
13. 光スイッチネットワークの設計に関する考察.....	118
14. 安全な光パワーのためのベストプラクティス.....	118
14.1 検査.....	118
14.1.1 ファイバの検査.....	118
14.1.2 検査器具.....	118
14.2 ファイバ端.....	118
14.2.1 終端.....	118
14.2.2 清掃.....	118
14.2.3 コネクタロス.....	119
14.2.4 スプライスロス.....	119
14.3 リボンファイバ.....	119
14.4 テストコード.....	119
14.5 ファイバ曲げ.....	119
14.6 プリント基板延長ボード.....	119
14.7 保守.....	119
14.8 試験装置.....	119
14.9 改良.....	119
14.10 キーコントロール.....	119
14.11 ラベル.....	120
14.12 サイン.....	120
14.13 アラーム.....	120
14.14 ラマン増幅システム.....	120
付録I—波長分散によるパルス広がり.....	122
I.1 目的.....	122
I.2 一般的な結果.....	122
I.3 表記法の変更.....	122
I.4 特定ケースに対する簡易化.....	123
I.5 パルス広がり と 伝送速度の関係.....	124
I.6 形状係数の値.....	125
I.7 一般解と実用的な例.....	125
参考文献.....	127

<参考>

1. 国際勧告との関係

本技術レポートは、ITU-T 補足文書 G Supplement 39 (02/2016) に準拠したものである。

2. 上記国際勧告等との相違

2.1 追加項目

なし

2.2 削除項目

なし

2.3 変更項目

なし

2.4 章立ての相違

なし

2.5 その他

なし

3. 改版の履歴

版数	制定日	改版内容
第1版	2015年3月2日	制定
第2版	2016年1月14日	7.2～7.11, 8, 8.1, 9, 9.1～9.7, I.1～I.7を追加。
第3版	2017年2月10日	7.3.3, 7.8, 7.9.2, 7.12, 11章, 13章, 14章を追加、4章に略語追加

4. 工業所有権

本技術レポートに関わる「工業所有権等の実施に係る確認書」の提出状況は、TTC ホームページでご覧になれます。

5. その他

5.1 参照する勧告、標準など

ITU-T 勧告 G.650.1, G.650.2, G.650.3, G.652, G.653, G.654, G.655, G.656, G.657, G.661, G.662, G.663, G.671, G.691, G.692, G.693, G.694.1, G.694.2, G.695, G.697, G.698.1, G.698.2, G.707, G.709, G.798, G.826, G.828, G.872, G.955, G.957, G.959.1, G.975, G.975.1, G.983.1, G.8080, G.8201, L.40, L.41

IEC 規格 別途記載

TTC 標準 なし

6. 標準作成部門

光ファイバ伝送専門委員会

光伝送システムの開発と技術的考察

概要

本技術レポートは、ITU-T G.957, ITU-T G.691, ITU-T G959.1 勧告などの光学インタフェースの開発に用いられる背景と方法論を提供する。

本技術レポートは勧告ではなく、また標準規格化された状態ではないが、ITU-T SG15 の複数の勧告に含まれている関連要素を統合して記述することによって、ITU-T SG15 Question 5, 6, 7 各々の勧告に準拠して開発されているシステムインタフェースと、光ファイバおよび部品の仕様がより良い相関関係となることを目的としている。

1. 規定範囲

本技術レポートは勧告ではなく、また標準規格化された状態ではない。

本技術レポートに含まれる内容と関連標準規格に含まれる内容が相反する場合は、常に標準規格が優先される。引用規格として本技術レポートを使用すべきではなく、標準規格を引用すること。

本技術レポートは、イントラオフィス、オフィス間、長距離陸上ネットワークで旧同期デジタルハイアラキー (PDH) , 同期デジタルハイアラキー (SDH) , 光伝送網 (OTN) を支える非増幅もしくは増幅された単一チャンネル、多重デジタル光システムの設計と工学問題について説明する。

本技術レポートの1つの意図は、現在、複数の勧告に含まれている関連要素を統合して記述することである。[ITU-T G.955], [ITU-T G.957], [ITU-T G.691], [ITU-T G.692], [ITU-T G.959.1] を含んでいる。

2. 参考文献

- [ITU T G.650.1] Recommendation ITU T G.650.1 (2010), Definitions and test methods for linear, deterministic attributes of single mode fibre and cable.
- [ITU-T G.650.2] Recommendation ITU-T G.650.2 (2007), Definitions and test methods for statistical and non-linear related attributes of single-mode fibre and cable.
- [ITU-T G.650.3] Recommendation ITU-T G.650.3 (2008), Test methods for installed single-mode optical fibre cable links.
- [ITU T G.652] Recommendation ITU T G.652 (2009), Characteristics of a single mode optical fibre and cable.
- [ITU T G.653] Recommendation ITU T G.653 (2010), Characteristics of a dispersion shifted, single mode optical fibre and cable.
- [ITU T G.654] Recommendation ITU T G.654 (2010), Characteristics of a cut-off shifted, single mode optical fibre and cable.
- [ITU T G.655] Recommendation ITU T G.655 (2009), Characteristics of a non zero dispersion-shifted single mode optical fibre and cable.
- [ITU-T G.656] Recommendation ITU T G.656 (2010), Characteristics of a fibre and cable with non-zero dispersion for wideband optical transport.
- [ITU-T G.657] Recommendation ITU T G.657 (2012), Characteristics of a bending-loss insensitive single-mode optical fibre and cable for the access network.
- [ITU T G.661] Recommendation ITU T G.661 (2007), Definition and test methods for the relevant generic parameters of optical amplifier devices and subsystems.
- [ITU T G.662] Recommendation ITU T G.662 (2005), Generic characteristics of optical amplifier devices and subsystems.
- [ITU-T G.663] Recommendation ITU-T G.663 (2011), Application-related aspects of optical amplifier devices and subsystems.
- [ITU-T G.671] Recommendation ITU-T G.671 (2012), Transmission characteristics of optical components and subsystems.
- [ITU T G.691] Recommendation ITU T G.691 (2006), Optical interfaces for single channel STM 64 and other SDH systems with optical amplifiers.
- [ITU T G.692] Recommendation ITU T G.692 (1998), Optical interfaces for multichannel systems with optical amplifiers.
- [ITU-T G.693] Recommendation ITU-T G.693 (2009), Optical interfaces for intra-office systems.
- [ITU-T G.694.1] Recommendation ITU-T G.694.1 (2012), Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid.
- [ITU-T G.694.2] Recommendation ITU-T G.694.2 (2003), Spectral grids for WDM applications: CWDM wavelength grid.
- [ITU-T G.695] Recommendation ITU-T G.695 (2010), Optical interfaces for coarse wavelength division multiplexing applications.
- [ITU-T G.697] Recommendation ITU-T G.697 (2012), Optical monitoring for dense wavelength division multiplexing systems.
- [ITU-T G.698.1] Recommendation ITU-T G.698.1 (2009), Multichannel DWDM applications with single-channel optical interfaces.
- [ITU-T G.698.2] Recommendation ITU-T G.698.2 (2009), Amplified multichannel dense wavelength division

- multiplexing applications with single channel optical interfaces.
- [ITU-T G.707] Recommendation ITU-T G.707/Y.1322 (2007), Network node interface for the synchronous digital hierarchy (SDH).
- [ITU-T G.709] Recommendation ITU-T G.709/Y.1331 (2012), Interfaces for the optical transport network.
- [ITU-T G.798] Recommendation ITU-T G.798 (2012), Characteristics of optical transport network hierarchy equipment functional blocks.
- [ITU-T G.826] Recommendation ITU-T G.826 (2002), End-to-end error performance parameters and objectives for international, constant bit-rate digital paths and connections.
- [ITU-T G.828] Recommendation ITU-T G.828 (2000), Error performance parameters and objectives for international, constant bit-rate synchronous digital paths.
- [ITU-T G.872] Recommendation ITU-T G.872 (2001), Architecture of optical transport networks.
- [ITU-T G.955] Recommendation ITU-T G.955 (1996), Digital line systems based on the 1544 kbit/s and the 2048 kbit/s hierarchy on optical fibre cables.
- [ITU T G.957] Recommendation ITU T G.957 (2006), Optical interfaces for equipments and systems relating to the synchronous digital hierarchy.
- [ITU T G.959.1] Recommendation ITU T G.959.1 (2012), Optical transport network physical layer interfaces.
- [ITU-T G.975] Recommendation ITU-T G.975 (2000), Forward error correction for submarine systems.
- [ITU-T G.975.1] Recommendation ITU-T G.975.1 (2004), Forward error correction for high bit-rate DWDM submarine systems
- [ITU T G.983.1] Recommendation ITU T G.983.1 (2005), Broadband optical access systems based on Passive Optical Networks (PON).
- [ITU-T G.8080] Recommendation ITU-T G.8080/Y.1304 (2012), Architecture for the automatically switched optical network.
- [ITU-T G.8201] Recommendation ITU-T G.8201 (2011), Error performance parameters and objectives for multi-operator international paths within optical transport networks.
- [ITU T L.302/40] Recommendation ITU T L.302/40 (2000), Optical fibre outside plant maintenance support, monitoring and testing system.
- [ITU T L.301/41] Recommendation ITU T L.301/41 (2000), Maintenance wavelength on fibres carrying signals.
- [IEC 61291-4] IEC 61291-4 (2011), Optical amplifiers – Part 4: Multichannel applications – Performance specification template.
http://webstore.iec.ch/webstore/webstore.nsf/Artnum_PK/45812
- [IEC/TR 61282-3] IEC/TR 61282-3 (2006), Fibre optic communication system design guides – Part 3: Calculation of link polarization mode dispersion.
http://webstore.iec.ch/Webstore/webstore.nsf/ArtNum_PK/37065!opendocument&preview=1
- [IEC/TR 61292-3] IEC/TR 61292-3 (2003), Optical amplifiers – Part 3: Classification, characteristics and applications.
http://webstore.iec.ch/webstore/webstore.nsf/Artnum_PK/30718

3. 用語と定義

正式な定義は、2章に示した参考勧告に記載されている。

4. 略語

本技術レポートでは以下の略語を使用する。

1R	Regeneration of power 再増幅
2R	Regeneration of power and shape 再増幅、再整形
3D-Simplex	3-Dimensional Simplex 3次元シンプレックス
3R	Regeneration of power, shape, and timing 再増幅、再整形、再同期
6PolSK-QPSK	6-Polarization Shift Keying QPSK 6値偏波偏位 QPSK
ADC	Analogue-to-Digital Converter アナログ/デジタル変換
ADM	Add/Drop Multiplexer アッド・ドロップ多重化装置
APR	Automatic Power Reduction 自動出力低下
ASE	Amplified Spontaneous Emission 増幅された自然放出光
ASK	Amplitude Shift Key 振幅偏移変調
BCH	Bose-Chaudhuri-Hocquenghem BCH 符号
BER	Bit Error Ratio ビット誤り率
BPM	Beam Propagation Method ビーム伝搬法
BSC	Binary Symmetric Channel 2元対称通信路
CD	Chromatic Dispersion 波長分散
CS-RZ	Carrier Suppressed Return to Zero キャリア抑圧 ゼロ復帰符号方式
CWDM	Coarse Wavelength Division Multiplexing 低密度波長分割多重
DA	Dispersion Accommodation 分散調整
DAa	Amplifier-Aided Dispersion Accommodation 補助増幅器分散調整
DAc	Channel Dispersion Accommodation

	チャンネル分散調整
DAC	Digital-to-Analogue Converter デジタル/アナログ変換
DC	Direct Current 直流
DCF	Dispersion-Compensating Fibre 分散補償ファイバ
DGD	Differential Group Delay 群遅延時間差
DI	Delay and add MZ differential interferometer 遅延加算型マッハツェンダ遅延干渉計
DP-QAM	Dual Polarization QAM 2 偏波 QAM
DP-QPSK	Dual Polarization Quadrature Phase Shift Keying 2 偏波 QPSK
DPSK	Differential Phase Shift Keying 差動位相偏移変調
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying 差動四相位相偏移変調
DSP	Digital Signal Processing デジタル信号処理
DST	Dispersion-Supported Transmission 分散補償伝送
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing 高密度波長分割多重
E/O	Electrical Optical conversion 電気/光変換
EDC	Error Detection Code 誤り検出コード
EDFA	Erbium-Doped Fibre Amplifier エルビウム添加光ファイバ増幅器
FEC	Forward Error Correction 前方誤り訂正
FFE	Feed Forward Equalizer フィードフォワード型等価器
FFT	Forward Fourier Transform フーリエ変換
FSK	Frequency Shift Key 周波数偏移変調
FWHM	Full Width at Half Maximum 半値全幅
FWM	Four-Wave Mixing

	四光波混合
GEF	Generalized Exponential Function 一般化指数関数
GVD	Group Velocity Dispersion 群速度分散
HD	Hard-Decision 硬判定
HIPPI	High-Performance Parallel Interface 高速並列インタフェース
IaDI	Intra-Domain Interface ドメイン内インタフェース
IFT	Inverse Fourier Transform 逆フーリエ変換
IL	Interleaver インタリーブ
IrDI	Inter-Domain Interface ドメイン間インタフェース
IPP	Integrated Power Product value 総合パワー積
ISI	Intersymbol Interference 符号間干渉
LD	Laser Diode レーザダイオード
LO	Local Oscillator 局部発振器
MAP	Maximum A posteriori Probability 最大事後確率判定
MC	Multichannel 多重チャネル
MI	Modulation Instability 変調不安定性
MLM	Multi-Longitudinal Mode マルチ縦モード
MLSD	Maximum Likelihood Sequence Detection 最尤系列判定
MPI	Multi-Path Interference マルチパス干渉
MPI-R	Multi-Path Interface at the Receiver 受信マルチパスインタフェース
MPI-S	Multi-Path Interface at the Source 発信マルチパスインタフェース
MPN	Mode Partition Noise

	モード分配雑音
M-Rx	Multichannel Receiver equipment 多重チャネル受信器設備
M-Tx	Multichannel Transmitter equipment 多重チャネル送信器設備
MZI	Mach-Zehnder interferometer マッハツェンダ干渉計
MZM	Mach-Zehnder Modulator マッハツェンダ変調器
NCG	Net Coding Gain 実効符号化利得
NLT	Non-Linear Threshold 非線形閾値
NNI	Network Node Interface ネットワークノードインターフェース
NRZ	Non-Return to Zero 非ゼロ復帰符号方式
NRZ-DPSK	Non-Return to Zero Differential Phase Shift Keying 非ゼロ復帰型 差動位相偏移変調
NRZ-DQPSK	Non-Return to Zero Differential Quadrature Phase Shift Keying 非ゼロ復帰型 差動四相位相偏移変調
O/E	Optical to Electrical conversion 光/電気変換
OA	Optical Amplifier 光増幅器
OAC	Optical Auxiliary Channel 光補助チャネル
OADM	Optical ADM (also WADM) 光アッド・ドロップ多重化装置
OBM-OFDM	Orthogonal-Band-Multiplexed Orthogonal Frequency Division Multiplexing 直交バンド多重 直交周波数分割多重
OCh	Optical Channel 光チャネル
ODB	Optical Duobinary 光デュオバイナリ
ODUk	Optical channel Data Unit of order k 光チャネルデータユニット k
OFA	Optical Fibre Amplifier 光ファイバ増幅器
OLS	Optical Label Switching 光ラベルスイッチング
OMS	Optical Multiplex Section

	光多重システム区間 (波長多重装置と波長分割装置の間の区間)
ONE	Optical Network Element 光ネットワークエレメント
O-OFDM	Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing 光 直交周波数分割多重
OPFDM-DQPSK Keying	Orthogonal Polarization Frequency Division Multiplexing Differential Quadrature Phase Shift 直交偏波周波数分割多重 差動四相位相偏移変調
OSC	Optical Supervisory Channel 光監視チャンネル
OSNR	Optical Signal-to-Noise Ratio 光信号対雑音比
OSSB	Optical Single Side-Band 光単側波帯
OTDR	Optical Time Domain Reflectometer 光パルス試験器
OTN	Optical Transport Network 光伝送網
OTS	Optical Transmission Section 光中継区間 (2 台の光増幅器の間の区間)
OTUK	Optical channel Transport Unit of order k 光チャンネル伝送ユニット k
OXC	Optical Cross Connect (also WSXC) 光クロスコネクト
P/S	Parrallel to Serial パラレル・シリアル変換
PBC	Polarization Beam Combiner 偏光ビーム結合器
PBS	Polarization Beam Splitter 偏光ビームスプリッター
PDC	Passive Dispersion Compensator 受動型分散補償器
pdf	probability density function 確率密度関数
PDFFA	Praseodymium-Doped Fluoride Fibre Amplifiers プラセオジウム添加フッ化物ファイバ増幅器
PDH	Plesiochronous Digital Hierarchy 旧同期デジタルハイアラキー
PDL	Polarization Dependent Loss 偏波依存損失
PDM-BPSK	Polarization Division Multiplexed Binary Phase Shift Keying 偏波分割多重 二相位相偏移変調

PDM-16QAM	Polarization Division Multiplexed 16-state Quadrature Amplitude Modulation 偏波分割多重 16 値 直交振幅変調
P-DPSK	Partial Differential Phase Shift Keying パーシャル差動位相偏移変調
PIN	P type-intrinsic-n type PIN 受信器
PMD	Polarization Mode Dispersion 偏波モード分散
PM-QPSK	Polarization Multiplexed Quadrature Phase Shift Keying 偏波多重 四相位相偏移変調
PSBT	Phase Shaped Binary Transmission 位相整形二値伝送
PSK	Phase Shift Keying 位相偏移変調
ptp	point-to-point ポイントツーポイント回線
QAM	Quadrature Amplitude Modulation 直交振幅変調
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying 四相位相偏移変調
R	single-channel optical interface point at the Receiver 受信 単一チャンネル光インタフェースポイント
RF	Radio Frequency 無線周波数
RFA	Raman Fibre Amplifier ラマンファイバ増幅器
RX	(optical) Receiver (光)受信器
RZ	Return to Zero ゼロ復帰符号方式
RZ-AMI	Return to Zero Alternate Mark Inversion ゼロ復帰型 交互マーク反転
RZ-DPSK	Return-to-Zero Differential Phase Shift Keying ゼロ復帰型 差動位相偏移変調
RZ-DQPSK	Return to Zero Differential Quadrature Phase Shift Keying ゼロ復帰型 差動四相位相偏移変調
S	single-channel optical interface at the Source 発信 単一チャンネル光インタフェース
S/P	Serial to Parallel シリアル・パラレル変換
SBS	Stimulated Brillouin Scattering 誘導ブリルアン散乱

SC	Single Channel 単一チャンネル
SCM	Sub-Carrier Multiplexing サブキャリア多重
SDH	Synchronous Digital Hierarchy 同期デジタルハイアラーキ
SLM	Single Longitudinal Mode シングル縦モード
SOA	Semiconductor Optical Amplifier 半導体光増幅器
SPM	Self-Phase Modulation 自己位相変調
SRS	Stimulated Raman Scattering 誘導ラマン散乱
STM	Synchronous Transport Module 同期転送モジュール
TDM	Time Division Multiplex 時分割多重
TX	(optical) Transmitter (光) 送信器
WADM	Wavelength ADM (also OADM) 波長挿入分岐多重装置
WDM	Wavelength Division Multiplex 波長分割多重
WSS	Wavelength-Selective Switch 波長選択スイッチ
WSXC	Wavelength-Selective XC (also OXC) 波長選択クロスコネクタ
WTM	Wavelength Terminal Multiplexer 波長終端多重装置
XC	Cross-Connect クロスコネクタ
XPM	Cross-Phase Modulation 相互位相変調

5. 波長帯域の定義

5.1 一般的考察

光送信器を考える。半導体レーザーダイオードの視点から、GaAlAs 材料システムは 700nm から 1000nm の波長帯をカバーすることができ、一方、InGaAsP 材料システムは 1000nm から 1700nm をカバーすることができる。ファイバレーザは、このリストに後ほど追加されるだろう。光受信器においては、検出器材料の量子効率が重要であり、Si は 650nm から約 950nm、InGaAsP においては、950nm から 1150nm、Ge は約 1100nm から 1550nm、InGaAs は、1300nm から 1700nm で使用される。したがって、光通信で使用される波長帯では、送信器と受信器の技術的な問題はない。

光増幅器 (OAs) は主に長波長帯域で動作し、シングルモードファイバと共に使用される。1545nm 帯で使用するエルビウム添加ファイバ増幅器 (EDFAs) や、1305nm 帯で使用するプラセオジウム添加フッ化物ファイバ増幅器 (PDFFAs) に加え、Te、Yb、Tm のようなほかの添加物を使用した増幅器も存在する。その結果、1440nm から 1650nm 以上のスペクトル幅をカバーできるが、これらの増幅器の効率は均一ではなく、すべての増幅器が商業的に利用可能ではない。半導体光増幅器 (SOAs) と低雑音ラマンファイバ増幅器 (RFAs) は 1300nm 以下から 1600nm 以上まで拡張することができる。いくつかのアプリケーションにおいて、広帯域、利得平坦化、低雑音動作を実現するため、複数種類の光増幅器が組み合わせて使用されている。〔IEC/TR 61292-3〕にさらなる詳細が与えられる。

5.2 シングルモードファイバシステムのための波長帯域割り当て

ファイバタイプによって課せられる波長帯域の限界について考察する。光増幅器を含まない〔ITU-T G.957〕においては、〔ITU-T G.652〕ファイバに対して波長帯 1260nm から 1360nm が選択されていた。パッシブオプティカルネットワークに関する〔ITU-T G.983.1〕においても、このレンジを使用している。下限はケーブルカットオフ波長で決定され、1260nm である。1260nm から 1360nm の波長帯における〔ITU-T G.652〕ファイバの波長分散係数の絶対値の最大は、〔ITU-T G.957〕の図 A.2 で示される。1260nm で波長分散係数は最小の $-6.42\text{ps}/\text{nm}\cdot\text{km}$ であり、波長 1375nm で波長分散係数が $+6.42\text{ps}/\text{nm}\cdot\text{km}$ となる。しかしながら、この波長は 1383nm にピークを持つ水酸基吸収損失帯域の立ち上がりエッジであり、それゆえ、1360nm が上限に選ばれる。さまざまなアプリケーションコードは、分散要件に依存することにより制限された波長帯を持つ。この定義は、“Original” O-band、1260nm から 1360nm である。

〔ITU-T G.652〕もまた、サブカテゴリ G.652.C のような低水酸基吸収損失ファイバを含む。これは「このサブカテゴリもまた、1360nm 以上と 1530nm 以下のバンドの一部分の〔ITU-T G.957〕送信器を許容する。」状態である。低水酸基吸収損失の効果は、1460nm の範囲を超えた波長では無視してよい。この定義は、“Extended” E-band、1360nm から 1460nm である。

〔ITU-T G.957〕によると、長波長帯で〔ITU-T G.652〕のファイバを使用したショートホールアプリケーションでは 1430nm から 1580nm が、〔ITU-T G.652〕、〔ITU-T G.653〕、〔ITU-T G.654〕ファイバを用いたロングホールアプリケーションでは 1480nm から 1580nm が選択される。これらは、伝送損失により制限され、特別なアプリケーションにおいては分散によりさらに制限される。

〔ITU-T G.691〕におけるシングルチャネル送信、〔ITU-T G.692〕のマルチチャネル送信の利用における光増幅器を持つアプリケーションのため、これらのレンジはのちほど分割する。まず初めに、エルビウム添加ファイバ増幅器 (EDFAs) は、1530nm から始まり 1565nm で終了する有効な利得帯を持つ。この利得帯は「C-band」として知られており、境界は文献や商業的な仕様により変化する。これらの 1530nm から 1565nm のレンジは〔ITU-T G.655〕のファイバと〔ITU-T G.691〕のシステムに採用されており、このレンジの規格 (仕様) は開発されている。この定義は、「Conventional」C-band、1530nm から 1565nm である。

比較的平坦で広い利得を持つ EDFA が利用できるようになってきており、EDFA の動作帯域は C バンドに

限られていない。EDFA の設計により増幅帯域は C-band 外にも拡張可能である。

C-band の下の範囲は「S-band」として知られている。特別なアプリケーションにおいては、信号チャネルに対して、このバンドのすべてが使用できるわけではない。いくつかの波長は希土類添加増幅器やラマンファイバ増幅器の励起に利用される。いくつかの波長は光監視チャネル (OSC) 用に確保される。このバンドの下限は E-band の上限であり、上限は C-band の下限である。この定義は、「Short wavelength」 S-band 1460nm から 1530nm である。

C バンドを超える範囲での最も長い波長について述べる。現在存在する種類のファイバを使用したファイバケーブルは、1625nm までの範囲では様々な温度領域で十分な特性を有している。さらに、できるだけ広い波長帯域を信号伝送に利用することが望ましい。これにより「Long wavelength」L-band、1565nm から 1625nm が定義される。

ファイバケーブルの屋外設備のために、[ITU-T L.40] は、予防、インストレーション後、サービス前と障害発生後のいくつかのメンテナンス機能を定義している。これらは、監視、OTDR を利用した試験と制御動作、ファイバ識別、損失試験、パワーモニタリングを含む。メンテナンス波長は[ITU-T L.41]に定義され、次のように説明されている。

- ・ この勧告はファイバ上をインライン増幅器無しで信号を運ぶメンテナンス周波数を扱っている。
- ・ このメンテナンス波長割り当ては、伝送波長割り当てと密接な関係にある。
- ・ 最大伝送波長は 1625nm と同じかそれ以下に限定される。

試験光のパワーが信号光のパワーより十分に弱い場合、試験光は新号光と同一の帯域を利用できる。一方、テスト波長が特定のアプリケーションのための伝送チャネルによって占有されない領域にある場合もある。特に、これらの伝送チャネルによって占有されないように意図された範囲は、より高い伝送損失が発生したとしても、メンテナンスのために有用となりうる。これにより「Ultra-long wavelength」 U-band、1625nm から 1675nm が定義される。

表 5-1 シングルモードシステムの波長帯域のまとめ

Band	Descriptor	Range [nm]
O-band	Original	1260 to 1360
E-band	Extended	1360 to 1460
S-band	Short wavelength	1460 to 1530
C-band	Conventional	1530 to 1565
L-band	Long wavelength	1565 to 1625
U-band	Ultra-long wavelength	1625 to 1675

- 1) 波長帯域の定義は、議論を容易にするためであり、仕様のためではない。これらの波長帯域の仕様は、適切なシステム勧告で与えられる。
- 2) ITU-T G.65x ファイバ勧告は、システム動作やメンテナンス目的のためのすべての波長バンドの適用性を確かめた訳ではない。
- 3) E-band と S-band の間の境界 (1460nm) については、検討中である。
- 4) U-band は、メンテナンス目的でのみ有用であり、トラヒック関係信号の伝送は予定されていない。非伝送目的での使用は、他のバンドでの伝送信号に与える影響が無視できることを基本としなければならない。このバンドにおけるファイバの動作は保証されない。
- 5) 近い将来、いろいろなアプリケーションが、増幅器があろうがなかろうが、1260nm から 1625nm のすべてのレンジをカバーする信号伝達を利用することが予想される。

5.3 マルチモードファイバシステムのための波長帯域

マルチモードファイバはカットオフ波長によって動作が制限されることはない。また、伝送損失係数はシングルモードファイバよりも高い値であるが、曲げ損失に対する耐性はシングルモードファイバよりも高くなりうる。主要な波長制限は、1つかそれ以上のバンド幅ウィンドウであり、特定の分類のファイバ分類で設計される。表 5-2 は様々なアプリケーション用の波長帯を規定している。

表 5-2 – マルチモードアプリケーションの波長帯

Application	Window (in nm) around 850 nm	Window (in nm) around 1300 nm
IEEE Serial Bus ^{a)}	830-860	–
Fibre Channel ^{b)}	770-860	(single-mode)
10BASE-F, -FB, -FL, -FP ^{c)}	800-910	–
100BASE-FX ^{c), d)} , FDDI ^{d)}	–	1270-1380
1000BASE-SX ^{c)} (GbE)	770-860	–
1000BASE-LX ^{c)} (GbE)	–	1270-1355
HIPPI ^{e)}	830-860	1260-1360
a) [b-IEEE 1394b] b) [b-ANSI INCITS 450] c) [b-IEEE 802.3] d) [b-ISO/IEC 9314-3] e) [b-ANSI INCITS 338]		

マルチモードファイバの分類は継続検討中である。770nm から 910nm の幅はすでに提案されている。

6. システム要素のパラメータ

6.1 伝送路符号化方式

[ITU-T G.957], [ITU-T G.691], [ITU-T G.692] 及び [ITU T G.959.1] において定義されているシステムに対する伝送路符号化方式は、2つの異なるタイプの符号方式を用いることにより実現される。

- ・ 非ゼロ復帰符号 (NRZ) 方式
- ・ ゼロ復帰符号 (RZ) 方式

本項目に関する更なる情報は、7章で述べられる。

6.2 送信器

6.2.1 送信器の種類

MLM 及び SLM レーザダイオードを用いた送信器の種類、実装に関わる項目及び適切な仕様は、[ITU-T G.691], [ITU-T G.692], [ITU T G.957] 及び [ITU-T G.959.1] において述べられている。

6.2.2 送信器のパラメータ

これらのパラメータは、[ITU-T G.957], [ITU-T G.691], [ITU-T G.692] 及び [ITU-T G.959.1]で述べられているように、送信器の出力参照点 S、或いは MPI-S 参照点において定義される。

6.2.2.1 システムの動作波長範囲

SDH の 10 Gbit/s までの単一チャネルの動作波長範囲は、[ITU-T G.691] 及び [ITU-T G.957] において述べられている。IrDIs の 40 Gbit/s までの単一チャネル及び複数チャネルの動作波長範囲は [ITU-T G.959.1] において定義されている。他のアプリケーションでは、本技術レポートにおいて定義されている帯域内において、異なる波長帯域及び範囲が使われている可能性がある。

DWDM システムに対するチャンネル周波数グリッドは、[ITU-T G.694.1] において述べられている。CWDM システムに対するチャンネル周波数グリッドは、[ITU-T G.694.2] において述べられている。DWDM システムに対するチャンネル周波数グリッドは、以下のように要約される。

$$193.1 + n \times Sp_j \text{ [THz]}$$

ここで

n は 0 を含む正、或いは負の整数

j は、以下の整数の任意の一つ：1, 2 或いは 3

Sp_j は、ファイバ上の一般的なチャンネル間隔を得るための要素である

Sp_j =

チャンネル間隔が 100GHz よりも狭い場合は 2^j × 0.1 [THz]、或いは

チャンネル間隔が 100GHz よりも広い場合は 0.1 [THz]

上の定式による公称中心周波数は、DWDM システムに対する周波数グリッドより構成される。j の値が選択される際に、DWDM システムの関連するチャンネルの間隔及び公称中心周波数は決定される。50, 25 及び 12.5 GHz グリッドは、それぞれ j = 1, 2 及び 3 に対応する。

6.2.2.2 スペクトル特性

SDH の 10 Gbit/s までの単一チャネルのスペクトル特性は、[ITU T G.957] 及び [ITU-T G.691] において述べられている。特に、WDM 環境におけるさらなる高ビットレート化及び長距離化に対しては、付加的な仕様が必要になる可能性がある。

6.2.2.3 SLM 光源の最大スペクトル幅

本パラメータは、[ITU-T G.691] において単一チャネルの SDH システムに対して定義されている。

6.2.2.4 MLM 光源の最大スペクトル幅

本パラメータは、[ITU-T G.691] において単一チャネルの SDH システムに対して定義されている。

6.2.2.5 チャープ

本パラメータは、[ITU-T G.691] において定義されている。他の伝送路符号が用いられている可能性があるさらなる高ビットレート、或いは長距離のシステムに対しては、時間分解された動的振る舞いに対する付加的仕様が必要とされる可能性がある。本パラメータの測定及びこの付加的仕様については更なる研究が必要である。

6.2.2.6 サイドモード抑圧比

単一縦モード光源のサイドモード抑圧比は[ITU T G.957], [ITU-T G.691] 及び [ITU-T G.959.1] において定義されている。40Gbit/s までの SDH、及び OTN IrDI システムに対しての値が述べられている。

6.2.2.7 最大パワースペクトル密度

最大パワースペクトル密度は、[ITU-T G.691] にて定義されている。

6.2.2.8 最大平均チャネル出力パワー

複数の光チャネルに対する最大平均出力パワーは、[ITU T G.959.1] において、規定かつ定義されている。

6.2.2.9 最小平均チャネル出力パワー

複数のチャネルの光信号の本特性は、[ITU-T G.959.1] において、規定かつ定義されている。

6.2.2.10 中心周波数

WDM 信号の中心周波数は、[ITU-T G.959.1] 及び [ITU T G.694.1] にて述べられている。ここでは、周波数は、12.5GHz 間隔で与えられている。

6.2.2.11 チャネル間隔

DWDM システムに対するチャネル間隔は、[ITU-T G.694.2] に、及び CWDM システムに対するチャネル間隔は[ITU-T G.694.1] にて定義されている。他の可能性 (さらに広い間隔、或いはさらに高密度) は更なる研究が必要である。

6.2.2.12 最大中心周波数偏差

NRZ により符号化された光チャネルに対する最大周波数偏差は、[ITU-T G.692] 及び [ITU-T G.959.1] にて定義されている。非対称フィルタリングを用いた他の可能性は、更なる検討を必要とする異なる定義が必要であろう。

6.2.2.13 最小消光比

NRZ 符号化された WDM システムのチャネルごとの最小消光比は、[ITU-T G.959.1] にて定義されている。

RZ 符号化された信号に対しても、同じ手法を用いる。他の伝送路符号に対して、本定義は更なる研究が必要である。

6.2.2.14 アイパターンマスク

SDH の単一チャネルシステムのアイパターンマスクは、他の勧告のみならず [ITU-T G.957], [ITU-T G.691] 及び [ITU-T G.693] にて定義されている。NRZ 符号化された複数チャネル、及び単一チャネルのインタフェースに対するアイパターンマスクは [ITU-T G.959.1] にて定義されている。

6.2.2.15 偏波

本パラメータは、光源チャネルの偏波分布を与える。本パラメータは PMD 耐性に影響を与え、偏波多重の場合に重要である。

6.2.2.16 光源の光信号対雑音比

この値は、伝送路に結合する所定の帯域幅で、光伝送器の光雑音パワーと比較して、光信号電力の比を与える。

6.3 光増幅器

6.3.1 増幅器の種類

光ファイバ増幅器及び半導体増幅器の実装に関連する側面及び、光増幅器の種類と適切な仕様は、それぞれ [ITU-T G.663] のみならず、[ITU-T G.661] 及び [ITU T G.662] においても述べられている。

長距離多チャネルシステムにおける伝送路増幅器の定義は [ITU-T G.692] で述べられている。更に、伝送路における伝送ファイバあるいは付加的なファイバセグメント上に置いてラマン増幅器が使用され得る。ラマン増幅器の仕様は更なる研究が必要となる。

増幅器は、光受信器や送信器とともに使用可能である。これらの場合は、増幅器は送信器または受信器ブラックボックスに含まれると考えられ、適切な仕様によって運用される。受信器側ペナルティ (例えば、ジッタペナルティ) は、光増幅の有無によって影響される点に留意する必要がある。

一般的な増幅器のパラメータの全てのリストは、[ITU-T G.661] で定義されている。実際のシステム設計においては、このパラメータの一部のみが適用可能である。

6.3.1.1 パワー (ブースタ) 増幅器

アプリケーションは、[ITU-T G.663] にて記述されている。

6.3.1.2 前置増幅器

アプリケーションは、[ITU-T G.663] にて記述されている。

6.3.1.3 伝送路増幅器

アプリケーションは、[ITU-T G.692] にて記述されている。

異なる増幅技術が使用可能である：伝送路ファイバ或いは、伝送路における付加的ファイバセグメントを利用する光ファイバ増幅器 (OFA)、半導体光増幅器 (SOA) ならびにラマンファイバアンプ (RFA)。RFA の仕様に対しては、さらなる研究が必要である。

6.3.2 増幅器のパラメータ

6.3.2.1 複数チャネルのゲイン変動

本パラメータは、[IEC 61291-4] において定義されている。

6.3.2.2 複数チャネルのゲインチルト

本パラメータは、[IEC 61291-4] において定義されている。

6.3.2.3 複数チャネルのゲイン変動差

本パラメータは、[IEC 61291-4] において定義されている。

6.2.2.4 総受信パワー

本パラメータは、増幅器入力における参照点での、最大平均入力パワーである。

6.3.2.5 総送信パワー

本パラメータは、増幅器出力における参照点での最大平均出力パワーである。

6.4 光パス

光パスは、S 点と R 点間の連続したすべての伝送要素から成る。

光パスの大部分は、光ファイバケーブルであるが、S 点と R 点間の他の要素 (例えば、コネクタ、光クロスコネクタなど) もまた光パスの一部であり、光パスの特性に影響する。

[ITU-T G.957] や [ITU T G.691] などインタフェースを規定している勧告に記載されている光パスパラメータの値は、リンクが十分に運用できる限界として定義されている。

これらの限界を超える値を持つ光パスは、所要ビットエラーレートを超えるリンク性能と成り得る。

光パスパラメータの限界値を決めるために使用されるアプローチは、一部の例では、合理的、実用的に期待できるデータを得た上での合意を基本としている。

光パスの個々のパラメータの値とこれらをどのように接続するかは、制限決定過程を考慮する。(10 章 統計的システム設計を参照)

6.4.1 光ファイバの種類とパラメータ

光ファイバとケーブルに関連したパラメータは、[ITU-T G.650.1], [ITU-T G.650.2], [ITU-T G.650.3], [ITU-T G.652], [ITU-T G.653], [ITU-T G.654], [ITU-T G.655], [ITU-T G.656] および [ITU-T G.657] に定義している。

高ビットレート、長距離伝送システムでは、種々のファイバタイプの所定のパラメータは、十分な性能を確保するために十分に的確でないかもしれないことを注意すべきである。

6.4.2 光パスの影響

光ファイバ伝送システムの伝送関連項目は、[ITU-T G.663] の Appendix II に記載されており、パスに関連する次の影響が検討されている。

- 光ファイバ非線形
 - ・ 誘導ブリルアン散乱
 - ・ 四光波混合
 - ・ 変調不安定
 - ・ 自己位相変調

- ・ ソリトン形成
- ・ 相互位相変調
- ・ 誘導ラマン散乱
- 偏波特性
 - ・ 偏波モード分散
 - ・ 偏波依存損失
 - ・ 偏波ホールバーニング
- ファイバ分散特性
 - ・ 波長分散

6.4.3 光パスパラメータ

システム観点から光パスは次のパラメータによって特徴づけられる。

6.4.3.1 最大損失

SDH 回線システムにおける最大損失の定義と値は、[ITU-T G.957], [ITU-T G.691], [ITU-T G.692] に記載されている。

OTN IrDIs に関して、最大損失の定義は [ITU-T G.959.1] に記載されている。

上記勧告は、O, C, L バンドのアプリケーションを定義する。

他のバンドでは、異なる損失値が適用される。

L バンドでは、いくつかのファイバの損失係数はケーブル敷設後のマクロバンドおよびまたはマイクロバンド損失によって増加する可能性がある。

実際の損失増加の値は、ケーブル構造、ケーブル敷設条件、ケーブル敷設時期に依存する。

最大損失は、ケーブル敷設後、所要波長における損失の測定により決める。

上記勧告の光パスの仕様化に使用するアプローチは、スプライスとケーブルマージンを含んだ敷設ファイバの損失係数として、1550nm システムでは 0.275dB/km を、1310nm システムでは 0.55dB/km を仮定し、使用している。

これらの値から生じる目標距離は、分類のみに使用し、仕様としては使用しない。

次のパス項目を含んでいる。

- スプライス
- コネクタ
- 光減衰器 (使用していれば);
- 他の受動光デバイス (使用していれば);
- 下記を許容するためのケーブルマージンの追加
 - ・ ケーブル構成の将来の変更 (スプライス追加、ケーブル長増加など)
 - ・ 環境要因によるファイバケーブル性能の変化
 - ・ 光パスに含まれるコネクタ、光減衰器もしくは他の受動光デバイスの劣化

6.4.3.2 最小損失

SDH 回線システムにおける最小損失の定義と値は、[ITU-T G.957], [ITU-T G.691], [ITU-T G.692] に記載されている。

OTN IrDIs に関して、最小損失の定義は [ITU-T G.959.1] に記載されている。

6.4.3.3 波長分散

システムに収容するために、通常、光伝送ファイバによって生じる最大および最小波長分散は、SDH および OTN システムのために、[ITU-T G.957], [ITU-T G.691], [ITU-T G.692], [ITU-T G.959.1] に定義されている。

高ビットレート、長距離伝送システムでは、他の波長範囲の仕様のためなど、異なる値を使用する。その値は、他のバンドとして再考が必要である。

6.4.3.4 最小光リターンロス

SDH および OTN システムのために定義した光パスの最少光リターンロスの定義は、[ITU-T G.957], [ITU-T G.691], [ITU-T G.692], [ITU-T G.959.1] に記載されている。

高ビットレートおよび長距離伝送を使用する将来のシステムの値は異なる可能性がある。

6.4.3.5 最大離散反射率

SDH および OTN システムの最大離散反射率は、[ITU-T G.957], [ITU T G.691], [ITU-T G.692], [ITU-T G.959.1] に定義する。

6.4.3.6 最大群遅延時間差

SDH および OTN システムへ収容するために、PMD による最大群遅延時間差は、[ITU-T G.691], [ITU-T G.692], [ITU-T G.959.1] に定義する。

高ビットレートおよび伝送路符号化システムは、異なる仕様を提示する可能性がある。

6.5 受信器

6.5.1 受信器の種類

増幅器は光受信器と共に使用することができる。

この場合、増幅器は受信器の一部としてブラックボックスとして扱われ、関連仕様書にてカバーされている。

受信器側のペナルティ、例えば、ジッタペナルティなどは、光増幅器の有無により影響される。

6.5.2 受信器パラメータ

受信器のパラメータは、[ITU-T G.957], [ITU-T G.691], [ITU-T G.692], [ITU-T G.959.1] に記載されている受信器参照点 R もしくは MPI-R で定義する。

6.5.2.1 受信感度

10Gbit/s までの SDH 単一チャネルシステムの受信感度は、[ITU-T G.957] と [ITU-T G.691] で定義する。SDH と OTN の IrDI 受信器の感度は、[ITU-T G.959.1] で定義する。

受信感度は、特定インターフェースの送信器仕様の送信器不完全によって生じるアイマスクと消光比の最悪ケースだけではなく、経年変化と温度マージンを考慮した製品寿命における最悪値として定義する。

しかしながら、パス効果によるペナルティは基本的な受信感度とは別に仕様化する。

6.5.2.2 オーバーロード

10Gbit/s 以下の SDH 単一チャネルシステムの受信器オーバーロードの定義と値は、[ITU-T G.957] と [ITU-T G.691] で定義する。

40Gbit/s 以下の SDH と OTN IrDI の受信器オーバーロードの定義と値は、[ITU-T G.959.1] で定義する。

6.5.2.3 最小平均チャンネル入力

複数チャンネル受信器の 10Gbit/s 以下の光学的に多重した OTN IrDI の最小平均チャンネル入力は、[ITU-T G.959.1] で定義する。

6.5.2.4 最大平均チャンネル入力

複数チャンネル受信器の 10Gbit/s 以下の光学的に多重した OTN IrDI の最大平均チャンネル入力は、[ITU-T G.959.1] で定義する。

6.5.2.5 光パスペナルティ

10Gbit/s 以下の SDH 単一チャンネルシステムの光パスペナルティの定義と値は、[ITU-T G.957] と [ITU-T G.691] で定義する。

10Gbit/s 以下の単一チャンネルおよび複数チャンネルの OTN IrDI の受信器のパスペナルティの定義と値は、[ITU-T G.959.1] で定義する。

40Gbit/s 以下の単一チャンネル SDH と OTN IrDI の受信器のパスペナルティの定義と値は、[ITU-T G.959.1] で定義する。

6.5.2.6 光パス OSNR ペナルティ

光パス OSNR ペナルティは、[ITU-T G.698.2] で定義され、送信器と受信器参照点間に光アンプを持たないシステムでは、光パスペナルティと一致するパラメータである。

6.5.2.7 最大チャンネル入力偏差

本パラメータは、光学的に多重した信号のチャンネル間の最大偏差を示し、[ITU-T G.959.1] で定義される。

6.5.2.8 受信器 OSNR 耐性

受信器 OSNR 耐性は、OSNR で制限されるシステム(ラインアンプ)において与えられたパワーレベルにおける受信器参照点で目標 BER を実現するために要求される最小 OSNR を定義し、[ITU-T G.698.2] で定義される。

これは設計パラメータである。

7. 伝送路符号化の考察

[ITU-T G.957], [ITU-T G.691], [ITU-T G.692] および [ITU-T G.959.1] に定義されるような現在のシステムは非ゼロ復帰(NRZ)符号伝送に依存している。(論理的"0"と論理的"1"の定義と同様に) 関連するパラメータはこれらの勧告に定義されている。より要求の多いアプリケーションのためには、他の伝送路符号に利点がありうる。

ここでは NRZ より高度な変調フォーマットの記述と特定の実装の例を含む：

- ゼロ復帰(RZ)符号
- 光デュオバイナリ (ODB)
 - ・ 位相整形二値伝送 (PSBT)
 - ・ ゼロ復帰交互マーク反転符号 (RZ-AMI)
- 非ゼロ復帰差動位相遷移変調 (NRZ-DPSK)
 - ・ ゼロ復帰差動位相遷移変調 (RZ-DPSK)
 - ・ パーシャル差動位相遷移変調 (P-DPSK)
- 非ゼロ復帰差動四相位相遷移変調 (NRZ-DQPSK)
 - ・ ゼロ復帰差動四相位相遷移変調 (RZ-DQPSK)
- 直交偏波多重四相位相遷移変調 (DP-QPSK)
- 光直交周波数分割多重 (O-OFDM)
 - ・ 直交偏波周波数分割多重差動四相位相遷移変調 (OPFDM-DQPSK)

NRZ と異なる伝送路符号の利用はシステムに対して定義された異なるパラメータ間の関係に影響するだろう。そしてそれゆえ、現在のパラメータと異なるパラメータのセットと標準化されたアプリケーションで使用される相互依存性に反映されるだろう。

7.1 様々な伝送路符号化スキームの概観

図 7-1 は伝送路符号化スキームのいくつかの例の概観を示す。従来のオン・オフ変調フォーマット NRZ と RZ (例えば、デューティサイクル 50%で RZ-50%) と、ODB (PSBT), RZ-AMI, NRZ-DPSK, RZ-DPSK (例えば、デューティサイクル 50%), NRZ-DQPSK, RZ-50% DQPSK, DP-QPSK, PDM-BPSK および PDM-16QAM などの他の変調フォーマットとの比較を示す。すべてのフォーマットは送信強度、位相コンステレーション、光送信スペクトル、強度アイダイアグラムおよび送信器 (Tx) の生成法と受信器(Rx)の構成法のブロック図により描かれる。

注 - DQPSK、RZ-DQPSK および PDM-BPSK に対し、シンボルレートはビットレート B の半分である。DP-QPSK に対し、シンボルレートはビットレート B の 4 分の 1 である。また PDM-16QAM に対し、シンボルレートはビットレート B の 8 分の 1 である。

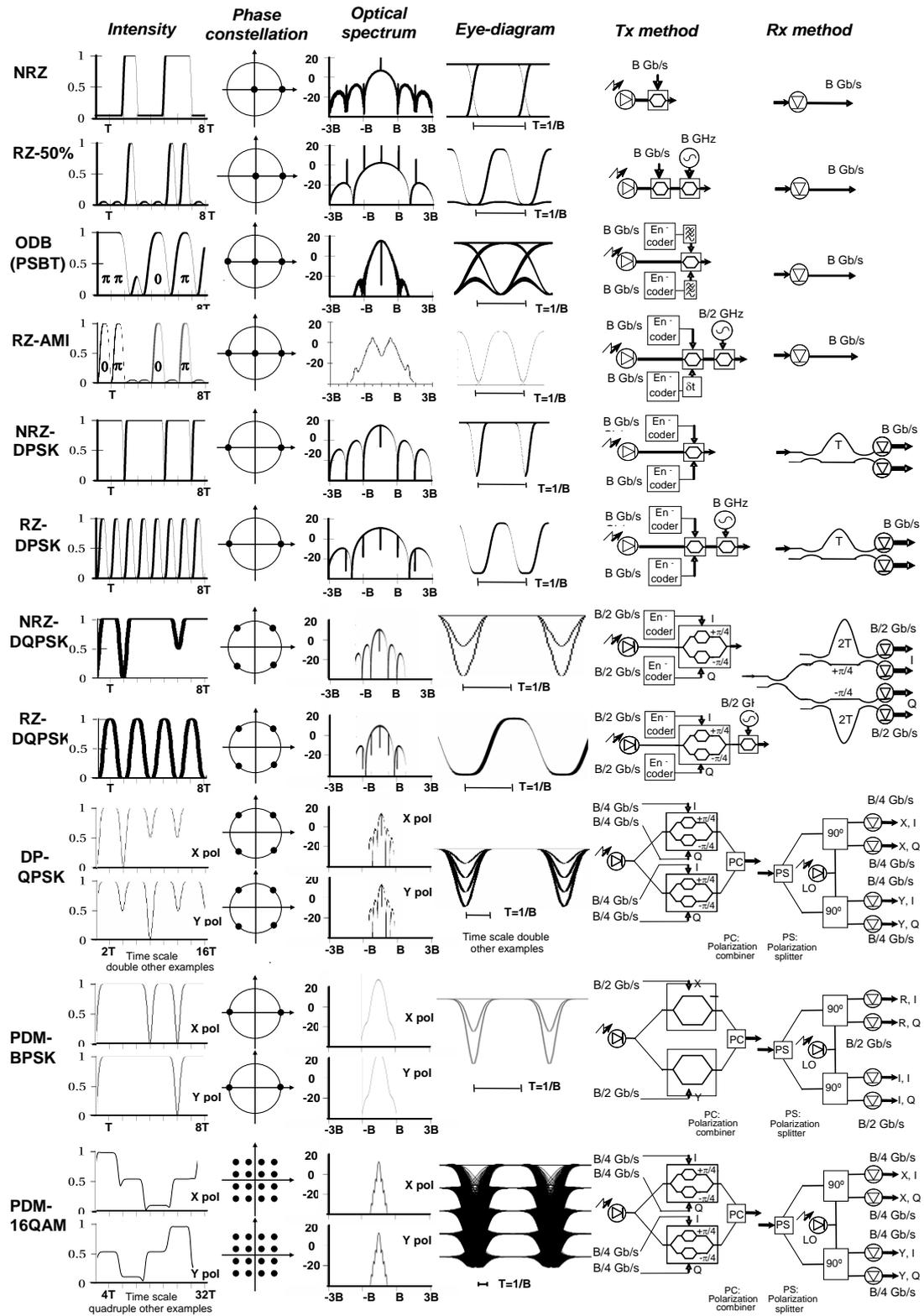


図 7-1- 変調フォーマット例の概観

伝送路符号化の例のより詳細は、以降の節で与えられる。

7.2 ゼロ復帰符号 (RZ) 方式

ゼロ復帰符号 (RZ) 変調システムは一次 PMD に対してより高い耐性がある。従って、超長距離高ビットレートのシステムにより適している。しかしながら、非ゼロ復帰符号 (NRZ) 変調に対してより広い周波数帯域を有するため、周波数利用効率が下がるという潜在的な欠点がある。

RZ 変調信号を生成するには幾つかの方法がある。例えば RZ データ信号を用いて半導体レーザを直接変調する方法、光パルス列を生成した後、NRZ 信号で変調を行う方法、またはマツハツエンダ型変調器 (MZM) を用いて光 NRZ 信号をパルス化する方法、等がある。

最後の方法は、簡易でかつ、MZM の印加するバイアス電圧と駆動振幅を適切に組み合わせることによって様々なデューティーサイクルを実現できることから実際に使用されてきている。MZM に入力する光 NRZ 信号は直接変調のレーザダイオード (LD) を用いて、または連続光レーザと MZM または、電界吸収型変調器を用いることによって生成可能である。

RZ 変調において容易に実現できる 3 つのデューティーサイクルは、1/3、1/2、そして 2/3 である (以降では、33%、50%、67%とする)。図 7-2 に MZM を用いた実装例を示す。

駆動電圧を次の様に表す。

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

ここで V_{bias} は DC バイアス電圧、 V_{RF} は RF 変調振幅、 f_{mod} は RF 変調周波数、そして ϕ_m は位相シフトである。この時、MZM の光伝達関数は、

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

と記述することができる。ここで、 θ は駆動電圧が印加されていない時に原理的に発生する位相シフト量を表す。さらに V_π は MZM を π 位相シフトさせるために必要な駆動電圧である。 $V_{bias} = V_{max}$ の時、MZM の DC バイアスは透過光パワーが最大になり、 $V_{bias} = V_{min}$ の時、透過光パワーは最小になる。MZM は、プッシュプル型でも駆動することができる。ここで、NRZ 変調はシングル駆動型の MZM で示されている。RZ パルス化は NRZ データ変調に続き、プッシュプル型の MZM で実現される。

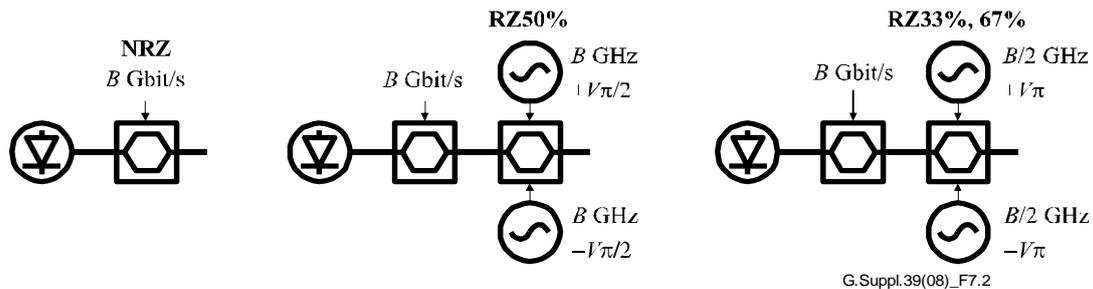


図 7-2 - MZM を用いた NRZ 変調、および RZ 変調を示すブロック図

2 アーム z-cut 型 LiNbO₃ MZM によるチャープフリープッシュプル型変調の場合、RZ 50% 変調を実現するためには、駆動電圧 V_π の電気変調信号は $+V_\pi/2$ および $-V_\pi/2$ に分割される (図 7-2 を参照)。また、シングルアーム型 MZM に V_π の駆動電圧を印加することによって同じく RZ 50% 変調を実現できる。

3 つの異なるデューティーサイクルを持つ RZ 変調信号は、RZ 変調周波数、電気駆動電圧、そして変調器バイアス点に依存して生成される。図 7-3 に 50%、33% RZ 変調および 67% CS-RZ 変調のための駆動条件を示す。

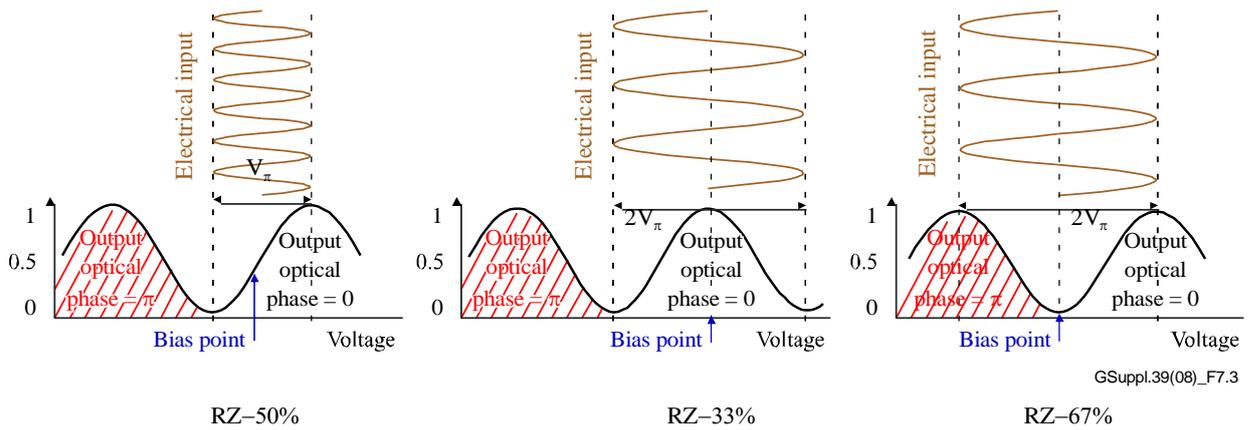


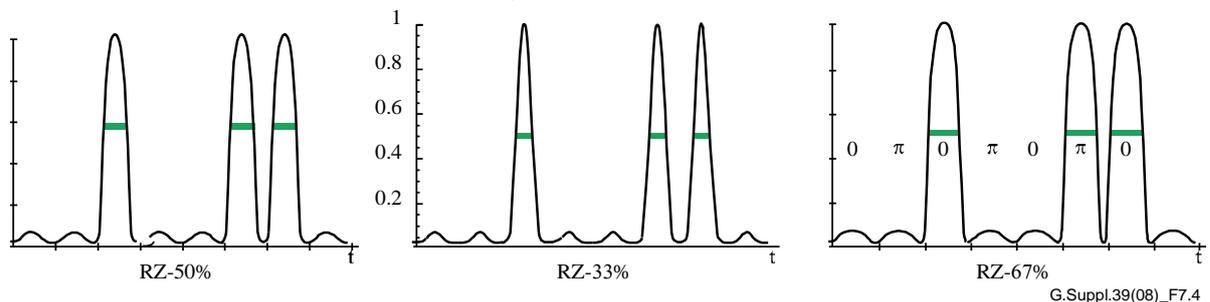
図 7-3 - RZ変調のためのバイアス設定

表 7-1 に、3つの異なるデューティサイクルを持つ RZ 変調を行う際の重要なパラメータをまとめている、 f_{mod} は変調周波数、 V_{mod} は変調振幅 ($2V_{RF}$)、 V_{bias} はバイアス条件である。 V_{min} および V_{max} はそれぞれ、透過率が最小 (キャリア抑圧) および最大となるバイアス点である。 V_{3dB} は、従来の NRZ 変調器による NRZ データ変調に用いられる MZM バイアス点である。"Phase shift" は、連続する RZ パルスおよびビット間の位相シフト量を表す。

表 7-1 43Gbit/s RZ 変調における変調パラメータ

RZ-	33%	50%	67% (CS-RZ)
f_{mod} (GHz)	21.5	43	21.5
V_{mod}	$2V_{\pi}$	V_{π}	$2V_{\pi}$
V_{bias}	V_{max}	V_{3dB}	V_{min}
Phase shift	0, 0, 0	0, 0, 0	0, π , 0

図 7-4 に、データ列 '00100110' の NRZ データ変調に続いて RZ 変調された RZ パルス列の強度を表す。3つの異なるデューティサイクルはビットピリオド T に対して、50%、33%、そして 67% のパルス幅 (FWHM/ T) と定義される。RZ-50% および RZ-33% フォーマットは位相変化しないが、CS-RZ-67% の場合、連続するパルス間で π の位相シフトが発生する。



NOTE - The bar indicates FWHM and the duty cycle of the pulses. π and 0 indicate the phase change of RZ pulses at CS-RZ-67%.

注 - バー (緑) は半値全幅、そしてパルスのデューティサイクルを表す。 π および 0 は CS-RZ-67% RZ パルスの位相変化を表す。

図 7-4 データ列 "00100110" に対する 3つのデューティサイクルの RZ パルス

3つの RZ 変調信号の光スペクトルおよび光アイパターンを図 7-5、および図 7-6 にそれぞれ示す。RZ-33%

は、RZ-50%と CS-RS-67%と比較して最も広いスペクトル幅を必要とする、また CS-RZ-67%は狭いスペクトル幅を有しており、RZ-33%と比較してより高い周波数利用効率を実現できる。

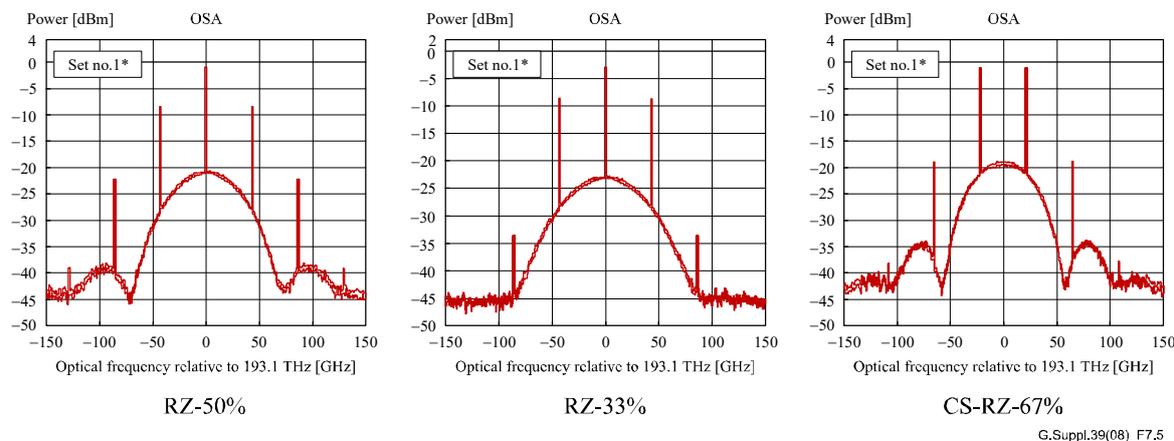
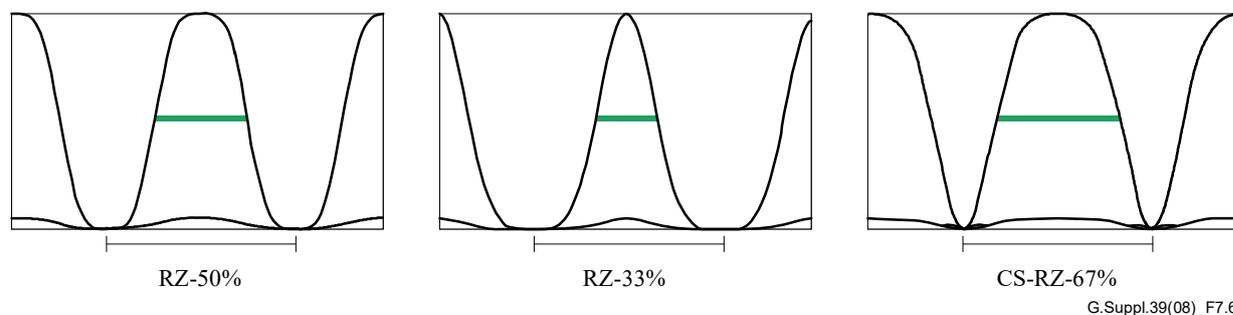


図 7-5 - RZ変調信号の光スペクトル



NOTE – The thin bar indicates the bit period T and the thick bar indicates the pulse width, corresponding to duty cycle.

注 - 細いバー (黒) はビットピリオド T を表す。太いバー (緑) はパルス幅を表しておりデューティサイクルに対応する。

図 7-6 - RZ 変調信号の光アイパターン

7.2.1 33%RZ 変調

図 7-2 では、MZMに入力される信号はビットレートが $1/T_b$ (T_b はビット間隔) の光 NRZ 信号である。 $V_{\text{bias}} = V_{\text{max}}$ とすることによって光の透過率が最大になるように DC バイアスを設定し、周波数 $f = 1/(2T_b)$ 、振幅 V_{π} ($2V_{\pi}$ peak to-peak) のサイン信号で RF 変調を行う。

その時、MZM の出力光電界 $E_1(t)$ の振幅は次のように表すことができる。

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

ここで、 $e_{NRZ}(t)$ は入力 NRZ 信号の光電界である。この時 MZM の出力光パワーは次式となる。

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

7.2.2 67% CSR-RZ 変調

もう一つの変調方法は 67% CS-RZ 変調である。これは 33% RZ 変調と比較して分散耐力がある。

67% CS-RZ 変調信号を生成するためには、 $V_{\text{bias}} = V_{\text{min}}$ とすることによって光透過率が最小になるバイアス点に設定し、周波数 $f = 1/(2T_b)$ 、位相シフト $\phi_m = \pi/2$ のサイン波形の RF 信号で変調を行う (図 7-2 参照)。RF 変調振幅は V_π ($2V_\pi$ peak to-peak) であり、MZM の半波長電圧に一致する。MZM の出力光電界振幅 $E_2(t)$ は、次式で表される。

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

MZM の出力は $E_2(t)E_2(t)^*$ に比例し、次式となる。

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

7.2.3 50% RZ 変調

50% RZ 変調信号を生成するためには、 $V_{\text{bias}} = V_{3dB}$ とすることによって光透過率が半分になるバイアス点に設定し、周波数 $f = 1/(2T_b)$ のサイン波形の RF 信号で変調を行う (図 7-2 参照)。RF 変調振幅は $V_\pi/2$ (V_π peak to-peak) である。MZM の出力光電界振幅 $E_3(t)$ は、次式で表される。

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

MZM の出力は $E_3(t)E_3(t)^*$ に比例し、次式となる。

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

7.3 光デュオバイナリ (ODB) とゼロ復帰型 交互マーク反転 (RZ-AMI) ラインコーディングフォーマット

交互相反転変調フォーマットは通常の NRZ 変調フォーマットよりきわめてチャンネル帯域を狭くできるので、高い分散耐力および、高い周波数利用効率を実現できる。光デュオバイナリ (ODB) およびゼロ復帰型 交互マーク反転 (RZ-AMI) は、ある一つの信号を遅延させ、次の信号に加算するという処理で実現できる ($D(t)$ 、 $\overline{D}(t-\delta)$ 、 δ は信号間の遅延量)、これは光領域および電気領域のいずれかでも実現できる [b-Yonenaga]。

電気領域で生成する ODB の共通した実現方法は、透過特性が最小になるようにバイアス点を設定した MZM を極性 (-,0,+) を持った 3 値のデュオバイナリ信号で駆動して生成する方法である。このような ODB 送信器で生成された光出力信号は光の 2 値信号となるが、これは駆動信号の極性 (-,0,+) が位相 (0,0, π) を伴う光強度 (1,0,1) に変換されるためである。ODB と RZ-AMI の位相変化の違いを図 7-1 に示す。

7.3.1 光デュオバイナリ信号の生成方法

ODB は、透過特性が最小になるようにバイアス点を設定した MZM を次の例 (a) から (c) にある駆動信号で駆動する事によって生成できる、または例 (d) のように光領域で生成できる。

a) MZM を駆動する信号として $D(t) + \overline{D}(t-\delta)$ を用いる。ここで、 $\delta = T$ であり、 T はビット間隔に相当する (conventional ODB) [b-Yonenaga]。

b) プッシュプル型 MZM を用いる。ここで、 $\delta \approx 0.7T$ とする (fractional bit delay ODB)、または T (full bit delay ODB) を用いる。

c) ベッセル型ローパスフィルタでフィルタリングされた $D(t)$ および $\overline{D}(t)$ でプッシュプル型 MZM を駆動

する [b-Pennickx]。

d) 遅延加算型マッハツェンダ遅延干渉計を用いて NRZ-DPSK 信号を光領域で復調し、遅延干渉計の正相出力で ODB 信号を得る。

7.3.1.1 位相整形二値伝送 (PSBT) の生成方法

位相整形二値伝送 (PSBT) は ODB の具体的な生成方法の一つとして提案された [b-Pennickx]。図 7-7 にこの変調フォーマットの実装方法の一例を示す。PSBT 信号は 1 ビット遅延を実現するプリコーダおよび、信号ビットレートの 25 から 30%のカットオフ周波数をもつベッセルフィルタによって、大幅に電気フィルタリングを行い得られた 3 値のデュオバイナリ信号によって生成される。図 7-7 にある通り、MZM は $2V\pi$ の駆動電圧をもつ電気デュオバイナリ信号で変調される。既に述べた通り、 $2V\pi$ の駆動振幅で駆動するため位相はビットが変化するときに変化する。出力アイパターンは図 7-1 に示す通り NRZ に近いアイパターンである。PSBT (ODB) の受信構成は通常の NRZ と同じである。

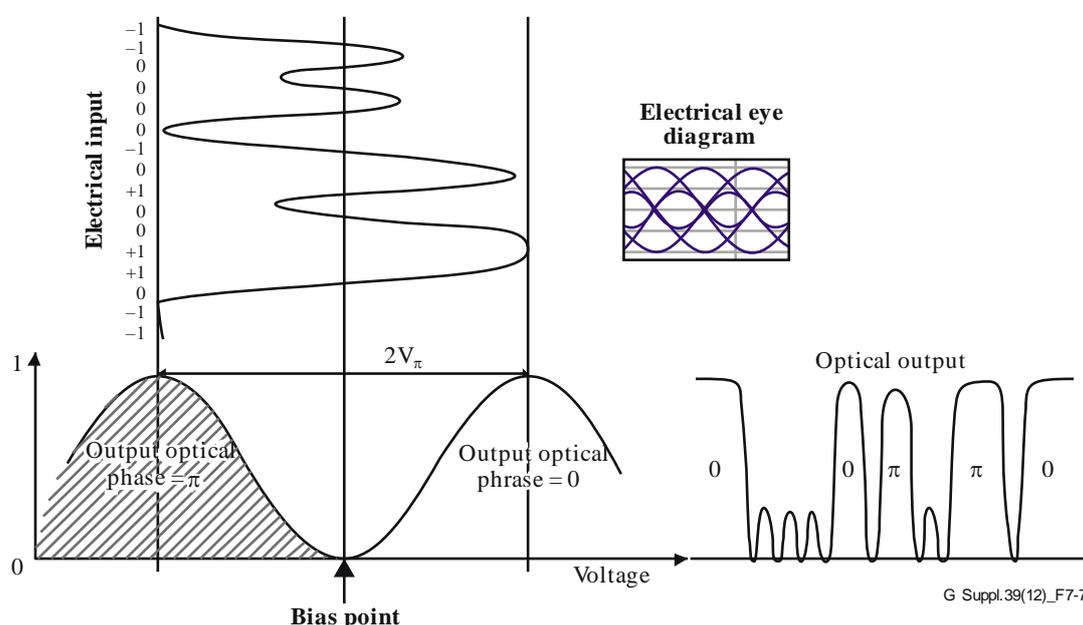


図 7-7- 光デュオバイナリ (位相整形二値伝送) の変調方法

7.3.2 ゼロ復帰型 交互マーク反転の生成方法

ゼロ復帰型 交互マーク反転 (RZ-AMI) は少なくとも以下 3 つの方法で実現できる。

- 透過特性が最小になるようにバイアス点を設定した MZM に $D(t)$ および $D(t-\delta)$ の差動駆動信号を用いる [b-Winzer]。
- 上記の ODB 生成方法に CS-RZ パルス化を組み合わせる。
- 遅延加算型マッハツェンダ遅延干渉計を用いて NRZ-DPSK 信号を光領域で復調し、遅延干渉計の逆相出力で RZ-AMI を得る。

RZ-AMI の一つの生成方法は、7.3.1 節にある ODB 生成方法 a) および c) のいずれかと CS-RZ パルス化と組み合わせる方法である。図 7-8 にある通り、CS-RZ パルス化を前または後に行うことによって、ODB 信号を RZ-AMI 信号に変換することができる。ODB 光信号や CS-RZ と異なり、RZ-AMI 信号は、間に "0" がいくつ入ろうと隣り合う "1" は常に π 位相が異なっている。

ODB 信号の生成方法 b) で使用される電気プリコーダを使う場合、RZ-AMI 信号の受信器は通常の RZ 受信器と同じである。

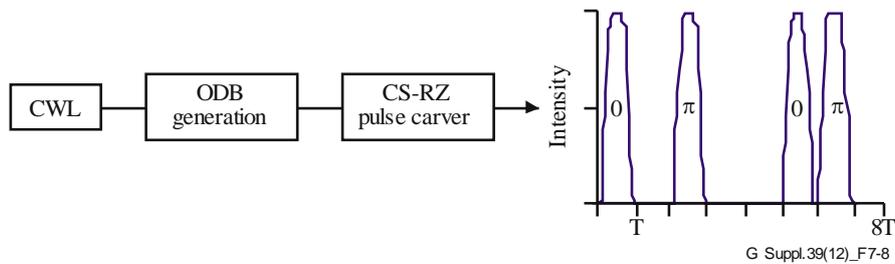


図 7-8 - ゼロ復帰型 交互マーク反転信号の生成方法の一例

7.3.3 非直交信号の生成受信方法

7.7 節で述べられている変調方法では、シンボル間干渉が発生しないことが保証される直交信号が用いられる。非直交信号生成受信技術 [b-Rusek] では、キャリア間またはサブキャリア間周波数間隔がパルス間隔の逆数より小さい場合でも、受信器側の信号処理によりシンボル間干渉を除去することができ、理論的に直交信号と比較して性能劣化を発生しないことが示されている。これらの技術により、より狭いキャリア帯域幅を選択でき、周波数利用効率の改善が可能となる。非直交信号伝送にはいくつかのオプションがある。実験結果の例は、[b-Poti] および、[b-Cai] に示されている。Time-Frequency Packing [b-Barbieri] と呼ばれる手法は、実装上の制限を考慮して事前設計された受信器により周波数利用効率を最大化する。

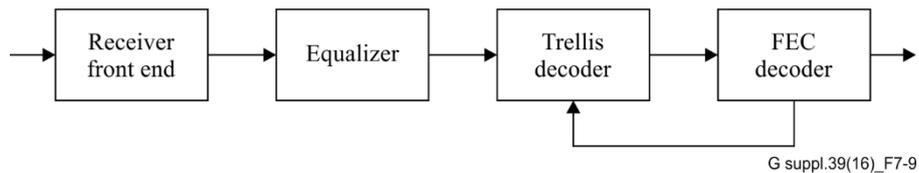


図 7-9 サブキャリア伝送における非直交信号のためのキャリア受信器構成

各キャリア信号を復調するための受信器 (図 7-9) は、局発光源および偏波スプリッタを含む光フロントエンド、コヒーレント受信器に共通した典型的なフィードフォワード型等化器 (FFE)、トリレス復号器および前方誤り訂正 (FEC) 復号器から構成されている。トリレスおよび FEC 復号器は正しいコードが検出されるまで繰り返し情報をやりとりする。幾つかの種類の FEC 符号は図 7-9 にある構成で使用することができる。その選択は、主にサブキャリア送信帯域と、伝送システムで通常考えられる受信器での信号対雑音比、といった設計パラメータに依存する。

7.4 差動位相偏移変調 (DPSK) 調整

7.4.1 非ゼロ復帰型 差動位相偏移変調 (NRZ-DPSK)

差動位相偏移変調信号 (DPSK) はバランス検波により 3dB の OSNR 改善が得られるため、超長距離伝送システムに使用されてきた。

通常の位相偏移変調およびコヒーレント受信と比較して DPSK では、送信ビットは連続するビット間の位相変化に符号化されるため、DPSK と呼ばれる。図 7-10 は MZM を用いた DPSK 変調の生成方法の一例を紹介しており、 $2V\pi$ の駆動振幅を持った電気 NRZ 信号および MZM のバイアス条件などが示されている。位相変調器ではなく MZM を用いて変調しているため、出力された光位相変調信号の振幅は完璧に一定ではない。0 から π に、そして π から 0 に位相変化する際に見られる振幅のディップは、クロスポイントに位置するため、信号劣化要因として無視できる。図 7-1 で示されている通り、1 ビット遅延器が電気データの復調に必要である。

DPSK 信号は 1 ビット遅延光干渉計の正相および逆相出力において振幅変調信号に変換することができる。これら二つの出力を二つのフォトダイオードで光電変換し、差動増幅器で増幅することによって、通常の NRZ 変調信号用の受信器より 2 倍のアイ開口を持った振幅変調アイパターンを得ることができ、結果として 3dB 高い受信感度が得られる。図 7-11 にバランス受信された DPSK 変調信号のアイパターンを示す。

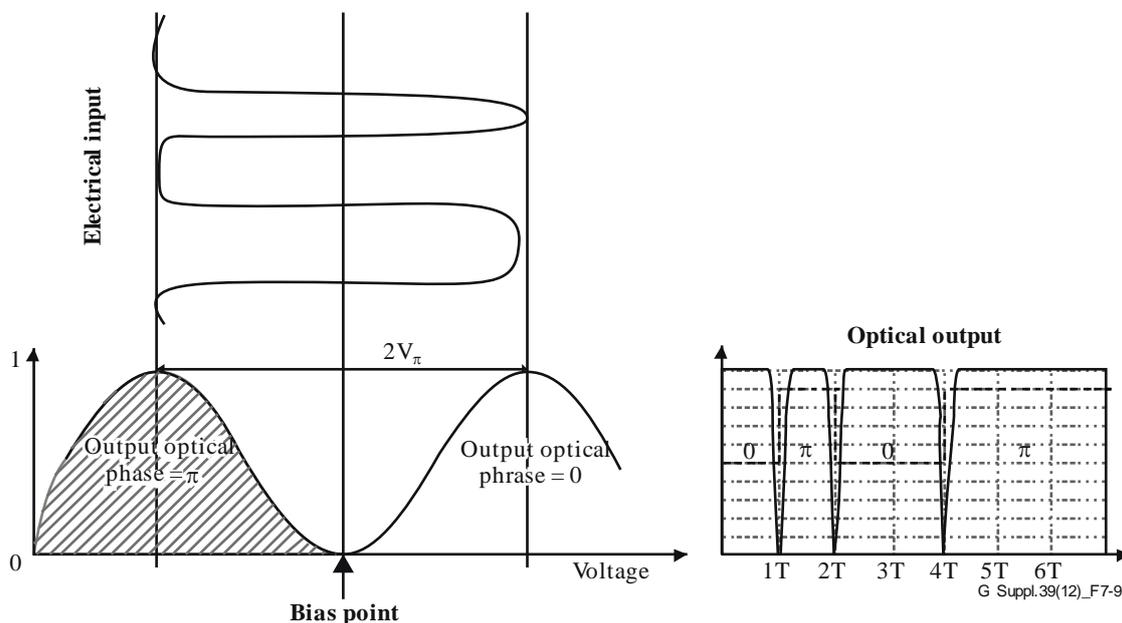


図 7-10 - MZM を用いた NRZ-DPSK の生成方法

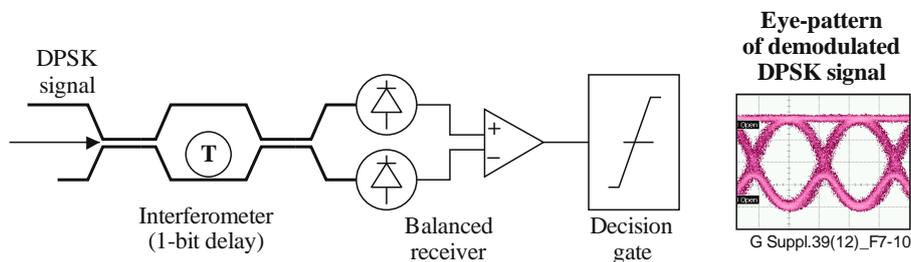


図 7-11- 1 ビット遅延干渉計およびバランスフォトレシーバを用い DPSK の位相強度変換

7.4.2 ゼロ復帰型 差動位相偏移変調 (RZ-DPSK)

振幅変調の場合と同様に、雑音および非線形耐力を向上させるため、7.2 節に記述されているデューティーサイクルで DPSK 変調に対して RZ パルス化を適用できる。それ故、DPSK は、RZ-DPSK と差別化を図るため、NRZ-DPSK とも呼ばれる。

7.4.3 パーシャル差動位相偏移変調 (P-DPSK)

フィルタリング耐力を改善させるため、パーシャル差動位相偏移変調 (P-DPSK) が提案された [b-Mikkelsen]。DPSK と P-DPSK の主な違いは、ビット間隔の約 66% 程度の遅延量を持った遅延干渉計で受信を行う点である。NRZ-DPSK、P-DPSK、および NRZ-DPSK の生成方法の例は図 7-1 に示されている。

7.5 差動四相位相偏移変調 (DQPSK)

7.5.1 非ゼロ復帰型 差動四相位相偏移変調 (NRZ-DQPSK)

通常の NRZ 変調フォーマットと比較して、更に狭信号帯域、高い PMD および分散耐れをもつ変調フォー

マットの例が、差動四相位相偏移変調(DQPSK)である。DQPSK は 1 シンボルあたり 2 ビットの情報を送信できる多値変調フォーマットとして導入されてきた。通常、多値変調信号は容易に表示、分析するために、コンスタレーションダイアグラムが用いられる。図 7-1 に他の変調フォーマットと共に DQPSK 変調信号のコンスタレーションダイアグラムを示す。DPSK の場合、データビットは 0 または 1 に符号化される一方、DQPSK の場合、二つのデータビットが 0、 $\pi/2$ 、 π 、または $3\pi/2$ に符号化される。信号ビットレートの半分のビットレートでお互いに $\pi/2$ 位相が違う信号を I および Q トリビュタリ信号と呼ぶ。DPSK と比較して、より複雑な電気符号器が必要となる。

$\pi/2$ 位相シフト型パラレル MZM と $\pi/2$ 位相シフト型パラレルマツハツェンダー-干渉計による送受信器構成を図 7-1 に示す。I、Q それぞれのトリビュタリ信号のシンボルレートはビットレートの半分であり、復調のための光遅延量は DPSK が T (T:ビット間隔) であるのに対して、DQPSK は 2T である。二組のバランス型受信器により、それぞれ I および Q トリビュタリ信号が受信される。I、Q それぞれアイパターンは、図 7-11 にある DPSK の場合に似ているが、ビットレートは半分になっている。

7.5.2 ゼロ復帰型 差動四相位相偏移変調 (RZ-DQPSK)

上記 DPSK の場合に述べた通り、RZ 変調を DQPSK に追加で適用することも可能である、但し、RZ 変調周波数はシンボルレートになる。例えば、RZ-50%-DQPSK の場合、RZ 変調周波数はビットレートの半分になるが、RZ-50%-DPSK の場合、ビットレートと同じになる。

7.6 偏波多重 四相位相偏移変調 (DP-QPSK, PM-QPSK)

上記で述べた変調フォーマットからさらに狭信号帯域幅を実現できる変調フォーマットの一つは、二重偏波 四相位相偏移変調 (DP-QPSK, PM-QPSK) である。DQPSK では 1 シンボルあたり二つのビットを送り、シンボルレートを信号ビットレートの半分にすることによって高い PMD および分散耐力の向上を実現したが、DP-QPSK はさらに直交する偏波軸に対して二つの QPSK 信号を割り当てることによって、シンボルレートをビットレートの 4 分の 1 まで下げることができる。

DP-QPSK 信号の生成方法の一例を図 7-1 に示す。二つの異なる QPSK 変調器からの出力信号を偏波合波器で合波することによって生成されている。プリレコーディングの有り無しは実装方法に依存する。受信器側では、特に入力信号の偏波追従を行うことなく、二つの偏波信号へ偏波スプリッタを使って分離する。分離された信号のそれぞれを局発光源 (LO) と共に 90 度ハイブリッドに通し、I および Q トリビュタリ信号を得る。コヒーレント受信器によって光信号を線形に電気信号へと変換することができるので、伝送中に発生した信号偏波回転、分散、PMD といった劣化要因や、信号光と LO との周波数および位相ずれは受信器内の電気信号処理によって補償することができる。

7.7 光直交周波数分割多重 (O-OFDM)

OFDM の概念は、複数のサブキャリアを生成し、それぞれのサブキャリアに低ビットレート列を変調することによって、高ビットレートデータ列を複数の低ビットレート列に分割することである。

隣接サブキャリア間の間隔がサブキャリアポーレートより大きいとき、光直交周波数分割多重は、サブキャリア多重 (SCM) として共通的に参照される。この場合、特に少数のサブキャリアであるとき、OFDM 信号を生成する方法としてアナログ無線周波数 (RF) エレクトロニクスを利用する方法が有効である。多数のサブキャリアであるときは、デジタル信号処理 (DSP) を適用する方法が有効である。

7.7.1 サブキャリア多重 (SCM)

図 7-12 に示すように SCM の原理をスペクトル領域で説明する。

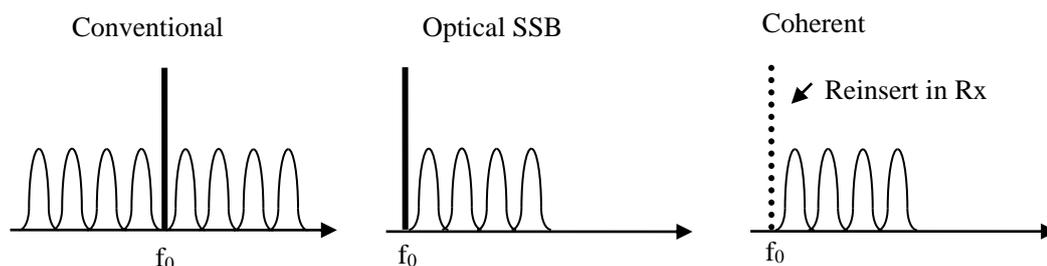


図 7-12—SCM に対する 3 つの生成方法

最初に電氣的 RF キャリアに対して従来の RF IQ 変調技術を用いてエンコードし、強度変調器を用いて光領域に変換する。サブキャリアは RF 搬送周波数に等しい間隔でレーザキャリアを中心に対称的に発生する、すなわちエンコードされた情報はレーザキャリアの両側に複製として現れる。

図 7-12 は SCM に対する 3 つの生成方法を示す。従来方式と光単側波帯 (OSSB) は、サブキャリアの直接検波を可能にするために伝送中もレーザキャリアを保持する (自己ヘテロダイン検波)。

長距離伝送に対しては、情報データを搬送するサブキャリアに対しても全ての利用可能な光パワーから割り付けるために、レーザキャリアと一緒に伝送することは好ましくなく、代わりに受信側でキャリアを再挿入する (コヒーレントヘテロダイン検波)。

スペクトル利用効率を改善するために DSP などの電氣的な手段でスペクトルの片側を除去することや伝送劣化を緩和することは有効である。原理的に光フィルタで不要な側波帯を除去することはできるが、光キャリアと最も低い周波数のサブキャリアとの間のガードバンドがとても狭い場合、技術的に難しい。そのため OSSB 変調をバランス型変調器の I と Q に対して変調信号とそれをヒルベルト変換した信号でそれぞれ駆動することによって生成する [b-Hui]。

7.7.2 DSP で生成、変調したサブキャリアを用いた生成方法

サブキャリア間においてシンボル長の倍数で配置することによって直交性を実現する。図 7-13 に示すようにシリアルからパラレル (S/P) に入力データを変換する。シンボルマッピング (コーダー) 後、逆フーリエ変換 (IFT) して多シンボル長の間隔のサブキャリアを生成する。それらをパラレルからシリアル (P/S) 変換し、光キャリアで変調する。受信では、OFDM 信号をコヒーレントまたは直接検波で受信し、フーリエ変換 (FFT) で周波数領域に戻す [b-Jansen] and [b-Yang]。

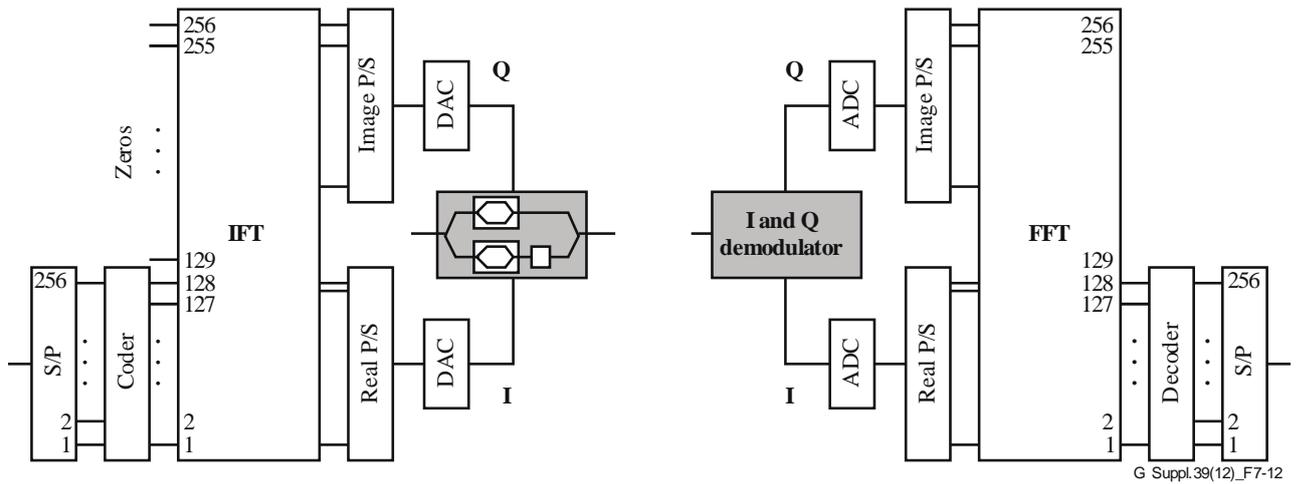


図7-13 O-OFDMの送信 (左図) と受信 (右図) ブロック図

7.7.3 外部変調により生成したサブキャリアを用いた生成方法

別の手法は時間領域で処理を行い、FFT 機能を必要としない [b Kobayashi], [b Sano], and [b Yamada]。そのうちのひとつの方法は、図 7-14 に示すように IQ 変調器を用いる方法である。駆動信号 $S_I(t)$ 、 $S_Q(t)$ は、式 (7-9) 並びに (7-10) で与えられる。ここで $D_1(t)$ 、 $D_2(t)$ はプリコード入力データ信号であり、 Δf は二つのサブキャリア間の周波数間隔であり、シンボル長である。

$$S_I(t) = (D_1(t) + D_2(t)) \cos(2\pi \frac{\Delta f}{2} t) \tag{7-9}$$

$$S_Q(t) = (D_1(t) - D_2(t)) \sin(2\pi \frac{\Delta f}{2} t) \tag{7-10}$$

変調出力信号 $S_{out}(t)$ は式 (7-11) で与えられる。 f_c は光キャリア周波数である。信号は光キャリア周波数より高い周波数のサブキャリア $D_1(t)$ と低い周波数のサブキャリア $D_2(t)$ を有する。

$$S_{out}(t) = D_1(t) \cos 2\pi \left(f_c + \frac{\Delta f}{2} \right) t + D_2(t) \cos 2\pi \left(f_c - \frac{\Delta f}{2} \right) t \tag{7-11}$$

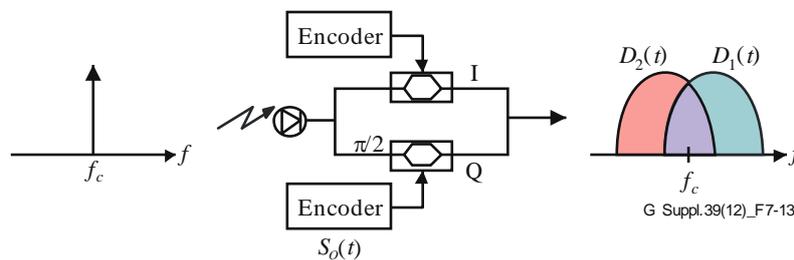


図 7-14 第一の 2 サブキャリア OFDM 信号生成方法

図 7-15 に二つのサブキャリアを有する OFDM 信号のもう一つの方法を示す。 $\Delta f/2$ GHz クロック信号で駆動した従来の変調器を使って二つのサブキャリアを光領域で生成し、それぞれのキャリアをインターリーブ (IL) などの光フィルタを使って分波し、変調した後に再度合波する。

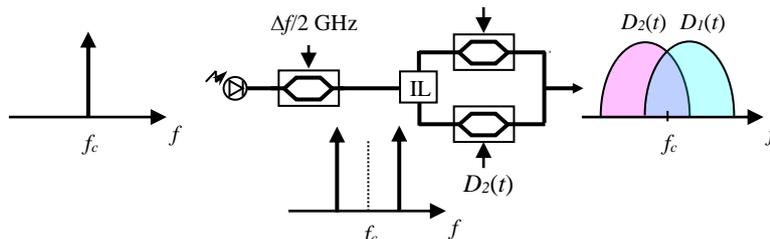


図 7-15 第二の 2 サブキャリア OFDM 信号生成方法

どちらの生成方法においても、受信で二つのサブキャリアを有する OFDM 信号を $2\Delta f$ (Δf はシンボル間隔) 遅延差を持ったマツハツェンダ干渉計 (MZI) を使って分波する。FFT 処理せずに時間領域のデジタルフィルタを用いたコヒーレント検波により、この信号を分波することもできる。

7.7.3.1 直交偏波周波数分割多重 差動四相位相偏移変調 (OPFDM-DQPSK)

外部変調により生成した 2 サブキャリアを用いた OFDM 信号生成法の場合、サブキャリア生成後にそれぞれのキャリアに対して NRZ-DQPSK または RZ DQPSK で変調する。図 7-16 に示すように DQPSK または RZ-DQPSK トリビュタリ信号は直交偏波で合波 (X 偏波と Y 偏波) され、OPFDM-DQPSK または OPFDM-RZ-DQPSK を生成する。

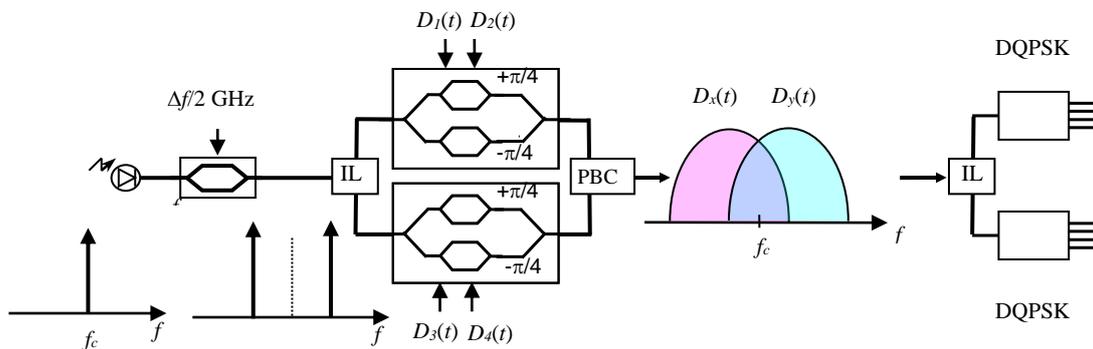


図 7-16 OPFDM-DQPSK 生成方法と検波方法

受信では、光フィルタによって光周波数領域で二つの DQPSK トリビュタリ信号に分波する。光フィルタは MZI 型光復調器やインターレーバ (IL) を用いることができる。分波後、7.5.1 に記載されている DQPSK 受信方法で検波する。

OPFDM-DQPSK のサブキャリアに変調された DQPSK トリビュタリ信号はビットレートの $1/2$ であり、ビットレートの $1/4$ のシンボルレートとなる。そのため、単一キャリアの DQPSK 復調器の遅延が $2T$ であるのに対して、サブキャリアの DQPSK 復調器の遅延は $4T$ となる。

原理的に OPFDM-DQPSK 変調は二つのサブキャリアのみを生成する方式ではない。しかしながら、実際の構成ではコスト効率よく外部変調で生成できるサブキャリア数に制限される。

7.7.4 直交バンド多重 (OBM) 直交周波数分割多重

OBM-OFDM は、複数の互いに直交した OFDM バンドで一つの OFDM 信号を形成することによって、通常の OFDM と比較して周波数効率を向上できる [b-Yang]。図 7-17 の左図は通常の OFDM 光バンドを示す。図 7-17 の右図は直交バンド多重した OBM-OFDM スペクトルを示す。OBM-OFDM では多重直交光キャリアを生成するためにマルチトーン発生器を使用する。信号を図 7-13 の構成で発生し、光サブキャリア間隔がそれぞれのサブバンドにおいて RF OFDM のサブキャリア間隔の整数倍の場合に全帯域多重 OFDM 信号に対して直交性を満足する。

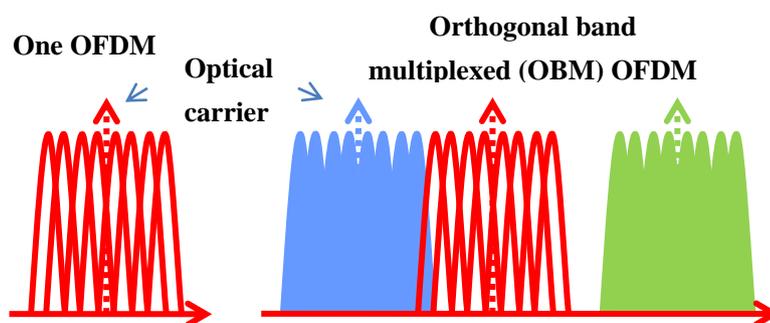


図 7-17 OBM-OFDM 原理

7.8 ナイキスト波長分割多重

伝送距離を犠牲にすることなく周波数利用効率も改善するもう一つのサブキャリア多重技術はナイキスト波長分割多重 (WDM) 技術である。ナイキスト WDM の基本コンセプトは、チャンネル間およびシンボル間干渉の両方の耐性を高めるために、サブキャリア信号の周波数占有帯域をそのボーレートと等しく、または、それに近づくように、光または電気領域でスペクトル整形を行うことである。ボーレートと周波数占有帯域が等しい条件は、ナイキスト間隔と呼ぶこともある。

7.8.1 デジタルナイキスト整形 / フィルタリング

ナイキスト WDM のスペクトル効率を決定づける基本原理はいわゆるナイキスト基準である。ナイキスト第一基準によると、信号スペクトルがある条件を満たした場合、シンボル間干渉が発生しない。 $h(t)$ が式 (7-12) を満たす必要十分条件は、そのフーリエ変換 ($H(f)$) が式 (7-13) を満たすことである。

$$h(nT) = \begin{cases} 1, n = 0 \\ 0, n \neq 0 \end{cases} \quad (7-12)$$

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} H(f + m/T) = T \quad (7-13)$$

ここで、 T はシンボル間隔である。シンボル間干渉を起こさない最小帯域幅は $1/2T$ である。この値において、 $h(t)$ は、式 (7-14) で与えられる sinc 関数となり、そのスペクトルは矩形となる。

$$h(t) = \frac{\sin(\pi t / T)}{\pi t / T} = \text{sinc}\left(\frac{\pi t}{T}\right) \quad (7-14)$$

7.8.2 実装方法

ナイキスト WDM の一つの実装方法は、図 7-18 (a) に示す送信器にデジタル/アナログ変換器 (DAC) を用

いて、電気領域でナイキスト整形を行う方法である。IQ 変調器を二つの sinc 関数で駆動し、搬送波の信号同相成分、直交成分を変調することで、理想的に矩形スペクトルを有する光信号を生成することができ、そのチャンネル間隔は信号ボーレートと等しくできる。複数のチャンネルを WDM 信号へと多重する際には従来の光合波器が使用でき、図 7-18 (b) にある通り、受信側には従来の光コヒーレント受信器が使用される。この構成において受信器に特別な要求はないが、送信器には高いサンプリングレートと高い精度の DAC が必要である。

もう一つの実装方法は、図 7-19 (a) に示される波長選択スイッチなどの一般的な光フィルタを用いてスペクトル整形を行う方法である。その光フィルタは光多重機能の役割も果たし、フィルタ後のスペクトル幅は信号ボーレートと等しく、あるいはそれより狭くすることもできる。デジタル等化アルゴリズムで増強された高い周波数雑音成分はデジタル領域で実装される簡易な線形遅延加算フィルタで著しく抑圧することができる。一方で、生じた符号間干渉は、図 7-19 (b) で示されるデジタル信号処理(DSP)モジュール内で、最尤系列判定や最大事後確率判定といった簡易な複数シンボル受信技術で補償することができる。図 7-18 にある方式と比較した時の長所は、送信器に高分解能 DAC と特定の光フィルタ形状が不要である点と、依然としてコヒーレント受信器内の従来の DSP アルゴリズムと互換性があるという点である。

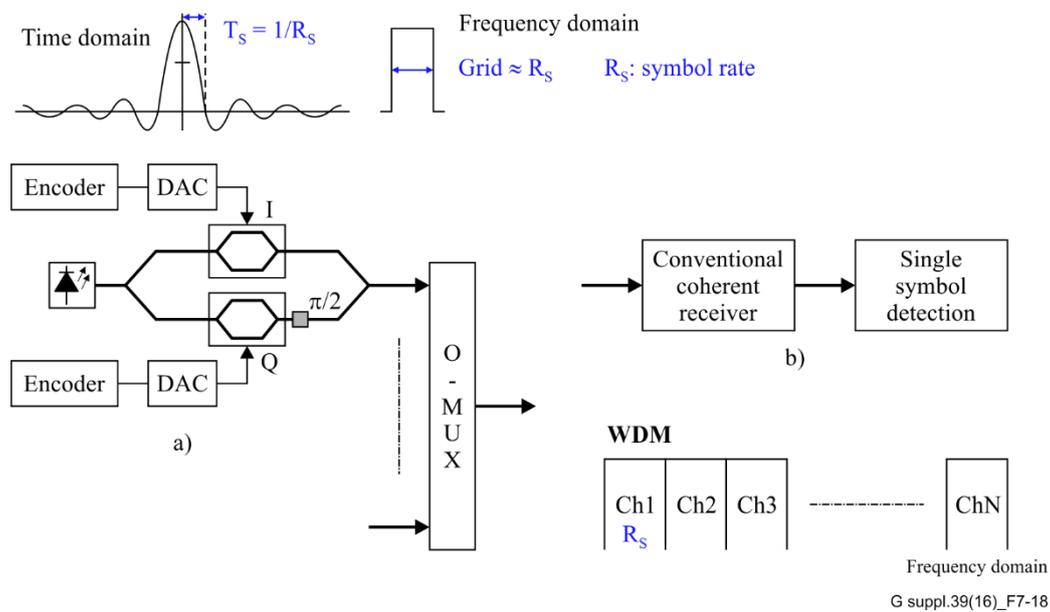


図 7-18 電気領域におけるナイキストWDM信号生成と受信

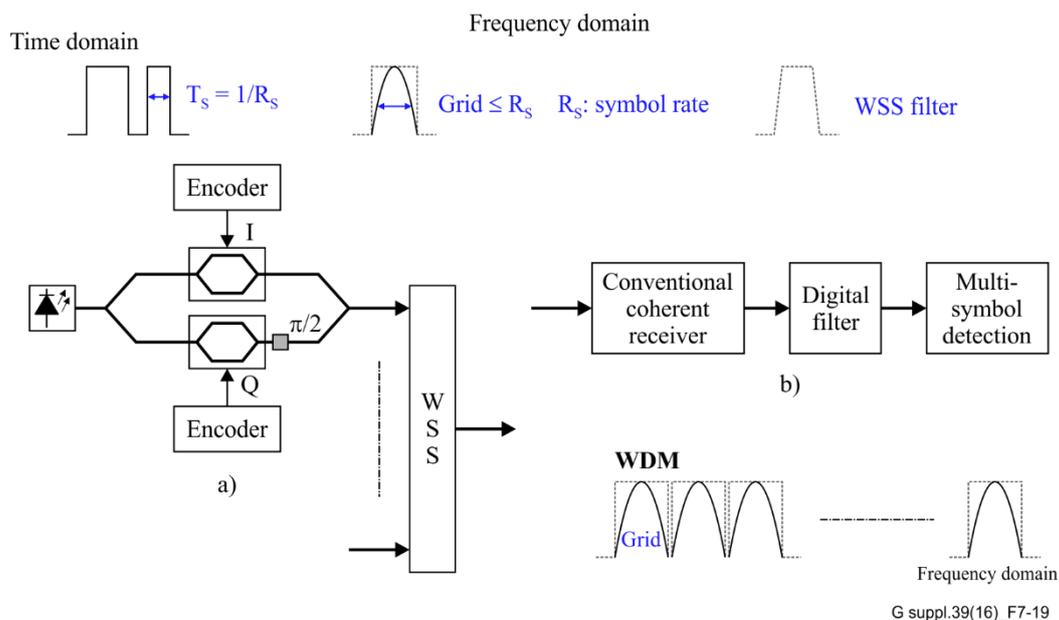


図 7-19 光領域におけるナイキストWDM信号生成と受信

7.9 偏波分割多重二相位相偏移変調 (PDM-BPSK) の生成方法

7.9.1 非ゼロ復帰符号偏波分割多重 二相位相偏移変調 (NRZ-PDM-BPSK)

NRZ-PDM-BPSK 変調フォーマットを生成するために、連続光レーザを分光し、最大損失となるバイアス電圧を与え、プッシュプルで駆動する二つのMZM(マッハツェンダ型変調器)で変調する。一方のMZMの出力には偏光状態を回転させる偏光回転子を用いてもう一方のMZMの出力と直交させ、偏波ビーム合成器によって偏波多重し、NRZ-PDM-BPSKを生成する。

検波のために、PBSを通した後に光ハイブリッドを用いて局部発振レーザと干渉させ、NRZ-PDM-BPSK信号を二つの異なる偏波状態のBPSK信号に分離する。それぞれの信号をバランス型受光器で受信し、デジタル信号処理を行う。これによりPMD、CD及び非線形効果に優れた耐性を実現する。

7.9.2 ゼロ復帰偏波多重二相位相偏移変調

DPSKやDQPSK方式でも記述したように、RZ-ラインコーディングを付加する。そのとき、RZ変調周波数はシンボルレートに関連する。例えばRZ-50%-PDM-BPSKであれば、RZ変調周波数はビットレートの1/2となり、RZ-50%-DPSKであればそれはビットレートに相当する。

7.10 直交振幅変調 (QAM) 生成方法

QAMは搬送波信号の振幅と位相の両方を用いて情報を伝送しており、位相が 90° 異なる同相成分と直交成分の二つで構成される。 2^m QAM信号は一つのタイムスロットでm bit伝送することができる(mは整数)[b-Sano2]。

光QAM信号の生成方法はいくつか存在する。一つ目の方法は図7-19に示すように、デジタル-アナログ変換器(DAC)を用いて電氣的な多値信号を生成する方法である。光搬送波の同相・直交成分は、二つの電氣的な多値信号で駆動するIQ変調器一つで変調される。この構成は簡易であり多種のQAMフォーマットを生成可能であるが、シンボルレートがDACの動作速度及び精度に制限される。図7-20では一例として16QAMのコンスタレーション図を示しているが、8QAMや32QAM等の他のQAMフォーマットも生成可能

である。

別の方法として光学的合成に基づく方法がある。この方法では並列に配置された複数の IQ 変調器が用いられ、各変調器は 2 値の電気信号により駆動する。図 7-21 は 16QAM 信号の生成方法を示しており、二つの QPSK 信号が 2:1 の振幅比で結合される。この方法は高速動作に適している。n 個の IQ 変調器を並列に用いることで 2^{2n} QAM 信号 (n は整数) が生成できるが、変調器の数が増えるほど構成も複雑となる。

さらに、直列に接続した複数の光変調器を用いる方法がある。この場合も各変調器は 2 値の電気信号で駆動する。16QAM 信号の生成方法を図 7-22 [b-Secondini] 及び図 7-23 [b-Lu] に示す。光学的合成に基づいた方法と同様に、各変調器に必要なのは単なる 2 値の駆動信号であり、DAC 精度による高速動作の制限は回避される。シリアル構成のため、並列なビットストリーム間の同期問題による損失は無い。さらにこの方法では、専用の付加ビットを必要とせず、再生信号の 90° 位相不確か問題を解決する差動符号化を簡易に行えることが示されている [b-Secondini]。

QAM 信号はコヒーレント受信器で受信される。コヒーレント受信器では、入力光信号が 90° ハイブリッド及びバランスドレシーバにより電気信号に変換される。信号を復調するためにアナログ-デジタル変換器 (ADC) とデジタルシグナルプロセッサが用いられる。受信側のデジタル信号処理により波長分散や PMD 等の劣化が補償される。

ビットレートを向上するため (またはシンボルレートを低減するため)、偏波多重技術を用いて偏波分割多重 QAM 信号を生成することもできる。また雑音及び非線形耐力を向上するため、QAM 信号に RZ パルスカービングを適用することもできる。

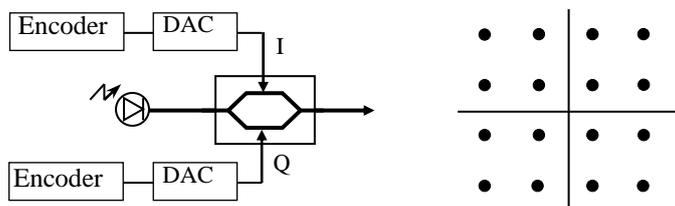


図 7-20 第一の 16QAM 信号生成方法 [b-Winzer2]

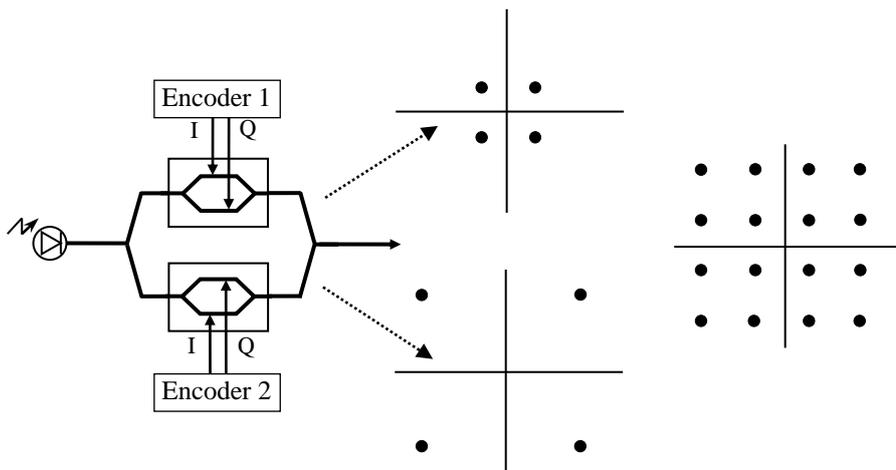


図 7-21 第二の 16QAM 信号生成方法 [b-Sano2]

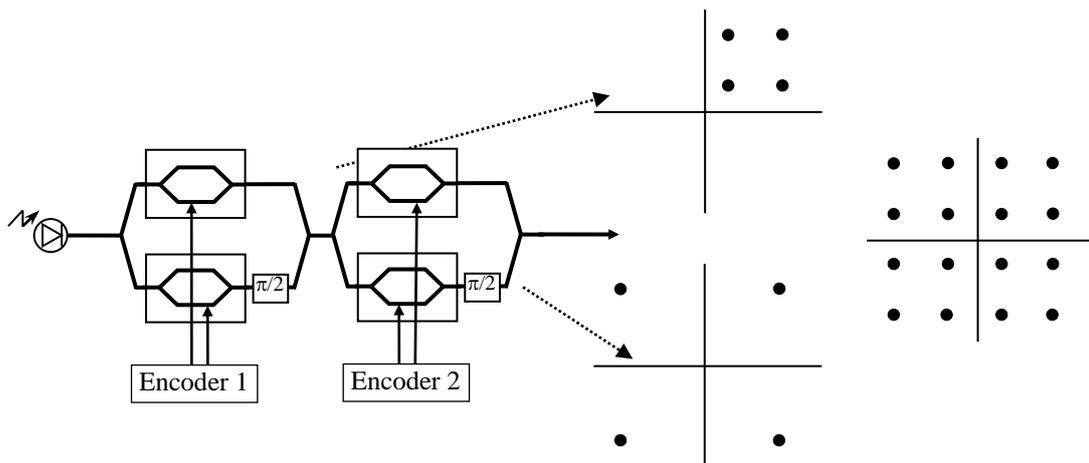


図 7-22 第三の 16QAM 信号生成方法 [b-Secondini]

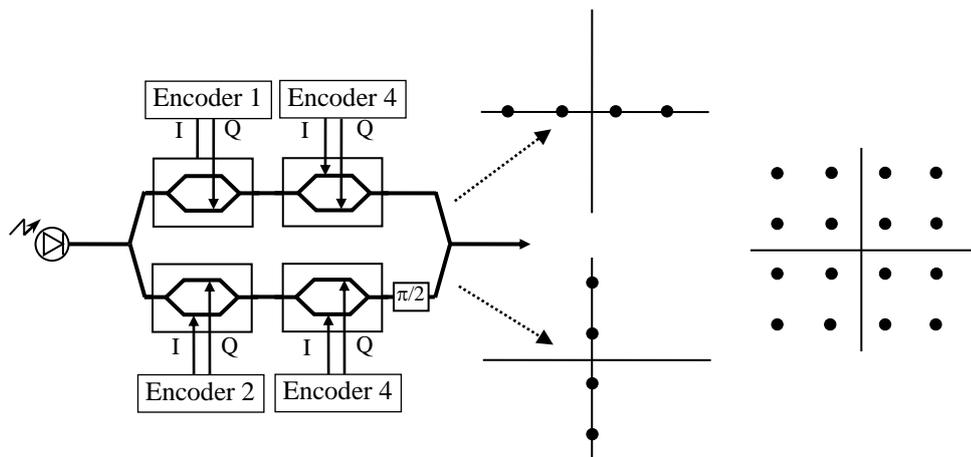


図7-23 第四の16QAM信号生成方法 [b-Lu]

7.11 システム劣化の検討

7.11.1 ファイバ特性に起因した劣化

7.11.1.1 波長分散 (CD) とパルス広がり

自由空間伝送やファイバ波長分散が非常に小さい場合には、33%デューティサイクルのRZ変調信号が、それより大きいデューティサイクルのRZ変調信号またはNRZ変調信号と比べ受信感度が良い [b-Pauer]。しかし論理上の '1' 同じ光位相を持つため、光ファイバ伝搬後には隣接パルスの重なりによりゴーストパルスが発生する [b-Böckl]。

CS-RZ変調信号では隣接パルスが逆位相を持つ。2つの隣接した論理上の '1' ビットの光電界が合わさり劣化するが、2つの論理上の '1' 間ではゴーストパルスは発生しない。またスペクトルが狭いため、CDによるパルス広がりとは従来のRZ変調信号より小さい。したがってCS-RZ変調信号は、残留波長分散が大きい光ファイバリンクに対して耐力が非常に大きい変調方式である。

図7-24a及び図7-24bは、累積波長分散が $D = 20 \text{ ps/nm}$ でビットレートが 40 Gbit/s の時のRZ変調信号のパルス波形を示す。波長分散ペナルティを評価するため、PMDとファイバ非線形の影響を無視する、すなわちCD劣化はPMD及びファイバ非線形劣化とは分離できると仮定することで、システムモデルを単純化している。このモデルにより、パルスがファイバを伝搬するに従って、図7-24aのRZ-33%では2つの隣接した '1' 間でゴーストパルスが発生するが、図7-24bのCS-RZではゴーストパルスが確認されないことがわかる。

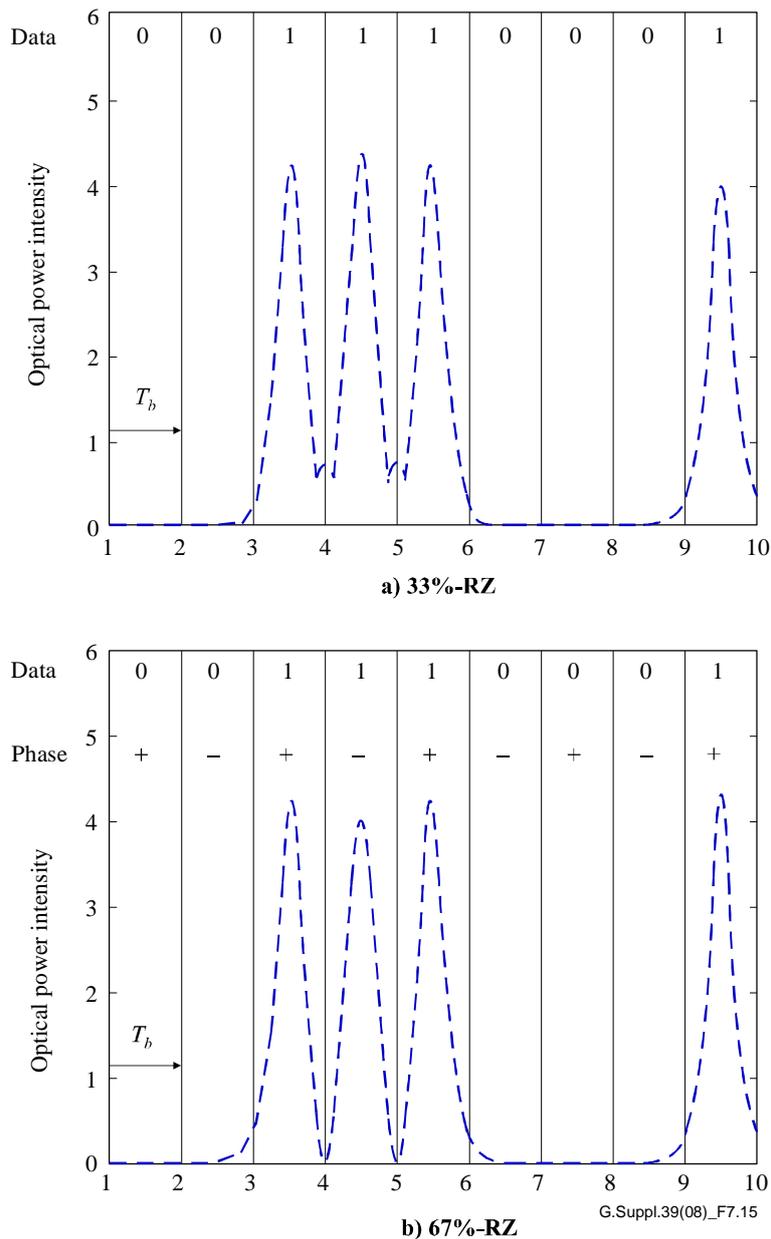


図 7-24 累積波長分散 20 ps/nm の時の 40-Gbit/s パルス波形

7.11.1.2 偏波モード分散 (PMD)

特に 40-Gbit/s の伝送システムでは、ファイバの偏波モード分散 (PMD) により波形歪みが発生して伝送品質が劣化する。したがって 40-Gbit/s アプリケーションでは PMD 耐力が重要なパラメータになる。一次 PMD は群遅延差 (DGD) である (DGD の明確な定義は [ITU-T G.671] に記載)。40-Gbit/s システムの DGD 耐力は受信機の電気帯域幅に大きく依存する。

図 7-25 はデューティーサイクルが 33% の RZ 変調に対して、図 7-26 はデューティーサイクルが 50% の RZ 変調に対して、それぞれ数値計算により得られた DGD によるパワーペナルティの等高線図を受信帯域と DGD の関数で示す。DGD 耐力は DGD 及び受信帯域幅の両方に依存すると分かる [b-PMD]。図に示されている従来の受信帯域幅の範囲では PMD 耐力にずれが生じる。例えば RZ-33% において、0.8 を中心とした非常に狭い範囲の受信帯域幅に対して許容可能な DGD は (1 dB ペナルティに対して) 最大 11.5 ps であるが、この DGD に対して従来の受信帯域幅の範囲では 1 dB 以上のペナルティは避けられない。

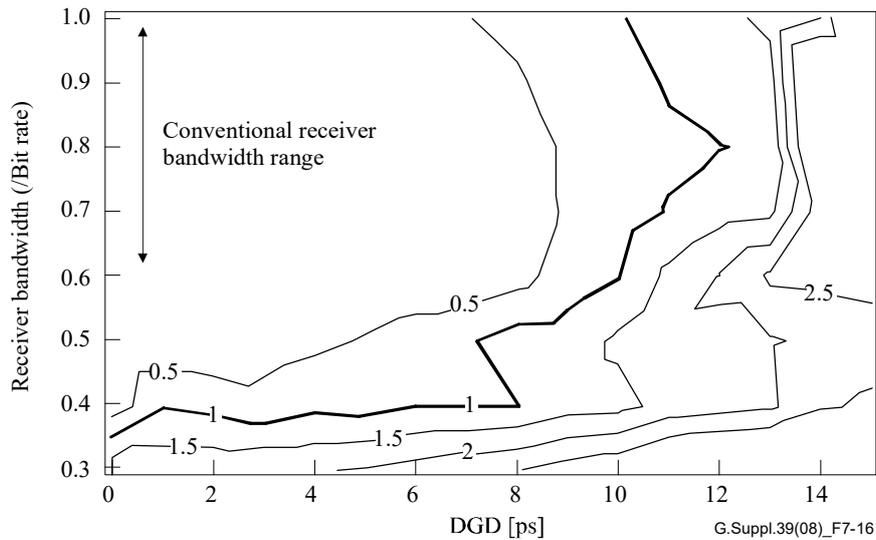


図 7-25 DGD 耐力の等高線図 (RZ-33%)

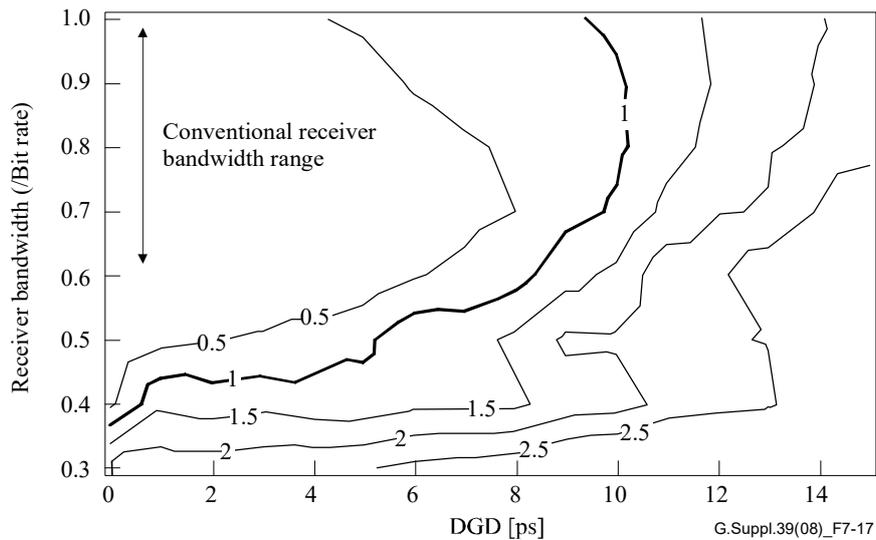


図 7-26 DGD 耐力の等高線図 (RZ-50%)

パワーペナルティは受信帯域幅との関連が強い。したがって、十分な DGD 耐力を持つ 40-Gbit/s の RZ 変調システムを設計するためには、受信帯域幅の慎重な検討が必要である。

40-Gbit/s 級のインターフェースに対して NRZ 及び RZ 変調の使用が提案されている。RZ 符号は 33% デューティサイクルを使用することが提案されている。この符号はその性質により、別の代替手段である 66% デューティサイクルの CS-RZ 符号よりもわずかに PMD 耐力が高い。提案された方式の DGD 耐力を検証するために以下のような測定が行われた。

この実験では一次 PMD を生成する PMD エミュレータを用いた。図 7-27 に DGD を横軸として OSNR ペナルティを示す。

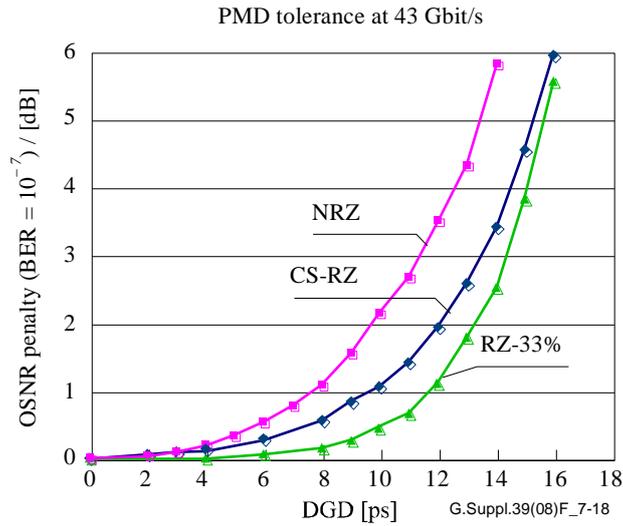


図 7-27 変調方式ごとの OSNR ペナルティ対 DGD

この実験では OSNR ペナルティが 1 dB となる DGD は、基準となる OSNR とは無関係である。より低い BER の OSNR においても DGD 量は不変である。受信機が CS-RZ 変調に対して最適化されていても、1 dB ペナルティに対して NRZ 変調では 7.5 ps、RZ-33%では 11.5 ps といった他の変調方式でも期待される DGD 耐力が達成可能でなければならない。しかし RZ 66% (MZ 変調器の他の駆動点) は、43 Gbit/s (G.709/Y.1331 rate) の時に最大 1 dB ペナルティに対して 11.5 ps を満足しないため RZ-33%を用いなければならないだろう。

変調方式 (NRZ, ODB, DPSK, RZ-DPSK, DQPSK, RZ-DQPSK, OPFDM-DQPSK) ごとの BER が 10^{-4} の時の OSNR ペナルティを、DGD を横軸として図 7-28 に示す。ビットレートは 43 Gbit/s であり、RZ 変調方式のデューティサイクルは 50 % である。光フィルタの 3 dB 帯域幅は 70 GHz であり、受信機の電気帯域幅は 0.7B (B はボーレート) である。

コヒーレント受信器の後に電気処理を行う場合は PMD が電氣的に補償され、達成可能な PMD 耐力が信号処理回路規模に応じて決まるため、DP-QPSK 変調方式の PMD 耐力はここには含んでいない。

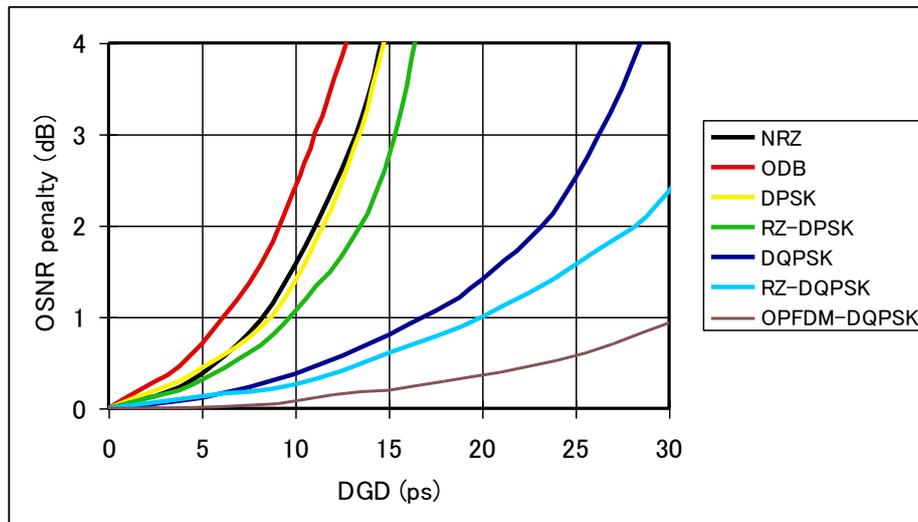


図 7-28 変調方式ごとの OSNR ペナルティ対 DGD

7.12 多次元変調フォーマット

DP-QPSK (7.6 章)、OPFDM-DQPSK (7.7.3.1 章)、PDM-BPSK (7.9 章)、および PDM-16QAM (7.1 章) にあるような偏波多重変調フォーマットは直交偏波ごとに独立の情報を変調する。これらの変調フォーマットでは、通常、データビットの変化に対して一つの偏波上でコンスタレーション点を変える。しかしながら、両方の偏波のコンスタレーション点を一括して変えることによってより高い雑音耐力を実現できる。これは実現可能なコンスタレーション点の組み合わせの数を減らすことにつながるが、実効的な雑音耐力は改善する。この章では、偏波スイッチ QPSK (Polarization-switched QPSK (PS-QPSK))、6 値偏波偏位 QPSK (6-polarization shift keying QPSK (6PolSK-QPSK))、3次元シンプレックス (3-dimensional simplex (3D-Simplex)) について解説する。他の多次元変調として、セットパーティショニング偏波多重多値 QAM 等があげられる。また、他に雑音耐力を向上した多次元変調フォーマットも存在し、それは複数のシンボルに対してコンスタレーションの組み合わせを選択した、多シンボル多次元変調フォーマットである。基準となる変調フォーマットにおいて、それぞれのシンボルが IQ 変調されている場合、N シンボルの組み合わせは、2N 次元変調フォーマットになる。有効なコンスタレーションの組み合わせは、最近接コンスタレーション点の 2N 次元上のユークリッド距離が、すべてのコンスタレーションの組み合わせを考えた場合の距離よりも大きくなるように選択される。多シンボル多次元変調フォーマットの例については、7.12.4 章で議論される。

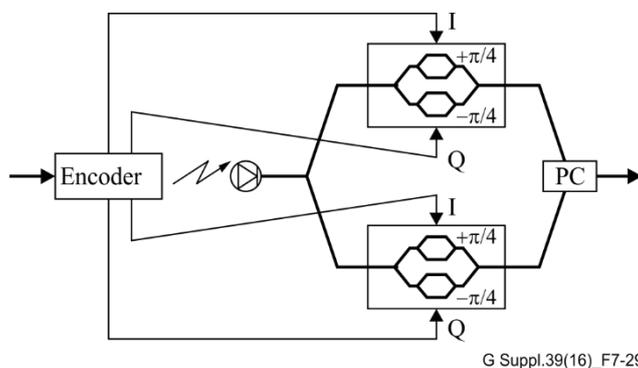


図 7-29 多次元変調フォーマットのための送信器構成図

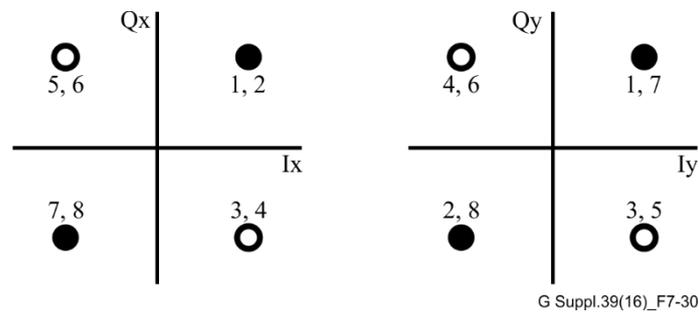
ここで紹介されるすべての多次元変調フォーマットは、図 7-29 に示される偏波多重 IQ 変調器を用いて生成される。それぞれの変調部への駆動信号は、データビットを符号器に入力し生成される。その信号は、コヒーレント受信器で受信され、送信情報を取り出すために処理される。4次元空間 $[I_x, Q_x, I_y, Q_y]$ で符号化される信号の情報ビットレートを R_b 、この空間で許容するコンスタレーション点数を N_c とすると、変調信号のシンボルレートは、 $R_s = R_b / \log_2(N_c)$ となる。コンスタレーション点数が N_c である多シンボル多次元変調フォーマットの場合、シンボルレートは、 $R_s = R_b \times N / \log_2(N_c)$ となる。

7.12.1 偏波スイッチ QPSK (PS-QPSK)

[b-Agrell] において導入された PS-QPSK のコンスタレーション点配置の組み合わせは、DP-QPSK の組み合わせの一部と捉えることができる。DP-QPSK の 16 ある信号点配置の組み合わせの内、8 点のみをデータ符号化に用いているため、1 シンボルあたり 3 ビットしか符号化することができない。この組み合わせを使うことにより、最小ユークリッド距離は $\sqrt{2}$ 倍になり、変調フォーマットの実効的な雑音耐力が向上する。一方で、1 シンボルあたりの情報ビット数の減少を補償するために、より高い信号ボーレートが必要になる。表 7-2 にコンスタレーション点配置の組み合わせを示す。これを x および y 偏波平面上に射影した結果が図 7-30 である。

表 7-2 PS-QPSKのコンスタレーション点配置の組み合わせ

Point number	Ix	Qx	Iy	Qy
1	1	1	1	1
2	1	1	-1	-1
3	1	-1	1	-1
4	1	-1	-1	1
5	-1	1	1	-1
6	-1	1	-1	1
7	-1	-1	1	1
8	-1	-1	-1	-1



G Suppl.39(16)_F7-30

図 7-30 x, y偏波上のPS-QPSKのコンスタレーション表示、図中の数字は表 7-2にあるpoint numberに対応

7.12.2 6 値偏波偏位 QPSK (6PolSK-QPSK)

6 値偏波偏位 QPSK 変調フォーマットでは、24 点のコンスタレーション点がデータを符号化するために使われており、1 シンボルあたり 4.58 ビットの情報ビットを送ることができる ($\log_2(24) = 4.58 \text{ bits/symbol}$)。従って 9 ビットを 2 シンボルに符号化することになる。コンスタレーション点配置の組み合わせを表 7-3 に示す。表 7-3 にある point number の 1 から 16 までの 16 点は DP-QPSK と一致しており、同じ平均電力と同じ最小ユークリッド距離を持つ 17 から 24 までの 8 点が追加されている。従って、雑音耐性は、DP-QPSK と同じであるが、送信可能な情報ビット数が増加しているため、信号ポーレートを低減できる。

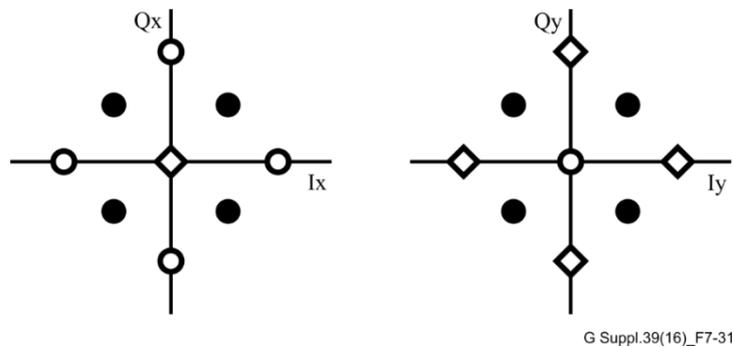
表 7-3 6PolSK-QPSKのコンスタレーション点配置の組み合わせ

Point number	Ix	Qx	Iy	Qy
1	1	1	1	1
2	1	1	1	-1
3	1	1	-1	1
4	1	1	-1	-1
5	1	-1	1	1
6	1	-1	1	-1
7	1	-1	-1	1
8	1	-1	-1	-1
9	-1	1	1	1

表 7-3 6PolSK-QPSKのコンスタレーション点配置の組み合わせ

Point number	Ix	Qx	Iy	Qy
10	-1	1	1	-1
11	-1	1	-1	1
12	-1	1	-1	-1
13	-1	-1	1	1
14	-1	-1	1	-1
15	-1	-1	-1	1
16	-1	-1	-1	-1
17	2	0	0	0
18	-2	0	0	0
19	0	2	0	0
20	0	-2	0	0
21	0	0	2	0
22	0	0	-2	0
23	0	0	0	2
24	0	0	0	-2

図 7-31 に、6PolSK-QPSK の x および y 偏波平面上のコンスタレーションを示す。黒点が DP-QPSK と同一の 1 から 16 の 16 点、白抜き丸および菱形はそれぞれ 17 から 20、および 21 から 24 の追加点である。



G Suppl.39(16)_F7-31

図 7-31 x, y偏波平面上の6PolSK-QPSKコンスタレーション表示

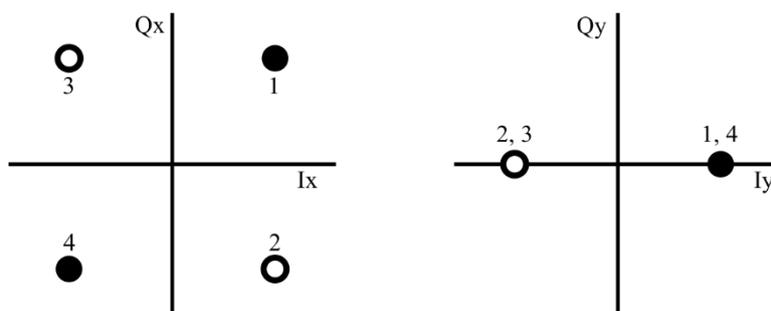
7.12.3 3次元シンプレックス (3D-Simplex)

3次元シンプレックスのコンスタレーションは、各偏波の I/Q 位相平面に対応する 4次元の内、3次元しか用いない [b-Dochhan]。4番目の次元はゼロに設定される。コンスタレーション点配置の組み合わせを表 7-4 に示す。PDM-BPSK と同じように 1シンボルあたり 2ビットが符号化されるが、雑音耐性は 1.76dB 改善する。

表 7-4 3次元シンプレックスのコンスタレーション点配置の組み合わせ

Point number	Ix	Qx	Iy	Qy
1	1	1	1	0
2	1	-1	-1	0
3	-1	1	-1	0
4	-1	-1	1	0

図 7-32 に、3次元シンプレックスの x および y 偏波平面上のコンスタレーションを示す。図中の数字は表 7-4 にある point number に対応している。



G Suppl.39(16)_F7-32

図 7-32 x, y 偏波平面上の3次元シンプレックスコンスタレーション表示。図中の数字は表 7-4にある point number に対応

7.12.4 多シンボル多次元変調フォーマット

多シンボル多次元変調フォーマットは、複数のシンボルをシングルパリティチェックビットでグループ化し、有効なコンスタレーション点を選択することによって実現される。例えば、二つの単一偏波の QPSK 信号を 4次元変調フォーマットへと結合することができる。8通りの I, Q 軸上のコンスタレーション点配置を表 7-5 に示す。この組み合わせは、表 7-2 にある PS-QPSK の二つ直交偏波軸上に割り与えられていた成分を、二つの連続するシンボルに置き換えたものに対応する。また、偏波多重信号においても、多シンボル多次元変調フォーマットを適用することができる。

表7-5 2シンボルQPSKのコンスタレーション点配置の組み合わせ

Point number	I(symbol1)	Q(symbol2)	I(symbol2)	Single-parity-check bit: Q(symbol2) = I(symbol1) ⊕ Q(symbol1) ⊕ I(symbol2)
1	1	1	1	1
2	1	1	-1	-1
3	1	-1	1	-1
4	1	-1	-1	1
5	-1	1	1	-1
6	-1	1	-1	1
7	-1	-1	1	1
8	-1	-1	-1	-1

同様に、2つの単一偏波 16QAM 信号のコンスタレーション点の組み合わせの内、128 ($16 \times 16/2$) 点を選択した 4 次元変調フォーマットも存在する。6 次元変調フォーマットでは 3 シンボル 16QAM のコンスタレーション点の組み合わせの内、2048 ($16 \times 16 \times 16/2$) 点が使われ、8 次元変調フォーマットでは、4 シンボル QPSK のコンスタレーション点の組み合わせの内、128 ($4 \times 4 \times 4 \times 4/2$) 点が使われる。2 シンボル単一偏波 16QAM の性能は 128-SP-QAM と同じである。これらすべての変調フォーマットでは実効的なコンスタレーション点のユークリッド距離を増加させるために、準パリティチェックビットが導入されており、結果として、使用可能なコンスタレーション点の組み合わせの内、半分しか使われていない。

8. 光ネットワークトポロジー

[ITU-T G.692] 及び [ITU-T G.959.1] では、ポイントツーポイントの伝送システムについて言及しており、より複雑な構成 (例えば、光 add/drop を含むもの) については今後の検討としている。本節では、ポイントツーポイント及び光 add/drop を含むトポロジーの双方について議論する。

8.1 トポロジー構成

信号伝送を行う光ネットワーク要素の特性によって、2種類のネットワークが区別されている。一つは、1R 中継のみ、もう一つは、2R 及び (もしくは) 3R 再生中継を行うインライン光ネットワーク要素を含むネットワークである。後者は、いくつか、もしくはすべてのインライン光ネットワーク要素が 1R 中継機能を同様に有する場合をも含む。

[ITU-T G.872] の付属資料部 A によると、1R 再生中継は、光増幅と分散補償から構成され、例えば、ビット処理を行わないアナログメカニズムは 1R 再生中継として扱われる。

異なるトポロジー種別は、ポイントツーポイント型、バス型、リングやメッシュ型ネットワークとして定義される。それぞれの種別は、一般的に紹介されており、このため、特別な実装スキームを推定したり排除したりするものではない。加えて、トポロジー種別の数は、本手法では最小化されていて、異なる実装スキームの多様性は 2, 3 の形態に集約されている。一般的な説明でないと、それぞれ個々の微小なトポロジー変更の図を多く必要とするためである。

最後に、一般的な表現は、分かりやすくするために限られた数の代表的な例として描写されている。

8.1.1 1R 中継ネットワーク

1R 中継ネットワークは、ポイントツーポイント、バス、リング及びメッシュ型ネットワークを含む。

8.1.1.1 ポイントツーポイント型

ポイントツーポイント伝送路の一般的な代表例を図 8-1 に示す。n 個の WDM チャンネルの光は、多チャンネル伝送装置 (M-Tx) の 1 つの出力光ファイバにて伝搬する。

この光信号は、多チャンネル受信装置に入るまで、ファイバ区間と 1R 再生中継を交互に有する伝送区間を伝搬する。

二重線で描かれた図 8-1 の四角と三角は、詳細なトポロジーや二重線で描かれた四角の実装の観点において、様々な実現方法の可能性を示唆している。

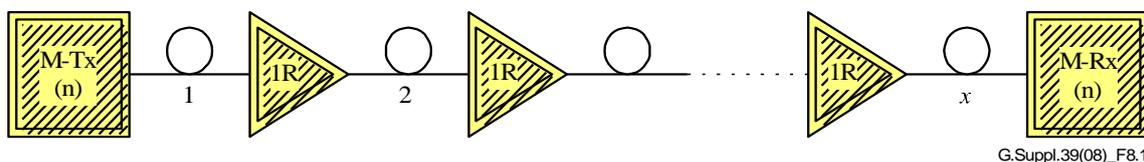
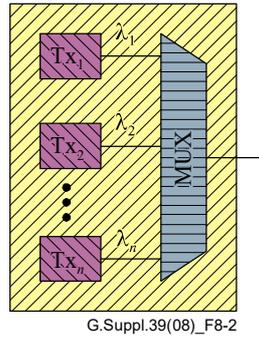


図 8-1 - 1R 中継を用いたポイントツーポイント伝送路の代表例

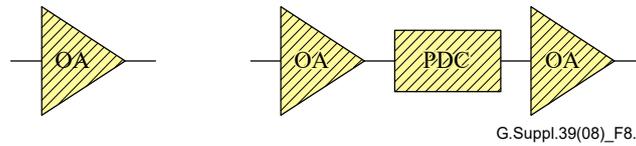
図 8-2 は、中心波長 λ_1 、 λ_2 、 \dots 、 λ_n において、n 個の WDM チャンネルを多チャンネル伝送装置する代表的な実装例を示している。1R 中継の例は、光増幅器 (左側) と集積パッシブ分散補償中継器 (PDC) とともに図 8-3 に紹介されている。PDC を用いたが可能な多くの他の 1R 中継実装スキームが取りうることに注意されたい。

1 つの例として、ポイントツーポイントの WDM 光伝送路を図 8-4 に示す。



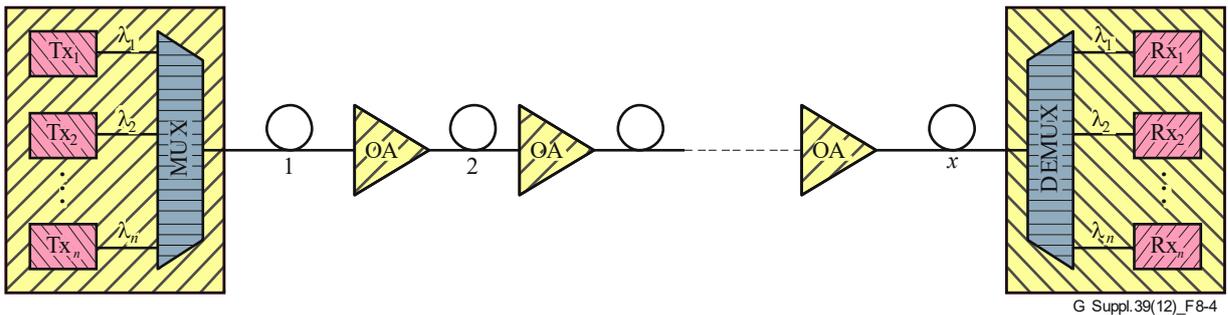
G.Suppl.39(08)_F8-2

図 8-2 - 多チャネル伝送装置の実現例方法



G.Suppl.39(08)_F8.3

図 8-3 - 1R 再生中継の実装例



G Suppl.39(12)_F8-4

図8-4 - WDMポイントツーポイント型伝送路の例

8.1.1.2 バス型

バス型構成の一般的な代表例が図 8-5 に示されている。M-Tx より初めの光ネットワーク要素 (ONE) である ONE₁ に n 個の WDM チャンネルが入射される。WDM チャンネルのサブセット (n₁) は、ONE₁ において分岐挿入され、n₁ チャンネルセット向けの受信・伝送装置 (R_x(n₁) や T_x(n₁) として表記されている) に検出される。同様に、ONE₂ から ONE_k まで続く。ここで k は ONE の全数である。Drop および Add チャンネルの数は、以下の範囲になる。

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

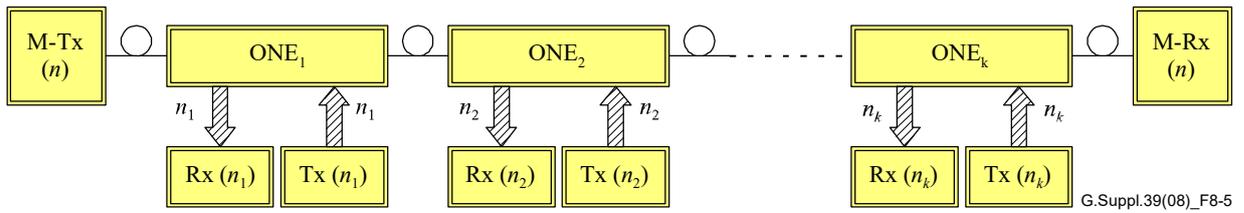


図 8-5 - バス型構成の一般的な代表例

$n_j = n$ の時、全ての WDM チャンネルは分岐または挿入される。 $n_j = 0$ のままであれば、いずれのチャンネルも分岐または挿入されない。 ONE_j が、1R 中継の場合がこれに該当する。このため、光増幅と光分岐挿入装置 (OADMs) の組み合わせを含む複合型トポロジは、この一般的説明手法により同様に扱われる。それぞれの光ネットワーク要素 ONE_j ($j = 1 \dots k$) から分岐するハッチングされた矢印には、 n_j 本の光ファイバが用いられる。

バス型構成のいくつかの実装例を以下に示す。図 8-6 は、2つの OADM と個々の分岐ポートにおいて光分岐挿入された WDM チャンネル用の光ファイバを示している。図 8-7 は、直列に配置された光増幅器と n 個の WDM チャンネルを分岐挿入する OADM を組み合わせたバス型構成の例を示している。図 8-6 と異なり、(n 個の WDM チャンネル全ての光を伝搬する) 光ファイバが 1 本だけこの OADM に対する分岐ポートにおいて用いられている。

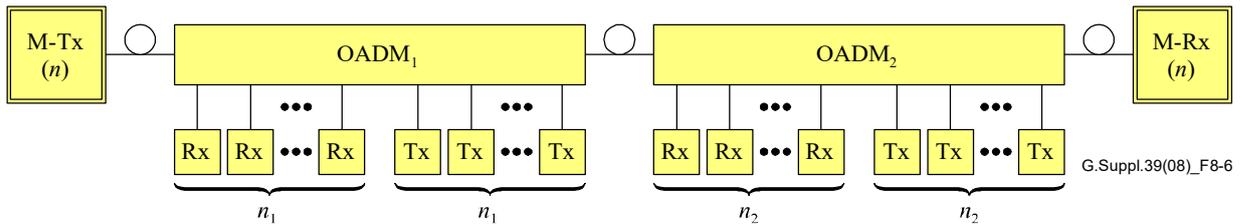


図8-6 - 2つのOADMと分岐挿入 / 合分波されるWDMチャンネル用の光ファイバを有するバス型構成の例

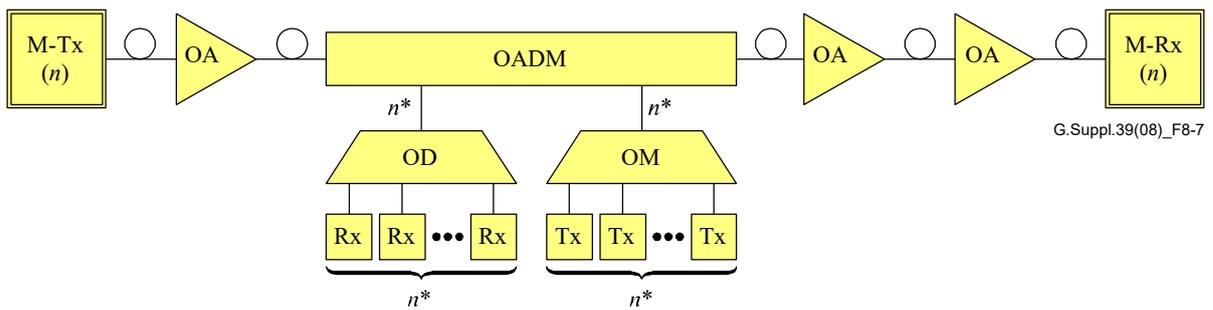


図 8-7 - 光増幅器と1つのOADMを用いたバス型構成の例

9. 最悪値システム設計

最悪値システム設計について、クライアントネットワーク (PDH, SDH, OTN) の光システムは、寿命末期において最大値および最小値を用いた光学的・電氣的システムパラメータによって規定される。

([ITU-T G.955], [ITU-T G.957], [ITU-T G.691], [ITU-T G.692] と [ITU-T G.959.1])

9.1 パワーバジェット

1 チャンネル ([ITU-T G.957] および [ITU-T G.691] 記載の TDM) や多チャンネル ([ITU-T G.959.1] 記載の

WDM) 光システムのパワーバジェットは、最悪値手法で以下の光パラメータを持って与えられる。

- ・ 最大平均 (チャンネル) 出力パワー;
- ・ 最小平均 (チャンネル) 出力パワー;
- ・ 最大平均全出力パワー (多チャンネル);
- ・ 最大損失;
- ・ 最小損失;
- ・ 最大波長分散;
- ・ 最小波長分散;
- ・ 最大群遅延差 (DGD);
- ・ 最大平均 (チャンネル) 入力パワー;
- ・ 最大平均全入力パワー (多チャンネル);
- ・ 最小受信感度 (あるいは、最小等価感度);
- ・ 最大光パスペナルティ。

光パスが1つあるいはそれ以上の光増幅器 (例えば、[ITU-T G.698.2]) を含む時、システムバジェットは上記の一覧の最後の2つの代わりに以下の光パラメータを用いる。

- ・ 最小受信 OSNR 耐性;
- ・ 最大光パス OSNR ペナルティ。

9.1.1 最小受信感度

受信感度は、10-12 の BER を実現するための MPI-R における平均受信光パワーの最小許容値で定義される。伝送装置の消光比の最悪値、MPI-S における光反射減衰量、受信コネクタ劣化、測定誤差や経年劣化が最悪状態を構成する。

光ファイバの損失による伝送距離が制限されうる光システムは ([ITU-TG.661], [ITU-T G.662] や [ITU-T G.663] に記載される) 光増幅器 (ブースタ増幅器、伝送路増幅器または前置増幅器) を用いて運用することができる。

9.1.2 最大光パスペナルティ

光パスに関係するパワーペナルティ (例えば、光ファイバの波長分散や偏波モード分散、ジッタや反射等) は最大光パスペナルティに含まれ、最小受信感度には含まれない。しかしながら、受信における最小平均光パワーは、最小受信感度と光パスペナルティの差分よりも大きくなければならないことに注意されたい。

光ファイバの波長分散による伝送距離が制限されうる光システムは、9.2.1 節で述べているように、光ファイバ長の制限を打破するために、何らかの分散調整 (DA) プロセス [ITU-T G.691] が必要となる。

9.1.3 最小受信 OSNR 耐性

この値は、OSNR が制限される (伝送路増幅) システムにおいて、あるパワーレベルの受信端において 10^{-12} の BER を実現するために必要な最小の光信号対雑音比を定義する。伝送装置の消光比の最悪値、MPI-S における光反射減衰量、受信コネクタ劣化、測定誤差や経年劣化が最悪状態を構成する。受信 OSNR 耐性は、波長分散、非線形効果、光パスからの反射、PMD や偏波依存損失 (PDL)、光クロストーク等の存在下で満足する必要は無く、これらは最大光パス OSNR ペナルティにおいて分けて規定される。

9.1.4 最大光パス OSNR ペナルティ

光パスに関係する OSNR ペナルティ (例えば非線形効果、光パスからの反射、PMD、PDL や光クロストーク

ク) は、最大光パス OSNR ペナルティに含まれ、最小受信 OSNR 耐性には含まれない。しかしながら、受信時の最小平均 OSNR は最小 OSNR 耐性と光パス OSNR ペナルティの差よりも大きくなければならないことに注意されたい。

9.2 波長分散

9.2.1 波長分散 – 解析手法

単一モードファイバにおける波長分散は材料分散と導波路分散に分けることができ、デジタル信号のパルス広がりやひずみを生じさせる。送信器において、パルス広がり・歪みを発生させる要因は以下の2つである。

一つは、光源が異なる波長を有する広がりを持つ光スペクトルをもつことである。異なる波長の光はファイバ中で異なる位相速度・群速度を有していることから、出力光の時間波形は歪む(詳細は ITU-T G.957 参照のこと)。

もう一つの要因は、光源の変調であり、以下の2つの効果を持つ。

一つは、信号が変調によってスペクトル幅を持つことである。伝送速度が増加すると、スペクトル幅も増加し、光源の線幅と同等もしくは超えることがある(線幅が0の光源である時のスペクトル幅の導出方法については G.663 を参照のこと)。

もう一つの効果はチャープであり、これは信号の波長が時間によって変化することである。慣例により、正のチャープはパルスの立ち上がり / 立ち下りにおいて波長が短く / 長くなることとしている。ファイバが正の分散係数を有しているなら、長波長側の光は短波長側の光より遅いので、チャープと分散の積の符号が正であればパルス広がりを生じさせる。一方で、符号が負であれば、伝搬に伴ってパルスは一旦圧縮され、特定の距離において最小値となった後は、距離の増加に従って広がっていく。

9.2.1.1 波長分散による伝送速度制限

本節では、光源のチャープやサイドモードが光源の線幅及び変調によるスペクトル広がりと比較して無視できる場合の [ITU-T G.957] に記載のイプシロンモデルを一般化して議論する。ただし、実際の多くの状況においてはチャープが支配的である場合があり、本節で述べる理論的な波長分散制限が実際に観測される制限より高いまたは低い場合がある。

理論は付録 I で述べられている。光源及び変調スペクトルのガウス波形の二乗平均平方根幅は一般的な波形に適用可能であると仮定しており、2次の波長分散は1次の波長分散より小さいとしている。[ITU-T G.957] に記載されているとおり、シンボル周期で規格化したパルス広がり最大許容値はイプシロン値 (ϵ 値) と呼ばれ、パワーペナルティの許容値から下記のとおり決定される。

・ 分散公式

下記の数式は節 I.7 に記載の一般的な式に具体的な数字を代入したものである。デューティーサイクルを f とし、RZ 信号では $f < 1$ 、NRZ 信号では $f = 1$ とする。ビットレートを Gbit/s の単位 B 、ファイバ長を km 単位で L 、分散係数を ps/km·nm の単位で D 、光源の平均波長を μm (nm ではないことに注意) 単位で λ とすると、許容される最大分散量は ps/nm を単位として

$$DL = \frac{1819.650\epsilon}{\lambda^2 B \left[\left(\frac{1932B}{f} \right)^2 + \Gamma_v^2 \right]^{0.5}} \quad (9-1)$$

となる。ここで、GHz 単位で示される Γ_v は光源の周波数スペクトルの- 20 dB 幅であり、波長スペクトルの - 20 dB 幅である Γ_λ とは以下の関係を満たす。

$$\Gamma_\lambda \approx \frac{\lambda^2}{299.792} \Gamma_v \quad (9-2)$$

式 (9-1) によると、光信号のスペクトルの“実効的な” 20 dB幅は $\left[\left(\frac{1.932B}{f} \right)^2 + \Gamma_v^2 \right]^{0.5}$ であり、光源と

変調信号の周波数スペクトルによって決まることがわかる。

光源の線幅が広く伝送速度が遅い場合を考えると、式 (9-1) 及び (9-2) から

$$DLB \lambda^2 \Gamma_v \approx 1819.650 \varepsilon \quad \text{or} \quad DLB \Gamma_\lambda \approx 6.0697 \varepsilon \quad (9-3)$$

を得る。

上記の近似は $\Gamma_v > \frac{14B}{f}$ であれば誤差は1%以内に収まる。式 (9-3) は、[ITU-T G.957] におい

($BER = 10^{-10}$ において1 dBのパワーペナルティを前提に) 目標とする伝送距離を実現するための光源の要求条件を導出するために使われていた。

一方で、光源の線幅が狭く、伝送速度が速い場合は、

$$DLB^2 \lambda^2 \approx 941.826 \varepsilon f \quad (9-4)$$

となる。

上記の近似は $\Gamma_v > \frac{B}{4f}$ であれば誤差は1%以内に収まり、そのような条件を満たす光源を狭線幅光源と定義

する。NRZ信号において1 dBパワーペナルティとなる場合、式 (9-4) は

$$DLB^2 \lambda^2 \approx 282.548 \quad (9-5)$$

となる。

[ITU-T G.663] に記載の結果は 1550nm における式 (9-5) の結果と近い。

注釈—上記または下記の代入値は近似を含んでおり、数式や計算結果が記載の精度を担保するわけではない。

・ 相対パルス広がりとパワーペナルティの関係

[ITU-T G.957] において、NRZ パルス及び SLM レーザでのタイムスロット対する相対パルス広がりとパワーペナルティ PISI (dB 単位) との関係は、

$$P_{ISI} = 5 \log_{10} (1 + 2\pi\varepsilon^2) \quad \text{or} \quad \varepsilon = \left(\frac{10^{\frac{P_{ISI}}{5}} - 1}{2\pi} \right)^{0.5} \quad (9-6)$$

となる [b-Agrawal2]。

[ITU-T G.957] で参照している 10^{-10} のレベルでは、上記の式は BER に無依存である。実際には、BER を 10^{-12} としようとするとなぜかペナルティが増加するので、特定のパワーペナルティレベルでは数パーセント ϵ が減少する。

表 9-1 は、典型的なパワーペナルティ値に対する ϵ 値を示しており、1½ -2% の繰り下げ処理を行っている。

表 9-1 – パワーペナルティ値に対する ϵ 値

パワーペナルティ [dB]	イプシロン値
0.5	0.203 \approx 0.2
1	0.305 \approx 0.3
2	0.491 \approx 0.48

MLM レーザを用いた場合、モード分配雑音 (MPN) によるパワーペナルティは [b-Agrawal2]

$$P_{MPN} = 2 \left(-5 \log_{10} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[kQ \left(1 - e^{-\pi^2 \epsilon^2} \right) \right]^2 \right\} \right) \quad (9-7)$$

となる。

ここで、k は MPN 値、Q 値は特定の BER における実効的な信号対雑音比であり、 10^{-12} の BER は $Q \approx 7.03$ に相当する。結果、総パワーペナルティは P_{ISI} と P_{MPN} の和となる。

式 (9-7) では、[b-Agrawal2] に記載の式と比較すると 2 乗の部分が異なっており、これは [b-Agrawal2] の式においてはモード分配雑音の効果が 2 倍で計算されているからである。

[ITU-T G.957] に記載の MLM レーザに関連して ϵ を決定する際は、 $Q = 6.36$ (BER としては 10^{-10} に相当) において 1 dB の総パワーペナルティを許容し、MPN 値では $k = 0.7$ となる。[ITU-T G.957] において示される ϵ の最大値 0.115 は、式 (9-7) から求まる値よりわずかに小さく、実用上の判断からより安全な値が採用された結果である。

BER を 10^{-12} とすると、式 (9-7) において $Q = 7.03$ 及び $k = 0.76$ として $\epsilon = 0.109$ とする。

以下の例では MPN が零である SLM レーザのみを前提とする。

例

ここでは、STM の伝送速度を [ITU-T G.707] の通りに、NRZ 10 Gbit/s (9.95328 Gbit/s) または NRZ 40 Gbit/s (39.81312 Gbit/s) とする。表 9-1 より、パワーペナルティが 1 または 2 dB となるようそれぞれ $\epsilon = 0.3$ または 0.48 とする。

例 1：線幅が 0 である (チャープ及びサイドモードは無視できる) 光源において、非チャープ NRZ 信号におけるパワーペナルティ 1 dB となる最大許容分散量を算出する。波長 1550nm では、式 (9-1) より図 9-1 を得る (式 (9-2) より、100GHz の周波数広がりには 1550nm において 0.8 nm に相当する)。これらはファイバの種類に依存せず、波長分散に関する要求条件を示している。

光源のスペクトル幅が大きくなった場合、許容最大分散量は減少するが、伝送速度が速い場合は変調スペクトル幅が光信号のスペクトル幅に占める割合が大きくなるため、許容最大分散量への影響は小さくなる。分散によって制限される最大伝送可能距離は、得られた許容最大分散値をファイバの分散係数で割ることで求めることができる。例えば、 $D(1550) = 17 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$ である ITU T G.652 ファイバでは、図 9-1 で示される

縦軸の値を 17 で割ることで、伝送可能距離として同じようなカーブを得ることができる。

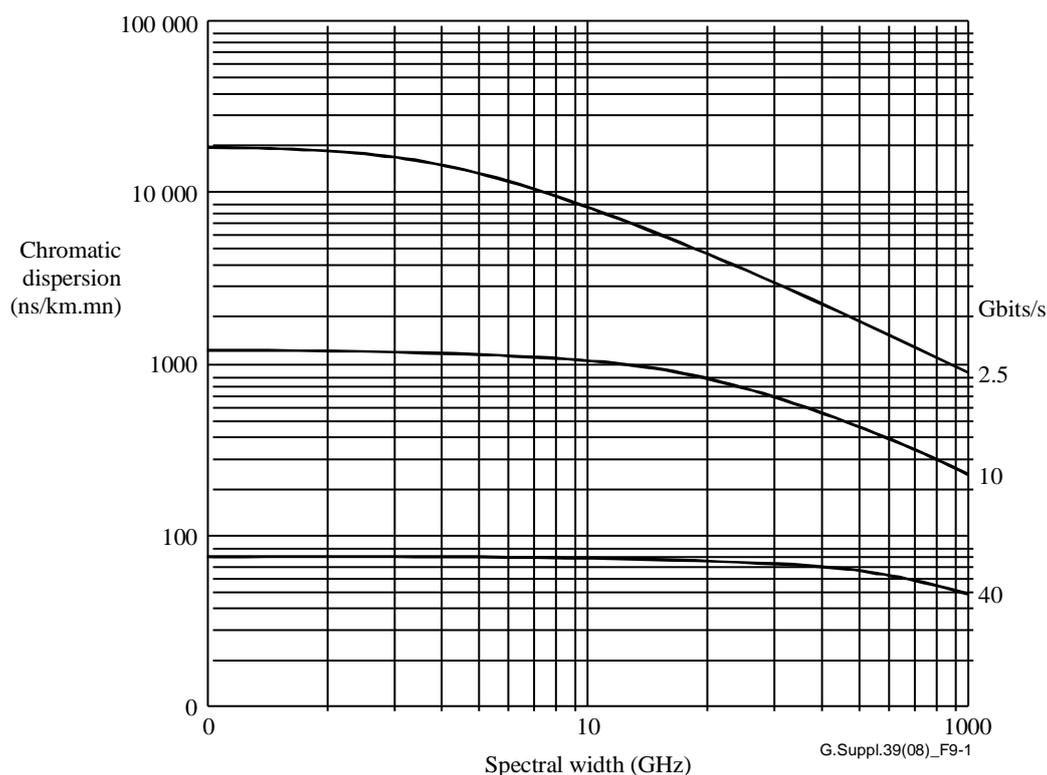


図 9-1 非チャープ NRZ 信号におけるパワーペナルティ 1 dB とした時の最大許容分散値と光源の線幅 (1550nm) の関係

例 2 : 例 1 において伝送速度が速く狭線幅光源を用いた場合には、1 または 2 dB のパワーペナルティとなる許容分散値は式 (9-4) により算出され、

$$DL \approx \frac{117.606 \text{ or } 188.169}{B^2} \quad (9-8)$$

となる。

表 9-2 に伝送速度と許容分散値の関係を示す。1 dB パワーペナルティにおける値は、図 9-1 の曲線の縦軸の切片に対応する。

表9-2 狭線幅光源を用いた非チャープNRZ信号 (1550nm) における伝送速度と最大許容分散値の関係

Unchirped NRZ bit rate [Gbit/s]	Maximum chromatic dispersion [ps/nm]	
	1 dB penalty	2 dB penalty
2.5	18 820	30 110
10	1 175	1 880
40	73.5	118

例 3 : 狭線幅光源を用い、C 帯上限である波長 1565nm でのパワーペナルティ 1 dB を想定した場合、式 (9-5) より分散によって制限される伝送可能距離は

$$L = \frac{115.362}{B^2 D} \quad (9-9)$$

となる。

表 9-3 にいくつかの例を示す。

**表9-3 狭線幅光源を用いた非チャープNRZ信号におけるパワーペナルティが1 dBとなる最大伝送可能距離
(伝送路として3種のファイバを想定)**

Fibre type		ITU-T G.652	ITU-T G.653	ITU-T G.655
Dispersion coefficient at 1565 nm in ps/(nm·km)		19	3.5	10
Dispersion-limited length in km	NRZ 10 Gbit/s	61	333	116
	NRZ 40 Gbit/s	3.8	20.8	7.3

なお、システムのアプリケーションコードでは、オフィス内 (I : 25km 以下)、短距離 (S : 40km 以下)、長距離 (L : 80km 以下)、超長距離 (V : 120km 以下) がある。1565nm では例えば表 9-3 で

- ・ ITU T G.653 ファイバを用いた NRZ 10 Gbit/s の I, S, L 及び V、または ITU T G.655 ファイバを用いた I, S 及び L アプリケーションでは通常、波長分散調整は不要である。
- ・ ITU T G.652 ファイバを用いた NRZ 10 Gbit/s の L 及び V アプリケーションでは波長分散調整が必要である。
- ・ NRZ 40 Gbit/s システムではすべてのファイバ種において I, S, L 及び V アプリケーションで波長分散調整が必要である。例えば、ITU T G.652 ファイバを用いた NRZ 40 Gbit/s システムでは波長分散によって伝送可能距離は数 km に制限される。

[ITU-T G.691] または下記の 9.2.1.2 または 9.2.1.3 節に記載の能動的・受動的分散調整法を適用することで、波長分散による距離制限を超えた伝送が可能となる。

例 4 : 最後の例として、40 Gbit/s のいくつかの信号フォーマットを想定した最大許容分散量 (式 (9-4) を利用) を表 9-4 に示す。

表9-4 狭線幅光源を用いた非チャープ40Gbit/s信号 (1550nm) における信号フォーマットとパワーペナルティが2 dBとなる最大許容分散値の関係

Format (unchirped)	Maximum chromatic dispersion [ps/nm]
NRZ	118
RZ(2/3)	78
RZ(1/2)	59
RZ(1/3)	39
注釈 RZ (2/3) は従来のRZ変調でありキャリア抑圧RZフォーマットではない	

9.2.1.2 波長分散によるペナルティ

[ITU-T G.959.1] では、低分散システムにおける 1 dB または高分散システムにおける 2 dB のパスペナルティは許容されると記載されている。パスペナルティはシステムのペナルティが大きくなることを避けるため

に距離に比例して設定されない。

[ITU-T G.698.2] では、分散のみによる OSNR ペナルティを示すために、“送信器における分散による最大 OSNR ペナルティ”として 2 dB を定義している。

将来的には、送信器においてプリディストーション (プリチャープなど) による分散調整法が導入される可能性があり、この場合、パスペナルティは分散調整部を含む区間で定義する必要がある。しかしながら、分散調整部は送信器の内側に含まれており、分離できない場合がある。このような場合のパスペナルティの定義については今後の検討となる。

9.2.1.3 波長分散調整

下記の能動的な波長分散調整法は [ITU-T G.691] にて述べられている。

- ・ パルスを圧縮し伝送距離を拡大するための送信器でのプリチャープ付与。
- ・ ITU T G.652 ファイバでの非線形カー効果を利用した自己位相変調(SPM)によるパルス圧縮 (ただし、非線形効果を得るために一定以上の入力パワーが必要)。
- ・ DST (Dispersion-supported transmission) 方式では、FSK / ASK (もしくは FSK) 変調信号を用いて伝送し、波長分散により周波数変調を強度変調に変換することで受信端で ASK 信号を得るものである。FSK 変調は、光ファイバの波長分散と組み合わせることでハイパスフィルタの効果をj受ける。受信端での電気信号処理においてローパスフィルタ (DST フィルタ) 処理を行うことで、信号ひずみを等化することができる。

上記全ての分散調整法は (光のみならず電気領域の等化を含めて) E / O 送信器または O / E 受信器に追加する機能であるから、チャンネル分散調整法 (DAc) として [ITU T G.798] に記載されている。

受動的分散調整法は [ITU-T G.691] において定義されており、長距離またはマルチスパン高ビットレート伝送システムで使われている。受動的分散補償器 (PDC, G.671) としては、分散補償ファイバ (DCF) またはファイバグレーティングがある。これらは伝送路増幅器内に限らず、ブースタ増幅器が備わる送信器または前置増幅器を備える受信器に用いることができる。PDC モジュールの過剰損失を補償するために、伝送路増幅器を 2 段階構成とし、OSNR 劣化を抑えるために PDC は 2 つの伝送路増幅器の間に設置される。このような増幅器と組み合わせさせた補助増幅器分散調整法 (DAa) については [ITU-T G.798] に記載されている。

その他の能動的分散調整法としては、受信器においてコヒーレント受信器を用い、電気の DSP 処理を用いた波長分散補償がある。

多波長システムにおいては、PDC は特定の波長の分散を完全に補償することができるが、その他の波長においては補償できるとは限らない。信号の残留分散量差は分散補償器と分散スロープ補償器を共に用いることで最小化することができる。ファイバにおける波長分散は時間や温度で変化するため、高速伝送システムでは PDC により部分的に分散補償し、残りを動的な補償で対応する必要がある場合がある。

9.2.2 波長分散 – コンピュータによるアプローチ

9.2.2.1 イントロダクション

以下に示すように、残留分散に対するシステム耐性は評価されており、ゼロ復帰 (RZ) 伝送フォーマットを扱うシングルチャンネル (SC) とマルチチャンネル (MC) システムは用意されている。

SC 40Gbit/s 伝送の場合は、平均入力パワーに応じた残留分散の最大値が示されている。MC 伝送 (G.959.1 アプリケーションの波長範囲内) の場合は、光ファイバの分散スロープの影響とその補償が考慮されている。

9.2.2.2 システムの仮定と計算ツール

以下の結果はこれらの仮定に基づいている。

- ・ 長間隔 (例、100km) でアンプを配置した典型的な陸上伝送 (500-1000 km) 用の $N \times 40$ Gbit/s システム。
 - ・ ガウシアンパルスの RZ 伝送フォーマット ($T_{FWHM} = 5$ ps)。分散の影響を分析することが目的である為、ある理想的な伝送装置を考えている。
 - ・ アンプ配置と同じ間隔での間欠的な分散補償。いくつかの分散補償方法 (後置補償、前置補償、プリチャープを使った後置補償) が文献 [b-Zitelli] に提案されている。ここでは後置補償を扱う。
 - ・ 帯域 160GHz の光フィルタ、理想的なフォトダイオード、電気フィルタ (帯域 32GHz の 4 次のベッセル-トムソンフィルタ) からなる理想的な受信器。
 - ・ 32 ビットの疑似乱数ビット列の伝搬。MC システムでは別チャンネルのビット列との相関はない。
- 単純なシステム構成を図 9-2 に示す。

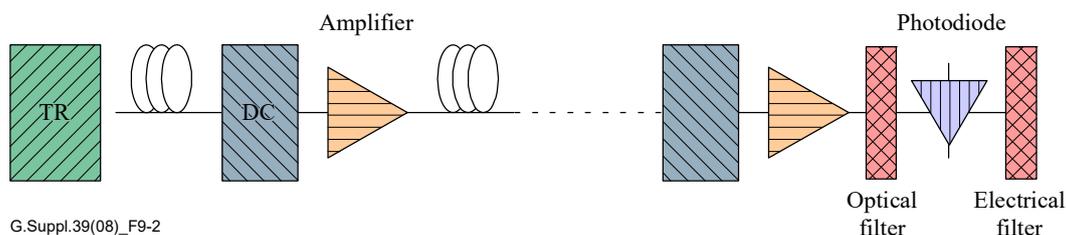


図 9-2 - 間欠的な後置分散補償のシステム構成

シミュレーションでは、スプリットステップフーリエ法、あるいはビーム伝搬法 (BPM) と呼ばれる方法が実施されている。BPM の詳細については [b-Agrawal] と [b-Iannone] にとても短い説明があるため、これを参照のこと。BPM により、波長分散、非線形効果 (自己位相変調、相互位相変調、四波混合)、分散スロープの影響、伝送ロス、集中増幅を考慮し、光ファイバ内の光パルスの伝搬を表す非線形シュレディンガー方程式を数学的に解くことが出来る。

BPM はほとんど全ての商用ツールの基礎となっている。適用コードは複数の研究者によって試験されており、結果はこれまで使われてきた他の商用ツールと比較されている。

システムのパフォーマンスはアイダイアグラムのペナルティとビット誤り率 (あるいは Q ファクタ) の両方で評価されている。

9.2.2.3 1 x 40 Gbit/s SC システムの残留分散に対する耐性

様々な状況を考える必要があるため、 1×40 Gbit/s システムで耐えうる残留分散の最大値について一般的なガイドラインを作ることはとても難しい。

まずは伝送変調フォーマットである。ここでは RZ 伝送フォーマット ($T_{FWHM} = 5$ ps) が試験されている。二点目は光入力パワーである。事実、入力パワーが低い場合は線形領域での伝送はできるが、十分な光の SN 比 (OSNR) は保証できない。一方で、入力パワーが高い場合は、高い OSNR にも関わらず、非線形効果の原因となる。

100km 毎にアンプを配置した 500km 超の線路で、入力パワーを 0~10dBm、残留分散を -30~+30 ps/nm に変化させたシミュレーションが実施されている。図 9-3 は光入力パワーが 5dBm (実線) と 10dBm (破線) の際のアイダイアグラムのペナルティを dB 対残留分散で表したものである。

現実的な補償を考えて、アイクロージャのペナルティの上限を 1dB に設定すると、最大残留分散は約 17 ps/nm となることが分かる。この残留分散は、ITU T G.652 ファイバを使った場合はトータルリンク長はたった 1km、G.655 ファイバを使った場合はトータルリンク長は 4km の耐力しかないことに相当する。

結論として 40-Gbit/s システムは、特に ITU T G.652 ファイバを使用した場合、波長分散に対してとても耐力が小さいと言える。実験データ [b-Matera] は、それぞれのアンプに応じた正確な分散補償をすることが重要なポイントであることを示している。

変調可能なデバイスによってこの種の問題を解決できるのは明らかであるが、上記の考察は、適用される分散補償器の種類によって変わるものではない。分散補償ファイバ (DSF 等) を使う場合は、システムは 2 段のアンプを含む必要がある。図 9-3 の結果は、強い非線形性を低減するために DCF の光パワーを 3dBm 以下にした際にのみ適用できる。

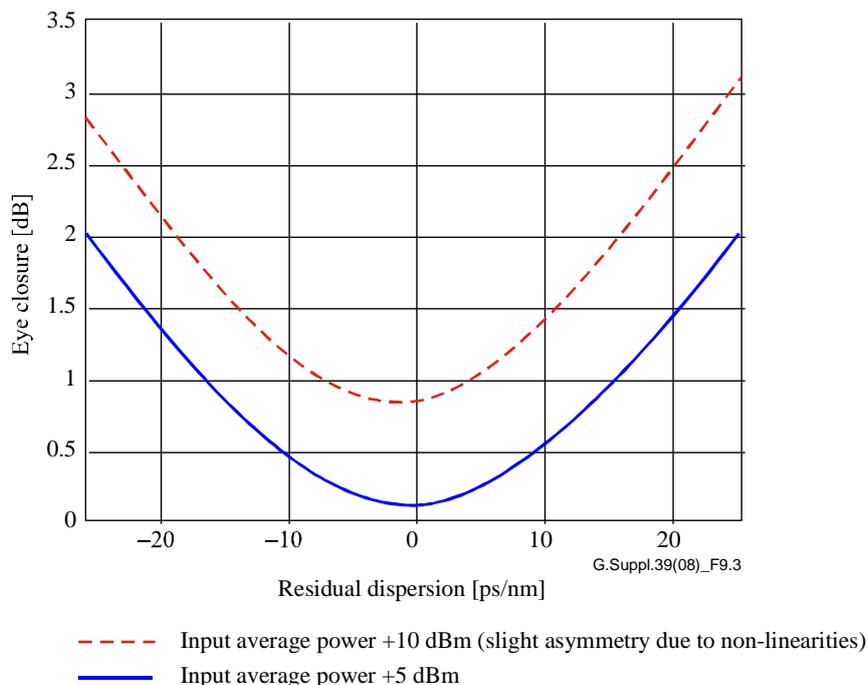


図 9-3 - 最後のスパン長により残留分散を変化させた際のアイペナルティ

9.2.3.4 N x 40 Gbit/s MC システムの残留分散への耐力

波長分割多重 (WDM) システムでは、光ファイバの分散スロープを考慮に入れる必要がある。分散スロープにより、それぞれの WDM チャンネルで分散係数の値は異なる。これは 1550nm の領域では以下のように近似される。

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

ここで D は分散係数、S は分散スロープ、λ はチャンネルの波長である。

現在のところ、分散スロープを正確に補償できるデバイスを見つけるのはとても難しい。その結果、WDM システムを扱う場合の分散補償デバイスは、横のチャンネルには残留分散があっても、中心チャンネルを正確に補償できるように選ばれる。この時、それぞれのチャンネルが耐えうる残留分散の最大値は図 9-3 を再び見ることで分かる。この値は、チャンネル数 (N)、チャンネル間隔、システム長の 3 つの値に同時に制限をあたえる。

いくつかのチャンネルの残留分散が大きい場合、分波器の後に、それぞれのチャンネルに最適な補償器を追加することで許容されるパフォーマンスを得ることが出来る。

9.2.2.5 例 : ITU-T G.652 ファイバと DCF での 4 x 40 Gbit/s 伝送

この章では上記の議論の実例を示す。

ITU T G.652 ファイバで、DCF を使った 4×40 Gbit/s の WDM 伝送システムは以下のパラメータで考えられてきた。

- ・ 200 GHz 間隔の 4 つの WDM チャンネルの波長:
 - チャンネル 1: $\lambda_1 = 1554.13$ nm;
 - チャンネル 2: $\lambda_2 = 1555.75$ nm;
 - チャンネル 3: $\lambda_3 = 1557.36$ nm;
 - チャンネル 4: $\lambda_4 = 1558.98$ nm;
- ・ 帯域 $B = 160$ GHz の分波器;
- ・ $D = 17$ ps/nm \cdot km、 $S_0 = 0.0677$ ps/nm 2 km の ITU T G.652 ファイバ;
- ・ DCF による $D = -80$ ps/nm \cdot km、 $S_0 = -0.2$ ps/nm 2 km の分散補償;
- ・ その他のパラメータは 9.2.2.2 章と同一。

光ファイバの分散スロープは DCF とは異なり、各チャンネルで分散が異なるため、同じように補償はされない。

DCF は 3 番目のチャンネル ($\lambda_3 = 1557.36$ nm) を正確に補償できるように選ばれる。電気フィルタの後は、システムパフォーマンスはアイクロージャにより dB で評価することができる。

図 9-4 はそれぞれのチャンネルと 3 番チャンネルの累積分散の違いを示している。この方法でアンプ箇所での残留分散を評価することが出来る。

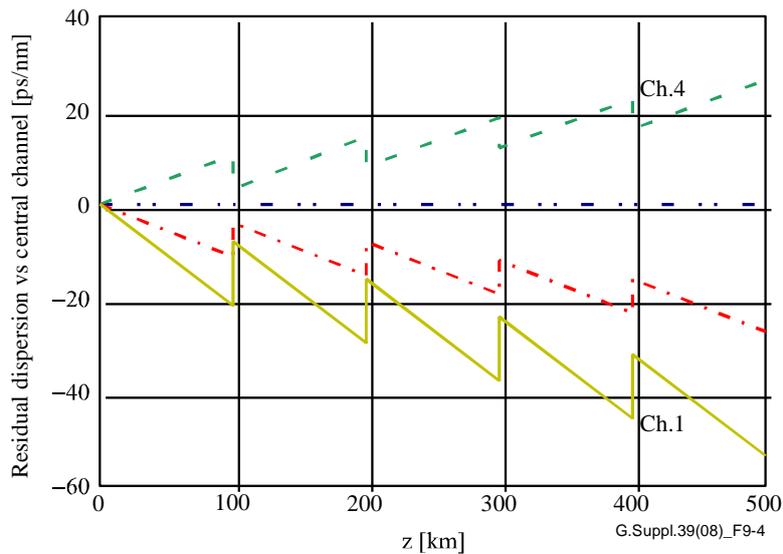


図 9-4 - 各チャンネルと (正確に補償されている) 3 番チャンネルの累積分散の比較

表 9-5 は 500km 伝送後に得られる波長分散を示している。

表 9-5 - 得られる波長分散値 [ps/nm]

$CD(\lambda_1)$	$CD(\lambda_2)$	$CD(\lambda_3)$	$CD(\lambda_4)$
-40.9	-20.9	-1	19.1

図 9-5 の曲線を見ると、チャンネル 1 の残留分散は既に高すぎる事が分かる。さらに図 9-5 はそのチャンネルでは許容されるパフォーマンスを得られないことも示している。事実、DCF がある波長で正確に分散補償が

出来たとしても、分散スロープを補償するために分散が最適化されることはない。図のアイペナルティは+5 dBmの平均入力パワーに相当する。非線形効果による強いペナルティを示す高パワーでのシミュレーションも実施されている。

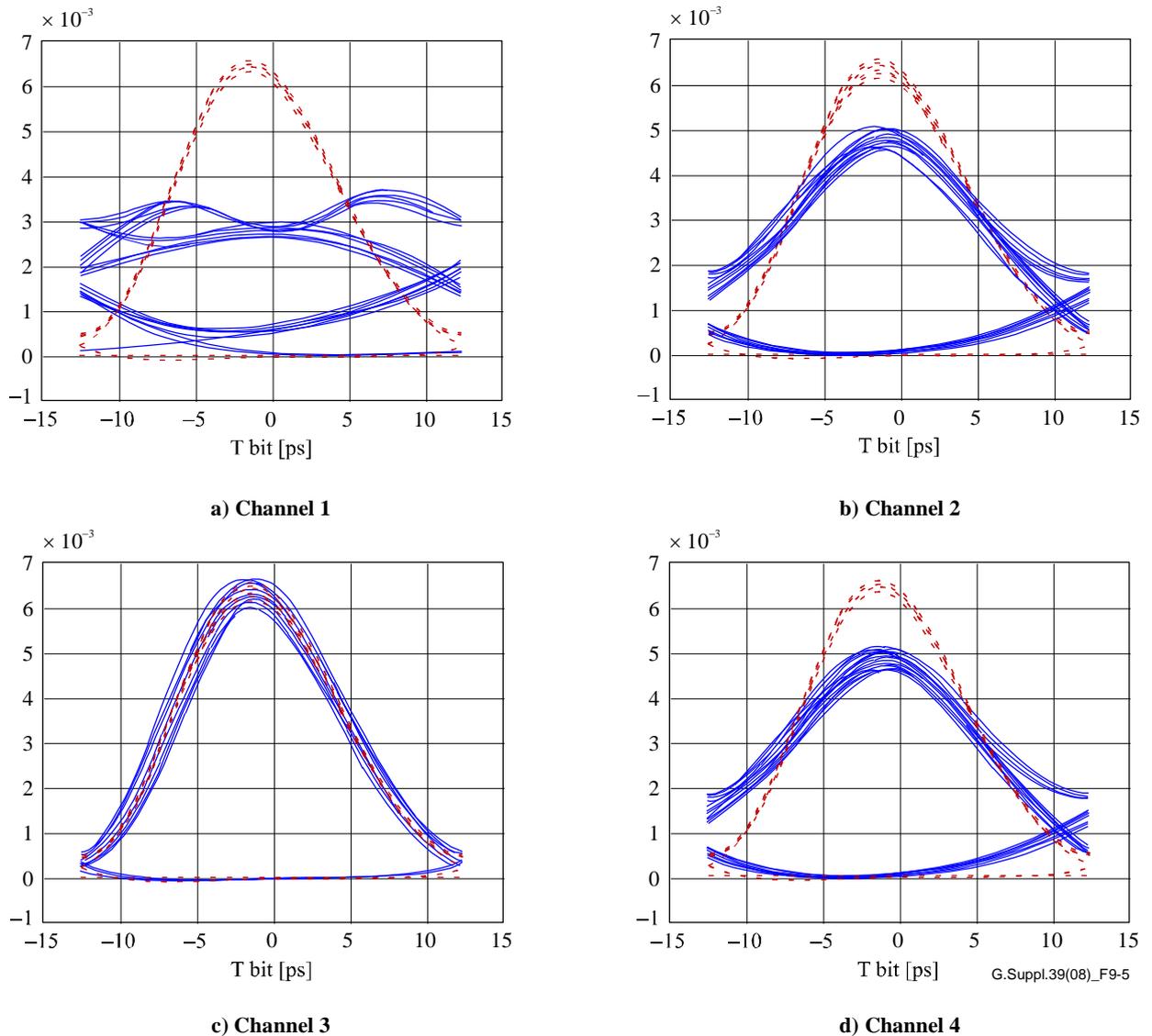


図9-5 - 500kmの非線形システムの終端での各チャンネルのアイダイアグラム

9.2.2.6 結論

光ファイバの分散スロープが WDM システムの最大伝送長に強い制限を与えることが示された。これは決定論的な効果であるため、光分波器の後に各チャンネルに最適な分散補償器を配置する方法で横のチャンネルの残留分散を補償することが出来る。一方で高速システムは波長分散に対しても小さい耐力しかなく、線路長は正確に選択する必要があることが重要である。

9.3 偏波モード分散

最大 40 Gbit/s までの NRZ 伝送においては、最大 DGD はビット間隔の 30%に設定される。これは、最大 1dB のパスペナルティに相当する。2次 PMD や、2次 PMD と波長分散との相互作用について、また、RZ 信号に対する許容範囲については検討中である。

9.3.1 PMD 補償

伝送路の構成要素の PMD は、システム要求を満たすよう、統計的に取り扱われている。さらなる情報については、10.4 章に記載されている。

PMD 補償技術は、過大な PMD を持つ伝送路に適用することができる。どの程度の PMD 補償が必要であるかを知るためには、屋外設備を注意深く調査する必要がある。

9.3.2 PMD ペナルティ

DGD によって受信端 R で発生するパワー / OSNR ペナルティは、2 つの直交する偏波モードのパワー比の関数である。この比は、光ファイバケーブルの主偏波状態の変化や光源の偏波状態の変化に伴って変動する。最大リンク DGD 値は、パワー分岐比の最悪ケース（両偏波モードに均一にパワーが分けられた場合）であっても 1 次 PMD によるパワーペナルティが既定の値を超えないよう、設定される。パワーペナルティの最悪値は、NRZ や RZ といった伝送フォーマットにも依存する。

[ITU-T G.691] や [ITU-T G.959.1] に記載されている 10Gbit/s の NRZ 伝送においては、1dB のパワーペナルティを許容することで、受信端 R での DGD 上限が 30ps となる。なお、1dB のパワーペナルティは波長分散における ϵ 値でも同じ値に相当し、また、20ps の場合は 0.5dB のパワーペナルティとなる。波長分散と同様、RZ 伝送フォーマットの場合については検討中である。

[ITU-T G.698.2] に記載されている 10Gbit/s の NRZ 伝送においては、2dB のパワーペナルティを許容することで、受信端 R での DGD 上限が 30ps となる。よく設計された受信器の場合、2dB のパワーペナルティは、DGD がビット間隔の 10% である場合、0.2dB から 0.4dB の OSNR ペナルティに相当する。

その他のラインコードの場合については、検討中である。

9.4 ビット誤り率と Q ファクタ

[ITU-T G.691], [ITU-T G.692] と [ITU-T G.959.1] に記載されている伝送方式では、寿命末期におけるビット誤り率が 10^{-12} よりも悪くならないよう、光学的な設計がなされる。SDH 伝送方式における要求特性については [ITU-T G.826] や (より最近では [ITU-T G.828]) に記載されている。OTN 伝送方式における要求特性については [ITU-T G.8201] に記載されている。

一方、[ITU-T G.957] に記載されている伝送方式では、寿命末期におけるビット誤り率の要求特性は 10^{-10} である。これは、開発当時の要求特性がそれほど切迫したものではなかったためである。

ビット誤り率の要求が 10^{-10} である伝送方式から 10^{-12} である伝送方式へ移行する際の慣例は、最大損失が 12dB でビット誤り率が 10^{-10} である伝送方式であれば、最大損失 11dB でビット誤り率が 10^{-12} となる伝送方式に移行し、そして、最大損失が 24dB でビット誤り率が 10^{-10} である伝送方式であれば、最大損失 22dB でビット誤り率が 10^{-12} となる伝送方式に移行する、というやり方である。

一般的に、ビット誤り率が低ければ低いほど測定に時間がかかるため、受信器の特性を実際に検証することは困難となる。これは、ビット誤り率が 10^{-12} での STM-1 や STM-4 受信器の受信感度を検証する際に特に問題となる。この問題を解決するため、2 つの方式が提案されている。一つ目の方式は、ある一定のビット長にわたってエラーフリー動作を確認することで、ビット誤り率が要求値未満になっている確率を算出する方式である。エラーフリー動作を確認するビット長は、C を信頼度 (たとえば、95% であれば 0.95)、PE をビット誤り率の要求値 (たとえば 10^{-12}) として、以下のように表すことができる。

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

したがって、ビット誤り率 10^{-12} を 95% の信頼度で確認したい場合 3×10^{12} 個のエラーフリービット長が

必要であり、STM-16 伝送であれば 20 分間に相当する。

この方法であっても、低ビットレートでは長い測定時間が必要となるため、Q ファクタを測定することで代替することもできる。Q ファクタとは、判定回路における電圧や電流の SN 比であり、典型的には以下のように表される。

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

ここで、 $\mu_{1,0}$ は信号が 1 もしくは 0 である場合の電圧や電流の平均値であり、 $\sigma_{1,0}$ は標準偏差である。 10^{-12} のビット誤り率は $Q \approx 7.03$ に相当する。

実際の Q ファクタの測定技術は、アイ開口の上部と下部の測定を行うことで最適判定閾値における信号品質を推定するものである。そのため、Q ファクタは単に、実際のビット誤り率を定性的に示唆しているにすぎないと考えることもできる。

FEC が使用されておらず、判定閾値が最適化されている場合のビット誤り率と Q ファクタの関係式は以下のようになる。

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

ここで、

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

である。Q > 3 の場合、一般的には以下の近似が使用できる。

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

但し $Q > 3$ 。

あらゆる Q ファクタの範囲において成り立つ正確な近似式は、以下のようになる [b-Spirit]。

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

図 9-6 に、5 未満の Q ファクタの範囲において上記 2 つの近似式を比較した結果を示す。

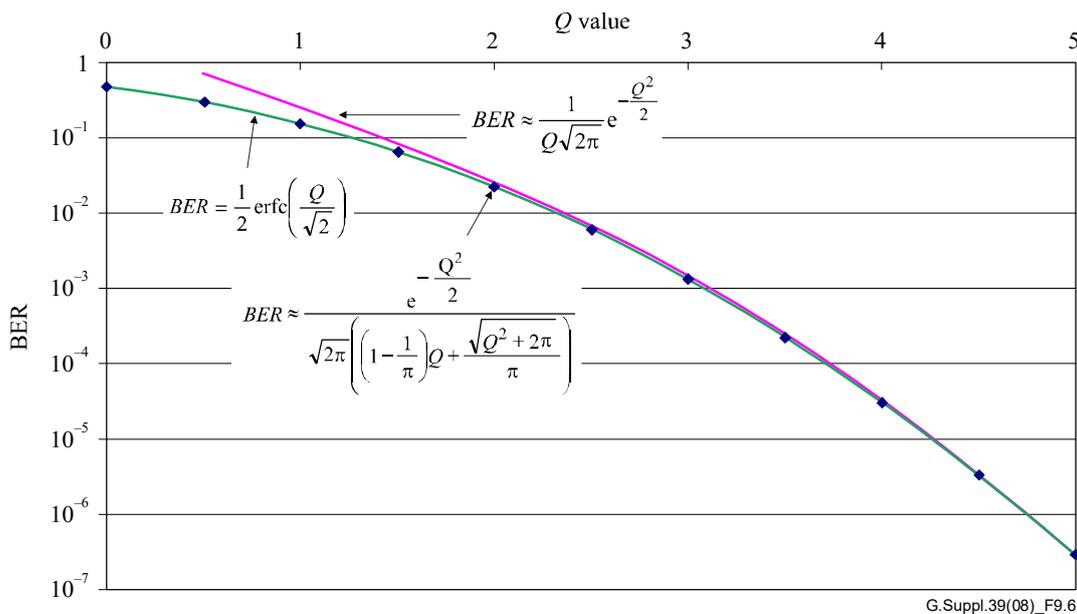


図 9-6 - ビット誤り率と Q ファクタとの関係を表す近似式

9.4.1 FEC が適用されたアプリケーションのビット誤り率

[ITU-T G.693]、[ITU-T G.959.1] や [ITU-T G.698.1] においては、[ITU-T G.709] に規定されるような FEC バイトの伝送を必要とする OTUk レートにおける、光インタフェース規定を伴ういくつかのアプリケーションコードが定義または提案されている。これらのアプリケーションコードにおけるシステムのビット誤り率は、誤り訂正後に要求条件を満たしていればよい。こういった特殊な場合の光学特性規定は、誤り訂正後のビット誤り率が 10^{-12} より悪くない、といったものになる。これを解説したものが図 9-7 である。表 11-2 に示したように、FEC 出口 (点 B) でのビット誤り率が 10^{-12} である場合、受信器出口 (図 9-7 における点 A) での理論的なビット誤り率は 1.8×10^{-4} である。

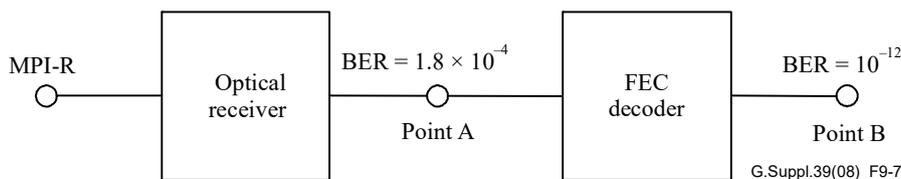


図 9-7 - FEC が受信器性能に与える影響と、ビットエラーレートとの関連性

FEC 技術を部品の検査に適用することが困難な場合には、(FEC を使用する伝送方式向けに製作された) 光送受信器の性能を、誤り率 10^{-12} ではなく FEC 入力端での誤り率において測定するほうが、より実用的かつ費用対効果が高い。誤り率 10^{-12} での測定は、多くの場合、伝送方式からの要求よりもはるかに厳しい基準での測定となってしまう。

本目的のために使用するのに適したビット誤り率は、伝送方式にある程度依存する。これは、実際の誤りの統計値は理論上のランダム分布からかい離しているため、点 B においてビット誤り率を 10^{-12} とするためには点 A でのビット誤り率を 1.8×10^{-4} 未満とする必要があるためである。実用的にはほとんどの場合、 10^{-5} から 10^{-6} のビット誤り率が適切と考えられている。

この方法論を用いることで、通常は、受信器出口 (点 A) でのビット誤り率を 10^{-6} として測定された受信器感度とペナルティ値を、FEC 出口 (点 B) でビット誤り率 10^{-12} を達成するための保守的な見積もりとし

ている。

9.4.2 コンスタレーションからのビット誤り率推定

コヒーレント受信と組み合わせたデジタル信号処理は、長距離光伝送システムにおいてますます普及が促進されている。コヒーレント受信によって、両偏光の電場の情報すべてを得ることができる。判定前のコンスタレーション図はシステム特性を反映している。FEC 前のビット誤り率推定は、コンスタレーション図を用い、確率分布関数の統計的解析に基づいてコンスタレーションのすそ野を外挿することで可能である。[b-Jeruchim]によるとこの方法は、判定デバイスのすそ野付近にあたる入力信号の確率分布関数が、一般化された指数関数を用いて表すことができるという仮定に基づいている。一般化された指数関数は以下のように表され、

$$f_v(x) = \frac{v}{2\sqrt{2}\sigma\Gamma(1/v)} \exp\left(-\left|\frac{x-\mu}{\sqrt{2}\sigma}\right|^v\right), \forall x \in R \quad (9-17)$$

$\Gamma(\cdot)$ はガンマ関数、 μ は分布の平均値、 v は分布の分散 V_v に関連した値であり、 $V_v = 2\sigma^2\Gamma(3/v)/\Gamma(1/v)$ である。

μ, v, σ は最尤法によってコンスタレーション図から数学的に導出され、一般化された指数関数に基づく確率分布関数を得ることができる。そして、コンスタレーション図のある一点における誤り率は、以下の手順で得ることができる。

コンスタレーション図のある一点における誤り確率は、確率分布関数のすそ野部分を積分して以下のように与えられる。

$$P_E = \int_s f(x) dx. \quad (9-17b)$$

ここで t は閾値と呼ばれ、実際の閾値と平均値との差に相当する。

正方 mQAM 変調フォーマットにおける I および Q 方向へのシンボル誤り率、または mPSK 変調フォーマットにおける角度誤り率は、上記の式により、コンスタレーション図のすべての点において計算が可能である。そして、正方 mQAM 変調フォーマットにおけるシンボル誤り率は、 P_I と P_Q を I 方向と Q 方向のシンボル誤り率として $P_T = 1 - (1 - P_I)(1 - P_Q)$ と算出される。

差分符号化のペナルティを考慮に入れば、ビット誤り率はシンボル誤り率から計算することができる。差分符号化は位相の不明瞭さを低減するために使用することができるが、その場合であっても、連続するビットのうち一方が誤って検出されればもう一方も誤って検出されてしまう。そのため、部分差分符号化が推奨されることもある。差分符号化のペナルティに関する詳細な記述については、[b-Weber] を参照のこと。図 9-8 に、コンスタレーションからビット誤り率を推定した例を示す。これは、16 × 80 km のコヒーレント PM-QPSK 伝送の結果である。図は、符号判定前の X 偏波のコンスタレーション図と、それに対応する、I 方向成分の -1 レベルと +1 レベルの確率分布関数を表している。FEC 前のビット誤り率は 4.5×10^{-4} と推定される。

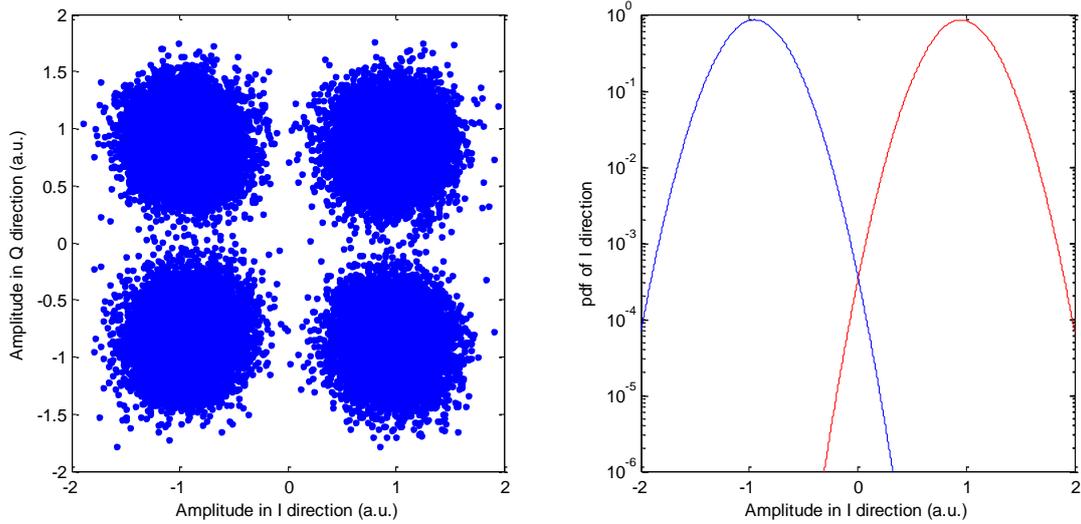


図 9-8 - コンスタレーションと、I 方向の確率分布関数の例

9.5 累積雑音

光増幅器がカスケードに接続されたシステムでは、全ての光増幅器からの ASE 雑音が蓄積される。そのため、それぞれの光増幅後に OSNR は劣化することになり、OSNR は光増幅器の特性を監視、評価するのに有益な指標である。OSNR の最悪ケースを見積もる式は以下のとおりである。

図 9-9 はブースタ増幅器を含むマルチチャネルの N スパンのシステムを示しており、N-1 台の伝送路増幅器及び 1 台の前置増幅器を含む。この参照システムにおいては、以下の仮定がなされている。

- ブースタ増幅器、前置増幅器を含めてシステム上の全ての増幅器は同一の雑音指数を持つ。
- 全てのスパンの (チャネル当たりの) 損失は等しい。
- ブースタ増幅器と伝送路増幅器の (チャネル当たりの) 出力パワーは同じである。

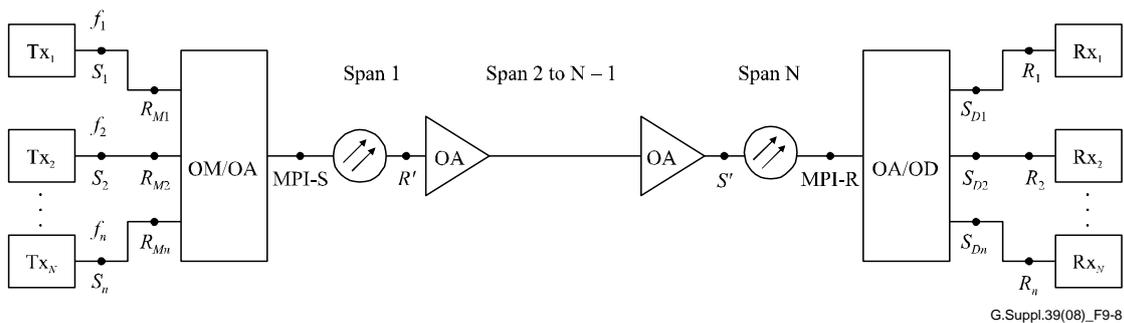


図 9-9 - 光伝送路システムインタフェースの例
(マルチチャネル N スパンシステム)

この場合、受信器の入力 (図9-8のR_i点、i=1, …, n) でのOSNRは以下のように推定される。

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10 \log \left(N + \frac{10^{\frac{G_{BA}}{10}}}{10^{\frac{L}{10}}} \right) - 10 \log(h\nu\nu_r) \quad (9-18)$$

ここでは P_r はブースタ増幅器と伝送路増幅器の (チャンネル当たりの) 出力パワー (dBm)、 L はスパン損失 (dB) (これは伝送路増幅器の利得と等しいと仮定されている。)、 G_{BA} は光ブースタ増幅器の利得 (dB)、 NF は光増幅器の雑音指数 (dB)、 h はプランク定数 (mJ·s (dBm 表記の P_{out} と適合))、 ν は光の周波数 (Hz)、 ν_r は参照帯域幅 (Hz : 9.5.1 章の c/Br に対応)、 $N-1$ は伝送路増幅器の総数である。

式 (9-18) は ASE 雑音は $N+1$ 台の増幅器の雑音の蓄積であることを示している。これは以下の場合において、簡略化が可能である。

1) ブースタ増幅器の利得が伝送路増幅器の利得とおおよそ等しい場合 ($G_{BA} \approx L$)、式 (9-18) は以下のように簡略化される。

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10\log(N+1) - 10\log(h\nu\nu_r) \quad (9-19)$$

2) スパン損失 L (伝送路増幅器の利得に等しい) がブースタ利得より十分に大きい場合に限り、ブースタ増幅器の ASE 雑音が無視できる。この場合、式 (9-19) はさらに以下のように簡略化される。

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

3) 式 (9-19) はまた、ブースタ増幅器のみの単一スパンの場合 (例 : [ITU-T G.959.1] の図 5-5 の短距離マルチチャンネル IrDI) にも適用でき、以下のように変形される。

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

4) 前置増幅器のみの単一スパンの場合、式 (9-19) は以下のように変形できる。

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10\log(h\nu\nu_r) \quad (9-22)$$

9.5.1 OSNR の測定

OSNR は通常、0.1nm の参照光帯域幅で表され、式 (9-23) で定義される。

$$OSNR = 10\log \frac{P_i}{N_i} + 10\log \frac{B_m}{B_r} \quad (9-23)$$

ここで、

P_i は i 番目のチャンネルの光信号パワー (W)

N_i は雑音等価帯域幅 B_m で測定された i 番目のチャンネルの増幅自然放出雑音パワー (ASE) (W)

B_r は参照光帯域幅。(単位は周波数または波長だが、一致させなければならない。) 典型的には 0.1nm が用いられる。

OSNR の測定に補間法を使う場合、雑音パワーは以下のように決定される。

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

ここで $\Delta\nu$ はチャンネル間隔の 0.5 倍に等しい補間のオフセットである。(チャンネル間隔が 200GHz の場合 $\Delta\nu=100\text{GHz}$ である。) 測定からの一般的な OSNR の導出方法を図 9-10 に示す。正確な結果を得るためには、測定される信号のビットレートに応じた分解能で測定することに注意する必要がある。(例えば 40Gbit/s では、測定帯域幅分解能は 1nm にすることが推奨される。)

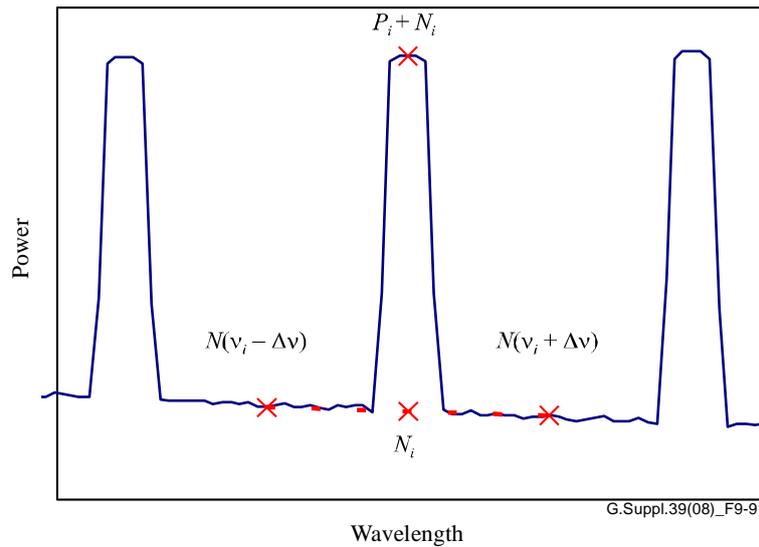


図 9-10 - 光スペクトルからの OSNR 測定

ある環境では、この方法での OSNR 評価は不正確な結果をもたらすことがあることに注意が必要である。図 9-11 はチャンネル間の雑音が入力側の OADM の存在によりフィルタリングされる場合の例を示している。ここでは、チャンネル間のギャップにおける雑音の補間は信号波長において正しい値を与えない。

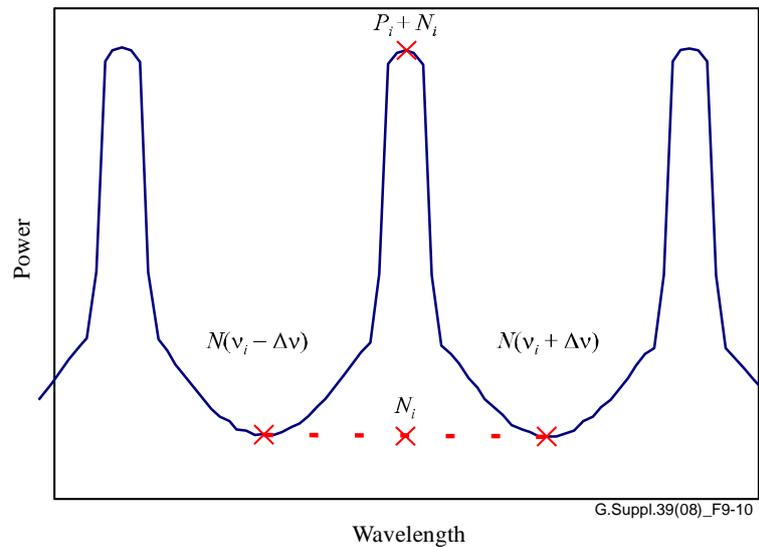


図 9-11 - 雑音シェーピングによる不正確な OSNR 測定

雑音シェーピングが存在する場合の正確な OSNR 測定のためには、システム中の光フィルタのパスバンドにおいてフィルタリングされた雑音を測定することが重要である（これは、インバンド OSNR 測定と呼ばれる）。雑音シェーピングが存在する場合に用いられる 3 種類のインバンド OSNR 測定法は [ITU-T G.697] に記述されている。

同様の問題は、図 9-12 に示すように、チャンネル間の中間点で信号ピークのすそが真の雑音レベルに到らないようなチャンネル間隔が近接した高ビットレートシステムでも発生しうる。近接チャンネル信号のオーバーラップが存在する場合のインバンド OSNR 測定法については今後の検討課題である。

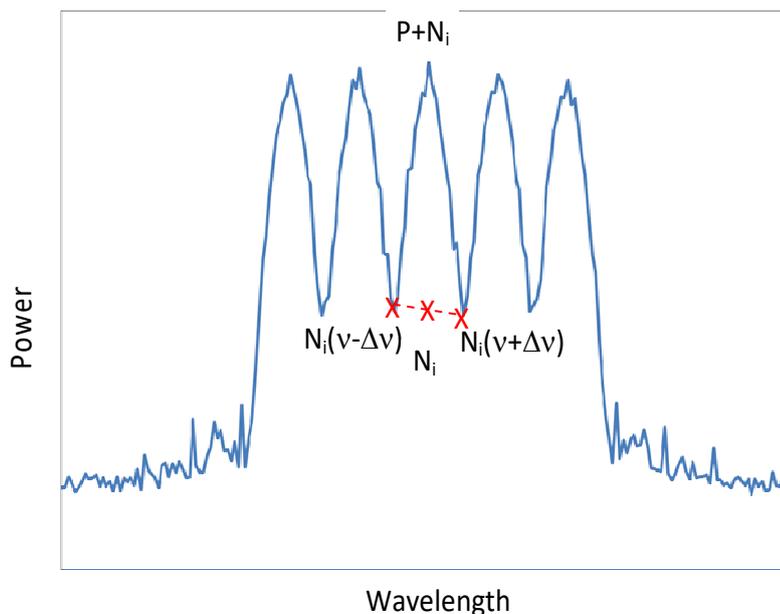


図 9-12 - 近接チャネルのオーバーラップによる不正確な OSNR 測定

9.5.2 単スパン前置増幅器システムの OSNR と受信光パワー

単スパンで一つの前置増幅器から成るシステムの ASE による OSNR 劣化は式 (9-24) で記述される。

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10 \log(h\nu\nu_r) \quad (9-24)$$

1550nm の波長、0.1nm の解像度帯域において $P_{received} = P_{out} - L$ と $-10 \log(h\nu\nu_r) = +58 \text{ dB}$ に適用すると、式 (9-24) は以下の形になる。

$$OSNR = P_{received} - NF + 58 \text{ dB} \quad (9-25)$$

式 (9-25) は光前置増幅器における単スパンの back-to-back 測定に対して有効である。前置増幅器の入力点での信号入力パワー ($P_{received}$) と前置増幅器の出力点での OSNR は前置増幅器の雑音指数 NF を通して強い線形相関がある。

図 9-13 に示されるように、OSNR は、高 OSNR 信号光源 (> 40 dB) を用いることにより、光増幅器 (EDFA) への信号入力パワー ($P_{received}$) を減衰させることにより変化させることができる。受信光パワーに関する線形相関は式 (9-23) に従うことが期待される。

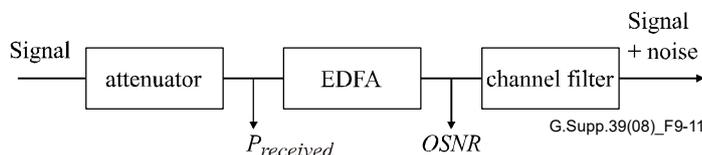


図 9-13 - OSNR 測定のセットアップ

図 9-14 は光スペクトルアナライザ上で 1nm の解像度帯域幅を使った 43Gbit/s NRZ 変調チャネルの 1550nm での受信光パワーに対する OSNR の測定例を示す。チャネル波長での測定パワーが P_m ($P_m = P_i + N_i$) の場合、

OSNR の値は $OSNR = 10 \log \frac{P_m}{N_i} + 10 \log \frac{B_m}{B_r}$ を計算することにより得られる。しかしながら、20dB

以下の OSNR の値については、図 9-13 中の曲線 “n_uncor” に示されるように過大に OSNR を見積もること

になるので、 $OSNR = 10 \log \frac{P_m - N_i}{N_i} + 10 \log \frac{B_m}{B_r}$ を計算する方がより良い手順である。これは、式

(9-24) から見積もられるように、“n_cor” で示された線形の関係を与える。

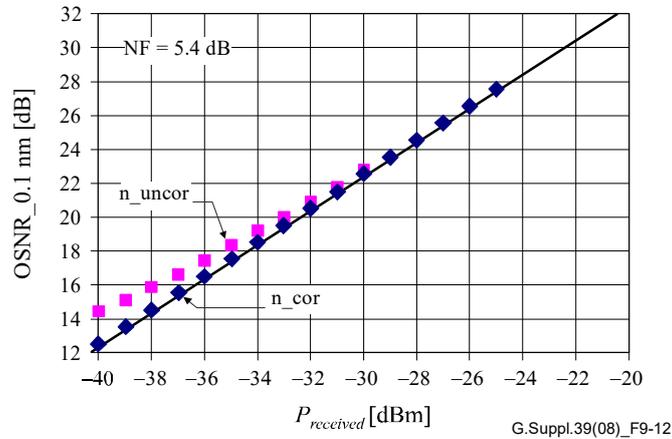


図 9-14 - OSNR 対受信光パワーの測定：信号チャンネル波長での雑音修正有り (n_cor) と雑音修正無し(n_uncor) の場合

まとめると、光前置増幅器を有し、単スパン伝送で back-to-back の場合は OSNR と受信光パワーは線形相関が得られる。よって、いかなるアイ劣化によるパスペナルティも前置増幅器受信器での OSNR ペナルティと直接関連づけられる。

注 1—パワーペナルティと OSNR ペナルティは長距離多スパン (OSNR が制限された) 伝送システムでは異なる。

注 2—図 9-15 に示すように、パワーペナルティは BER 対受信光パワーのスロープが異なるような前置増幅器有りあるいは前置増幅器無しの受信器では異なる。前置増幅器無しの受信器での 1dB のペナルティは前置増幅器有りの受信器における 2dB の OSNR ペナルティに等しい。

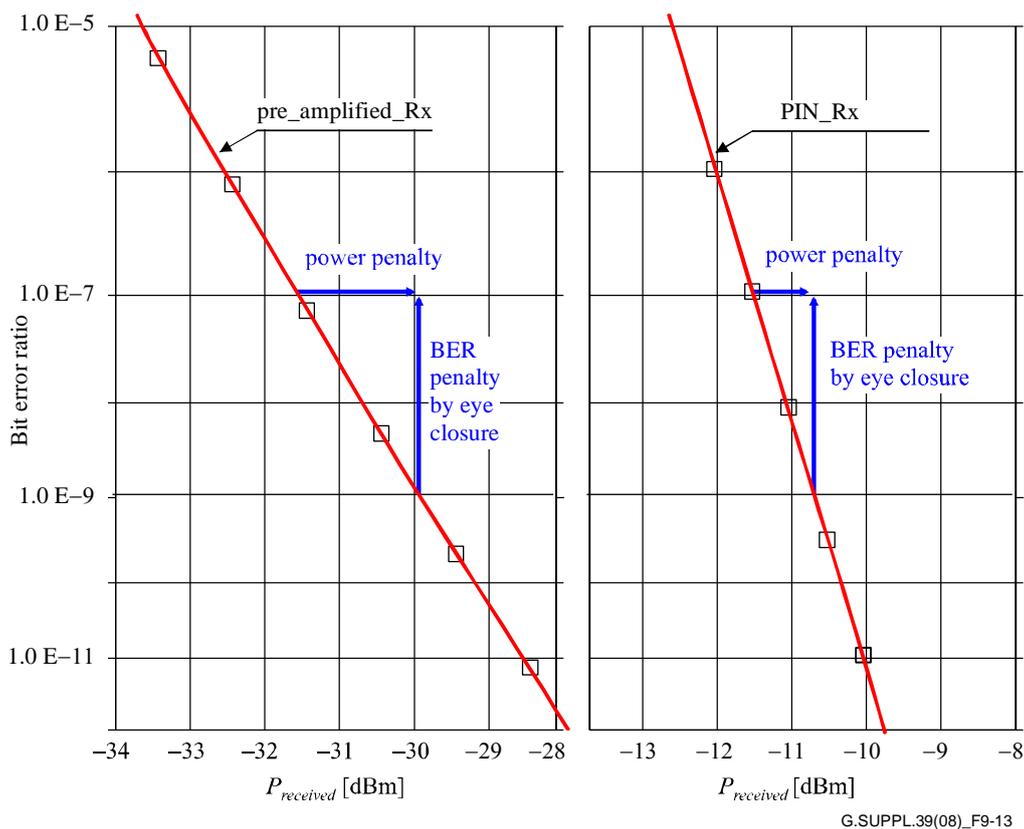


図 9-15 - 前置増幅器が無い場合と有る場合の BER と受信パワーの関係

9.6 光クロストーク

9.6.1 用語の定義

光クロストークとその影響を記述するために使用されている用語は、業界全体で完全に一致していないため、ここで簡潔に用語を定義する (表 9-6 参照)。ITU-T SG15 では、「クロストーク」は、システムへの影響を説明するための用語であり、部品の特性には、「アイソレーション」が用いられている。

表 9-6 使用されている用語

パラメータ [単位]	記号	定義している ITU-T 勧告	定義
システムパラメータ			
チャンネル間クロストーク [dB]	C _c	G.698.1	所望のチャンネル内パワーに対する他チャンネルからの漏れ光 (妨害チャンネル) の総出力の比。 (所望チャンネルと異なる波長の妨害チャンネル (合計k波))
干渉クロストーク [dB]	C _i	G.698.1	所望の単一チャンネル (波長) 内のパワーに対する他チャンネルのパワー (ASEは含まない) の比。また、このパラメータはチャンネル内クロストークとも呼ばれる。
チャンネル間クロストークペナルティ [dB]	P _c	-	チャンネル間クロストークを主要因とするシステムバジェットに割り当てられるペナルティ

表 9-6 使用されている用語

パラメータ [単位]	記号	定義している ITU-T勧告	定義
干渉クロストークペナルティ [dB]	P_i	—	干渉クロストークの主要因とするシステムバジェットに割り当てられるペナルティ
チャンネル出力差 [dB]	d	G.959.1	デバイスに入力されるチャンネル間の最大許容出力差
消光比 (ここでは線形を使用)	r	G.691	論理値”1” の中心部と”0”の中心部における光パワーの比
アイクロージャペナルティ [dB]	E		全てのアイクロージャの影響による受信器感度のペナルティ. これは送信器のアイクロージャペナルティと波長分散ペナルティを含む
部品パラメータ			
挿入損失 [dB]	IL	G.671	所望のチャンネル波長における入出力ポート間のパワーの減衰量
単一方向アイソレーション [dB]	I	G.671	妨害チャンネル波長と所望のチャンネル波長におけるデバイスの損失の差分
隣接チャンネルアイソレーション [dB]	I_A	G.671	所望チャンネルの上下各1チャンネルの波長におけるデバイスのアイソレーション
非隣接チャンネルアイソレーション [dB]	I_{NA}	G.671	隣接チャンネルを除く全ての他チャンネルの波長におけるデバイスのアイソレーション

クロストークの影響に関する考察はチャンネル間クロストークと干渉クロストークの2つのセクションに分けられる。

9.6.2 チャンネル間クロストーク

単一チャンネル受信器の前に、複数チャンネル伝送信号を個々のチャンネルへ分波するのが不完全であることが、この影響の最も一般的な要因と考えられる。これを図 9-16 に示す。

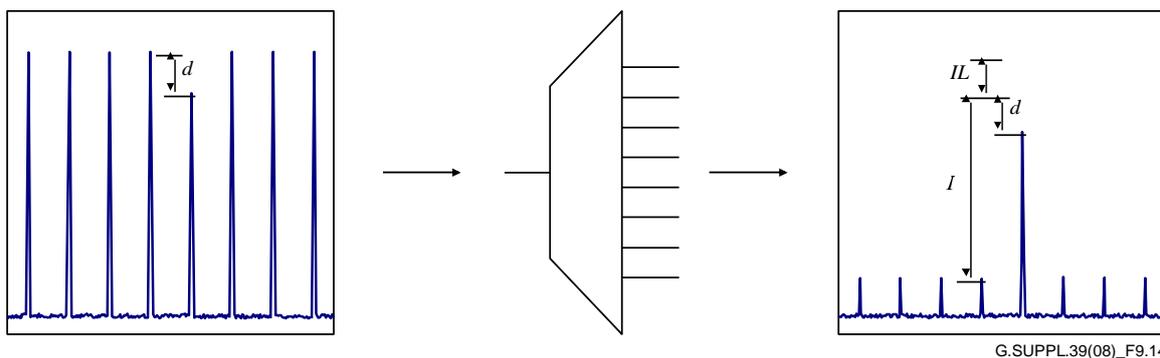


図 9-16 単純な分波器の例

ここで、DWDM の各チャンネルは、分波器の共通ポートに入る。任意の特定のチャンネルの最悪ケースはそのチャンネルのパワーが最少になり、他のチャンネルのパワーが最大になる場合である。チャンネル間の最大許容差を d (dB) とする。それぞれのチャンネルが個々の出力ポートから出てくる時、妨害チャンネルは、所望のチャンネルに対して単一方向のアイソレーション I (dB) だけ減衰される。

任意の光システムにおいて、許容される光クロストークの最大レベルに影響を与える主なパラメータはチャンネル間クロストークペナルティ P_C である。これとその他の少数のパラメータから、分波器の要求アイソレーションパラメータを得られることが必須である。

図 9-16 に示す状況において、 k チャンネルのシステムのチャンネル間クロストーク C_C は次式で表される。

$$C_C = d - I + 10 \log_{10}(k - 1) \quad \text{dB} \quad (9-26)$$

チャンネル間クロストークペナルティの値から C_C の要求値を導出できることが望ましい。上記のように非常に多くの振幅の等しい干渉信号を仮定するならば、比較的単純なモデルで考えることができる。実際の分波器において所望のチャンネル I_A に直接近接するチャンネルに与えられるアイソレーション値は、近接していない妨害チャンネル I_{NA} のアイソレーションよりも小さい。これらを考慮すると、図 9-17 のようになる。

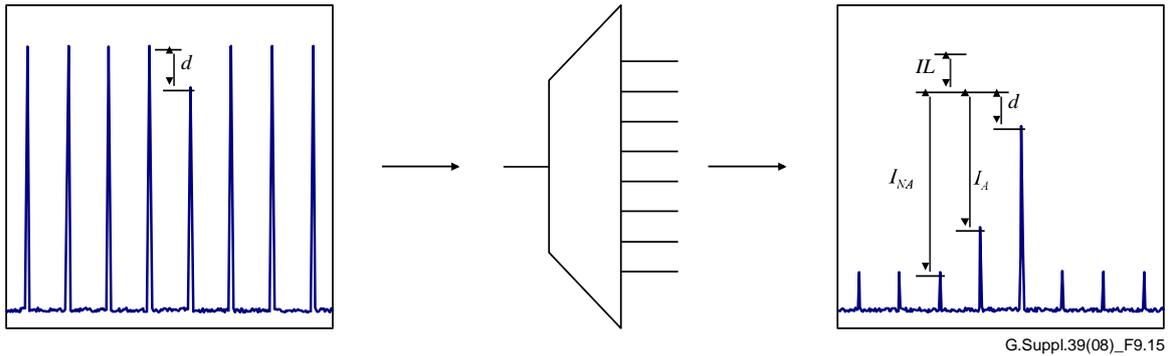


図 9-17 より現実的な分波器の例

チャンネル間クロストーク C_C は次式となる：

$$C_C = d + 10 \log_{10} \left(2 \times 10^{\frac{-I_A}{10}} + (k - 3) 10^{\frac{-I_{NA}}{10}} \right) \quad \text{dB} \quad (9-27)$$

しかし、この状態では、2つの異なる値である I_A と I_{NA} は、 C_C の総和が同じで、異なるチャンネル間クロストークペナルティ P_C をもつシステムを与える。

2つの限定した場合の数式を以下に示す。

単一の妨害チャンネルに対して：

$$P_C = 10 \log_{10} \left(1 - 10^{\frac{C_C}{10}} \frac{r+1}{r-1} \right) \quad \text{dB} \quad (9-28)$$

ここで、 r は線形の消光比である。

注 - この式は、送信器のアイクロージャまたはパスペナルティによるアイ開口の減少の影響を直接含んでいない。しかし、これらの影響は、消光比とアイクロージャの両方を考慮して、 r の実効値 (r' で表される) を計算することによって含めることができる。

$$r' = \frac{(r+1) + 10^{\frac{-E}{10}} (r-1)}{(r+1) - 10^{\frac{-E}{10}} (r-1)} \quad (9-29)$$

ここで、EはdB表記のアイクロージャペナルティである。一例として、消光比が6dBの場合、 $r=3.98$ となる。更に3dBのアイクロージャペナルティを考慮すると $r'=1.86$ となる。

(関連の無いデータで)非常に多くの等しい振幅の妨害チャンネルに対しては、チャンネル間クロストークはノイズのようになり、ガウス近似を仮定することができる。この場合、ノイズのようなクロストークが実効的なペナルティを生成する受信器(またはASE)の雑音分布に畳み込まなければならない。[b-Takahashi]と[b-Liu]の方法に従い、二項分布にガウス近似を用いることにより、次式となる：

$$P_C = -5 \log_{10} \left(1 - \frac{2C_C}{k-1} Q^2 \left(\frac{r+1}{r-1} \right)^2 \right) \quad (9-30)$$

ここで、 $Q = \sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}(2 \times BER)$ である。 10^{-12} のBERに対しては、 $Q \approx 7.03$ となる。

図9-18に、様々な前提におけるチャンネル間クロストークに対する誘導光ペナルティを示す。実用的なシステムで発生した実際のペナルティは、最も高い曲線以下となる。

注 - また、クロストークペナルティは、伝送符号(RZまたはNRZ)や所望及び干渉信号のビットレートに依存することがある。

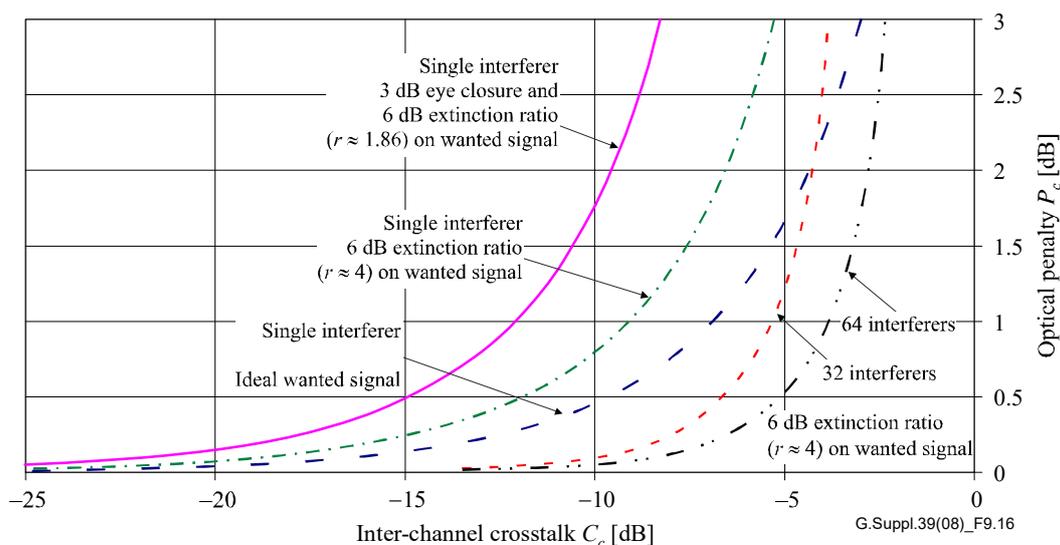


図 9-18 - チャンネル間クロストークに対する光ペナルティのグラフ

必要なアイソレーションを決定する手順は以下のように考えられる：

- ・ システムパラメータ P_C の値を設定する。これはシステムによって異なる。例えば、短距離用システムは長距離用システムよりも高いクロストークペナルティが割り当てられると考えられる。例として $P_C = 0.5 \text{ dB}$ とする。
- ・ P_C から C_C の値を求める。必要とされるモデルは、 I_A と I_{NA} が等しく k が大きい場合から、ガウシアンモデルを介し I_A 及び I_{NA} の間に非常に大きな差がある時のガウシアンモデルの2つの干渉信号間の何処かとなる。図9-18の最悪の曲線を選択した場合、-15 dBの値をとる。
- ・ システムパラメータ d の値を設定する。この値もシステム間で異なる。[ITU-T G.959.1]において、一例として、アプリケーション・コード P16S1-2C2では $d = 2 \text{ dB}$ となるが、P16S1-1D2では $d = 6 \text{ dB}$ となる。

(これらのアプリケーション間で必要なアイソレーションの差は 4 dB となる。) 故に P16S1-1D2 に対しては、d=6 dB を設定する。(また、このアプリケーションでは、k=16 となる。)

- これらの値を簡単な式 $C_c = d - I + 10 \log_{10}(k - 1)$ に代入することで、この例では、 $-15 = 6 - I + 10 \log_{10}(15)$ となり、 $I = 32.8$ dB が得られる。

9.6.3 干渉クロストーク

妨害チャンネルと所望のチャンネルが同じ公称波長である時、干渉クロストークが発生する。4 つの例を以下に示す。

- 光合分波器において、新しい信号が合波される前に対象となる波長が不完全に分波された場合；
- 光合分波において、1 つの送信器が他のチャンネル波長で出力している場合 (例えば、不適切なサイドモード抑圧比による)。これは [ITU-T G.692] で伝送サイドクロストークと呼ばれている；
- 光クロスコネクタにおいて、十分なスイッチアイソレーションがなく、一つ以上のファイバからの光が受信器に到達している場合；
- 任意の構成部品または部品の集合体において、光が受信器に到達する複数のパスが存在する場合。これをマルチパス干渉 (MPI) と呼ぶ。

二つの光信号が十分に接近していて、それらのビート周波数が受信器の電氣的帯域幅の範囲内である時、干渉クロストークは、チャンネル間クロストークとは異なる動作をする。この場合、光フィールドは光パワーの代わりにクロストークを生成するように相互作用する。従って、特定のペナルティを生成するために必要なクロストークのレベルは非常に小さい。

単一干渉の場合、クロストークは有界な確率密度関数 (pdf) があるものとしてモデル化することができる。[b-Legg] より、クロストークペナルティは以下の式で与えられる (不完全な消光比の影響を含む) 。

$$P_I = 10 \log_{10} \left(\frac{\frac{r-1}{r+1}}{\frac{r-1}{r+1} + 10^{\frac{C_I}{10}} - 4 \sqrt{\frac{r}{r+1} 10^{\frac{C_I}{10}}}} \right) \quad \text{dB} \quad (9-31)$$

平均パワー判定閾値として：

$$P_I = -10 \log_{10} \left(1 - 2 \left(\frac{(1 + \sqrt{r}) \sqrt{10^{\frac{C_I}{10}} (r+1)}}{r-1} \right) \right) \quad \text{dB} \quad (9-32)$$

最適判定閾値として。

6 dB 消光比をもつ所望の信号の干渉クロストークペナルティを図 9-19 に示す。

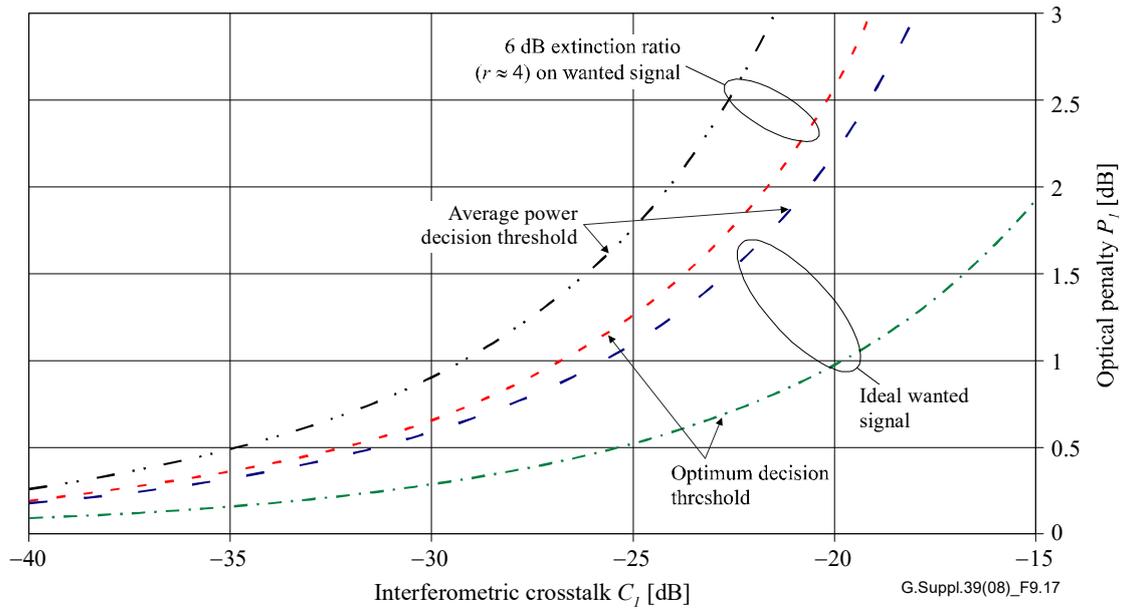


図 9-19 - 単一干渉における光ペナルティ対干渉クロストークのグラフ (有界モデル)

複数干渉の場合、pdf は近似的にガウシアンとなり、[b-Liu] より、PIN 受信器の光クロストークは次式で与えられる：

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

平均パワー判定閾値として：

$$P_I = -5 \log_{10} \left(1 - 2 \times 10^{10} Q^2 \left(\frac{r+1}{r-1}\right)^2 + \left(10^{10}\right)^2 Q^4 \left(\frac{r+1}{r-1}\right)^2 \right) \quad \text{dB} \quad (9-34)$$

最適判定閾値として、ここで、 $Q' = \sqrt{2} \text{erfc}^{-1}(4 \times \text{BER})$ 、 $Q = \sqrt{2} \text{erfc}^{-1}(2 \times \text{BER})$ とする。 10^{-12} の BER に対して、 $Q' \approx 6.94$ 、 $Q \approx 7.03$ となる。

理想的な所望の信号と 6 dB の消光比の信号に対するこれらの関数を図 9-20 に示す。

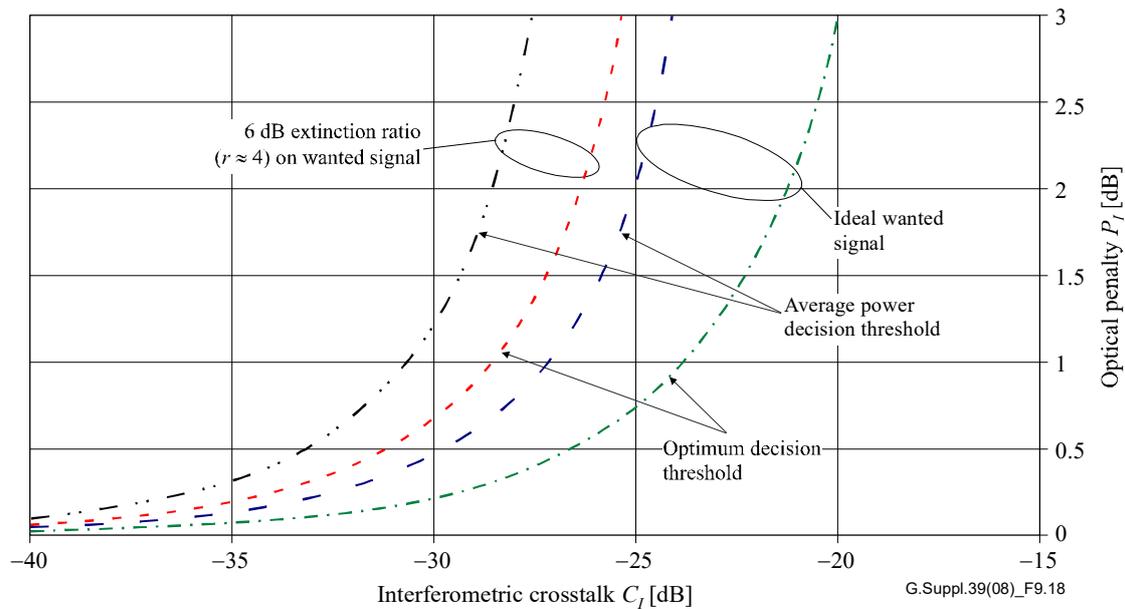


図 9-20 - 複数干渉における光ペナルティ対干渉クロストークのグラフ (ガウシアンモデル)

9.7 非線形効果とシステム設計 - 数値計算

9.7.1 非線形効果の影響

波長分散を完全に補償した高速の中継伝送システムは、単一チャネルのシステムでは SPM、複数チャネルのシステムでは XPM や FWM といった非線形光学効果の影響を受ける。このような非線形現象は光ファイバにおけるカー効果によって発生し、入射光信号のパワーが強くなるほど影響は大きくなる。従って、入射光信号のパワーが非常に強い場合には、このような非線形効果によってシステム性能は大きく劣化してしまう。

入射光信号のパワーが低い場合にも、受信端での光信号 - 雑音比が低い為に、システム性能は劣化してしまう。従って、システム性能 (Q 値、BER など) があるペナルティ値となるような、入射光信号パワーの最大及び最小の閾値が存在する。最低入射パワーの閾値推定については、9.5 章 (累積雑音) に記述がある。

9.7.2 分散制御

長距離 DWDM 伝送システムの敷設に伴って、伝送ファイバで発生する非線形効果を検討する事は、DWDM システムにおける伝送距離や伝送マージンを最適化する際の主要課題となっている。DWDM 長距離伝送システムの性能は、一般的に分散制御と呼ばれる手法を用いて保証されている。DWDM チャンネルの入射光パワーを最適化し、伝送距離 (ファイバスパン数) を最大化する為には、前置・伝送路・後置における分散補償や経路の平均分散を慎重に選び、自己位相変調 (SPM)、相互位相変調 (XPM) などの非線形効果を抑制するべきである。

伝送ファイバ中の光データパルスの伝播を記述する非線形シュレディンガー方程式を数值的に解く、スプリットステップフーリエ法を用いたシミュレーション計算によって、分散制御は行われる。伝送ファイバで発生する非線形現象によるシステム性能の劣化は、伝送ビットレート、変調フォーマット、チャンネル間隔等に依存しているが、複雑である為に、この補足文書に掲載出来るような、単純な解析モデルは今日まで提案されていない。

9.7.3 シミュレーション計算例

9.7.3.1 計算方法

以降では 40Gbit/s の WDM システムにおける自己位相変調 (SPM)、相互位相変調 (XPM)、四光波混合 (FWM) などの非線形効果の影響を算出する。同じ変調フォーマットの 43Gbit/s の信号のみが存在する際、中心チャンネルにおいて、PRBS が 2^9-1 でビット誤り率 10^{-4} における OSNR ペナルティが 1dB となるチャンネル当たりのパワー (非線形閾値 (NLT) パワー) は、入射光パワーを変えながらシミュレーション計算を行う事で、算出可能である。

更に、非線形効果がファイバスパン毎に累積される場合、NLT 値は、 $IPP = (\text{あるスパンにおける NLT}) \times (\text{スパン数})$ によって表す事ができ、何番目の伝送スパンなのかには、無関係である。

9.7.3.2 シミュレーションに使用したパラメータ

表 9-7 にこの計算に使用したパラメータを示す。

表9-7- シミュレーションに適用したパラメータ

チャンネルビットレート	43.018 Gbit/s
擬似乱数バイナリシーケンス	2^9-1
チャンネル数	5
チャンネル間隔	100 GHz 又は 50 GHz
中心チャンネルの周波数	193.1 THz
ファイバ	ITU-T G.652
スパン数	6
スパン長	80 km
スパンの損失	22 dB
ファイバの非線形係数 (n_2 / A_{eff}):	$3.0 \times 10^{-10} / \text{W}$

ITU-T G.652 ファイバの典型的な分散値を考慮し、それぞれの変調フォーマットにおける分散値配置 (前置・伝送路・後置における補償分散値) を最適化した。分散補償器における非線形効果は考慮していない。チャンネル間隔はそれぞれの変調フォーマットに対し、100GHz または 50GHz とした。OSNR を調整する為の ASE は、受信器の前でのみ付与をした (光アンプはノイズなしとした)。適用した ASE ノイズフィルタの形状は、Figure II.6 [b-ITU-T G.680] のものと同等であり、ノイズフィルタの帯域は、それぞれの変調フォーマットに対して 2dB の OSNR ペナルティを与える帯域の 1.4 倍である。光増幅後のファイバスパンに入射するチャンネル毎のパワーは、全てのチャンネルで等しい。更に、全てのチャンネルはリンク全長で同一の偏光を持つものとした。

9.7.3.3 シミュレーション結果

表 9-8 には、表 9-7 のパラメータを持つ 40Gbit/s の異なる 5 つの変調フォーマットに対する、IPP のシミュレーション計算値をまとめ、NLT 値の実験結果 [b Färbert], [b-Klekamp] を IPP 値に変換した値と比較したが、計算値は実験値よりも 1dB 程度良い値となっている。

表9-8 - シミュレーション計算 (sim) 及び実験 (exp) [b-Klekamp], [b-Charlet] による、40Gb/s変調フォーマットに対するIPP値

		NRZ	NRZ-DPSK	RZ-DPSK	ODB/PSBT	RZ-DQPSK	P-DPSK
		100 GHz 間隔			50 GHz 間隔		
IPP (sim)	dBm	12.3	15.5	17.2	14	13.1	
IPP (exp)	dBm	12.2	14.6	16.5		12	13

9.7.4 線形と非線形伝送の比較

9.7.4.1 単一スパン伝送の実験例

純粋な線形伝送の場合とは異なり、非線形伝送の場合には、分散制御設計によるリンク分散の適切化によって、SPMなどのカー効果を十分に緩和する事ができる。これは、システムプロバイダによって伝送路を敷設する際、スプリットステップフーリエ法による数値シミュレーションによって設計する事が出来る。

“パワーの積算的な”ふるまいを仮定すれば、少ないスパン数の伝送により得られた“NLTリミット”によって、長距離多スパン伝送における“NLTリミット”を見積もる事ができる。これらのNLTリミット推定は、単純な単一スパン伝送の測定結果にまで落とし込む事ができ [b-Färbert], [b-Klekamp]、線形伝送と非線形伝送を識別する情報を与える。ITU-T G.652 ファイバを用いた単一スパン、単一チャネルの40Gb/s NRZ 変調フォーマットでの実験結果によると、前置分散補償値の最適化による、1dBのOSNRペナルティを与えるファイバ入射信号パワーである非線形閾値(NLT)は、約12.5dBmであった。図9-21は、ファイバ入射パワーに対するOSNRペナルティの関係であるが、最適な負の前置分散補償によってNLT値が最大になる事を示している。一方、例えば0.1~0.2dBといった低い伝送ペナルティとなる線形伝送時のファイバ入射パワーの最大値は、前置分散補償を実施しなければ、わずか5dBm程度である。

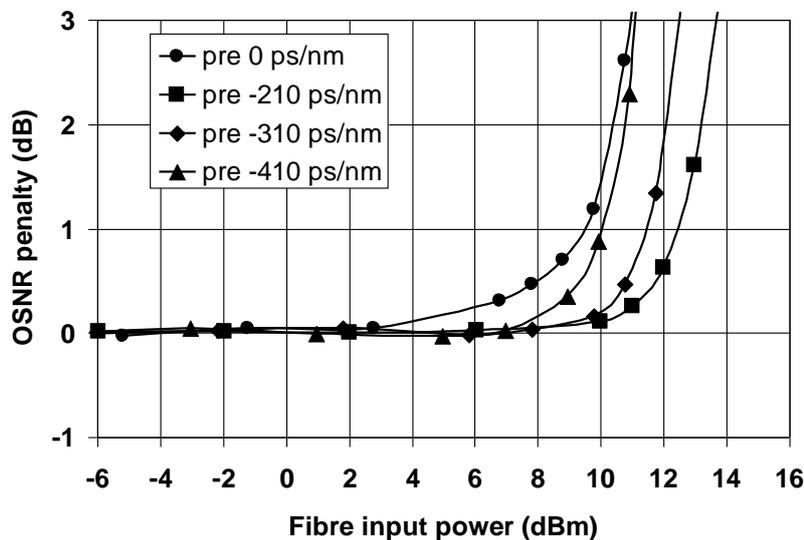


図9-21 - 単一スパンのITU-T G.652ファイバを用い、異なる前置分散補償値である際の、ファイバ入射パワーに対するOSNRペナルティの関係; NLTはOSNRペナルティが1dBとなる入射パワー

後置分散補償も最適化された場合には、図9-22に示されるようにNLTは更に増加する。図9-22の円プロットを持つ曲線で示されるように、-210ps/nmの前置分散補償と65ps/nmの残留分散補償によって、NLTは最大値の15dBmとなる。実際のシステムでは、NLTリミットで運用されるチャンネルに対し、適応的な後置補償を与える事によって、OSNRを低く保つ事が出来る。このように、前置分散補償と受信端における（適応的な）後置分散補償の最適化によって、ファイバ入射パワーを10dB程度高くする事が出来る。

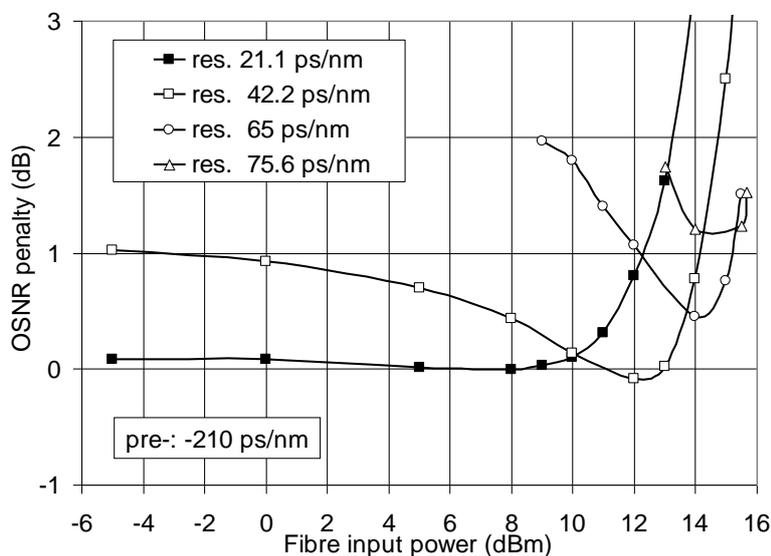


図 9-22 - 単一スパンの ITU-T G.652 ファイバを用い、前置分散補償値が-210ps/nm とし、様々な値の後置分散補償とした際の、ファイバ入射パワーに対する OSNR ペナルティの関係

9.7.4.2 多スパン伝送における OSNR シミュレーション計算

NRZ 40Gb/s 変調フォーマットの単一スパン伝送の例を考慮すると、非線形、線形伝送の IPP 値はそれぞれ 15dBm、5dBm である。例えば、5、10、20 スパンの非線形伝送を考える場合、ファイバ入射の最大値は、それぞれ 8、5、2dBm となる。

図 9-23 のように通常 (式 9-20) の OSNR 計算を用いて、スパンロスが 22dB、中継器アンプの雑音指数が 6.5dB と一定であると仮定し、IPP が 5dBm、15dBm である場合に、それぞれ線形と非線形伝送の最適値に相当する、スパンロスと OSNR の関係を図 9-23 のように算出することが出来る。

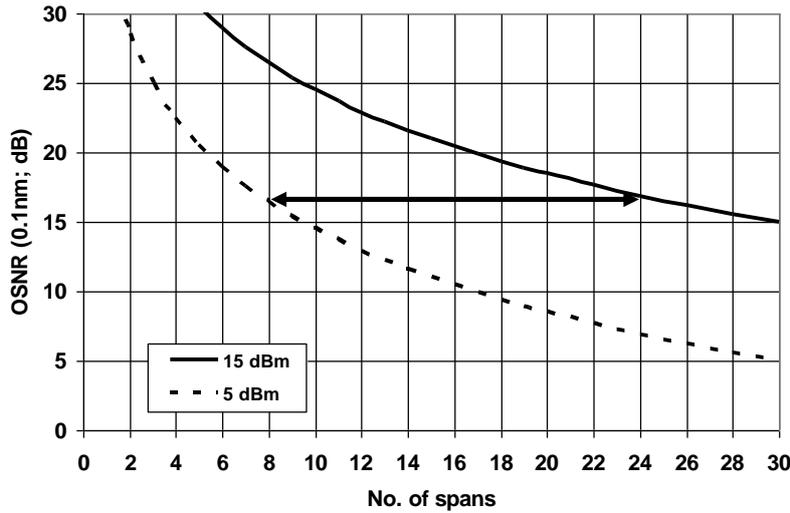


図 9-23 - IPP が 15 dBm、5 dBm である場合のスペン数と OSNR の関係

これらの例のように、非線形伝送では、一般的に、線形伝送よりも 3 倍長い伝送距離を実現する事ができる。例えば、OSNR 感度が 17dB ([b-ITU-T G.696.1], Appendix I にあるエンハンスド FEC 閾値) である場合に、線形伝送の場合には 8 スペンまでの伝送が可能だが、非線形伝送の場合には、最適化すると 24 スペンの伝送が可能である。

9.7.5 非線形位相シフトを用いた、システムの非線形効果の推定

どのような伝送フォーマットであっても、ファイバ非線形屈折率 (n_2)、実効断面積 (A_{eff}) 及びスペンの非線形実効長 ($L_{eff} = (1 - e^{-\alpha L}) / \alpha$; α はファイバの損失係数 (m^{-1} 表記) で、 L はファイバ長さ) に従って、異なるファイバタイプを用いた場合の非線形閾値 (NLT) は大きく異なる。

例えば ITU T G.652 ファイバが伝送路として使われ、分散補償ファイバが中継部での分散補償に使われる等、異なるファイバタイプが伝送システムに含まれる場合、非線形位相シフト (θ_{NL}) 値が、伝送システムの性能評価の為の尺度となる [b Antona]。IPP (スペン数 \times NLT) は、ファイバタイプの非線形係数 ($\gamma = n_2/A_{eff}$) と実効長 L_{eff} の重み付をしなくてはならない事が示されている [b Antona]。ファイバへの入射光強度が P_i であるとして、ITU-T G.652 ファイバとスペン毎の DCF を用いた伝送 (スペン数は N) では、累積非線形位相シフトは、

$$\Phi_{NL} = \frac{2\pi}{\lambda} \sum_{i=1}^N \left(P_i \frac{n_2}{A_{eff}} \frac{1 - e^{-\alpha L_i}}{\alpha} \right)_{G.652} + \left(P_i \frac{n_2}{A_{eff}} \frac{1 - e^{-\alpha L_i}}{\alpha} \right)_{DCF}$$

$$\Phi_{NL} = \frac{2\pi}{\lambda} \sum_{i=1}^N \left(P_i \gamma L_{eff} \right)_{G.652} + \left(P_i \gamma L_{eff} \right)_{DCF}$$

となる。

DCF は伝送用ファイバよりもかなり小さな A_{eff} と、ほぼ等しい非線形屈折率 n_2 を持っている。ITU-T G.652 ファイバと DCF に対する入射光パワー P_i が等しい場合には、非線形位相シフト量の大部分は DCF で発生するだろう。DCF で発生する非線形位相シフトを、ITU-T G.652 ファイバでの位相シフトよりも小さくする為に、一般的なシステム設計では、中継 DCF モジュールへの入射光パワー P_i は、ITU-T G.652 ファイバへの入

射光パワー P_i よりかなり小さくなるようにする。

非線形位相シフトの累積値は、システムペナルティが 1dB となる約 0.2π が臨界値である [b-Antona]。非線形位相シフトは、SPM、XPM、相互偏波位相変調を考慮しているが、FWM は含んでいない。

10. 統計的システム設計

10.1 包括的方法論

コンポーネントの数が少ないシステムにおいては、決定論的な（または最悪）設計が有益であり、システムに対して合理的なマージンを提供する。しかし、コンポーネントの数が多きシステム、例えば複数スパン・多重チャネルシステムでは、決定論的な設計から得られるマージンは大きくなりすぎる場合がある。そのような状況では、製造メーカーと同様にネットワークオペレータは、統計的なデザインの利用を検討すべきである。

システムパラメータ（例えば、リンクの最大損失値、最大波長分散値など）は、要素パラメータ（例えば、ファイバの製品としての損失係数または波長分散係数など）とは区別される。システムパラメータは、要素パラメータの統計的特性を考慮し、システム設計を行うことで決定される。システムパラメータと要素パラメータの関係の例を表 10-1 に示す。

表 10-1 システムパラメータと要素パラメータの関係

システムパラメータ	要素パラメータ	記述箇所
最大損失値	ケーブル損失、送信最大出力パワー、受信器感度、パワーペナルティ、接続損失、コネクタ損失	10.2 損失の統計的設計
最大波長分散値	ファイバの波長分散係数、送信器出力光波長幅	10.3 波長分散の統計的設計
最大群遅延時間差	ケーブルのPMD係数、主偏光状態間のパワー分配、リンクにおけるその他要因	10.4 偏波モード分散の統計的設計
最大出力パワー	ケーブル損失、ファイバのゼロ分散波長・実効断面積・非線形係数、チャンネル間隔	今後検討

本補助文書の現行版においては、システムにおいて1つのシステムパラメータのみを統計的に扱うこととしている。例えば、波長分散が制限要因となるシステムにおいて、最大波長分散値が統計的に考えられ、その他のシステムパラメータについては従来通り、最悪設計のアプローチが適用される。2つ以上のシステムパラメータを統計的に扱う場合については、今後の検討課題とする。

10.1.1 システムの故障確率

システムの故障確率は、通常ビット誤り率が 10^{-12} を超える確率として定義される [b-Bulow]。しかしながら、ビット誤り率は多くのパラメータ（例えば送受信器の特性）に依存しているので、一般的な統計設計においてビット誤り率を参照することは困難である。従って本項では、システムの故障確率ではなくシステムの有意水準を考えることとし、ビット誤り率を参照しない。有意水準とは、仮説を評価するために統計学においてよく使われる専門用語である [b-Maksoudian]。

それぞれのシステムパラメータに関して、システムの有意水準は、システムパラメータがある特定値 x を超える確率として定義される。当然有意水準は x の関数となる。例えば、平均群遅延時間差の3倍が x と等しいとき、群遅延時間差の有意水準は 4.2×10^{-5} となる（[ITU-T G.691] を参照のこと）。また、波長分散の平均値と 3σ (σ は標準偏差) の和が x と等しいとき、最大波長分散値の有意水準は 1.3×10^{-3} となる [b-IEC SC86C]。

10.1.2 システムが許容する確率の閾値

システムが許容する確率の閾値 (P_{th}) は、システムパラメータそれぞれで許容される最大の有意水準と定義される。確率の閾値は、ネットワークオペレータのシナリオに依存し、閾値を超える確率とコストはトレードオフの関係がある。

ここで考えるいくつかのパラメータでは、 P_{th} はリンクが使用開始されたときに規定値を超える確率として言及されることがある。例えば波長分散において、 P_{th} の値が 10^{-3} であるということは、平均で 1000 リンクのうち 1 つが、使用開始時に規定された分散値を超えることを意味している。一方で、その他のパラメータについては、 P_{th} は対象とするパラメータが当該リンクにおいて規定値を超える時間を示す確率となる。

表 10-2 に、 P_{th} に対するガウス分布を仮定した場合の平均値からの偏差 ($x\sigma$) およびマクスウェル分布 (PMD) の時の最大/平均値比との対応表を示す。

表 10-2 システムの許容する確率の閾値

確率の閾値, P_{th}	ガウス分布: 平均からの偏差 ($x\sigma$)	マクスウェル分布: 最大/平均値の比 [S]
10^{-3}	3.1	2.5
10^{-5}	4.3	3.2
10^{-7}	5.2	3.7
10^{-9}	6.0	4.2

10.1.3 設計のフローチャート

一般的なフローチャートを図 10-1 の左に示す。また、波長分散を例とした場合について、図 10-1 の右に記載している。

- 1) 決定すべきシステムパラメータを選択する。図 10-1 の例では、最大波長分散値をシステムパラメータとしている。
- 2) 対応する要素パラメータの確率分布特性を取得する。図 10-1 の右に記載のヒストグラムで示す通り、製品 i の平均波長分散値を D_i 、標準偏差を σ_i と仮定している。
- 3) 与えられた条件下におけるシステムパラメータの確率分布 $p(x)$ を計算する。図の例では、ファイバのリンク長を 160km としている。システムパラメータの統計的分布は、いくつかのファイバボビンの分布が連結されたものとして得られる。中心極限定理より、連結されたリンク全体の分布はガウス形状を有する。この例では、分散値の平均値は $17 \times 160 = 2720$ ps/nm であり、標準偏差は 48 ps/nm である。
- 4) システムが許容する閾値確率 P_{th} を選択する。本例では、1000 リンクのうち 1 リンクが計算された分散値を超える (P_{th} が 10^{-3} 相当) ことを許容している。
- 5) 式 $P(X) = P_{th}$ からシステムパラメータ X を決定する。本例では、分散の最大値は $P_{th} = 10^{-3}$ を仮定して $17.9 \times 160 = 2864$ ps/nm と決定されている。従って、伝送システムに求められる波長分散値は、最悪値設計と比較して 336 ps/nm 緩和される。

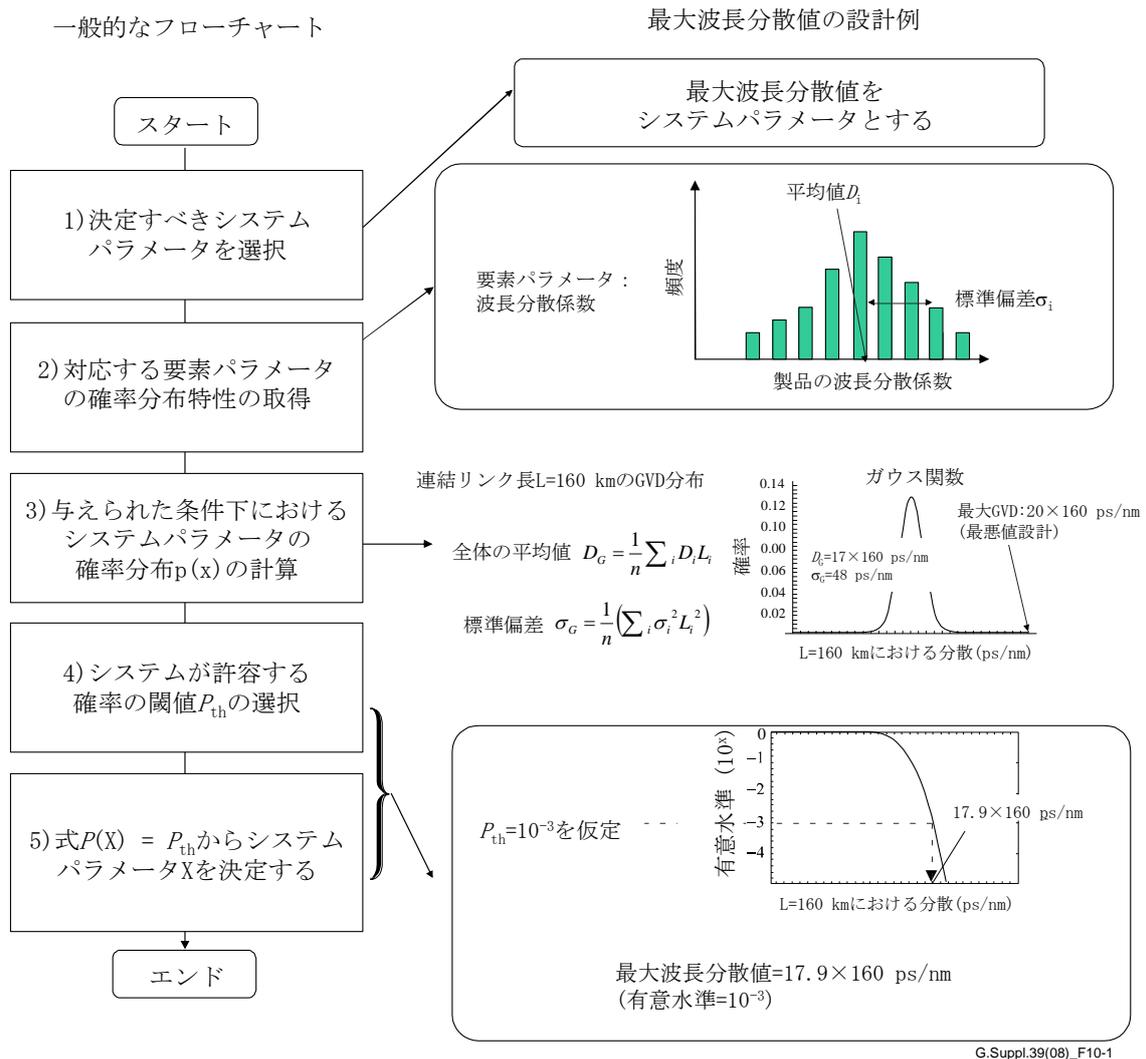


図 10-1 一般的なフローチャートと最大波長分散の設計例

10.2 伝送損失の統計設計

通常、光伝送路は、多数の融着接続された光ファイバケーブルで構成される。個々の光ファイバケーブルに対する要求は光ファイバ及びケーブルの勧告で与えられる。接続されたリンクの伝送パラメータは個々のケーブル長での性能だけでなく、光伝送路全体の統計値も考慮しなければならない。

個々の光ファイバケーブルの伝送特性は、最も実用的な設計をする場合、しばしば考慮されるべき一定の確率分布を持つだろう。この項の中の以下の段落は様々なパラメータの統計的性質を考慮しながら読むべきである。

光伝送路の特性は、融着接続、コネクタ接続及び敷設環境のような光ファイバケーブル以外の要因の影響を受ける。光伝送路の特性値を見積る目的の為に、光ファイバ伝送路の典型値は、各々のファイバ及びケーブル勧告の付属書の中に提供されている。システムデザインに必要なパラメータの推定方法は測定値、モデリングもしくは他の検討に基づく。

光伝送路の伝送損失 A は次式で与えられる。

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

ここで、各パラメータは下記を示す。

α 光伝送路中の光ファイバケーブルの伝送損失係数の典型値

- α_s 平均融着接続損失
- x 光伝送路中の融着接続数
- α_c コネクタ接続損失の平均値
- y 光伝送路中のコネクタ接続の数 (供給された場合)
- L 光伝送路長

適切なマージンはケーブル構成の将来における変更の為に割り当てるべきである (追加の融着接続、ケーブル余長、経年劣化の影響、温度変化等)。各々の光ファイバ及びケーブル勧告の付属書にある典型値は光ファイバ伝送路の伝送損失である。

システムの最大伝送損失値、及びこれら伝送損失の発生要因の組合せは、スパン長の変動要因となる。このスパン長は[ITU-T G.957]と[ITU-T G.691]のような勧告の為に目標値だが、波長分散によって制限される長さまで許容してもよい。

ファイバの伝送損失係数の典型値 α はレイリー散乱、水酸基吸収、曲げ損失、マイクロバンド損失を要因として、波長 λ に依存して変動する。適切に設計されたケーブルでは、波長に依存する曲げ損失の変動は無視できるが、一般的に 1550nm 以上の波長で増加する。しかしながら、いくつかのケーブルでは、マイクロバンドの効果は長波長帯において、伝送損失上昇の原因となり得る。[ITU T G.652]ファイバのレイリー散乱は、納入業者、製造時期に関わらず概ね一定であり、 $1/\lambda^4$ の関係に従う。

水酸基吸収のピーク波長は 1383nm 近傍にあり、1383nm 近辺のすどいピークとしておおよそ特徴づけることができる。このピークは水素暴露及びファイバの水素感度によって影響を受ける。長い時間を掛けてファイバメーカーは水素感度と同様に水酸基吸収成分を減らす方法を獲得した。[ITU-T G.652]は、水素による経年劣化を含む水酸基によるピークの伝送損失係数が、1310nm から 1625nm の波長範囲における伝送損失係数の最大値以下であることが要求される 2 つのカテゴリ、G.652.C と G.652.D を含む。

[ITU-T G.695]の作成中に、光伝送路の伝送損失は、波長に対する依存性と共に、1550nm での測定値として特徴づけられた。この波長依存性は一定と見なされ、1550nm の値の変化は、ケーブル化されたファイバ全体の伝送損失の変化や、融着接続/コネクタ接続の損失や個数のような要因が考慮された。この結果は、[ITU-T G.695]の I.1 項にまとめられており、伝送距離とパワーレベルを関連づけるために使用されている。

以下の例は、あるネットワークオペレータが OTDR 測定に基づき推定したコアネットワークの損失の波長依存性であり、長い時間をかけた水酸基吸収の改善を示している。

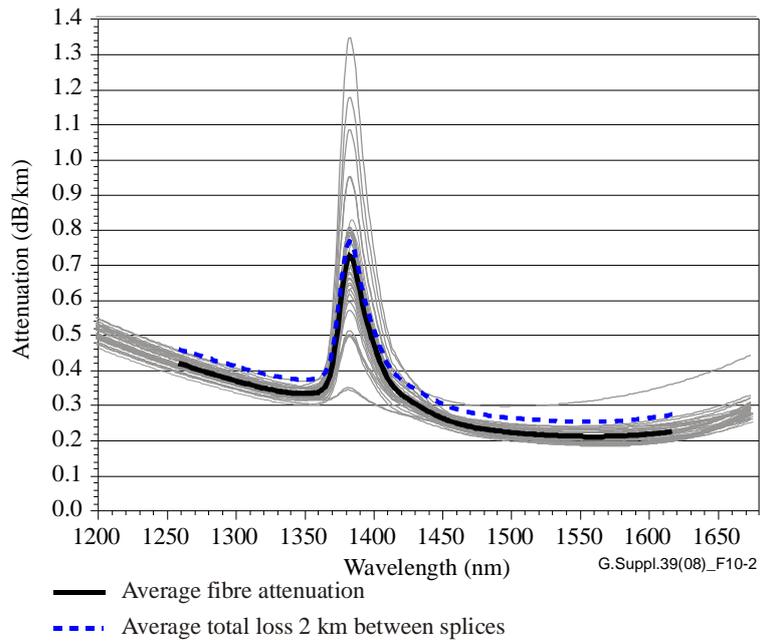


図 10-2 - 敷設された ITU-T G.652.A と B ケーブルの伝送損失係数と接続損失の測定値
 (1990 年以前に敷設されたケーブル)

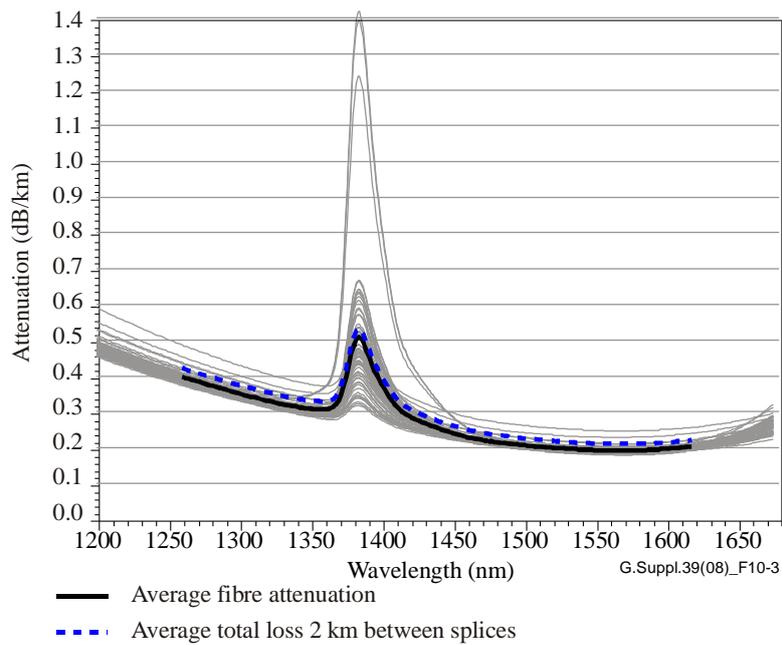


図 10-3 - 敷設された ITU-T G.652.A と B ケーブルの伝送損失係数と接続損失の測定値
 (2000 年頃に敷設されたケーブル)

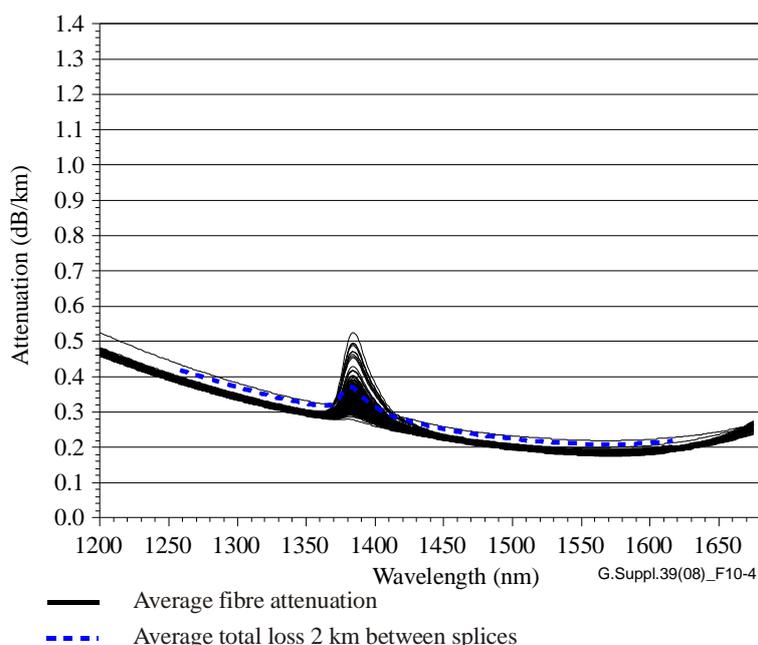


図 10-4 – 敷設された ITU-T G.652.A と B ケーブルの伝送損失係数と接続損失の測定値
(2003 年に敷設されたケーブル)

表 10-3 は上記の測定値から推定された CWDM チャンネルの統計値を要約する。

表 10-3 - コアネットワークの伝送損失係数の統計値

CWD M centr e wavel engt h (nm)	Cables installed before 1990				Cables installed around 2000				Cables installed in 2003			
	Fibre attenuation (dB/km)		Splice loss -2 km between splices (dB/km)		Fibre attenuation (dB/km)		Splice loss -2 km between splices (dB/km)		Fibre attenuation (dB/km)		Splice loss -2 km between splices (dB/km)	
	Ave	Stdv	Ave	Stdv	Ave	Stdv	Ave	Stdv	Ave	Stdv	Ave	Stdv
1271	0.408	0.017	0.041	0.037	0.392	0.018	0.025	0.025	0.382	0.005	0.025	0.025
1291	0.384	0.016	0.041	0.036	0.368	0.017	0.024	0.024	0.359	0.005	0.024	0.024
1311	0.368	0.015	0.041	0.036	0.346	0.016	0.024	0.024	0.337	0.004	0.024	0.024
1331	0.341	0.015	0.041	0.035	0.326	0.015	0.024	0.024	0.317	0.004	0.024	0.024
1351	0.329	0.015	0.041	0.034	0.307	0.019	0.023	0.023	0.291	0.004	0.023	0.023
1371	0.586	0.127	0.041	0.034	0.439	0.137	0.023	0.023	0.323	0.026	0.023	0.023
1391	0.720	0.197	0.041	0.033	0.509	0.210	0.022	0.022	0.342	0.041	0.022	0.022
1411	0.436	0.074	0.041	0.033	0.348	0.082	0.022	0.022	0.280	0.016	0.022	0.022
1431	0.316	0.028	0.041	0.032	0.277	0.033	0.022	0.022	0.248	0.006	0.022	0.022
1451	0.269	0.017	0.041	0.031	0.246	0.018	0.021	0.021	0.230	0.004	0.021	0.021
1471	0.240	0.015	0.041	0.030	0.226	0.012	0.021	0.021	0.216	0.003	0.021	0.021
1491	0.225	0.017	0.041	0.030	0.213	0.012	0.021	0.021	0.205	0.003	0.021	0.021
1511	0.216	0.018	0.041	0.029	0.204	0.010	0.020	0.020	0.197	0.003	0.020	0.020
1531	0.210	0.020	0.041	0.028	0.198	0.010	0.020	0.020	0.191	0.003	0.020	0.020
1551	0.207	0.022	0.042	0.028	0.194	0.010	0.019	0.019	0.186	0.003	0.019	0.019
1571	0.206	0.025	0.043	0.029	0.192	0.010	0.019	0.019	0.184	0.004	0.019	0.019
1591	0.211	0.027	0.045	0.032	0.195	0.010	0.018	0.018	0.187	0.004	0.018	0.018
1611	0.220	0.028	0.049	0.034	0.203	0.010	0.018	0.018	0.194	0.004	0.018	0.018

表 10-3 - コアネットワークの伝送損失係数の統計値

CWD M centr e wave- lengt h (nm)	Cables installed before 1990				Cables installed around 2000				Cables installed in 2003			
	Fibre attenuation (dB/km)		Splice loss -2 km between splices (dB/km)		Fibre attenuation (dB/km)		Splice loss -2 km between splices (dB/km)		Fibre attenuation (dB/km)		Splice loss -2 km between splices (dB/km)	
	Ave	Stdv	Ave	Stdv	Ave	Stdv	Ave	Stdv	Ave	Stdv	Ave	Stdv
注 1 - 各間隔 (中心波長±6.5nm) 内では、最高値が使用される。												
注 2 - 使用された 6 つの OTDR 波長は、1241 nm, 1310 nm, 1383 nm, 1550 nm, 1625 nm 及び 1642 nm である。												

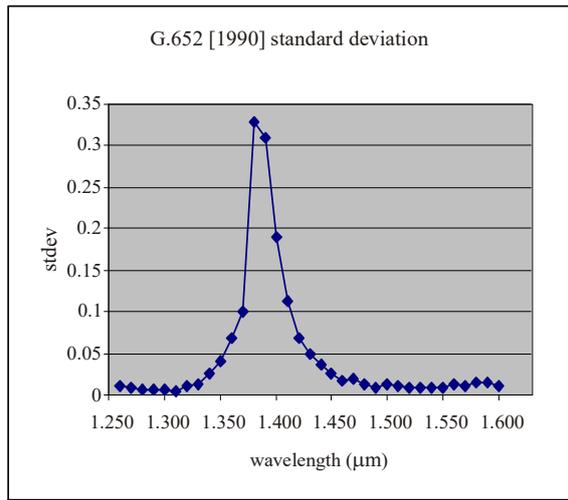
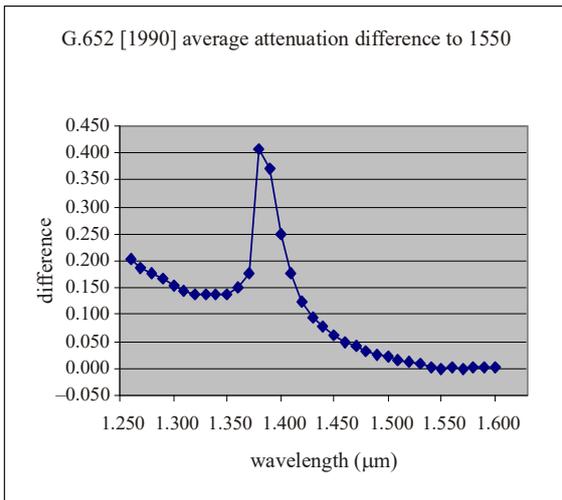
同じネットワークオペレータのコアネットワークの OTDR 測定に基づく以下の例は、[ITU-T G.652]および [ITU-T G.655]ファイバの間の光伝送路の伝送損失係数の差を示す。この測定値は、60km の 216 本の [ITU-T G.655]ファイバと、同じ長さの 55 本の [ITU-T G.652]ファイバを含む。

表 10-4 - ITU-T G.655 と ITU-T G.652 ファイバの伝送損失の測定値の比較

OTDR wavelength (nm)	ITU-T G.655 fibres				ITU-T G.652 fibres			
	Fitted attenuation (dB/km)		Measured values (dB/km)		Fitted attenuation (dB/km)		Measured values (dB/km)	
	Typical OH-model				OH-model [b-Hopland]			
	Average	Stdv	Average	Stdv	Average	Stdv	Average	Stdv
1241	0.443	0.007	0.439	0.007	0.423	0.009	0.42	0.011
1310	0.358	0.006	0.361	0.009	0.341	0.008	0.343	0.009
1383	0.412	0.042	0.413	0.043	0.51	0.227	0.508	0.224
1551	0.211	0.012	0.209	0.012	0.194	0.004	0.192	0.005
1621	0.227	0.016	0.23	0.017	0.207	0.006	0.209	0.006
1642	0.243	0.017	0.241	0.017	0.222	0.007	0.22	0.007
1650	0.25	0.017	-	-	0.229	0.008	-	-
1660	0.261	0.017	-	-	0.241	0.009	-	-
1670	0.274	0.017	-	-	0.254	0.011	-	-
1675	0.282	0.017	-	-	0.263	0.013	-	-

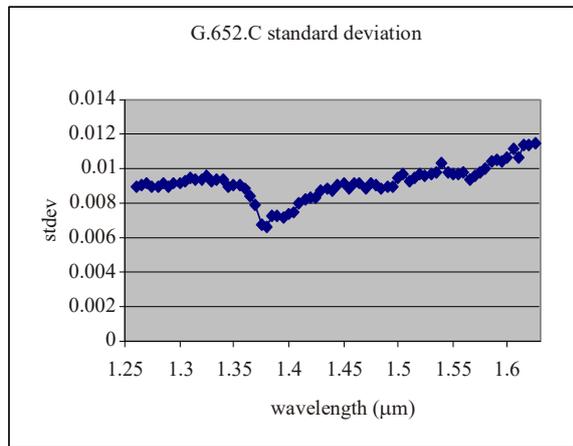
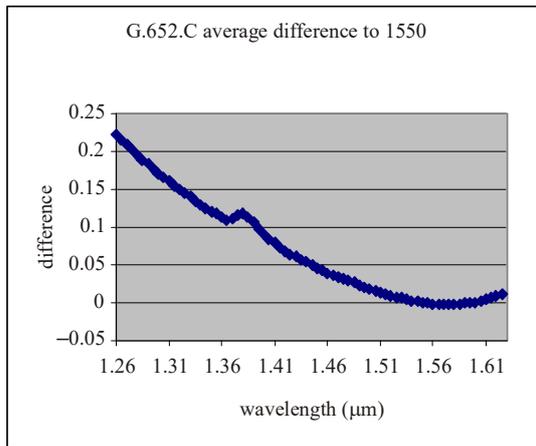
近似された伝送損失係数値は 1261nm から 1621nm のスペクトルをカバーする波長において、両ファイバに対して伝送損失係数の統計値を計算する為に用いられた。これらの計算結果は、[ITU-T G.655]ファイバは [ITU-T G.652]ファイバよりも、1261~1341nm の波長範囲においては平均 0.015 から 0.020dB/km だけ高い伝送損失係数を示し、1461~1621nm の波長範囲においては平均 0.016 から 0.021dB/km だけ高い伝送損失係数を示す。

以下の図は、波長に対する伝送損失係数の変動を 1550nm の値との差としてあるファイバメーカーの実績を示す。これらの値は [ITU-T G.695] の作成に使われた。



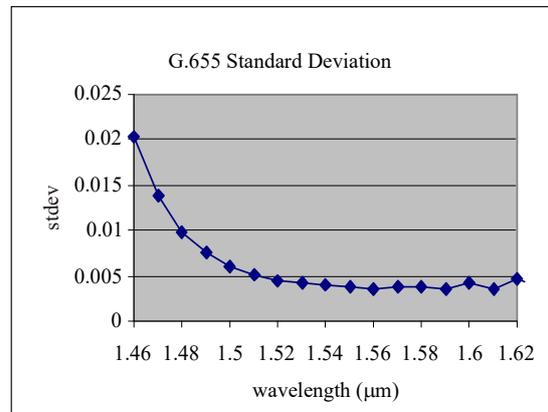
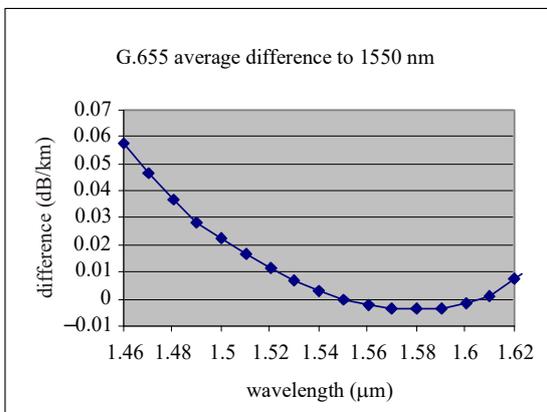
G.Suppl.39(08)_F10-5

図 10-5 – 1550nm に対する伝送損失係数の差の平均値と標準偏差
(1990 年頃の ITU-T G.652 ファイバ)



G.Suppl.39(08)_F10-6

図 10-6 – 1550nm に対する伝送損失係数の差の平均値と標準偏差
(ITU-T G.652.C ファイバ)



G.Supp.39(08)_F10-7

図 10-7 – 1550nm に対する伝送損失係数の差の平均値と標準偏差
(ITU-T G.655 ファイバ)

[ITU-T G.695]の作成において、アメリカでいくつかのコアネットワークに対して 1550nm の光伝送路の伝送損失係数が調査された。しかし、メトロネットワークにおける接続損失に関する情報が不十分なため、[ITU-T G.695]における 0.275 dB/km の基準値はそのまま維持された。

図 10-8 は、9 社のネットワークオペレータにおける、あるネットワークプロバイダの 20km 以上のメトロネットワークの 308 本の光伝送路損失係数の測定値を示す。2003 年から 2005 年の時期に実施されたこれらの測定値は、[ITU-T G.695]の値と整合する。

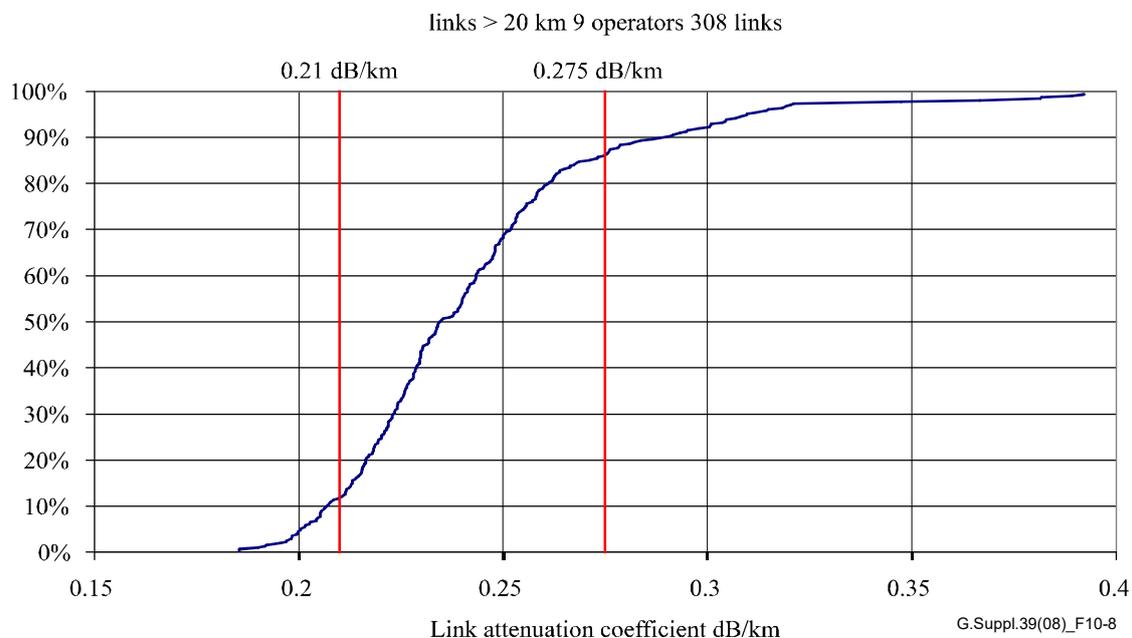


図 10-8 – 20km 以上の光伝送路に対する 1550nm の伝送路損失係数の累積確率分布

10.3 波長分散の統計的設計

10.3.1 背景

異なった複数のコンポーネントあるいは光ファイバが連結された際、連結された波長分散は、各波長毎に、個々の分散値の和になる。光伝送路の総分散は、光伝送路内に使われている製品の分布によって変わる。注記一以下の章では、ある特定の光ファイバあるいはコンポーネントでの一例が示されている。これらの例は、必ずしも広く代表的なものではない。

光ファイバの波長分散 $D(\lambda)$ は、[ITU-T G.650.1]に概説されている方法により、波長 λ の関数として測定される。与えられた波長範囲で、しばしば、光ファイバの設計により光ファイバ毎に変わり得るパラメータを含んだ式として表される。幾つかの式は [ITU-T G.650.1] に示され、一般的な単位は ps/nm·km である。コンポーネントにおいては分散 $CD(\lambda)$ の表現には同様な式を用いることができ、単位は ps/nm である。

10.3.2 統計的な波長分散

個々の光ファイバ区間に対し、適用範囲の個々の波長に対する波長分散を計算することで、単一分布、あるいは組合わさった分布が連結された統計を表現することができる。これにより、個々の波長での波長分散の分布が得られる。図 10-9 と 10-10 は、[ITU-T G.655]タイプの光ファイバのある 2 つの波長での分布を示している。

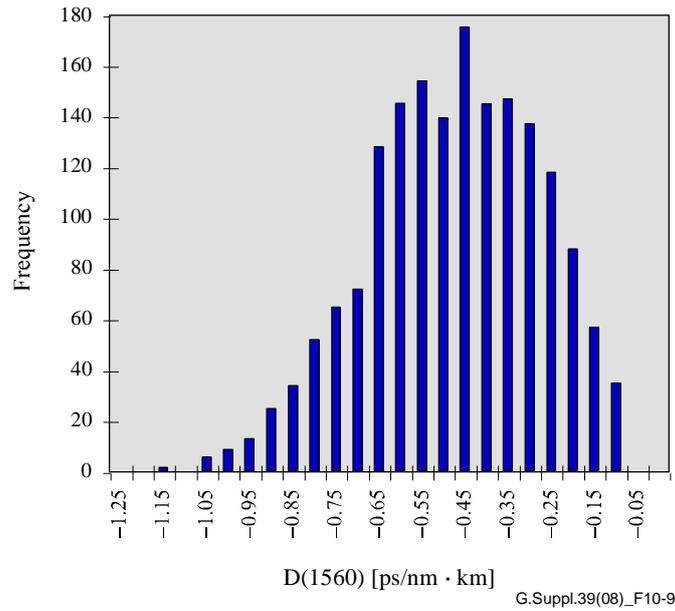


図 10-9 1560nm での波長分散のヒストグラム

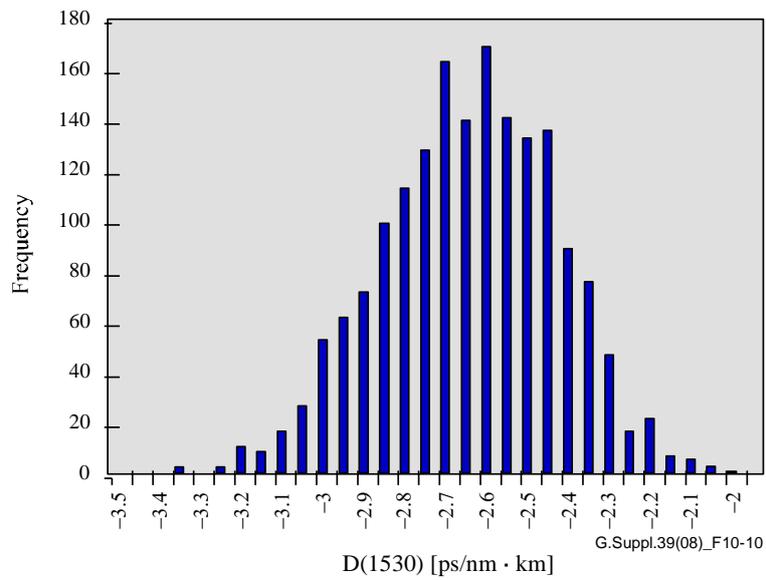


図 10-10 1530nm での波長分散のヒストグラム

図 10-11 と 10-12 にあるように、個々の波長での分布は平均と標準偏差で特徴付けられる。

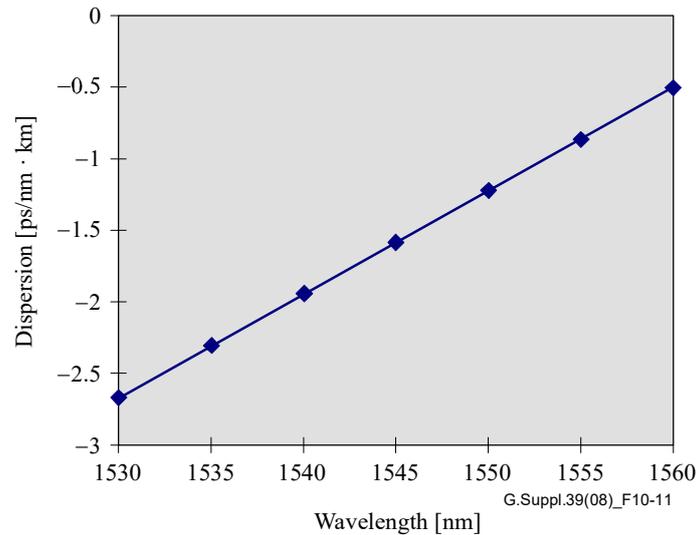


図 10-11 波長に対する波長分散の平均

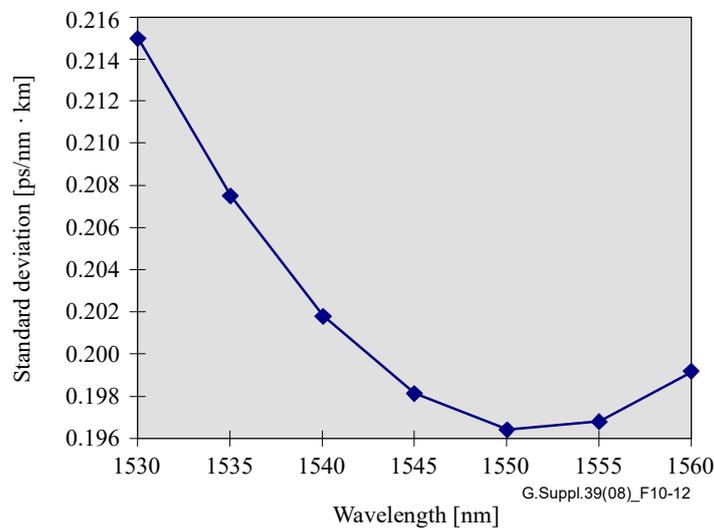


図 10-12 波長に対する波長分散の標準偏差

平均が線形の関係であり、標準偏差が2次関数であることを注記する。これは、一つには波長分散と波長が線形関係であることによる。図 10-11 と 10-12 の例のデータは波長 λ (nm) に対する経験式に近似することができる。

$$\mu(\lambda) = 0.072(\lambda - 1567) \quad (\text{ps/nm} \cdot \text{km}) \quad (10-2a)$$

$$\sigma(\lambda) = 0.1964 + 3.97 \times 10^{-5}(\lambda - 1551.6)^2 \quad (\text{ps/nm} \cdot \text{km}) \quad (10-2b)$$

ここで μ は平均で σ は標準偏差である。

10.3.3 単一集団の光ファイバの連結の統計

これらの統計はガウス分布の仮定に基づく。この例は、 P_{th} (システムが許容する確率の閾値) の3シグマレベルの上下限 0.13%で計算した。他の確率レベルを選択することも出来る。

長さが等しいと仮定すると、連結された光ファイバの波長分散は個々の光ファイバの波長分散の平均になる。

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

中心極限定理を使うと、ガウス分布に従い、これらの平均は母平均に近くなる。分布の 99.7% (上限 0.13% と下限 0.13%) が含まれるよう固定された確率の上下限を使うと、光伝送路の波長分散の上下限 D_{Tot} は以下になる。

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

控えめな n 値を仮定すると、光伝送路長 L_{Tot} 中の最大区間長 L_{Seg} を使って、式 10-4a は以下のように書ける。

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

光伝送路の総分散値の上下限 CD_{Tot} は、ただ、光伝送路長に光伝送路の波長分散の上下限をかけたものになる。

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

表 10-5 は 120km の光伝送路長と 5km の区間長を仮定した際の前節の母集団の計算値を示している。これらの値は最悪値仕様から推定される -420 ps/nm を十分に下回っている。

表 10-5

Wavelength	CD_{min}	CD_{max}
1530 nm	-336 ps/nm	-304 ps/nm
1540 nm	-249 ps/nm	-219 ps/nm

分布が布設された光伝送路の一部区間での測定値に基づいている場合は、測定された区間長 L_{Seg} あるいは光伝送路内の最長区間長に置き換える。

10.3.4 コンポーネントを含んだ複数集団の連結の統計

表記は、平均と標準偏差に I 、 II 、等の添字を付けて拡張される。同様に、例えば、タイプ I のファイバとタイプ A のコンポーネント数 n_A による光伝送路長は L_{I-Tot} となる。

確率の上下限はまた、ガウス分布の $\pm 3\sigma$ の確率の上下限による。しかし式は合計する前に「平均部」と「標準偏差部」に分けられる。分散の平均は以下になる。

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

総分散の標準偏差は以下になる。

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

従って上下限は以下となる。

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

さらなる光ファイバやコンポーネントのタイプの追加は上記式を単純に拡張することにより可能である。これらの式は、全ての分散補償器を終端に設置することができる状況を示していることを注記する。一般的にはこれはあり得ない。分散補償器は通常は光伝送路に沿って、局所的な分散の最大値を抑えるべく配置される。

これらの式は[ITU-T G.652]ファイバの分布と [ITU-T G.671] に定義されている分散補償コンポーネントの連結を説明している。仮定されている光伝送路パラメータは以下の通りである。

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

図 10-13 と 10-14 に波長 (nm) に対する波長分散 (ps/nm·km) の光ファイバの統計を示す。

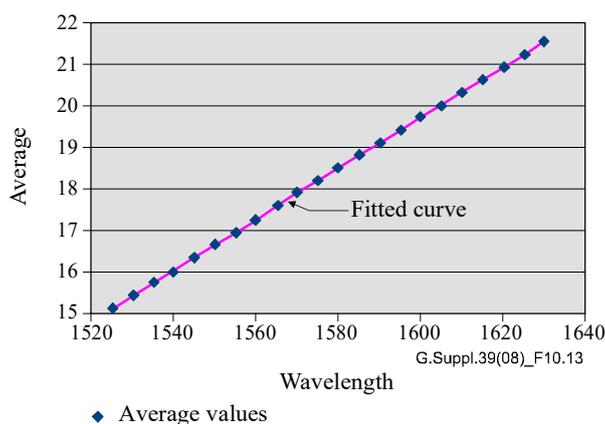


図 10-13 ITU-T G.652 ファイバの平均波長分散

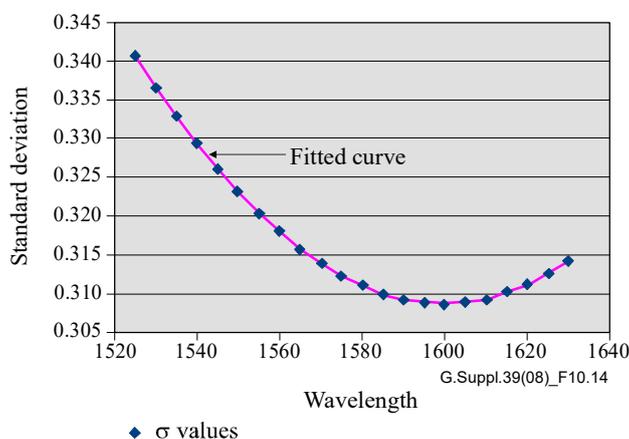


図 10-14 ITU-T G.652 ファイバの波長分散の標準偏差

図 10-13 の近似線の式は以下になる。

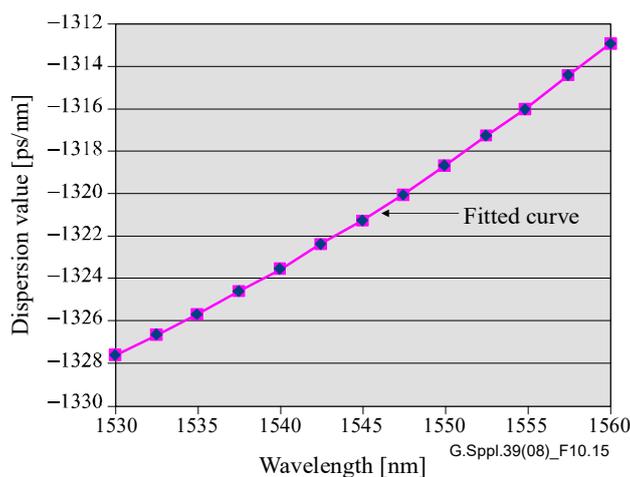
$$\mu(\lambda) = -77.403 + 0.0607 \times \lambda \quad (\text{ps/nm} \cdot \text{km}) \quad (10-7a)$$

ここで λ の単位は nm である。

図 10-14 の近似曲線の式は以下になる。

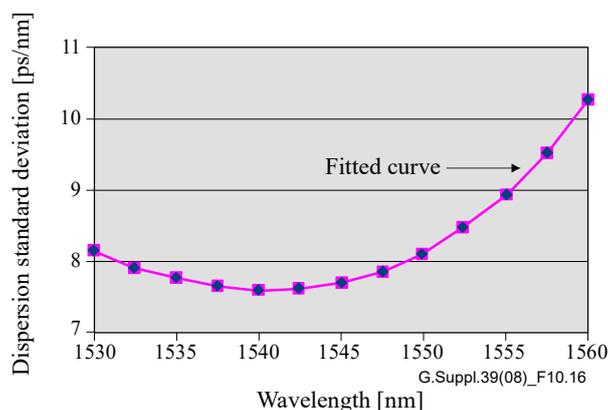
$$\sigma(\lambda) = 15.013 - 18.384 \times 10^{-3} \times \lambda + 5.746 \times 10^{-6} \times \lambda^2 \quad (\text{ps/nm} \cdot \text{km}) \quad (10-7b)$$

分散補償の統計値は図 10-15 と 10-16 に示される。



◆ Dispersion compensator average values

図 10-15 分散補償器の平均値



◆ Dispersion compensator standard deviation values

図 10-16 分散補償器の標準偏差

図 10-15 の近似曲線の式は以下になる。

$$\mu(\lambda) = 8.010 \times 10^3 - 12.5698 \times \lambda + 4.227 \times 10^{-3} \times \lambda^2 \quad (\text{ps/nm}) \quad (10-8a)$$

図 10-16 の近似曲線の式は以下になる。

$$\sigma(\lambda) = -3.4612 \times 10^5 + 6.824 \times 10^2 \times \lambda - 0.4484 \times \lambda^2 + 9.818 \times 10^{-5} \times \lambda^3 \quad (\text{ps/nm}) \quad (10-8b)$$

式 10-6a、10-6b、10-6c によるこれらの統計をあわせ、光伝送路の仮定値 (400km のファイバ、10km の区間、5 個の分散補償器) を使うと、図 10-17 に示す結果が得られる。光ファイバの波長帯域に対し、分散補償器の波長帯域がそれほど広くないので、C バンド (1530 nm から 1565 nm) の特性だけが示されていることを注記する。

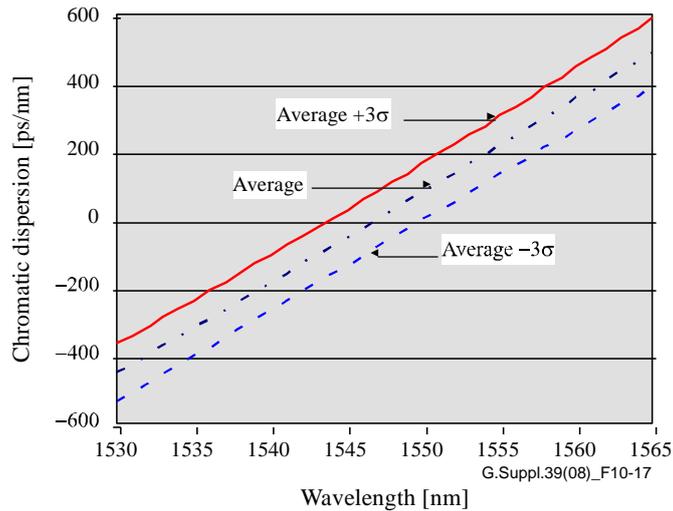


図 10-17 ITU-T G.652 ファイバと分散補償器を連結した場合の 3σ 上下限

C バンドでは、この補償された光伝送路の総分散は±600 ps/nm 以内となる。[ITU-T G.691] では、10-Gbit/s 伝送での総分散の上下限は、おおよそ 1000 ps/nm と示されている。

10.4 偏波モード分散の統計的設計

群遅延時間差は、マクスウェルの確率分布に従って不規則に変化する値であり、偏波モード分散として統計的に取り扱うことができる。光ファイバケーブルの偏波モード分散も統計的な取り扱いが可能であり、光伝送路に含まれる他の構成要素と組み合わせた際の光伝送路全体の最大群遅延時間差を、確率分布の上限として定めることができる。光ファイバケーブルの偏波モード分散の統計的特性については、[ITU-T G.650.2] Appendix I の記載を参照のこと。[ITU-T G.671] には、光伝送路全体の最大群遅延時間差を決定するために、どのようにして、光ファイバケーブルの偏波モード分散と、光伝送路中の他の構成要素の偏波モード分散とを組み合わせるかについて記載されている。

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

ここで、

$DGD \max_{link}$ は、光伝送路の最大群遅延時間差、

$DGD \max_F$ は、連結された光ファイバケーブルの最大群遅延時間差、

S はマクスウェルの補正係数 (表 10-2 を参照のこと)、

PMD_{Ci} は、 i 番目の光伝送路構成要素の偏波モード分散値である。

この式は、ある瞬間における群遅延時間差の統計がマクスウェル分布に従うこと、そして、瞬間的な群遅延時間差が $DGD \max_{link}$ を超える確率が、表 10-6 に記載のマクスウェルの補正係数によって変化すること、の 2 つを仮定している。詳細については、[IEC/TR 61282-3] を参照のこと。光伝送路全体の最大群遅延時間差が、 1.3×10^{-7} の確率で 30ps となる例が記載されている。

表 10-6 マクスウェルの補正係数と関連する確率

マクスウェル分布の最大値と平均値の比	瞬間的な群遅延時間差が $DGD_{maxlink}$ を超える確率	Ratio of max. to mean (S)	Probability of exceeding max.
3	4.2×10^{-5}	4	7.4×10^{-9}
3.2	9.2×10^{-6}	4.2	9.6×10^{-10}
3.4	1.8×10^{-6}	4.4	1.1×10^{-10}
3.6	3.2×10^{-7}	4.6	1.2×10^{-11}
3.8	5.1×10^{-8}		

11. 前方誤り訂正 (FEC)

FEC は長距離大容量伝送システムの性能を向上させるために急速に重要な手段になりつつあり、無線通信システムにおいてはすでに十分に確立されている。光伝送システムで FEC を使用することで、光伝送路 (復号化の前に) で比較的大きな BER (10^{-12} 以上の) を許容することが可能になる。FEC アプリケーションにより、光学パラメータが著しく緩和され、費用対効果の高い方法で長距離大容量光伝送システムの構築を促進することが可能となる。

FEC に関する用語定義は、表 11-1 で与えられる。

表 11-1 -FEC 用語

情報ビット (バイト)	伝送前に FEC で符号化されるべき元の信号
FEC パリティビット (バイト)	FEC 符号化により生成される冗長ビット (バイト)
符号語	情報ビット (バイト) に FEC パリティビット (バイト) を加えたもの
符号化率 R	FEC 無しに対して FEC ありの場合のビットレートの比 (帯域内 FEC に対しては $R = 1$)
符号化利得	白色ガウス雑音と理論的な参照受信器を想定した場合、指定された BER (e.g., 10^{-12}) を達成するための Q 値の低減量
総符号化利得(NCG)	白色ガウス雑音を想定した場合、FEC パリティビット (バイト) に対して必要とされる帯域幅拡張による雑音増加を考慮した符号化利得 (帯域外 FEC)
Q _b 因子	帯域拡張因子 $1/\sqrt{R}$ により修正された Q 因子
BER _{in}	符号化された信号の BER (復号器の入力での BER)
BER _{out}	復号化された信号の BER (復号器の出力での BER)
BCH 符号	Bose-Chaudhuri-Hocquenghem 符号: 最も一般的に用いられている BCH 符号は 2 進符号である
RS 符号	Reed-Solomon 符号:最も一般的に用いられている非 2 進 BCH 符号の一つ
xxx (n, k) 符号	xxx = 符号クラス (BCH or RS). n = 符号語ビット数 (bytes) k = 情報ビット数(bytes)

現時点で、2 つの FEC 方式が光伝送システムに勧告されている。それらは、SDH システム向けの「帯域内 FEC」、及びオプティカルトランスポートネットワーク (OTNs) 向けの「帯域外 FEC」である。(帯域外 FEC は、最初は、海底光システムにおいて勧告されていた。) 用語、「内」、或いは「外」はクライアントの帯域を指す。帯域内 FEC のパリティビットは、SDH 信号のセクションオーバーヘッドの未使用部分に埋め込まれているため、ビットレートは増加しない。SDH とは対照的に、OTN 信号は、FEC ビットを含み (OTUk)、FEC が追加される前の信号 (ODUk) のビットレートよりも高い。帯域外 FEC を使用しているため、OTN 信号は、わずかにラインレートが増加する。[ITU-T G.709] では、より高効率のために最適化された非標準的な帯域外 FEC のオプションも提供されている。

11.1 SDH システムにおける帯域内 FEC

帯域内 FEC は、[ITU-T G.707] の 9.2.4 項、付属文書 A と付録 IX 及び X に記載されていて、STM-16、-64 及び -256 とシングル及び多重チャンネル・システムでは選択できる。この符号は、3 重誤り訂正可能な 2 進 BCH 符号 (より正確には、短縮型 BCH (4359,4320) 符号) であり、最大 3 ビットまでの符号誤りを 4359

ビットの符号語内で訂正可能である。符号語は、STM-N フレームの 1 列である 270 × 16 バイトの 8 ビットでインタリーブされた信号ストリームである。したがって、STM-16、-64 または -256 のフレームの各々の列において最大 24 ビットまで連続誤りを訂正できる。

ランダムな誤りが生じた場合、復号化後の BER $P_c = \text{BER}_{\text{out}}$ は、復号化前の BER $p = \text{BER}_{\text{in}}$ を用いると、 $N=4359$ に対して以下ようになる。

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

11.2 オプティカルトランスポートネットワーク(OTNs)における帯域外 FEC

帯域外 FEC は、[ITU-T G.709] の 11.1 項、及び付属文書 A に、[ITU-T G.975] の帯域外符号の記載を変更して記述されている。[ITU-T G.709] では、RS(255,239)符号をオプションとして含む OTN において、ネットワークノードインターフェース (NNI) を仕様化している。[ITU-T G.975] は海底システムに対するフレームフォーマットを勧告化しており、RS(255,239) 符号の性能を記載している。

この符号はシンボル誤りを訂正可能な RS 符号であり、バイト数で表現されている。番号が指定に使われている。G.709 フレームでは、16 バイトインタリーブが採用されており、1024 ビットまでの誤り訂正が可能である。

ランダムな誤りが生じた場合、復号化後の BER $P_c = \text{BER}_{\text{out}}$ は、復号化以前の BER $p = \text{BER}_{\text{in}}$ を用いると以下ようになる。

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

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

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

P_{UE} は誤り訂正不可確率であり、 P_{SE} は、シンボル (バイト) 誤り確率である。N=255。

11.3 符号化利得と総符号化利得 (NCG)

通信路符号化された信号内にランダムに分散された誤りの場合、FEC 復号化器は、ペイロード内の BER を必要な参照 BER 値まで低減する。したがって、符号化利得は、これらの BER と関係していると考えられる。符号化利得をよりシステムに関連したパラメータとして定義するために、参照 BER を達成するための信号対雑音比の低減量として定義することが一般的であり、通常 dB 値で表現する。この定義はビットレート増加や受信器の帯域拡張による雑音を増加させることも考慮していないため、帯域内 FEC には、直接適用可能である。一方、帯域外 FEC の性能をよりよく特徴づけるためには、符号化利得の改良が必要である。無線伝送システムでは、帯域外 FEC において、帯域拡張による雑音増加を考慮した総符号化利得 (NCG) パラメータが使用されている。

NCG 値に基づく光信号対雑音比 (OSNR) で制限されたシステムでは、達成可能なシステム利得を正確に推

定できる。この場合、電気信号対雑音比が低減すると、OSNR の許容値も低減する。非白色雑音による影響を受けるシステムでは、帯域拡張による感度低下と符号化利得の間のトレードオフはさらに複雑になる。長距離システムにおいて用いられる、異なる（しかし類似の）符号化率を持った高効率な FEC 方式の比較においては、NCG パラメータはよい基準である。しかし、この比較は白色雑音源により制限されたシステムでのみ有効であることに注意されたい。顕著なペナルティが（ほとんど決定的な）信号劣化による場合、ペナルティはビットレートを上昇させると急速に増加する可能性があり、比較を無効にする可能性がある。伝送路ファイバの顕著な非線形性の元で動作するシステムにおいて、NCG の適用は、発生する雑音は白色ガウス雑音により特徴付けられないために、限定的となる。

注 1—最小許容 OSNR を低減するために FEC 符号化を用いる特別な場合（例えば、より多くのチャンネル数の場合）、OSNR の低減量は総符号化利得より大きくなる。識別回路における雑音が OSNR 以外の要因から影響を受け、雑音総量が増加する場合において、OSNR のみによる影響によって、増加する雑音量は、全体の雑音増加量より大きくなる場合に発生しうる。

総符号化利得の定義

NCG は、符号化率 R と FEC アルゴリズムにより参照 $BER_{out} = BER_{ref}$ まで低減可能となる FEC 復号化器への入力信号の許容可能な最大 BER_{in} により特徴付けられる。さらに、NCG は、白色ガウス雑音を伴った 2 進対称通信路を使用すべきである。

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

erfc^{-1} は、相補誤差関数 $\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x)$ の逆関数である。

注 2—帯域内 FEC に対しては $R = 1$

図 11-1 及び 11-2 を参照されたい。

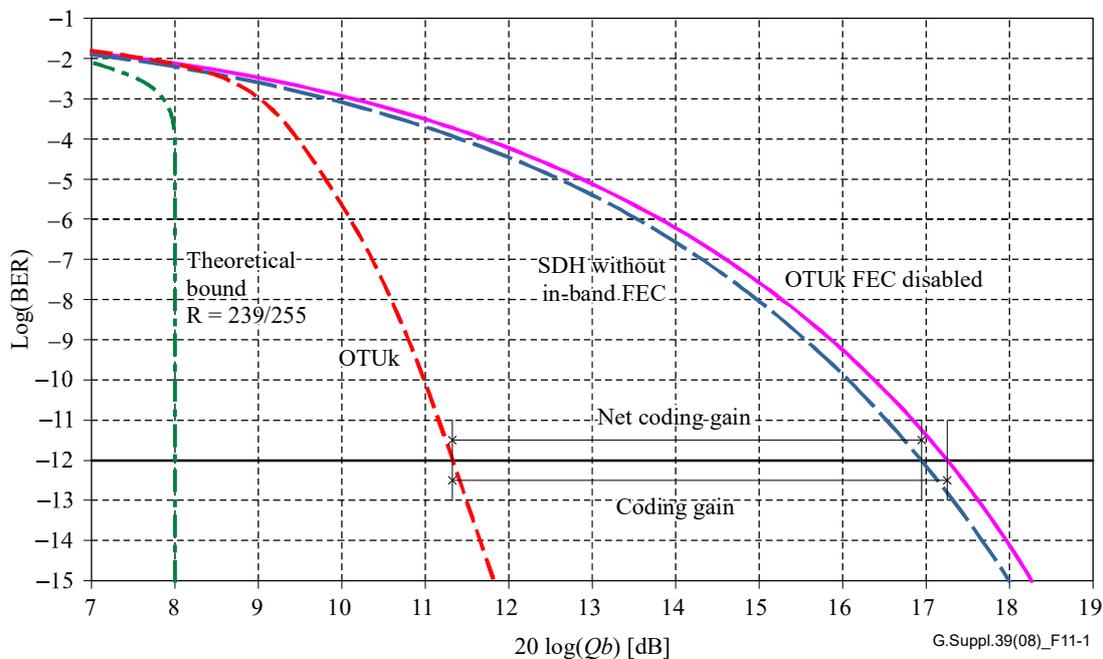


図 11-1- ITU T G.709/Y.1331 FEC 方式の性能見積もり

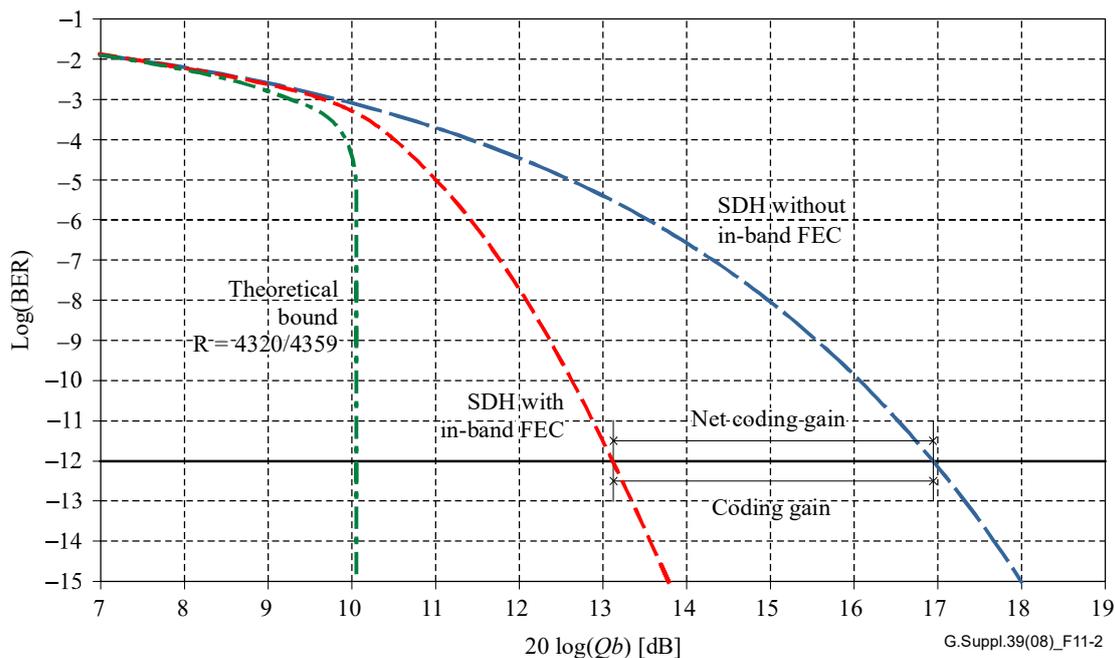


図 11-2- ITU T G.707/Y.1322 FEC 方式の性能見積もり

注意:

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

横軸は、dB 表示での $20\log_{10}Qb$ であり、縦軸は $\text{Log}(\text{BER})$ である。伝送路システムに光増幅器が敷設され、ASE に起因する雑音のみが識別回路において支配的である場合には、 $20\log_{10}Qb$ での総符号化利得が許容可能な OSNR の低減量と等しい。

表 11-2 を参照されたい。

表 11-2 標準 FEC の性能

Application	帯域内 FEC BCH (4359,4320)	帯域外 FEC RS(255,239)
	SDH	OTN
$\text{BER}_{\text{out}} = \text{BER}_{\text{ref}} = 10^{-12}$ に対する BER_{in}	2.9×10^{-6}	1.8×10^{-4}
dB 表示の符号化利得 ($\text{BER}_{\text{ref}} = 10^{-12}$)	3.8	5.9
dB 表示での総符号化利得 ($\text{BER}_{\text{ref}} = 10^{-12}$)	3.8	5.6
符号化率	1	239/255

11.4 HD-FEC および SD-FEC アプリケーション

11.4.1 序論

2 値 (各ビットは、明確に 1 もしくは 0 と判別される) に量子化された出力を復号化することを硬判定 (HD) 復号化と呼ぶ。

2 値以上 (1 もしくは 0 と共に、判別のための信頼情報も与えられる。) に量子化された出力を復号化することを軟判定 (SD) 復号化と呼ぶ。

図 11-3 にて、HD 復号化および SD 復号化を説明する。HD 復号化の場合、各ビットは 1 もしくは 0 のいずれ

れかに判別される。SD 復号化の場合、入力されたアナログ信号は、複数の状態(識別値)に割り当てられる。2ビットSD復号化の場合、状態は、[00] (0強)、[01] (0弱)、[10] (1弱)、[11] (1強) である。即ち、2ビット軟判定は、1ビットの硬判定と1ビットの信頼度を高めるための情報を与える。実際の実装では、特性改善のため、2ビット以上がよく使用される。

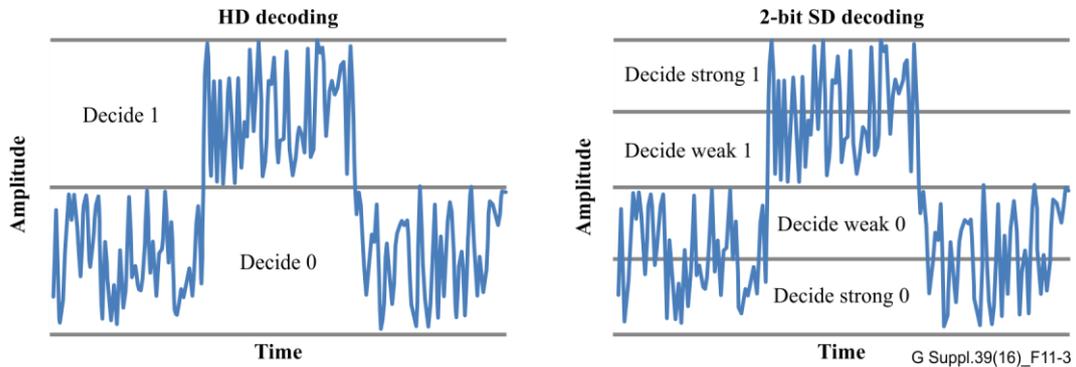


図 11-3 HD 復号化および SD 復号化

HD かつ SD 復号化による FEC をそれぞれ「HD-FEC」、「SD-FEC」と呼ぶ。

11.4.2 理論上の NCG 限界

HD-FEC および SD-FEC の理論上の NCG 限界は、算出することができる。HD-FEC の場合、NCG は 2 元対称通信路 (BSC) モデルを基に算出する。SD-FEC の場合は、NCG は二値入力加法的白色ガウス雑音通信路 (AWGN) モデルを基に算出する [b Mizuochi]。BER_{ref} = 10⁻¹² および 10⁻¹⁵ の条件における理論上の NCG 限界の例を、表 11-3 に示す。

表 11-3 理論上の NCG 限界

Redundancy ratio	Code rate <i>R</i>	HD-FEC NCG in dB (BER _{ref} = 10 ⁻¹²)	SD-FEC NCG in dB (BER _{ref} = 10 ⁻¹²)	HD-FEC NCG in dB (BER _{ref} = 10 ⁻¹⁵)	SD-FEC NCG in dB (BER _{ref} = 10 ⁻¹⁵)
5%	0.952	8.6	9.7	9.6	10.7
7%	0.935	9.0	10.1	10.0	11.2
10%	0.909	9.4	10.6	10.5	11.6
15%	0.870	9.9	11.2	11.0	12.2
20%	0.833	10.3	11.6	11.3	12.6
25%	0.800	10.6	11.9	11.6	12.9

表 11-3 より、AWGN 通信路において、同じ冗長率の場合 HD-FEC を SD-FEC に置き換えることで、1dB 以上のゲインを得られることがわかる。

11.5 符号化利得および NCG の統計的仮定

誤りが統計的にランダムに発生する条件下においては、表 11-2 の性能評価結果は妥当である。ここで、ランダム誤りを次式の確率関数で定義する。

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

式 11-5 は、ポアソン分布として良く知られている定義であり、時間間隔 *t* あたりランダム事象が *k* 回発生す

る確率を示す。式 11-5 に $k=1$ を代入することで 1 ビットエラーの統計量が導かれ、平均 BER 1×10^{-6} の時の 1 ビットエラーのランダム統計の理論曲線を、図 11-4 のように示す。

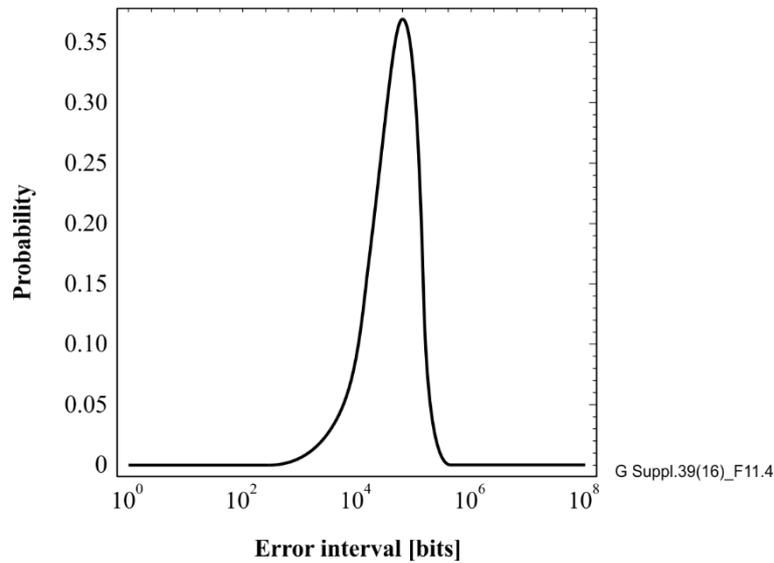


図 11-4 - 時間間隔に対する 1 ビットエラー確率の理論曲線

横軸は、対数目盛である。誤り分布が図 11-4 の曲線に従うなら、FEC 性能は表 11-2 の理論予測に従う。誤り分布が図 11-4 の曲線に従わない場合は、今後の課題である。

光伝送システムでは、ASE 雑音、群速度分散 (GVD)、PMD のように、様々な誤り発生源が存在する。さらに、非線形効果により信号性能を劣化させる。非線形効果として、単一チャネルシステムでは、自己位相変調 (SPM)、誘導ブリルアン散乱 (SBS)、変調不安定性 (MI) が、多重チャネルシステムでは、相互位相変調 (XPM)、四光波混合 (FWM)、誘導ラマン散乱 (SRS) が挙げられる。FEC は、OSNR で制限されるシステムと同様に分散で制限されるシステムにも効果的であることは証明されている。非線形効果に関しては、出力を下げ、OSNR で制限されるシステムとすることで、FEC は有効である。しかしながら、PMD に対して、FEC は効果的ではない。PMD の対処法については、今後の課題である。FEC を使用した場合の光パラメータ緩和の施策については、次節で述べる。各候補の混合については、今後の課題である。

11.6 パラメータ緩和の施策候補

ランダム誤り分布の仮定が適切な場合、FEC を使用することにより光パラメータを緩和することが可能である。

11.6.1 送信機 およびまたは 受信機特性の緩和

最大限の緩和として、最大 BER を 10^{-12} から表 11-2 の 3 行目に書かれている値に緩和することが可能である。これは、識別回路の信号対雑音比を下げることを可能とする。FEC を使用しない基準システムで与えられた OSNR が要求 BER を十分に満たす場合、システムに FEC を適用することにより得られる符号化利得は、送信機およびまたは受信機の仕様緩和に利用できる。総出力パワー、アイマスク、消光比、PIN 受信機の電気雑音、光アンプの雑音指数、波長分波フィルタのアイソレーションなどへの要求、もしくは、識別前の符号間干渉と雑音帯域を決定する受信機の伝達関数の特性などのような多くのパラメータを緩和することができる。

11.6.2 励起光出力削減を目的とした出力レベル削減

NCG による送信機および線路増幅器の出力レベル削減は、多段接続された光アンプの端点での OSNR を削減することになる。これに由来して発生した高電気雑音および高 BER は FEC によって補償される。同様の考え方が光学的な前置増幅された受信機を使用する単一区間のアプリケーションにも適用可能である。光学的に前置増幅された受信機を使用しない単一区間システムへの FEC の配置は、受信機の電気雑音に制限されるシステムのため、NCG の半分だけ送信機の出力を低減することができる。

11.7 システム特性の改善のための施策

11.7.1 非線形回避を目的としたパワーレベルの削減

光アンプの出力および入力レベルを削減することは、他のパラメータを変更することなく、非線形効果により制限されたシステムを OSNR により制限されたシステムに変えることができる。NCG によるパワー削減は、11.3 の注 1 に示すように、有効である。例えば、パワーレベルを低減した後、ITU-T G.652 および ITU-T G.655 のファイバ多重チャネルシステムのパラメータを ITU-T G.653 ファイバにも適用することが可能である。このように、すべてのファイバへ適用可能な共通システム仕様が可能となる。

11.7.2 最大区間損失の増加

多区間システムが波長分散による制限ではない（分散補償された ITU-T G.652、ITU-T G.653 もしくは ITU-T G.655 ファイバを使用）ならば、目標区間距離を延伸することができる。総符号化利得により、各線路増幅器の入力を低減できる。それゆえ、総符号化利得により、最大区間損失を増加させることが可能である（最大ケース）。この緩和により、システムの不必要な中継器を削減することができるかもしれない。分散により制限されたシステムの距離の延伸については、今後の課題である。

注一前置増幅器がない単一区間システムでは、システムが受信機の電気雑音による制限のため、最大パス損失の増加は NCG の半分である。

11.7.3 長距離システムの最大区間数の増加

波長分散および偏波モード分散が制限要因でない場合（すなわち、OSNR により制限されたシステムの場合）、長距離システムの総目標距離は、区間数（および線路増幅器）の増加により、大幅に、延伸することができる。各区間の損失が同じであり、一定を保つ条件で、最大区間数は NCG 倍で増加することができる。標準帯域外 FEC を使用した場合、目標距離は、ほとんど 4 倍に増えるかもしれない。OSNR により制限されたシステムでない場合の距離の延伸は、今後の課題である。

11.7.4 大容量システムのチャンネル数の増加

多区間システムが光アンプの出力により制限されるならば、チャンネル数は NCG 倍で増加することができる。標準帯域外 FEC の場合、チャンネル数は約 4 倍に増えるかもしれない。このアプローチは、チャンネルパワーの削減により変化する非線形効果を考慮していない基準システムに限り使用できることに注意すべきである。例えば、チャンネルパワーが SPM 閾値未満ならば、SPM は波長分散の補償へ使用することはできない。

12. 物理層の垂直および水平互換

本章では、[ITU-T G.957], [ITU-T G.691], [ITU-T G.693] 及び [ITU-T G.959.1] で使用されている物理層の水平互換について記述する。将来の標準化検討を想定し、多区間システムの構成についても定義している。本章ではポイント・トゥ・ポイントのシステム構成を対象としており、より複雑なシステム構成については今後の検討課題としている。

注 - "垂直互換"とはポイント・トゥ・ポイントの光伝送システムが、複数のベンダから供給された伝送装置の対向により構成されることを意味する。一方、"水平互換"では単一のベンダから供給された伝送装置の対向により光伝送システムが構築される。

12.1 物理層の垂直互換

12.1.1 単一区間物理層の垂直互換

[ITU-T G.957], [ITU-T G.691], [ITU-T G.693] 及び [ITU-T G.959.1] に記載のアプリケーションは"垂直互換"を満たすことを前提として規定されている。これは、図 12-1 に示すように、光伝送区間が異なるベンダから供給された伝送装置の対向により終端されることを意味している。このような構成を実現するためには、MPI-S 及び MPI-R の両参照点において、全ての伝送パラメータとその値が規定される必要がある。

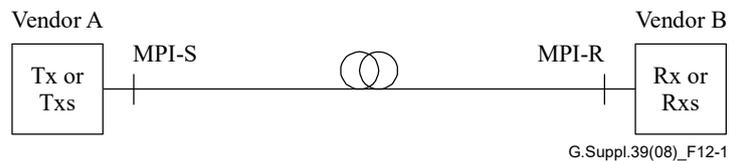


図 12-1 - 単一区間物理層の垂直互換

注 - 図 12-1 中の参照点 MPI-S 及び MPI-R は、勧告により異なる標記 (または異なるパラメータ) が使用される場合があるが、基本的な考え方は単一チャネル及び多チャネルインタフェースの双方に適用できる。現在、多チャネル垂直互換のアプリケーションは [ITU-T G.959.1] のみに記述されている。

12.1.2 多区間物理層の完全垂直互換

現在、[ITU-T G.691] では、単一区間システムのみを規定している。そもそも、垂直互換は、図 12-2 に示す様に伝送路増幅器を用いた多区間光伝送システムへの適用を含めて検討されていた。しかし、[ITU-T G.691] の初版では、多区間アプリケーションを含まない形で合意された。

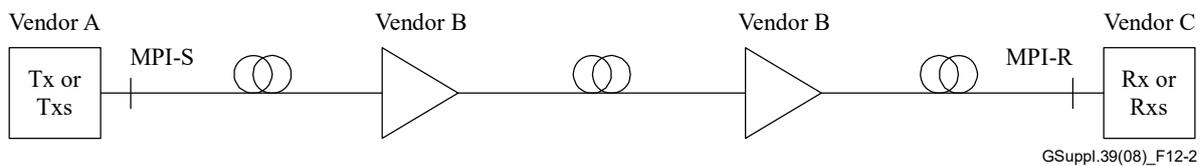


図12-2 - 多区間物理層の完全垂直互換

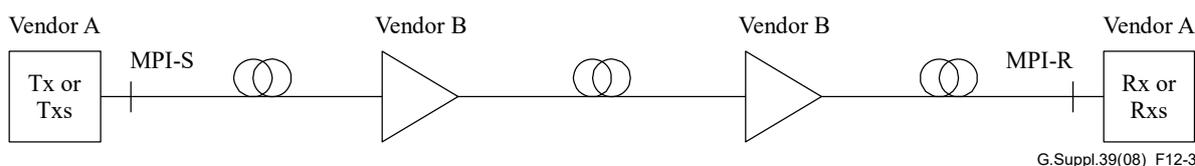
図 12-2 は完全垂直互換の例を示しており、光伝送路両端の各光伝送装置と伝送路増幅器の全てが異なるベンダから供給される。この場合、完全なチャネル・プランの規定が必要であり、場合により光監視チャンネルの詳細情報も規定する必要がある。

また、完全垂直互換では、光伝送区間ごとの損失や信号光強度についても規定する必要性が生じる可能性がある。更に、区間全体の波長分散、PMD や非線形性についても規定する必要性が生じる可能性も考えられる。

12.1.3 多区間物理層の部分垂直互換

光伝送路両端の光伝送装置が同一のベンダから供給される構成も考えられる。これは、多区間物理層の部

分垂直互換として図 12-3 のように図示される。



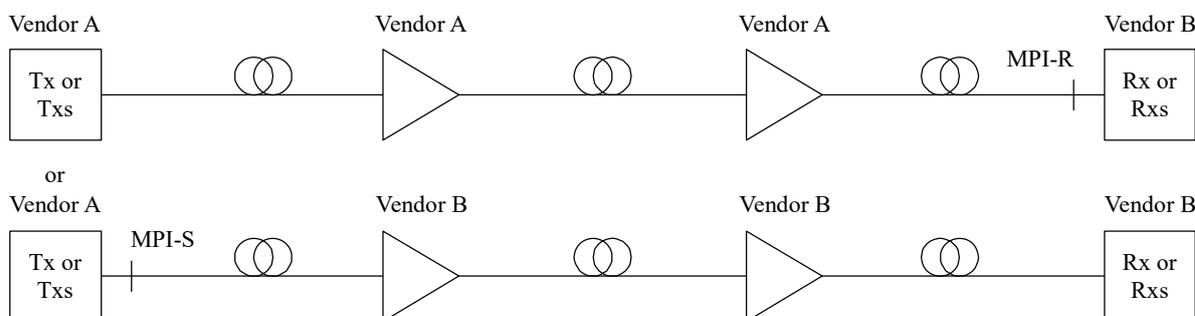
G.Suppl.39(08)_F12-3

図12-3 – 多区間物理層の部分垂直互換

この代替構成においても、完全垂直互換に必要とされる殆ど全ての規格が必要となるが、詳細チャンネル・プランのみは不要となる。但し、システムの運用波長範囲については規定する必要がある。

12.1.4 多区間単一インターフェース垂直互換

更に、図 12-4 に示す代替構成が考えられる。本構成は多区間完全垂直互換に比べ規定すべき特性を削減できる可能性があるが、本構成は ITU-T における検討の対象外となっている。本構成では、MPI-S もしくは MPI-R のいずれか一方の参照点のみが考慮され、何れかの参照点で区切られた、伝送路増幅器及び他端の光伝送装置が単一のベンダにより供給される。



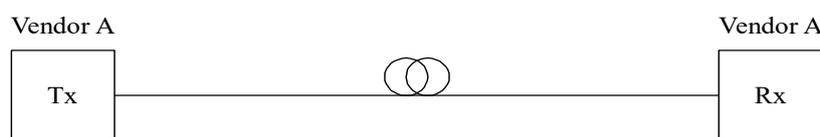
G.Suppl.39(08)_F12-4

図12-4 – 多区間単一インターフェースの垂直互換

本構成に必要となる物理特性については更なる検討が必要であるが、少なくとも詳細なチャンネル・プランは必要になると考えられる。

12.2 物理層の水平互換

"水平互換"では、光伝送路の両端が同一のベンダから供給された伝送装置により終端される。水平互換は垂直互換に比べ、より限定したパラメータのみを考慮することで光伝送システムを構築でき、光伝送路の特性 (損失、分散、DGD、反射) のみが規定される。図 12-5 に単一区間物理層の水平互換の構成を示す。



G.Suppl.39(08)_F12-5

図 12-5 – 単一区間物理層の水平互換

水平互換は多区間システムに対しても適用でき、単一区間の場合と同様に全ての能動装置が単一のベンダにより供給される。図 12-6 に多区間水平互換の構成を示す。波長分散や PMD は伝送路全長で制御する必要があるが、多区間水平互換システムでは、単一区間の場合と同様に、ごく限られたパラメータを規格化することでシステムを構成することができる。

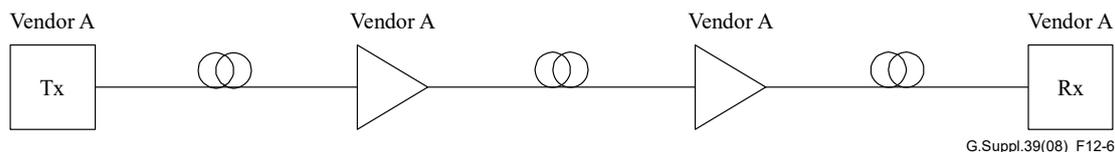


図 12-6 – 多区間物理層の水平互換

12.3 光伝送システムの共同設計 (ジョイント・エンジニアリング)

ジョイント・エンジニアリングに関する定義と記述は [ITU-T G.957] に見ることができる。:

- 定義 ([ITU-T G.957], 3.1.2 節):

ITU-T 勧告中で利用可能なインタフェース仕様が光伝送路の特性保証に不十分な場合に、光伝送システムの管理者もしくはオペレータの同意に基づき、光リンクの要求特性に見合うインタフェース条件を設定するプロセス。

- ジョイント・エンジニアリング ([ITU-T G.957], 8.5 節):

[ITU-T G.957] 中のインタフェース条件が不相当であると考えられる場合、ごく稀にジョイント・エンジニアリングにより光伝送区間のインタフェース仕様を検討する必要がある。例えば、区間損失が [ITU-T G.957] に定められた規格値よりも大きい場合などに、ジョイント・エンジニアリングが必要となる可能性が考えられる。

このような場合、管理者もしくはオペレータの意向に応じ、実際の光リンクの特性により則した仕様が検討される。ジョイント・エンジニアリングが必要となる状況は個々の光伝送システムに応じて異なるものであり、これらの個別の要求条件に対する標準仕様を検討することは不適切である。このため、個々の光伝送システムに特化した要求条件と、実際の対応手段は管理者もしくはオペレータとベンダとの協議に基づいて検討される。このような光伝送システムの構築は、個別のシステム要求に基づき単一ベンダが光伝送システム全体を供給するケースと類似している。

ジョイント・エンジニアリングにより構築される光伝送システムのための仕様を規格化することには何ら意味が無いが、管理者もしくはオペレータ、並びにシステムベンダは、[ITU-T G.957] で考慮されている一般的なガイドライン、あるいはシステム工学的手法に基づいて光伝送システムの設計を行うことが望ましく、特にパラメータの定義 (例えば、参照点 R における受光感度が温度及び経年劣化の影響を含めて考慮されることなど) を統一しておくことは大変有用である。

13. 光スイッチネットワークの設計に関する考察

光スイッチネットワークの基本アーキテクチャは [ITU-T G.8080] に記載されている。光スイッチネットワークにおける光伝送システムエンジニアリングの観点から、3R 終端の配置によって、以下二つのケースが考えられる。

光信号をスイッチする機器が 3R 終端も行う場合、その機器で分けられたそれぞれの光セクションは個別に設計される。[ITU-T G.828] および [IUT-T G.8201] に記載された性能目標を満たすために、最悪設計または統計設計のどちららを使用しても良い。

光信号をスイッチまたはリルーティングする機器が 3R 終端を行わない場合 (例、トランスペアレント光クロスコネクタ)、一般的に光スイッチコネクタ部において所望のビットエラーレート確保しようとする、ネットワーク拡張を行う際に制限になり得る。例えば、OMS (光多重システム区間) においてリルーティングを実行するためにトランスペアレント光スイッチを行う際には、異なる光特性を持つ新しい伝送パスを加えることになり、これにより OTS (光中継区間) でサポートされているクライアント信号の要求性能を満たすために必要とされる設計リミットを超える可能性が生じる。このようなケースを回避するためには、リルーティングする信号が通信可能となるように事前設計、または、接続時の調整が考えられる。

光増幅器や他の光素子の動的挙動は、光スイッチネットワークを実現する上で制限要因になり得るが、これは本補助文書のスコープ外である。

14. 安全な光パワーのためのベストプラクティス

14.1 検査

14.1.1 ファイバの検査

ファイバ端またはコネクタ端は、保護眼鏡を使用せずに、または作業を実施している機関から承認されていないコリメート装置を用いて検査してはいけない。

14.1.2 検査器具

作業機関使用している機関で許可されたフィルタリング、または減衰機能を有する検査器具を用いなければならない。

14.2 ファイバ端

14.2.1 終端

終端 (接続) されていないファイバ端は、個々またはまとめて、使用波長、パワーに対して適切な器具で保護されなければならない。それらは直接目視できる状態であってはならないし、鋭利な端面が露出しているはならない。

スプライスプロテクタやテープは適切な保護方法である。コネクタには常にエンドキャップを装着する。

14.2.2 清掃

作業機関で許可された方法のみを使って、光ファイバと光コネクタの清掃を行うこと。特に、1W を超えるハイパワーシステムにおいて清掃は不可欠である。そのようなシステムにおいてコネクタ端面が清掃されていない場合、高温を生じ、場合によっては“ファイバーヒューズ”現象が発生する。パワーを入れる前にファイバ端面に汚れがないことを確認すること。

注) ファイバーヒューズは、超高温の白い閃光がファイバ中を伝搬する現象であり、システムを危険な状態にする。

14.2.3 コネクタロス

コネクタロスは、特にハイパワーシステムにおいて温度上昇を発生させる。そのため、そのようなシステムにおいてはコネクタ選定に注意が必要である。例えば、コネクタへの光入力パワーが 2W となるシステムにおいては、0.25dB のロス、0.1W の光パワーが局所的な熱を発生させることに相当する。ITU-TG.653 ファイバを接続したコネクタの場合、5°C の温度上昇が観測されたことがある。

14.2.4 スプライスロス

スプライスロスは、特にハイパワーシステムにおいて温度上昇を発生させる。スプライスロスの場合に熱を発生させるパワーの考え方は、コネクタロスの場合と同じである。失われたパワーがどこに吸収されるかに依存して発熱量が異なる。例えばスプライス点において光のパワーが汚れによってすべて吸収された場合、大きな温度上昇が起こりうる。

14.3 リボンファイバ

劈開されたリボンファイバ端面は、単一のファイバ端面より危険である。それ故、作業機関により認められていない場合は、リボンファイバを分離して劈開しなければならない、またはリボンファイバ用のスプライサを使わなければならない。

14.4 テストコード

光テストコードを使用する際には、光源は最後に接続すべきであり、最初に外すべきである。

14.5 ファイバ曲げ

過度のファイバ曲げは、曲げ応力による機械的な不具合、およびハイパワー伝送時の局所的な発熱につながる危険がある。小半径のファイバ曲げは避けるべきである。

14.6 プリント基板延長ボード

プリント基板延長ボードは光送信機または光増幅器カードに使用してはならない。延長ボードが送信機ラックの外にある場合、光源に電力を供給してはならない。

14.7 保守

システムの運用、保守を行う際には、作業機関において承認された説明書のみに従うこと。

14.8 試験装置

作業に必要な最小限かつ現実的な出力レベルの光源を有する試験装置を使うこと。施設の障害レベルを超える高出力光源を有する試験装置を使用しないこと。

14.9 改良

光ファイバ通信システム、およびそれに付随した装置に対して許可されていない改良を施してはならない。

14.10 キーコントロール

キーコントロールを持つ装置では、そのキーは、管理部門によって任命された、安全な使用、保管、全体的な管理を請け負う人間の管理の元に置かれなければならない。スペアキーは指名されたラインマネージャの厳重な管理の元、保管されないとならない。

14.11 ラベル

光安全ラベルが損傷した場合、または紛失した場合は、ライン管理部門に報告すること。

14.12 サイン

エリア警告サインは危険レベルが 1M を超える場所に必要となる。エリアサインは、より低い危険レベルの場所に表示される。

14.13 アラーム

システムアラーム、特に、自動パワー低減機能や他の安全システムが動作不可の場合には、定められた時間内に修理が行われるよう対応するべきである。

14.14 ラマン増幅システム

ラマン増幅システムでは、ファイバやその他の装置の損傷を引き起こすレベルのハイパワーを取り扱う。14.2 節および 14.5 節で記載したが、いくつか追加のガイドラインを次に示す。

ラマンポンプパワーを供給する前

- 光パワーが 150mW 以下に低減する距離を計算する。
- 可能であれば、その距離の範囲内で、スプライス接続スプライス点がないか検査する。例えば直径 20mm 以内の急な曲げが見つかった場合には、曲げを取り除くように、または曲げを緩めるように試みる。または他のファイバを選択する。
- もし検査が不可能である場合、ハイパワーによる損傷を引き起こす曲げやコネクタロスを検出するために高分解能 OTDR が使用される場合もある。
- もしコネクタを使用する場合、その端面には十分汚れがないことを確認すべきである。金属の混入物は特に損傷を引き起こしやすい傾向がある。融着接続は損傷の発生を最も低減できると考えられる。

ラマンポンプパワーを供給している間

ラマンポンプパワーの増加に伴い、送信側において反射光をモニタできる場合もある。入力したパワーと反射したパワーが非線形特性を示す場合、損傷が発生したと思われる反射点が存在することを示唆する。ファイバコーティングが光パワーを吸収するような急な曲げによる損傷箇所では、反射パワーと入力パワーとの間の関係に明確な特徴を示さない。

運用中の考察

時間とともに増幅レベルが低下した場合、ポンプパワーの低下、またはコネクタ端において発生するようなゆっくりとした損傷メカニズムによるロス増加がその原因と考えられる。信号レベルを回復するため単純にポンプパワーを増加させると、よりひどい損傷を引き起こす、または最悪の障害を発生させてしまうこともある。

曲げによるファイバの障害のメカニズムは、光がクラッドから漏れ、その幾らかがファイバコーティングに吸収されることで局所的に加熱され、熱反応が発生することによる。それらの反応は吸収を増加させ故に加熱を増長する。炭素層が形成されると、熱暴走が起きファイバを融解するために十分な熱が発生する。これによりファイバに欠陥が生じ、すべての光パワーが遮断される。故に、実際に障害が発生するまで、損傷による伝送特性の変化はほとんど生じない。2 次被覆がないファイバの場合、障害が発

生した瞬間、閃光が起きるがファイバコーティングは瞬時に消失するため、自然に消滅する。2次被覆付きのファイバの場合、その材料に依存して、より大きな炎が生じることもある。2次被覆がないファイバの場合、曲げ部分のコーティングの変色が、損傷を事前に知る手がかりになる。

付録 I ー 波長分散によるパルス広がり

I.1 目的

本 Appendix では 9.2.1.1 節でも記述した、波長分散による伝送速度制限について述べる。先ず最初に、基礎情報として以下の 2 点について述べる、

- ・ 1 次及び 2 次の分散係数、
- ・ 伝送装置のパラメータであるスペクトル幅、チャープ、変調帯域。

I.2 一般的な結果

本 Appendix では、文献 [b-Marcuse] から引用した数式を四角括弧 [xx] で、その他の数式を丸括弧 (I-y) で記述する。幾つかの記号については、議論の簡素化と、汎用的な記述との混同を防ぐために変更して記述している。

文献 [b-Marcuse] より、出力パルスの二乗平均幅は、ファイバ長 L の関数として次式で与えられる：

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

無次元の変数 V 、 C 、 A 、 E は、それぞれ次式で与えられる：

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

ここで、 β は伝搬定数である。チャープの無いガウシアン形状の入力パルスの入力点、即ち、 $L=0$ もしくは back-to-back における二乗平均幅 σ_0 は次式で与えられる。

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

T は $1/e$ 半値幅 (t)、 W は角周波数 (ω) を表す。 T は特定の伝送速度におけるタイムスロットではないことに留意。一般に、出力パルスは非ガウシアン形状となり、チャープのかかったパルスの電界分布の位相は次式で与えられる：

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

ここで、 ω_m は光源の平均角周波数を、 $\Delta\omega$ はパルス内の周波数シフトを表す。

I.3 表記法の変更

より一般的な二乗平均幅の表記法について考える。 ω_m における伝搬定数の角周波数による偏微分は次式で与えられる：

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

ここで、 D_m は分散係数を、 S_m は分散スロープ係数 ($S = dD/d\lambda$) を表す。何れも、光源の平均波長 λ_m ($= 2\pi c/\omega_m$) における特性を表す。光源のスペクトル幅を光周波数 ν ($=\omega/2\pi$) における二乗平均幅に変換すると、次式が得られる。

$$\sigma_v = \frac{W}{2\pi\sqrt{2}} \quad (I-2)$$

同様に式 [1] のチャープは次式で記述できる。

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

ここで、 v_m は光源の平均光周波数、 Δv はパルス内の光周波数シフトを表す。

上記の表記法を用い、式 [21], [22] は次の様に記述できる。

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

従って、式 [26] の非ガウシアン形状の出力パルスの二乗平均幅は次式により記述できる。

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

本関係式は依然として一般的な関係を記述するが、分散、分散スロープ、チャープ、入力パルス幅及び光源のスペクトル幅との関係を記したより汎用的な記述と言える。

1.4 特定ケースに対する簡易化

チャープと2次の分散を無視すると、式 (I-4) でC及びEはゼロとおける。

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

更に、記述の簡易化のため平均波長の添え字 m を消去すると、式 (I-5) は次式で記述できる：

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

ここで、波長分散によるパルス広がり σ_D は次式で表わされる。

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

ここで、光源のスペクトル二乗平均幅と波長広がりとの関係は次式で表わされる。

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

式 (I-8) ではパルス変調と光源スペクトルの帯域を考慮しており、周波数および波長領域のいずれの関数としても扱うことができる。例えば、 $(4\pi\sigma_0)^{-1}$ は入力パルスの実効的な光周波数帯域を表す。

$$\sigma_D \approx D L \sigma_{\lambda} \quad (\text{I-10})$$

ここで、光源のスペクトル幅が支配的である場合、式 (I-8) は次式で近似できる (文献 [b-Agrawal3] の式 2.4.24 に対応)。

また、光源のコヒーレンシーが十分に高い場合には、式 (I-8) は次式で近似できる。

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

この時、パルス広がりが入力のパルス幅の減少に伴い顕著になる (これは、文献 [b-Agrawal3] の式 2.4.30 に対応する)。

1.5 パルス広がり と 伝送速度 の 関係

伝送速度 B のチャープの無いパルスを仮定する。伝送速度の逆数がタイムスロットに対応する。RZ 信号の場合、NRZ 信号の持続時間に対し、比率 f (<1) の持続時間を有し、この比率をデューティ比と言う。NRZ 信号はある特定のケースに $f=1$ の特性を有する。次式 (I-12) は、入力パルスの二乗平均の N 倍がタイムスロットとデューティ比の積に一致することを示す。

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

無次元の形状係数 N は後述する入力パルスの種類に依存する。式(I-12)を用い、式(I-8)のパルス広がり は次式で記述できる。

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

実効的な周波数幅は、スペクトル幅、伝送帯域、伝送速度に依存するパルス広がり の二乗平均の和として与えられ、一般に、波長領域よりも周波数領域での取り扱いが好まれる。

[ITU-T G.957] に記述されているように、受信機における特定のパワーペナルティと符合誤り率 (BER) に対し、許容する符合間干渉 (ISI) の上限が存在する。これは、最大広がり が、NRZ 信号のタイムスロットに対するタイムスロット比 ε (<1) と等しくなる場合に発生する。

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

この比率はイプシロン値と呼ばれ、式 (I-13) 及び (I-14) より、次式 (I-15) が得られる。

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

式 (I-15) は任意の形状係数 N とタイムスロット比 ε に対し、光源と変調帯域の項を含む一般式として利用できる。但し、チャープと 2 次の分散は含まれていない。

1.6 形状係数の値

式 (I-12) に関し述べたように、NRZ パルスの持続時間は伝送速度の逆数 $1/B$ で記述される。ここで、 $N=4$ を仮定すると、これは、入力パルスの二乗平均全幅の 2 倍が、許容するパルス持続時間に収まることを意味する [b-Agrawal3]。(例えば、 $N=3.46$ は NRZ 矩形パルスを、 $N=4$ はガウス型パルスの 95.4% を包含する。)

ここで、式 I-15) はシステム波長分散に対し次式のように記述できる。

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

デューティ比の減少と伴に信号帯域が増加するため、許容波長分散は低減される。光源のスペクトルが十分に広い場合、もしくは伝送速度が十分に低速である場合、式 (I-15) 及び (I-16) は、それぞれ以下のよう近似できる。

$$DLB\lambda^2\sigma_v \approx c\varepsilon \quad \text{or} \quad DLB\sigma_\lambda \approx \varepsilon \quad (\text{I-17})$$

光源のスペクトルが支配要因である場合には、デューティ比の影響は無視でき、[ITU-T G.957] ではこの関係が用いられている。光源のスペクトルが十分狭く、比較的高速の伝送速度の場合、式 (I-15) 及び (I-16) は、以下の関係式で近似できる。

$$DLB^2\lambda^2 \approx \pi c \varepsilon f \quad (\text{I-18})$$

伝送速度が一定の場合、RZ 信号の最大許容波長分散はデューティ比に比例して減少する。これは、同一の伝送速度では、RZ 信号の周波数帯域が NRZ 信号の周波数帯域よりも大きいことに起因する。上記の関係は、ガウシアン形状の光源スペクトルを想定した結果であるが、本関係式はより一般的なスペクトル形状に対しても実用上十分な近似精度を与えるものと考えられる。

1.7 一般解と実用的な例

式 (I-16) 及び (I-9) からシステムの波長分散は次式で与えられる：

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

広帯域スペクトル及び低速の伝送速度では、以下の近似が成り立つ。

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

狭帯域スペクトル及び高速の伝送速度では、以下の近似が用いられる。

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

通常、規格値としては-20dB 全幅 Γ が考慮される。[ITU-T G.957] で使用されているガウシアン近似によると、-20dB 全幅と二乗平均幅の関係は次式で与えられる。

$$\Gamma \approx 6.0697\sigma \quad (\text{I-22})$$

伝送速度 B (Gbit/s)、波長分散係数 D (ps/nm·km)、伝送距離 L (km)、(波長分散係数と距離の積 DL (ps/nm))、波長 λ (nm)、平均周波数 σ_ν (GHz)、平均波長 σ_λ (nm)、光速 $c \approx 299,792.458$ (km/s) ([ITU-T G.692] による) とすると、式 (I-19) は 9.2.1.1 節の式 (9-1) で記述できる。式 (I-9) における周波数と光源の帯域の関係は式 (9-2) で表わされる。

広帯域スペクトル及び低速の伝送速度では、式 (I-20) 及び (I-22) により、式 (9-3) の関係が得られる。一方、狭帯域スペクトル及び高速の伝送速度では、式 (I-21) により、式 (9-4) の関係が得られる。

参考文献

- [b-ITU-T G.680] Recommendation ITU-T G.680 (2007), Physical transfer functions of optical network elements.
- [b-ITU-T G.696.1] Recommendation ITU-T G.696.1 (2010), Longitudinally compatible intra-domain DWDM applications.
- [b-ITU-T G.982] Recommendation ITU T G.982 (1996), Optical access networks to support services up to the ISDN primary rate or equivalent bit rates.
- [b-ANSI INCITS 338] ANSI INCITS 338-2003, Information Technology – High-performance Parallel Interface 6400 Mbit/s Optical Specification (HIPPI-6400-OPT).
- [b-ANSI INCITS 450] ANSI INCITS 450-2009, Information technology – Fibre Channel – Physical Interface-4 (FC-PI-4).
- [b-IEC SC86C] IEC SC86C/WG1 ST-20 (2000), Statistical treatment of chromatic dispersion. (Submitted by T.A. Hanson.)
- [b-IEC/TR 61282-1] IEC/TR 61282-1 (2000), Fibre optic communication system design guides – Part 1: Single mode digital and analogue systems.
- [b-IEEE 1394b] IEEE 1394b-2002, IEEE Standard for a High-Performance Serial Bus – Amendment 2.
- [b-IEEE 802.3] IEEE 802.3-2005, Specific requirements – Part 3: Carrier sense multiple access with collision detection (CSMA/CD) access method and physical layer specifications.
- [b-ISO/IEC 9314-3] ISO/IEC 9314-3:1990, Information processing systems – Fibre Distributed Data Interface (FDDI) – Part 3: Physical Layer Medium Dependent (PMD).
- [b-Agrawal] Agrawal, G.P. (1995), Nonlinear Fiber Optics, San Diego, CA, Academic Press.
- [b-Agrawal2] Agrawal, G.P., Anthony, P.J., and Shen, T.M. (1988), Dispersion Penalty for 1.3 μm Lightwave Systems with Multimode Semiconductor Lasers, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 6, No. 5, May, pp. 620-625.
- [Agrawal3] Agrawal, G.P. (1997), *Fiber-Optic Communication Systems*, 2nd Edition, New York, John Wiley & Sons, Inc.
- [b-Antona] Antona, J.-C., Bigo, S., and Faure, J.-P. (2002), Nonlinear Cumulated Phase as a Criterion to Assess Performance of Terrestrial WDM Systems, *Conference on Optical Fiber Communication (OFC) and Exhibit 2002*, paper WX5.
- [b-Benedetto] Benedetto, S., and Biglieri, E. (1999), *Principles of Digital Transmission with Wireless Applications*, (Chap.3: Basic results from information theory), New York, Kluwer Academic Press.
- [b-Böckl] Böckl, M. (2002), *Modulation Formats for Fiber Transmission Systems with Direct-Detection Receivers [Dissertation]*, Vienna, Institut für Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik.
- [b-Bulow] Bulow, H. (1998), System Outage Probability Due to First and Second Order PMD, *Photonics Technology Letters*, Vol. 10, No. 5, pp. 696-698.
- [b-Charlet] Charlet, G. et al. (2009), Performance Comparison of DPSK, P-DPSK, RZ-DQPSK and Coherent PDM-QPSK at 40Gb/s Over a Terrestrial Link, *Conference on Optical Fiber Communication (OFC) and Exhibit 2009*, Paper JWA40.
- [b-Färbert] Färbert, A. et al. (1999), Optimised Dispersion Management Scheme for Long-Haul Optical Communication, *Electronics Letters*, Vol. 35, No. 21, p. 1865.

- [b-Hopland] Hopland, S., (2007), Investigation of Wide Spectrum Losses in Installed G.655 Fibre Cables, Proceedings of the International Wire & Cable Symposium, November 2007, Lake Buena Vista, Florida, USA.
- [b-Hui] Hui, R. et al. (2002), Subcarrier Multiplexing for High-Speed Optical Transmission, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 20, No. 3, March, pp. 417-427.
- [b-Iannone] Iannone, E. et al. (1998), *Nonlinear Optical Communication Networks*, New York, John Wiley & Sons, Inc.
- [b-Inoue] Inoue, K., and Toba, H. (1995), Fiber Four-Wave Mixing in Multi-Amplifier Systems with Non Uniform Chromatic Dispersion, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 13, No. 1, pp. 88-93.
- [b-Jansen] Jansen, S.L. et al. (2007), 16x52.5-Gb/s, 50-GHz Spaced, POLMUX CO OFDM Transmission Over 4,160 km of SSMF Enabled by MIMO Processing, 33rd European Conference and Exhibition of Optical Communication (ECOC) 2007, paper PD1.3.
- [b-Jeruchim] Jeruchim, M.C. (1984), Techniques for Estimating the Bit Error Rate in the Simulation of Digital Communication Systems, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 2, No. 1, January, pp. 153-170.
- [b-Kikushima] Kikushima, K., and Hogari, K. (1990), Statistical Dispersion Budgeting Method for Single-Mode Fiber Transmission Systems, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 8, No. 1, pp. 11-15.
- [b-Klekamp] Klekamp, A., Dischler, R., and Idler, W. (2006), DWDM and Single Channel Fibre Nonlinear Thresholds for 43 Gb/s ASK and DPSK Formats Over Various Fibre Types, Conference on Optical Fiber Communication (OFC) 2006, paper OFD6.
- [b-Kobayashi] Kobayashi, T. et al. (2008), Electro-Optically Multiplexed 110 Gbit/s Optical OFDM Signal Transmission Over 80 km SMF Without Dispersion Compensation, *Electronics Letters*, Vol. 44, No. 3, pp. 225-226.
- [b-Legg] Legg, P.J., Tur, M., and Andonovic, I. (1996), Solution Paths to Limit Interferometric Noise Induced Performance Degradation in ASK/Direct Detection Lightwave Networks, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 14, No. 9, pp. 1943-1954.
- [b-Liu] Liu, F., Rasmussen, C.J., and Pedersen, R.J.S. (1999), Experimental Verification of a New Model Describing the Influence of Incomplete Signal Extinction Ratio on the Sensitivity Degradation Due to Multiple Interferometric Crosstalk, *Photonics Technology Letters*, Vol. 11, No. 1, pp. 137-139.
- [b-Lu] Lu, G.W. et al. (2010), 16-QAM Transmitter using Monolithically Integrated Quad Mach-Zehnder IQ Modulator, 36th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC) 2010, paper Mo.1.F.3.
- [b-Maksoudian] Maksoudian, Y.L. (1969), *Probability and Statistics with Applications*, Scranton, PA, Scranton International Textbook Company.
- [b-Marcuse] Marcuse, D. (1981), Pulse Distortion in Single-Mode Fibers. 3: Chirped Pulses, *Applied Optics*, Vol. 20, No. 20, pp. 3573-3579.
- [b-Matera] Matera, F. et al. (2001) Esperimenti di Trasmissione Solitonica Multicanale a 40 Gb/s: Il Progetto IST/ATLAS, *Atti Fotonica (relazione invitata)*, pp. 67-74.
- [b-Mikkelsen] Mikkelsen, B. et al. (2006), Partial DPSK with Excellent Filter Tolerance and OSNR

- Sensitivity, *Electronics Letters*, Vol. 42, No. 23, pp. 1363-1364.
- [b-Pauer] Pauer, M., Winzer, P.J., and Leeb, W.R (2001), Bit Error Probability Reduction in Direct Detection Optical Receivers Using RZ Coding, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 19, pp. 1255-1262.
- [b-Pennickx] Pennickx, D. et al. (1997), The Phase-Shaped Binary Transmission (PSBT): A New Technique to Transmit Far Beyond the Chromatic Dispersion Limit, *Photonics Technology Letters*, Vol. 9, No. 2, pp. 259-261.
- [b-PMD] Winzer, P.J. et al. (2002), Effect of Receiver Design on PMD Outage for RZ and NRZ, *Conference on Optical Fiber Communication (OFC) and Exhibit 2002*, pp. 46-48.
- [b-Sano] Sano, A. et al. (2007), 30 x 100-Gb/s All-Optical OFDM Transmission Over 1300 km SMF with 10 ROADM Nodes, *33rd European Conference and Exhibition of Optical Communication (ECOC) 2007*, paper PD1.7.
- [b-Sano2] Sano, A. et al. (2010), 69.1-Tb/s (432 x 171-Gb/s) C- and Extended L Band Transmission over 240 km Using PDM-16-QAM Modulation and Digital Coherent Detection, *Conference on Optical Fiber Communication (OFC), collocated National Fiber Optic Engineers Conference (NFOEC) 2010*, paper PDPB7.
- [b-Secondini] Secondini M., Forestieri, E., and Cavaliere, F. (2009), Novel Optical Modulation Scheme for 16-QAM Format with Quadrant Differential Encoding, *International Conference on Photonics in Switching 2009*.
- [b-Spirit] Spirit, D.M., and O'Mahony, M.J. (1995), *High Capacity Optical Transmission Explained*, New York, John Wiley & Sons, Inc.
- [b-T11 FC] T11 FC Project, *Fibre Channel, Physical Interfaces (FC-PI)*, Draft Rev. 8.1, 2000.
- [b-Takahashi] Takahashi, H., Oda, K., and Toba, H. (1996), Impact of Crosstalk in an Arrayed-Waveguide Multiplexer on $N \times N$ Optical Interconnection, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 14, No. 6, pp. 1097-1105.
- [b-Weber] Weber, W., III (1978), Differential Encoding for Multiple Amplitude and Phase Shift Keying Systems, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 26, No. 3, March, pp. 385- 391.
- [b-Winzer] Winzer, P.J. et al. (2003), 40-Gb/s Return-to-Zero Alternate-Mark-Inversion (RZ-AMI) Transmission over 2000 km, *Photonics Technology Letters*, Vol. 15, No. 5, pp. 766-768.
- [b-Winzer2] Winzer, P.J, et al. (2010), Generation and 1,200-km Transmission of 448-Gb/s ETDM 56-Gbaud PDM 16-QAM using a Single I/Q Modulator, *36th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC) 2010*, paper PD2.2.
- [b-Yamada] Yamada, E. et al. (2008), Novel No-Guard-Interval PDM CO-OFDM Transmission in 4.1 Tb/s (50 x 88.8 Gb/s) DWDM Link Over 800 km SMF Including 50-GHz Spaced ROADM Nodes, *Conference on Optical Fiber Communication (OFC) 2008*, paper PDP8.
- [b-Yang] Yang, Q., Ma, Y., and Shieh, W. (2008), 107 Gb/s Coherent Optical OFDM Reception Using Orthogonal Band multiplexing, *National Fiber Optic Engineers Conference (NFOEC) 2008*, paper PDP7.
- [b-Yonenaga] Yonenaga, K. et al. (1995), Optical Duobinary Transmission System with No Receiver

Sensitivity Degradation, Electronics Letters, Vol. 31, No. 4, pp. 302-303.

[b-Zitelli]

Zitelli, M., Matera, F., and Settembre, M. (1999), Single-Channel Transmission in Dispersion Management Links in Conditions of Very Strong Pulse Broadening: Application to 40 Gb/s Signals on Step Index Fibers, Journal of Lightwave Technology, Vol. 17, No. 12, pp. 2498-2505.