TTC技術レポート
Technical Report

TR-1077

空間分割多重（SDM）技術に関する技術レポート

Technical Report of
Space Division Multiplexing (SDM) technologies

第 1 版

2019 年 3 月 15 日制定

一般社団法人
情報通信技術委員会

THE TELECOMMUNICATION TECHNOLOGY COMMITTEE

目　次

＜参考＞

1.　国際勧告等との関連

本レポートに関連する国際勧告は本文中に記載している。

2.　改版の履歴

版数	発行日	改版内容
第 1 版	2019 年 3 月 15 日	初版発行

3.　参照文献

本技術レポートの参照文献は、本文中の各節毎に記載している。

4.　標準作成部門

光ファイバ伝送専門委員会

空間分割多重技術に関する技術レポート

1　はじめに

今日の人々の豊かで便利な生活に無くてはならない ICT 基盤は、光ネットワークによって支えられている。今後、ICT 基盤上で提供される様々な新サービス (例えば、高精細動画の配信、AR/VR 等) を実現するためには、光ネットワークの継続的な大容量化が必要不可欠である。しかしながら、従来の SMF を伝送媒体とした光ネットワークの大容量化には次のような課題が生じると考えられる。①光ファイバの非線形性による周波数利用効率向上に対する制限、②光通信システムに対する安全を確保するための光ファイバに対する許容入力パワーの制限。これらの課題を解決し、更なる大容量光通信を実現するため空間分割多重 (SDM) 技術の研究開発が進められている。SDM 技術を社会に広く普及させていくためには、国内および国際標準の整備が必要である。TTC では、以上の動向を踏まえ、SDM 技術の調査活動を実施した。

2　調査報告の概要

空間分割多重 (SDM) 技術の以下の項目に対して、既存の ITU-T 勧告に記載されている内容と対比させながら、技術調査を実施した。

- 光ファイバ技術
- 光増幅技術
- 接続技術
- デジタル信号処理技術
- システム・ノード構成技術

また、今後必要となる標準がどのように光伝送システムに適用されるか例示し、それぞれの標準の位置づけを明確化した。さらに、SDM 技術の技術トレンドおよび適用例、適用時期について考察し、標準化ロードマップを検討した。最後に、本技術調査を通じて得られた知見から、今後の標準化活動の提言を行った。

3　用語

AR	Augmented Reality
ASE	Amplified Spontaneous Emission
CATV	Community Antenna TeleVision
DEMUX	Demultiplexer
DGD	Differential Group Delay
DMD	Differential Mode Delay
DP-QPSK	Dual Polarization - Quadrature Phase Shift Keying
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing
EDF	Erbium Doped Fiber
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier
EVM	Error Vector Magnitude
FBF	Fiber Bunddle type Fan-out
FFP	Far Field Pattern
FI/FO	Fan-In/Fan-Out
FIR	Finite Impulse Response
FMF	Few Mode Fiber
FMFA	Few Mode Fiber Amplifier
FM-MCF	Few Mode - Multi Core Fiber
FM-MCFA	Few Mode - Multi Core Fiber Amplifier
IC-XT	Inter Core – Crosstalk
IF	Inter-Face
IL	Insertion Loss
IQ	In-phase Quadrature-phase
LMS	Least Mean Square
LP	Linearly Polarized
MC-EDF	Multi-Core Erbium Doped Fiber
MC-EDFA	Multi Core - Erbium Doped Fiber Amplifier
MCF	Multi Core Fiber
MCFA	Multi Core Fiber Amplifier
MDG	Mode Dependent Gain
MDL	Mode Dependent Loss
MD-ROADM	Multi-Degree Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexer
MFD	Mode Field Diameter
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MMF	Multi Mode Fiber
MM-LD	Multi Mode - Laser Diode
MPO	Multi-fiber Push-On
MU	Miniature Universal coupling
MUX	Multiplexer
NFP	Near Field Pattern
NRZ	Non-Return to Zero
OADM	Optical Add/Drop Multiplexer
OSNR	Optical Signal-to-Noise Ratio

PC	Physical Contact
PDL	Polarization Dependent Loss
PLC	Planar Lightwave Circuit
PMD	Polarization Mode Dispersion
PXC	Photonic Cross Connect
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
OCJ	Optical Coupling Junction
RL	Return Loss
R-LADD	Reconfigurable local add drop/devices
ROADM	Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexer
SDM	Space Division Multiplexing
SMD	Spatial Mode Dispersion
SMF	Single Mode Fiber
SMFA	Single Mode Fiber Amplifier
TTE	Terminal Transmission Equipment
VA	Variable Aperture
VR	Virtual Reality
WDM	Wavelength Division Multiplexing
XT	Crosstalk

4　各技術分野の動向と課題

4.1 光ファイバ技術

4.1.1 シングルモードファイバ (SMF)

4.1.1.1　SMF 標準の動向と課題

4.1.1.1.1　光ファイバ勧告の概要

ITU-T では、シングルモードファイバ勧告は G.652～G.657 として規定されている。勧告番号と勧告名の対応をまとめたものを表 4.1 として示す。汎用的な光ファイバとして認知されている G.652 から、光アクセス網で用いられている低曲げ損失光ファイバである G.657 など、計 6 種の勧告が存在している。それぞれの勧告の分類方法については、ITU-T G.Sup.40 の Appendix I に記載されており、利用波長帯 (つまりカットオフ波長) および波長分散特性に基づき、勧告体系が整備されてきた。ただし、G.657 (A カテゴリ) については、例外的に G.652 と使用波長帯および分散特性の規定が同じであるが、低曲げ損失特性という付加価値が光アクセスなどの曲げ条件の厳しい敷設環境に有効であることから、新たな光ファイバ勧告として制定されたという経緯がある。それぞれの光ファイバ勧告では、表に示すように、さらにサブカテゴリに分類されている。サブカテゴリの分類法についても G.Sup40 に記載されており、異なる通信システム勧告をサポートするために光学特性等のパラメータが変更されたものがサブカテゴリとして制定される。

表 4.1-1　ITU-T における光ファイバ勧告体系

勧告番号	勧告名 (主に遮断波長帯と波長分散特性で分類)	サブカテゴリ (MFDや損失等が異なる)		
G.652	シングルモードファイバ	G.652.A	G.652.B	G.652.C
		G.652.D		
G.653	分散シフトファイバ	G.653.A	G.653.B	
G.654	カットオフシフトファイバ	G.654.A	G.654.B	G.654.C
		G.654.D	G.654.E	
G.655	非零分散シフトファイバ	G.655.A	G.655.B	G.655.C
		G.655.D	G.655.E	
G.656	広波長域非零分散ファイバ	サブカテゴリ無し		
G.657	低曲げ損失シングルモードファイバ	G.657.A1	G.657.A2	
		G.657.B1	G.657.B2	G.657.B3

次に、表 4.1-2 に各勧告で規定されているパラメータおよび主要勧告の規格値をまとめた。現在、活発に勧告の改訂が議論されているものは G.652,G.654,G.657 の 3 種類である。ITU-T においては、公衆通信網の相互接続を担保することが目的であり、そのための標準化パラメータを規定している。例えば、コア構造については、コア半径や屈折率分布を規定せず、MFD や遮断波長等の光学特性や、コア偏心量等の幾何学寸法を規定することで、光ファイバケーブル通信システムにおける光ファイバ同士の接続特性・動作波長・伝送距離を担保し、通信システムが正しく機能するよう規定されている。よって、損失についてもファイバ素線ではなく、ケーブル状態での損失を規定している。

表 4.1-2　既定パラメータおよび規格値の例

	G.652 (G.652.D)	G.653 (G.653.B)	G.654 (G.654.E)	G.655 (G.655.E)	G.656	G.657 (G.657.A1)
MFD (μm)	8.6~9.2 @1310 nm	7.8~8.5 @1550 nm	11.5~12.5 @1550 nm	8~11 @1550 nm	7~11 @1550 nm	8.6~9.2 @1550 nm
遮断波長 (nm)	≤ 1260	≤ 1270	≤ 1530	≤ 1450		≤ 1260
※使用波長帯	O～L帯 (1260~1625 nm)		C~L帯 (1530~1625 nm)			O～L帯 (1260~1625 nm)
伝搬損失 (dB/km)	≤ 0.40 (1310-1625 nm)	≤ 0.35 (1550 nm)	≤ 0.23 (1550 nm)	≤ 0.35 (1550 nm)		≤ 0.40 (1310-1625 nm)
曲げ損失	0.1 dB/100turn R=30 mm 1625 nm	0.1 dB/100turn R=30 mm 1550 nm	0.1 dB/100turn R=30 mm 1625 nm	0.1 dB/100turn R=30 mm 1625 nm	0.5 dB/100turn R=30 mm 1625 nm	1.0 dB/10turn R=15 mm 1625 nm
零分散波長 (mm)	1300~1324	1500~1600	C帯分散特性のみ規定されている			1300~1324
PMD (ps/√km)	0.20					

4.1.1.1.2　光ファイバ勧告改訂の動向

近年の光ファイバ勧告改訂の動向としては、伝送システムの高速化を背景に、限られたシステムマージンを高精度に設計するための光ファイバ特性の詳細化、およびより高性能な光ファイバの勧告化が行われている。例えば、G.652 の改訂においては、ITU-T における O 帯における分散非補償の 100Gb/s 伝送システムの議論と協調し、G.652.D の波長分散特性の詳細化が行われ、2016 年に改訂された。規定された分散特性を図 4.1-1 に示す。これまで G.652 では、波長分散が零となる波長であるゼロ分散波長およびその波長における分散スロープのみを規定していたが、当該改訂において、1260 nm～1625 nm までの分散値の上限・下限が規定された。規定方式の詳細は、同勧告の 6.10 節を参照。

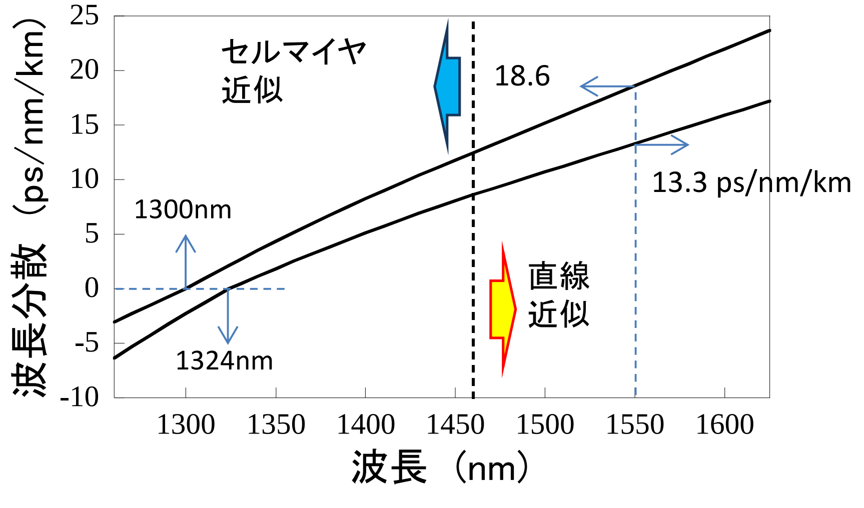


図 4.1-1　G.652.D 波長分散規定

より高性能な光ファイバの勧告化の取り組みとしては、低損失・低非線形性を有する G.654 サブカテゴリの勧告化が上げられる。図 4.1-2 に、G.654 の MFD および損失規格値をまとめたものを示す。汎用シングルモードファイバである G.652.D の規格も比較のため示す。

G.654.D ファイバは、海底伝送システム用ファイバとして勧告化され、超低損失・大 MFD 規格を有していることが特長である。G.654.E ファイバは、100G 超陸上コヒーレント伝送用として G.652.D ファイバより低損失かつ MFD が大きいものであり、C-L 帯を用いた基幹系伝送路への適用を想定したものである。海底伝送システム用として規定されている G.654.D と比較して MFD の範囲が狭く、接続損失を G.652.D 並みとするよう考慮されている。

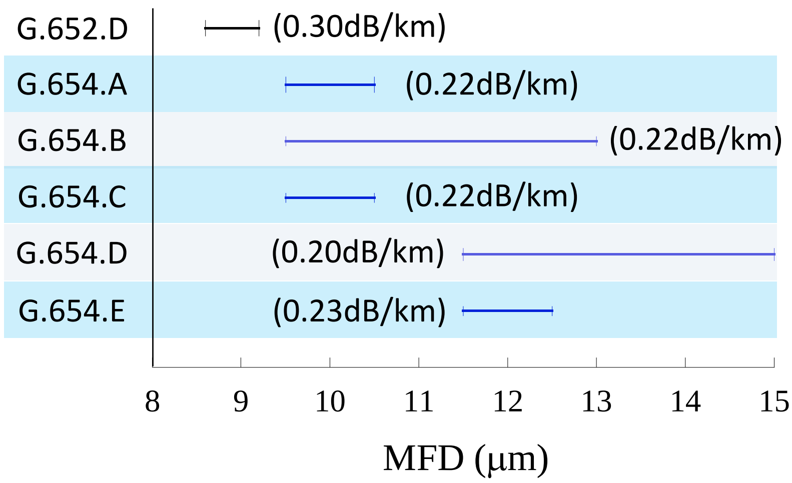


図 4.1-2　G.654 の MFD および損失規格値

4.1.1.1.3　今後の光ファイバ勧告の改定に向けた期待と課題

光ファイバの性能向上に向けた低損失化・大 MFD 化に関する要望に対して、G.654.D および G.654.E が制定され、今後は光ファイバ特性の詳細化について本格的な議論が開始されると予想される。例えば、G.654.E については陸上基幹系ネットワークへの適用を想定して勧告化されているが、本光ファイバを用いた陸上システム勧告はまだ未制定であり、システム設計が可能となるよう各光学特性の詳細化が今後必須となる。また、既存勧告の改訂に加えて、本調査活動で議論している空間多重用光ファイバ等、新しい付加価値を有する光ファイバの議論が行われ、光ファイバケーブルネットワークの更なる大容量化・高機能化に寄与する新規ファイバ勧告が実現されることを期待したい。

4.1.2　数モードファイバ (FMF)

4.1.2.1　FMF の概要および特徴

数モードファイバとは、広義の意味ではマルチモードファイバであり、シングルモードファイバとは伝搬モード数が異なるのが大きな違いである。一般的には、SMF よりコア半径が大きい又はコアの比屈折率差が大きくなるよう設計され、コア構造によって伝搬モード数が決まる。ただし、本節で述べる光ファイバは、従来のコア径 50 μm のマルチモードファイバ (MMF) とは異なり、伝搬モード数が数個～十数個に限定されており、MMF と区別する意味も含めて数モードファイバ (FMF) と呼ばれている。

従来の MMF とはモードの活用方法も異なっており、それぞれのモードを伝送路として活用し、並列伝送を行うことで伝送容量の拡大を実現するものである。FMF を用いた伝送システムの概要を図 4.1-3 に示す。光ファイバの入出力端には、モードを合分波するモード合分波器が設置される。本概念が、波長多重 (WDM) 伝送と類似しているため、モード多重伝送と呼ばれることもある。ただし、各伝搬モードは、ファイバの長手方向の構造揺らぎや接続点で容易に結合するため、波長多重とは異なり各モードを独立した伝送路としてみなすことができない。このように、各モードが互いにクロストークすることを想定し、一般的には、受信端におけるデジタル信号処理によりモード結合を補償する構成が採用される。この時、送受信側での構成は、無線における MIMO システムと同じであり、受信装置を MIMO 受信機と呼ぶことがある。なお、モード数に応じて個別のコヒーレント受信機が必要であり、モード数が n である時、送受信機をそれぞれ n 台用いた構成を n x n MIMO 伝送システムと呼ぶ。FMF を用いた伝送システムにおいては、デジタル信号処理が前提のため、アクセス網やデータセンタ向けというより、中継系伝送網への適用を主に意識して検討が進められている。

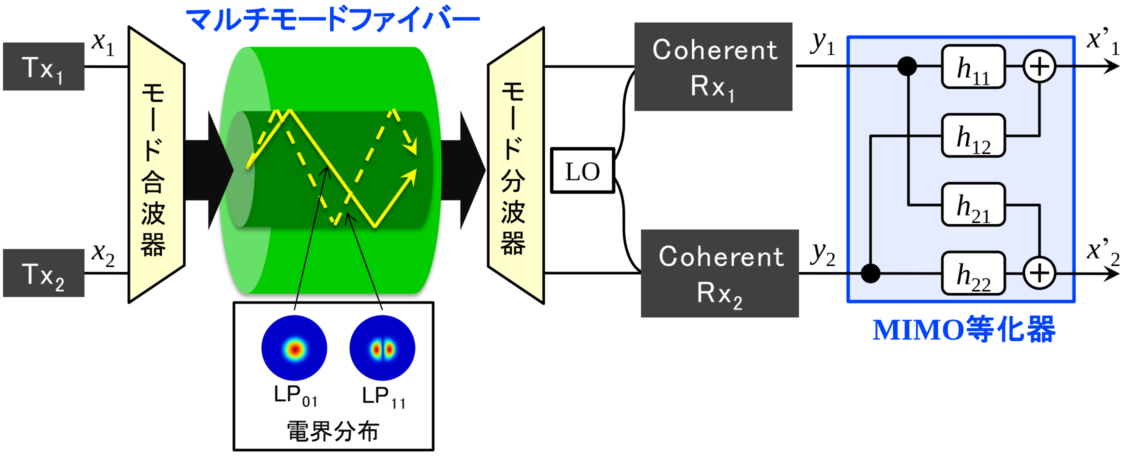


図 4.1-3　数モードファイバを用いた MIMO 伝送システムの概要

提案されている FMF のコア構造を図 4.1-4 に示す。FMF において各構造で大きく異なるパラメータに

- モード間群遅延差 (DMD)
- モード間の結合量

が挙げられる。特に、DMD については、MIMO 受信機における信号処理の負荷に影響を及ぼし、信号処理負荷の低減のために、DMD は小さい値が望ましいとされている。同図(a) に示すステップ型の場合、屈折率分布は従来 SMF と同じ形状であり、単純な構造であるが、DMD が大きく、例えば 2LP モード構造においては 1 ns/km 以上の値を取る。SMF と比較してコア径・比屈折率差が大きいことが多い。同図(b) に示すグレーデッド型は DMD を低減することが可能であり、コア半径、比屈折率差に加えてαパラメータ（コア中心から外周方向に向けた屈折率の変化形状を表すパラメータ）が DMD の設計に大きく影響を及ぼし、αパラメータの最適化により 0.1 ns/km 以下の DMD を有する FMF が報告されている。同図(c)に示すリングコアファイバは、モード間の結合を促進するために、同図(d) に示す楕円コアファイバは逆にモード間の結合を抑制するために検討されている。モード間結合を促進することで、伝搬後の群遅延広がりを抑圧することができ、信号処理負荷の低減が可能である。また、光ファイバ中のモード間結合を抑圧することで、先の図に示したような MIMO 受信機が不要な伝送 (MIMO 信号処理が不要な伝送) を目指す検討も行われている。

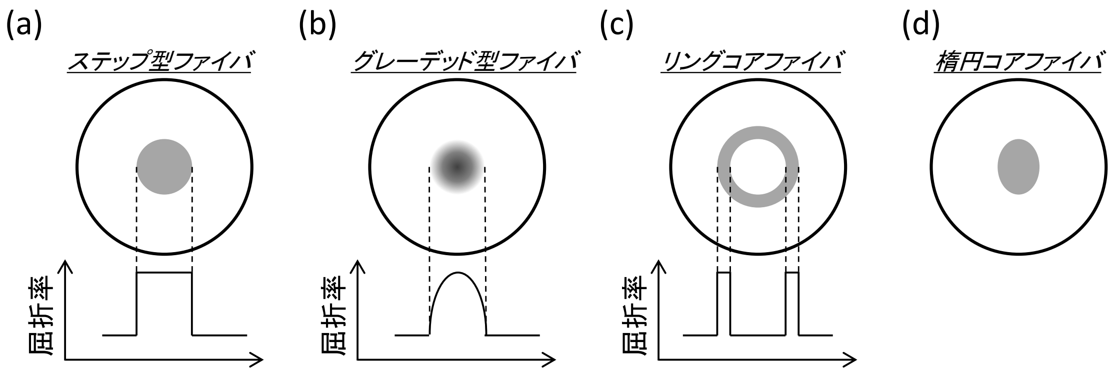


図 4.1-4　提案されている FMF のコア構造の例

次に、伝搬モードの電界分布を図 4.1-5 に示す。SMF においては、使用波長帯において LP_{01} のみが伝搬するが、FMF においては同図に示す LP_{01} モード以外の高次モードが伝搬する。一般に、高次モードの電界分布の実効断面積は基本モード (LP_{01}) より大きく、曲げ損失特性は基本モードより劣化する傾向がある。接続損失特性についても各モードで異なっており、一般的に高次モードが軸ずれに対して接続損失が増加しやすい傾向にある。図 4.1-6 に、文献 [4.1-1] に記載

の基本モードと高次モードに対する軸ずれ接続損失特性の計算・実験結果を転載する。高次モードはより大きい実効断面積を有しているが、基本モードと比較して軸ずれに対する損失増加が大きいことがわかる。

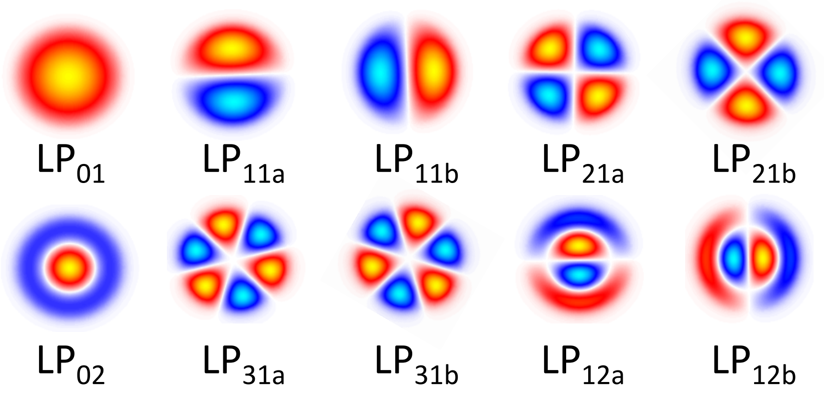


図 4.1-5　伝搬モードの電界分布

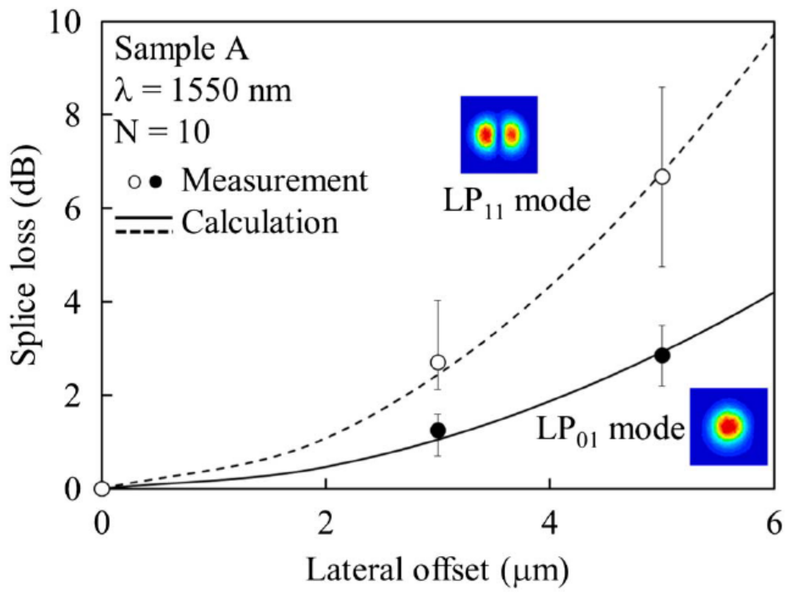


図 4.1-6　基本モードと第一高次モードの軸ずれ接続損失特性　[4.1-1]

図 4.1-7 に、近年報告されている FMF のモード数と DMD の関係を示す。モード数、曲げ損失、MFD の制御性の観点から、低屈折率トレンチを有する構造が主に検討されており、低 DMD の実現も両立するためにグレーデッド型コアアトレンチアシスト構造が多く検討されている。MIMO システムにおける信号処理の負荷の低減のために小さいことが望ましいが、モード数が大きくなると DMD が大きくなる傾向となっている。これは、モード数が増えると、低 DMD を実現する設計領域が狭くなること、および構造変動による特性変化が大きくなるためである。

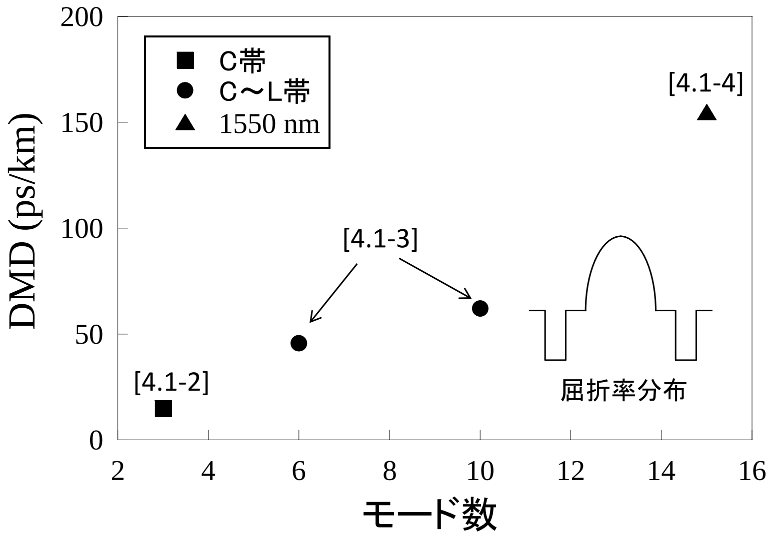


図 4.1-7　FMF のモード数と DMD の関係

DMD の低減に向けては、図 4.1-8 に示すように、従来の波長分散補償と同じようなコンセプトで、正と負の DMD を有するファイバを組み合わせた DMD 補償伝送路が検討されている [4.1-5] 。ファイバ自体の DMD を限りなく小さくすることは製造誤差を考慮すると困難であるが、DMD 補償伝送路においては、DMD の制御がファイバ長の調整により可能であり、より低 DMD を実現しやすいという特長を有している（図 4.1-8)。

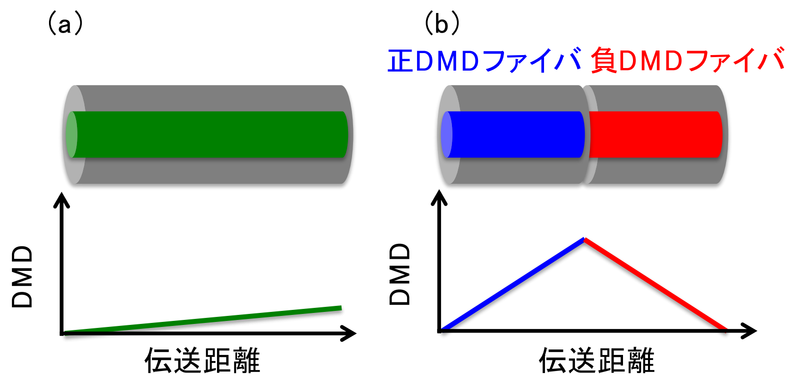


図 4.1-8　DMD 補償伝送路

4.1.2.2　FMF におけるパラメータおよび試験法

SDM 技術の標準化に向けたギャップ検証に向けて、ここでは FMF におけるパラメータのリストアップと、対応する試験法をまとめている。FMF におけるパラメータはいくつかあるが、以下の 3 つに分類して述べる。

- 既存光ファイバ勧告で規定済のパラメータ
- 既存光ファイバ勧告で規定されているものに類するパラメータ
- 既存光ファイバ勧告で規定されていないパラメータ

最初に、既存光ファイバ勧告で規定済のパラメータに関して表 4.1-3 にまとめた。基本モードの光学特性のいくつかは、これまでと同じ定義が適用可能だが、試験法・条件としては、測定時に基本モードのみを精度よく励振すること、ファイバ中でモード間クロストークが無い・無視できるほど小さいことが必要である。幾何学寸法および機械特性については SMF と同じである。

表 4.1-3　既存勧告に規定されているパラメータ

基本モードの光学特性
・モードフィールド径
・曲げ損失
・波長分散
・損失
・PMD
光ファイバの幾何学寸法・機械特性
・クラッド径
・コア偏心量
・クラッド非円率
・プルーフストレス

次に、パラメータ自体は既に規定されているものに類するが、定義・測定法が既存勧告に無いものを表 4.1-4 にまとめた。モードフィールド径 (MFD) については、基本モードと異なり高次モードはガウス分布ではないため、現在明確な MFD の定義は提案されていない。試験法としては、FFP、NFP、VA 法が検討されている。その他、高次モードの曲げ損失や波長分散などについては、前述の通り、測定時に当該高次モードのみを精度よく励振すること、ファイバ中でモード間クロストークが無い・無視できるほど小さいことが必要である。

表 4.1-4　既存ファイバ勧告で規定されているものに類するパラメータ

高次モードの光学特性	試験法
・モードフィールド径	FFP, NFP, VA[4.1−1]
・曲げ損失	限定モード励振条件下における既存測定法の適用
・波長分散	
・損失	
・PMD	
・カットオフ波長(モード数)	従来通り(最低次のクラッドモードに対する)

次に、既存勧告では規定されていないパラメータをまとめた。主には複数伝搬するモード間の特性差に関連するものである。モード間群遅延差は、MIMO 受信機の信号処理負荷に関連するパラメータである。測定法としては Time of Flight 法 [4.1-3] 、干渉法 [4.1-6] 、S^2 法 [4.1-7] などがあり、それぞれ測定可能モード数の拡張性、遅延分解能、測定可能距離が異なる。モード間クロストークについては、MIMO システムにおいては明確な要求条件は示されていない。測定法については、光ファイバの両端にモード合分波器を設置し、多モードへ結合したパワーを測定する方法がある。モード依存損失 (MDL) とは、MIMO システムに特有のパラメータであり、モード間が結合する伝送路を仮定した時の、仮想的な伝搬チャネル間の損失差となる。損失差は、先に述べたとおり、接続点において各モードの損失が異なっていることや、ファイバ内での伝搬損失・曲げ損失がモード毎に異なることから生じる。測定法としては、信号を送受信して、信号処理により推定した伝送路のチャネル行列を特異値分解して MDL を推定する方法が提案されている [4.1-8] 。FMF 内では、ファイバの長手方向の構造揺らぎや接続点においてモード間結合および損失差が生じ得るため、実質的にはモード間損失差より MDL がシステム性能を推定するために有意義なパラメータとなるとされている。

表 4.1-5　既存ファイバ勧告で規定されていないパラメータ

モード間特性差	試験法	課題
・モード間群遅延差(DMD)	TOF法[4.1−3], 干渉法[4.1−6], S^2法[4.1−7]	システム要件が不明確
・モード間クロストーク	未確立	
・モード間損失差	各モードの測定損失の差	
・モード依存損失	特異値分解法[4.1.2−8]	ファイバ単体の評価が困難

4.1.2.3 FMF 標準化に向けたギャップ

4.1.2.3 でリストアップしたパラメータおよび試験法に基づき、FMF 標準化に向けた課題・をまとめる。ITU-T において光ファイバの標準化を進めるに当たっては、4.1.1 節で述べたとおり相互接続の担保が重要となる。つまり、FMF を用いた通信システムを想定した時、相互接続性を担保するために必要なパラメータおよび規定方法を明確にする必要がある。図 4.1-9 に、SMF と比較した FMF のキーパラメータと規定方法をまとめた。幾何学的な寸法規格 (クラッド径やコア偏心量) については、大きな変更は必要ないと考えられる。表 4.1-3 および表 4.1-4 からわかるとおり、基本的な光学特性については、SMF における規定パラメータに対して高次モードの光学特性を含めてどのように規定するかがポイントになる。例えば、曲げ損失については、一般に高次のモードの方が特性は悪いため、最高次の伝搬モードの曲げ損失の最大値を規定することなどが考えられる。また、損失や PMD については、モード次数との関係は明確に示されていないため、全伝搬モードにおける最悪値を規定するなどが考えらえる。何れにしても、基本・高次モードの光学特性の最悪値を規定することで相互接続が担保できると考えられる。

波長分散や MFD については、SMF 勧告に示されている通り、特定の範囲を規定する必要がある。波長分散については、システムにおいて望ましい波長分散特性に基づいて、全てのモードの波長分散がその範囲に入るよう規定すればよいと考えられる。一方で MFD については、高次モードの MFD では定義・試験方法の確立がまずは必要だが、仮に規定された場合においても、各モードに対して MFD 範囲をどのように規定すれば接続損失特性が規定できるかは検討が必要である。カットオフ波長については、SMF に対しては第一高次モードである LP_{11} モードのカットオフ波長を示しているが、FMF に関しては LP_{11} ではない。例えば、6 モードファイバのカットオフを規定するためには、伝搬モードが LP_{01}, LP_{11}, LP_{21}, LP_{02} モードであり、7 モード目である LP31 モードのカットオフ波長を規定することで、6 モード伝搬波長帯を規定できる。つまり、カットオフ対象のモードを指定することで、同時にモード数を指定することにもなる。

次に、SMF 勧告では規定されていないモード間特性差に関するパラメータについては、先の最悪値設計や接続損失特性の規定とは異なり、モード間特性差が伝送システムのパフォーマンスにどのように影響するかが不明確であるため、まずはシステム要件を明らかにすることが必要である。例えば、DMD については MIMO 受信機で許容される信号処理負荷に依存する。また、モード間損失差が大きいと伝送ペナルティの増加につながる。ただし、モード間損失差が一定であっても、モード間クロストークが異なると伝送ペナルティの影響も変わってくる。MDL は、モード依存損失差およびモード間クロストークを両方加味したパラメータであり、このように単一のパラメータで相互接続要件を示すことが一つの候補と考えられる。

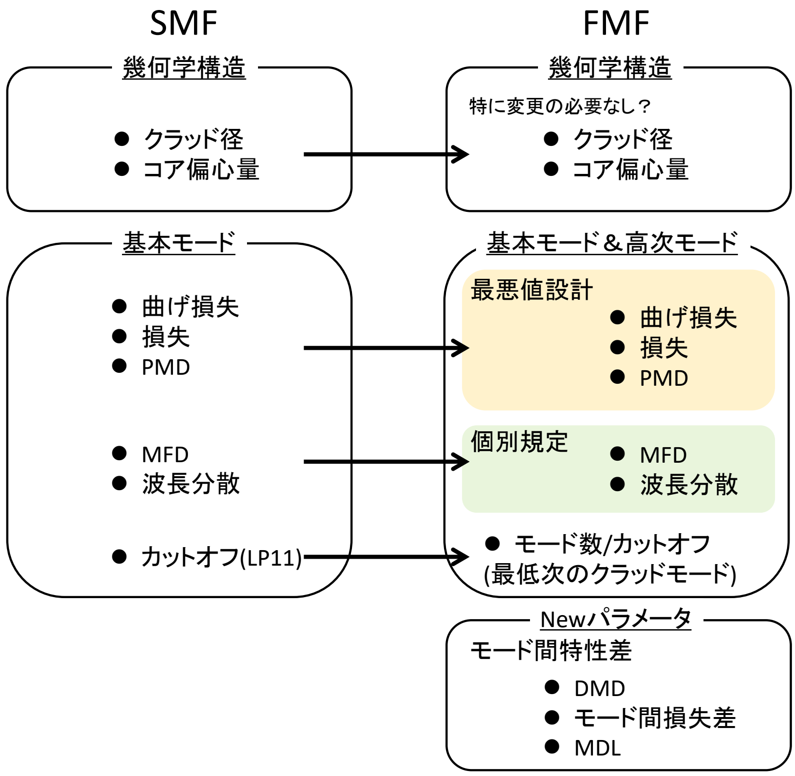


図 **4.1-9**　標準化に向けた **SMF**・**FMF** パラメータの関係

4.1.3 マルチコアファイバ (MCF)

4.1.3.1　MCF の概要および特徴

既存の ITU-T 勧告で定義されたいずれの光ファイバも中心軸上にただ 1 つのコアを有するのに対し、マルチコアファイバ (MCF : Multi-Core Fiber) は 2 つ以上のコアを有する。従って、コア数、コアの位置、コアあたりのモード数に応じて様々な種類の MCF が有りうるが、現時点では統一に至っていない。将来的に ITU-T 勧告で MCF を規定する場合に必要だと考えられる構造パラメータを図 4.1-10 に示す。

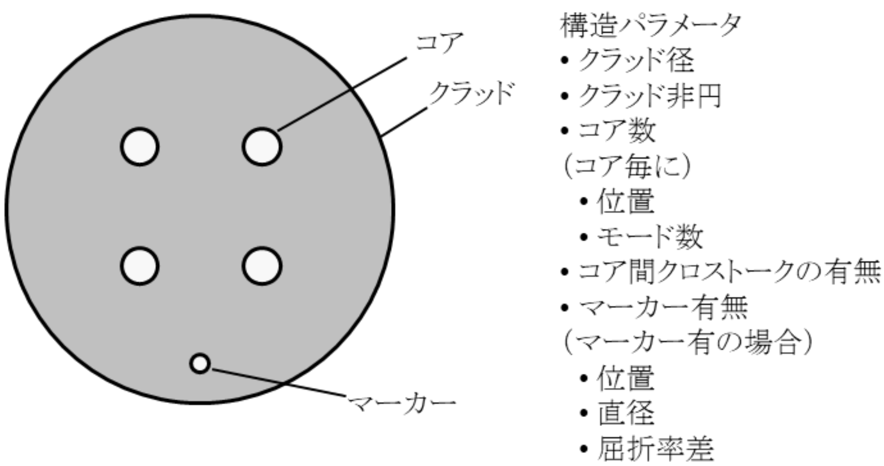


図 **4.1-10 MCF** を特徴づけるために必要な構造パラメータ

クラッド径は、既存の ITU-T 勧告と同様に 125μm が MCF においても最も一般的であるが、コア数の多い MCF では 125μm よりも大きなクラッド径も提案されている。コア数やコア位置は接続性を担保するために仕様として規定されることが望ましい。また、単一コアファイバにおいて SMF、MMF、FMF の区別が存在するのと同様に、MCF もコア毎の

モード数によって区別する必要がある。さらに、後述するようにコア間クロストークの有無によってシステム形態が異なるので、その区別も必要である。また、個々のコアを区別して接続することが必要な MCF ではマーカーが用いられる。マーカーは融着器で認識できることが望ましいため、その位置、直径、およびクラッドに対する屈折率差も規定されることが望ましい。

コアの光学特性の規定に関しては、コア間クロストーク (IC-XT : inter-core crosstalk) の有無によって規定されるべき特性が異なる。全てのコアの間で IC-XT が無視できる程度に小さい非結合型 MCF と、そうでない結合型 MCF が存在するので、各々について規定されるべき光学特性について後述する。なお、いずれの MCF も、各コアにおける偏波モード対が互いに結合せずに伝搬する偏波保持型のファイバとすることは原理的には可能であるが、偏波保持型が公衆通信システムに適用される可能性は今のところ低いため、以下の議論では偏波モードが結合しながら伝搬する偏波非保持型を前提とする。MCF の分類を下表にまとめる。

表 4.1-6 MCF の分類

IC-XT	無し (非結合型)			有り(結合型)		
単一コア区分	SMF	MMF	FMF	SMF	MMF	FMF

4.1.3.2　非結合型 MCF

非結合型 MCF は、システム設計上は、複数の単一コアファイバの束と等価だと見なされるが、その仮定が成立するためには IC-XT が十分に小さいことが前提となる。IC-XT は、1 つのコアに入射した光パワーが別の 1 つのコアから出射する割合として定義され [4.1-9] 、通常は温度や波長によってランダムに変動することから、その期待値として定量化される。測定手法としては、線幅が十分に広い光源を用いて平均的な IC-XT を直接的に測定する方法 [4.1-10] や、狭線幅の波長可変光源を用いて複数の波長で IC-XT を測定して平均する波長掃引法 [4.1-11] などが知られている。IC-XT はファイバ長に比例して増大することが理論的および実験的に確かめられているので [4.1-10] 、単位長あたりの光学特性として指標化するのが実用的である。一方で、IC-XT はファイバの曲げ径にも依存し、理論的には特定の曲げ径で極大値をとる [4.1-12] ことにも注意が必要である。従って、例えば伝送損失や PMD に関する ITU-T 勧告のように IC-XT に関してはケーブル状態での値を規定することも一つの実用的な運用方法であると考えられる。また、IC-XT は波長に関して増加する [4.1-11] ので、使用されうる上限波長で規定することが妥当であると考えられる。

IC-XT が十分に小さければ各コアは独立した伝送路であると見なせるので、コア毎の光学特性の規定が必要となる。コア毎に規定すべき光学特性は、コアのモード数が単一であれば ITU-T の G.652～657 のいずれかと同様、モード数が複数であれば前節に記載の FMF と同様の項目が考えられる (図 4.1-11) 。

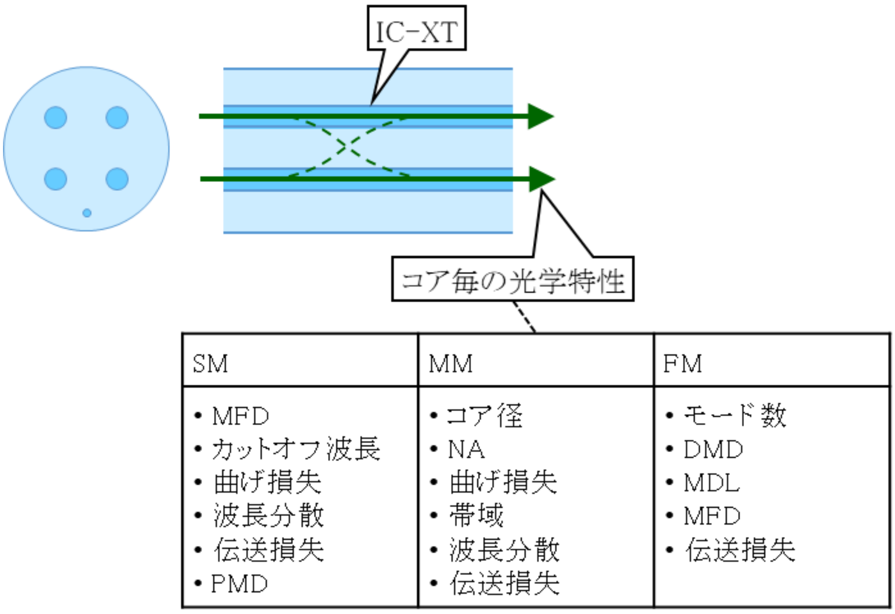


図 4.1-11 非結合型 MCF を特徴づけるために必要な光学特性

4.1.3.3 結合型 MCF

コア間 XT が無視できない程度に高い結合型 MCF は、結合した複数のモードが伝搬する伝送路だと見なされる。結合型 MCF はコア間 XT を許容することでコア間隔を非結合型 MCF のそれに比べて狭めることができるため、設計の自由度が高く製造性に優れるが、送信端および/または受信端でモード結合を逆演算して補償する MIMO 信号処理 (Multiple-Input Multiple-Output) の併用が前提となる。MIMO 処理は、結合したモード間の群遅延の差である空間モード分散 (SMD : Spatial Mode Dispersion) が所定の値より低いことを前提として設計されるため、SMD の上限値を管理することが必要となる。また、結合したモード間の損失の対数スケールにおける差であるモード依存損失 (MDL : Mode Dependent Loss) は MIMO 処理による信号の復元を妨げる要因となるため、MDL の上限値も管理することが必要となる。

SMD や MDL の管理が必要である点で結合型 MCF は FMF と類似しており、仮にコア間の間隔を極限まで狭めてコアを一つに合体させた場合には単一コアの FMF と見なせる。ただし結合型 MCF では、むしろ一定のコア間距離を設けてモード結合の強さを管理することで、ランダムなモード結合を実現できる点が重要である。そのようなランダム結合型 MCF [4.1-13] では SMD が長さの 1 乗ではなく 0.5 乗に比例して蓄積することが理論的にも実験的にも示されているので、PMD と同様に 0.5 乗長さで規格化した SMD を規定することが妥当だと考えられる。MDL に関しては理論上では 0.5 乗～1 乗に比例して蓄積すると考えられる [4.1-14] が、実験的には確認されていない。なお、ランダム結合型 MCF では、使用されるファイバ長において十分なモード結合が生じていることが前提であるので、それを担保するために、モード結合が生じるのに必要なファイバ長であるモード結合長、あるいは、1 つのコアモードに入射した光が他のコアモードに結合して出射する比率に相当する結合度も規定することが妥当だと考えられる。

SMD と MDL が十分に小さく MIMO 処理が適用されることを前提とすると、結合 MCF は複数の単一モード伝送路の束だと見なすことができるので、各モードに関して SMF と同様の光学特性を規定することが妥当である (図 4.1-12) 。

なお、SMD の測定方法としては、PMD の Fixed analyzer 法と同様の考え方に基づく波長掃引法 [4.1-15] が提案されている。また、MDL の測定方法としては結合モードを基底モードの線形結合で表したときの係数ベクトルの空間を網羅して損失変動を評価する MDL Ellipsoid 法 [4.1-14] が提案されている。SMD も MDL もモード結合状態が温度や波長で変動することによってランダムに変動することから、統計的期待値として規定することが妥当であると考えられる。また、モード結合の頻度は非結合型 MCF における IC-XT と同様に、コア構造だけでなく曲げ径に依存する [4.1-16] 。従って、SMD や MDL はファイバ状態ではなくケーブル状態で規定することがより実用的であると考えられる。

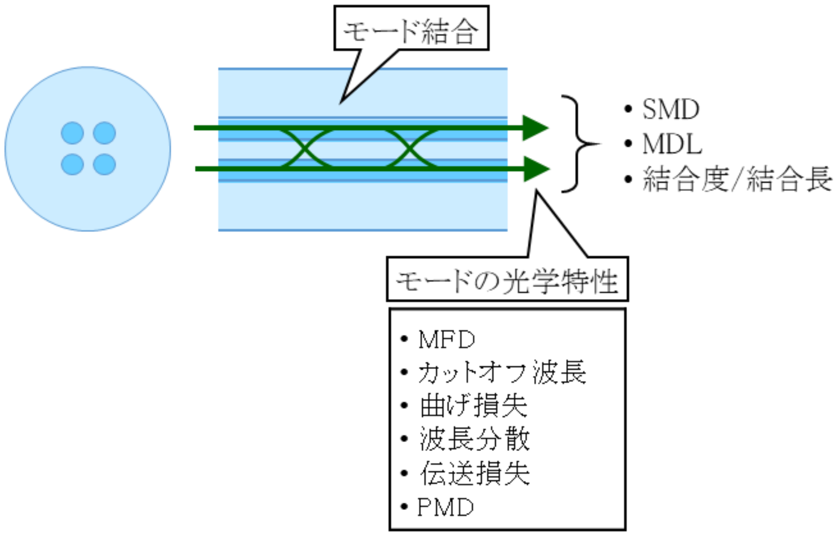


図 4.1-12 結合型 MCF を特徴づけるために必要な光学特性

4.1.3.4 MCF 標準化に向けたギャップ

4.2.1 節 (数モードファイバ (FMF)) にて述べた通り、標準化を進めるにあたり相互接続の担保が重要となる。4.1.3.1 節に記載したように、MCF ではコアの数と位置、マーカーが有る場合はその位置や識別性についての既定が必要になる点が、SMF、MMF、FMF などの単一コアファイバと大きく異なる点である。

各コアを独立した伝送路として扱う非結合型 MCF においては、各コアの独立性を担保する指標である IC-XT の規定が必要であるが、4.1.3.2 節に記載したように IC-XT は MCF の曲げや捻じれによって変化し、光ファイバ状態とケーブル状態との間で異なりうる。従って、ケーブル状態で規定するなど、規定方法に関して検討が必要である。各コアの損失、波長分散、PMD、MFD、カットオフ波長などの光学特性は、原理的にはコア毎に異なりうるため、コア毎に規定する必要がある。また、コアのモード数が数モードの場合に、前節に記載の FMF と同一の内容を検討し規定する必要がある。

一方で結合型 MCF においては、SMD や MDL の相互接続要件を明らかにせねばならない。SMF における偏波モード分散では、偏波モード間の群遅延時間差 DGD (Differential Group Delay) はランダムに変動する量であるため、その統計的期待値を PMD として定義し、実用上は DGD を波長に関して平均値した値を PMD としている。結合型 MCF においてもこの考え方を踏襲し、空間モード間の群遅延時間差 DGD の統計的期待値を SMD とすることが妥当である。ただし、偏波モード間の結合に比べて、結合型 MCF における空間モード間の結合は波長依存性が強い (波長が長くなるほど強く結合する) ため、統計的期待値の近似値として波長平均値を用いる場合には波長帯域の広さに注意が必要である。MDL も同様にランダムに変動する量であるため、その統計的期待値で規定することが妥当であるが、結合の強さの波長依存性に起因する波長依存性を持ちうるため、波長平均値で代用する場合には波長帯域の広さに注意が必要である。モード毎の損失、波長分散、PMD、カットオフ波長などの光学特性は、モード結合が十分にランダムで強ければモード間で平均化され、1 モードの特性で代表できる可能性はあるが、十分な検証が必要である。MFD に関してはコア毎に異なりうる可能性があり、結合型 MCF はマーカーを有さないことが一般的であるため、コア毎に値を定義することが難しいが、広帯域光を用いた近視野像測定 [4.1-17] により MFD の平均値とバラツキを測定することで接続性を担保することができると考えられる。

参考文献

[4.1-1] T. Matsui et al., “Effective mode-field diameter for few-mode fibers for considering splice loss characteristics, ” Applied Optics, vol.56, pp.7484-7490 (2017).

[4.1-2] R. Maruyama et al., “Two mode optical fibers with low and flattened differential modal delay suitable for WDM-MIMO combined system, ” Opt. Express, vol. 22, pp.14311-14321 (2014).

[4.1-3] T. Mori et al., “Few-mode fibers supporting more than two LP modes for mode-division-multiplexed transmission with MIMO DSP,” J. Lightw. Technol., vol. 32, pp. 2468-2479 (2014).

[4.1-4] P. Sillard et al., “Low-differential-mode-group-delay 9-LP-mode fiber, ” in Proc. 38th Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC), M2C.2, 2015.

[4.1-5] T. Sakamoto et al,, "Differential Mode Delay Managed Transmission Line for WDM-MIMO System Using Multi-Step Index Fiber," J. Lightwave Technol. vol.30, pp.2783-2787 (2012).

[4.1-6] R. Ryf et al., “Mode-division multiplexing over 96 km of few-mode fiber using coherent 6 x 6 MIMO processing, ” J. Lightw. Technol., vol.30, pp.521-531 (2012).

[4.1-7] J. W. Nicholson et al., “Spatially and spectrally resolved imaging of modal content in large-mode-are fibers, ” Opt. Express, vol. 16, pp.7233-7243 (2008).

[4.1-8] S. Randel et al., “MIMO-based signal processing for mode-multiplexed transmission, ” Proc. IEEE Summer Topical Meeting, MC4.1 Seattle (2012).

[4.1-9] John M. Fini, " Statistics of crosstalk in bent multicore fibers," Opt. Exp. v. 18, n. 14, p.15122 (2011).

[4.1-10] K. Takenaga, et al., "Reduction of Crosstalk by Quasi-Homogeneous Solid Multi-Core Fiber," Proc. OFC/NFOEC 2010, OWK7, (2010).

[4.1-11] Tetsuya Hayashi, et al., "Characterization of Crosstalk in Ultra-Low-Crosstalk Multi-Core Fiber," J. Lightwave Technol. v. 30, n. 4, p. 583 (2012).

[4.1-12] Masanori Koshiba, et al., "Multi-core fiber design and analysis: coupled mode theory and coupled-power theory," Opt. Exp. v. 19, n. 26, p. B102 (2011).

[4.1-13] Tetsuya Hayashi, et al., "125-µm-cladding Coupled Multi-core Fiber with Ultra-low Loss of 0.158 dB/km and Record-low Spatial Mode Dispersion of 6.1 ps/km1/2," OFC 2016, Th5A.1 (2016).

[4.1-14] Karthik Choutagunta, et al., "Characterizing Mode-Dependent Loss and Gain in Multimode Components," J. Lightwave Technol. v. 36, n. 18, p. 3815 (2018).

[4.1-15] Taiji Sakamoto, et al., "Fiber Twisting- and Bending-Induced Adiabatic/Nonadiabatic Super-Mode Transition in Coupled Multicore Fiber," J. Lightwave Technol. v.34, n. 4, p. 1228 (2016).

[4.1-16] Elaine S. Chou, et al., "Stable Measurement of Effective Area in Coupled Multi-core Fiber," OFC 2018, Th3D.4 (2018).

4.2 光増幅技術

4.2.1 シングルモードファイバ光増幅器 (SMFA) 標準化の動向と課題

光増幅器に関する国際規格は IEC において標準化されている。特性パラメータを含む、一般的な用語の定義については Generic specification (61291-1) [4.2-1] に規定されており、単一チャネルの光増幅器、マルチチャネル光増幅器に関する性能標準については 61291-2 [4.2-2] , 61291-4 [4.2-3] にそれぞれ、主要パラメータのテンプレートとその試験法に関するリファレンスが定められている。

光増幅器の信頼性に関する規格は IEC 61291-5-2 [4.2-4] で規定されており、希土類添加ファイバ光増幅器に関する信頼性に関して規定がされている。

- IEC で規定するパラメータ

➢ 試験法

光増幅器に関係する試験方法は、項目ごとに IEC 61290 系列にて規定され、現在 22 項目の試験方法が制定されている。

増幅特性に関する性能標準のパラメータを表 4.2-1 に示す。

表 4.2-1　光増幅器に関する主要性能パラメータ

伝送パラメータ	入力光パワー範囲
	出力光パワー範囲
	利得
	チャネル利得
	マルチチャネル利得偏差
	波長帯域
	信号光-ASE 間雑音指数
	偏波依存利得変動
	逆方向 ASE パワーレベル
	反射減衰量
	入力端許容最大光反射率
	出力端許容最大光反射率
	入力漏れ励起光
	出力漏れ励起光
	最大総出力パワー
過渡応答パラメータ	過渡応答 (単一チャネル光増幅時)
	過渡応答時間
	チャネル増減設利得応答 (マルチチャネル光増幅器を利得一定制御時)
	過補償応答パワー (出力一定制御時)
	安定化状態パワーオフセット

- 最近の動向

希土類添加光ファイバ増幅器はその十分な市場実績から、とりわけ EDFA は中継装置に限らず、送受信機や ROADM 装置などにといった様々なネットワーク装置への組込みが進んでいる。さらなる小型下、低消費電力化の市場ニーズを受け、ROADM 装置のような、多くの光増幅器を一度に利用する場合に有効な光増幅器アレイや小型光増幅器の標準化にむけた検討がされている。

- 今後の SMFA 標準技術への期待・課題

光伝送システムはネットワークが複雑化するなかで光増幅器は本来の伝送ファイバ損失の補償だけでなく、様々な光デバイスにおける損失を補償する役割として今後も重要な役割を担う技術となる。一方でこれまでは光ネットワークに使用される光伝送システムの機能は単一ベンダーによるオールインワン構成でしたが、光伝送システムの各機能を独立させ、最適に再分割を行うディスアグリゲーションという考え方が登場してきている。これにより、マルチベンダーによる構成で最新の技術を取り入れて最適なシステム構成を行うことが可能になる。また、特性においても、伝送容量を増大させるため信号帯域の広帯域化や伝送速度の高速化が進む中で、低雑音化、広帯域化の検討が進められている。

このように多様化する光増幅技術において、光増幅器の特性を正しく評価するための試験方法の確立と、新しい技術や利用分野で使用する際に問題となるパラメータを新たに規定する標準を策定することが今後の課題となる。

4.2.2 マルチコアファイバ光増幅器 (MCFA)

4.2.2.1 MCFA の概要および特徴

4.2.2.1.1 MCFAの定義

空間多重増幅器の基本構成に関して図 4.2-1 にまとめる。増幅媒体としては EDF を用いるが、その EDF の励起方法により EDFA はコア励起型とクラッド励起型に二分される。コア励起型では、1 つのコアに対して 1 つの励起光が必要となるため、装置の大きさの観点で通常の EDFA を複数並べる場合と大きな差はないものと考えられる。コア励起型をさらに細分すると、装置内に複数の EDFA を配置した分割型空間多重増幅器と増幅媒体として MC-EDF を用いた個別励起型 MC-EDFA [4.2-05] に分けられる。集積度の上では個別励起型 MC-EDFA のほうが魅力的ではあるものの、消費電力を考えると大きなブレークスルーとは言い難い。これに対して、クラッド励起 EDFA [4.2-6] は一つのアンクールドマルチモードレーザーダイオード (MM-LD) にて MC-EDF 内のすべてのコアを伝搬する信号を増幅できるため、装置サイズの小型化と低消費電力の観点で魅力的である。コア励起型とクラッド励起型で用いられる EDF の最大の相違点としては、クラッド励起型ではダブルクラッド型構造を持たせることである。信号光はコア、励起光は内側クラッドを伝搬させ、その外周の外側クラッドの屈折率を下げることにより内側クラッドの励起光のファイバ内への閉じ込めを実現している。

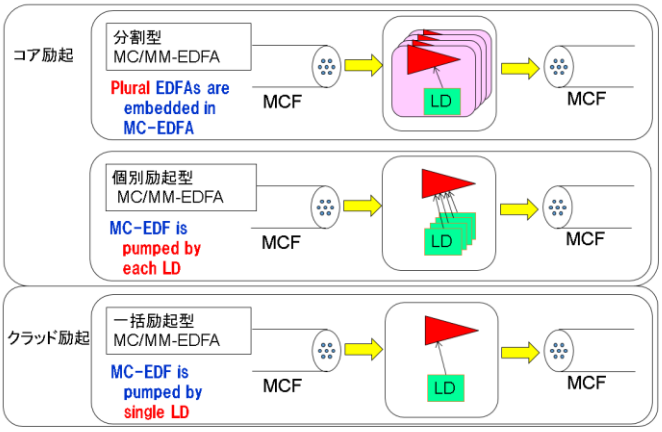


図 4.2-1 マルチコア EDFA の構成

4.2.2.1.2 MC-EDF

図 4.2-2 にこれまでに報告された中で最も一般的なポリマークラッド型 MC-EDF [4.2-7] を示す。通常の光ファイバと異なるのは外傷保護用に用いている被覆の屈折率を石英ガラスよりも低く設定していることであり、ガラスで構成された内部クラッドは低屈折率樹脂で構成された外部クラッドに対してコアのように働き、励起光を閉じ込めることができる。これにより、入射された励起光は内部クラッドを伝搬し、コアを伝搬する信号光を増幅することができる。

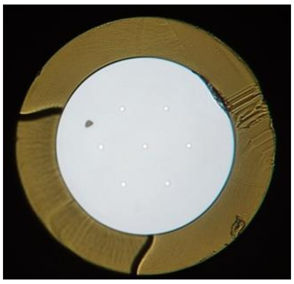


図 4.2-2 ポリマークラッド型 MC-EDF

クラッド励起型 MC-EDFA での使用に特化した光ファイバとして、コア拡大型 MC-EDF [4.2-8, 4.2-9] も開発されている。これまでの MC-EDF は通常の EDF と同様に励起光もシングルモード伝搬するようにコアを設計していた。しかし、クラッド励起型 MC-EDFA では励起光はクラッド内をマルチモード伝搬していることに着目してコア設計の制限を緩和し、コア内のフィールド分布と希土類の添加部を整合するようコア径を拡大したものである。この技術を用いて信号光のコア吸収係数の増大が果たせ、励起効率の向上が実現できている。

4.2.2.1.3　MCFAを構成する周辺部品

ポンプコンバイナ

一括励起技術のもう一つの鍵となる技術はポンプコンバイナ　[4.2-6, 4.2-10, 4.2-11]　である。ポンプコンバイナは励起光と信号光をそれぞれ入射するために使用される。均一なコアで構成したダブルクラッド型 MC-EDF の内部クラッドに励起光のみを入射した場合、コアからは均一パワーの ASE 光が観測されることがわかっており、ポンプコンバイナを使用することにより、一括励起型 MC-EDFA が構成されることが示されている。

アイソレータ

一括励起を構成する場合はすべての部品がマルチコア対応となっていることが望ましい。このため MC-EDFA 内で使用されるアイソレータも一括型となっているものが好ましい。一括アイソレータとしては 19 コア [4.2-12] 、32 コア [4.2-13] の 2 種が報告されている。アイソレータは EDF の前段に配置されるものであり、損失は雑音特性に直結する。現在の一括アイソレータは 1dB 程度の損失をもっており、単一コアのアイソレータと同等の挿入損失になることが実用化への鍵と考えている。

入出力デバイス

MC-EDF に信号を入力する場合、その接続損失は雑音指数に反映される。伝送路ファイバと MC-EDF を直接融着することがシンプルであると言えるが、それぞれの要求特性の違いにより、伝送路用 MCF と MC-EDF のコア径、コアピッチ、クラッド径は異なる設計となることが多い、このためピッチ変換技術が必要となることとなる。ピッチ変換のためのさまざまな手法があるが前項で示したアイソレータなどの周辺部品も合わせた構成とすることが望ましい。現状ではピッチ変換機能付き一括アイソレータを使用するか、ファンアウト [4.2-14] と単一コアアイソレータを用いることが候補となるが、MC-EDFA の雑音特性向上のため後者を用いることが現状では有利と考えられる

4.2.2.1.4　コア励起MCF

コア個別励起型 MC-EDFA のキーデバイスは MC-EDF であることは間違いない。一般的に EDF のコアは伝送路ファイバよりも小さく設定されている。これは入力する励起光の分布密度を上げて効率良い増幅を実現するためである。MCF のコア間隔 (ピッチ) はコア間クロストークによって決まる。コアピッチが狭いほど隣接コアへのクロストークが大きくなるため、適正なコア間隔が必要となる。一方 EDF のコアは比較的小さく、コア内への光の閉じ込め効果が大きいため隣接コアへのクロストークは発生しにくい。さらに、クロストークは伝送距離にも依存している。100km 以上の距離を伝搬することを仮定している伝送路と比較して、増幅器内の EDF 長は数 m であり、寄与度は極めて小さい。このため伝送路用の MCF と増幅用の MC-EDF のコアピッチは一致しないことが多い。MFD とコアピッチが異なる 2 本のファイバを接続するためにはファンアウトデバイスが有効である。中でもファイババンドル型ファンアウト (FBF : Fiber Bundle-type Fan-out) は低損失で構成可能なので使いやすい。

コア励起を用いて構成した MC-EDFA の例として 7 コア増幅器の構成を図 4.2-3 に示す。MC-EDF の両端にはファンイン／ファンアウトデバイスとして FBF を使用している。この構成とすることにより、他の構成部品は通常の単一コア EDF と同一の構成を取ることができる。この構成におけるメリットは 7 コア EDF の適用により 7 本の EDF で構成していた 7 台の EDFA を 1 本の MC-EDF で構成でき、装置の小型化が実現できることである。

図 4.2-4 には入力信号光強度は全チャンネル-13dBm に設定した際の図 4.2-3 で構成した 7 コア EDFA の増幅特性を示す。図 4.2-4 によると 1530nm~1560nm での利得は 13~15dB が確保されていることが分かる。同一帯域での雑音指数は 5.2~6.7dB である。

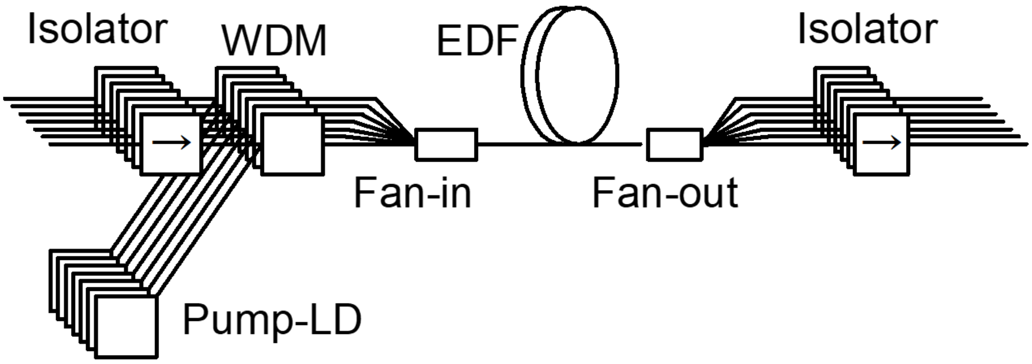


図. 4.2-3. コア励起型マルチコア EDFA の構成例

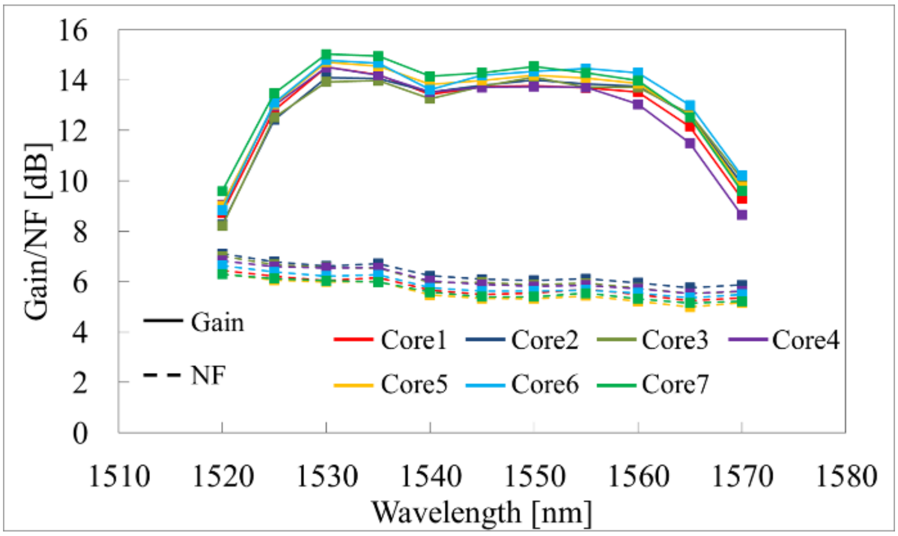


図 4.2-4 コア EDFA の増幅特性

4.2.2.1.5　クラッド励起MCF

クラッド励起を用いて構成した MC-EDFA の例として 7 コア増幅器の構成を図 4.2-5 に示す。マルチコア技術の大きな特徴は一つのクラッドの中に複数のコアが収納されていることである。クラッドが共通であることの利点を最大限に生かすためにはクラッド励起技術が有効である。クラッド励起は CATV 用高出力増幅器などで使用されている技術であり、その特徴としては高出力が得られることで、映像配信などに用いられてきた。この技術の鍵はクラッド励起用ポンプレーザ、ポンプコンバイナそしてクラッド励起用 EDF である。

ポンプレーザとしては 980nm 帯のマルチモードレーザ (MM-LD) が用いられる。MM-LD は、一般的に温度調整を必要としないこと、大口径の光ファイバにて出力しているのでチップとファイバとの結合効率がよいことから、レーザー自体の消費電力は小さいものの、高出力が得られることが特徴である。

高出力の励起光を増幅ファイバに導入するためにはポンプコンバイナが必要である。ポンプコンバイナの機能は信号光と励起光を合波することである。一般的なコア励起の場合はファイバカプラなどを用いてコア内に励起光を導入するが、クラッド励起の場合は励起光をクラッドに入射することが必要である。励起光をクラッドに入射する場合には端面入射と側面入射の 2 種類が使われている。端面入射の場合はミラー等を用いて信号光と励起光を同一光路に配置にて空

間的に入射することが一般的である。この場合は信号光と励起光の焦点距離の違いにより、低損失での結合には高い技術が必要となる。さらに、ワット級の励起光を端面入射する際の反射や局所的な損失による発熱などにも注意を要する。側面入射は励起光に用いている MM-LD の出力ファイバを直接側方から沿わせて入射する方法である。大口径のレーザピグテールの光がスムーズにクラッド内に導入されるため、比較的低損失でかつ低反射で結合可能である。最近のクラッド励起増幅器の報告では側方入射型が多く報告されているのも、この高特性が反映されているものと考えている。

ポンプコンバイナで結合された信号光と励起光は増幅用ファイバに入射される。マルチコア増幅器の場合は MC-EDF が増幅用ファイバに相当する。クラッド励起用 EDF は通常 EDF と構成が大きく異なりダブルクラッド構成となっている。ダブルクラッド構造とはコアとクラッド間の屈折率差は通常のファイバと同様としたうえで、クラッドの外周の屈折率を下げ、クラッド内に伝搬している光もガイドすることを特徴としている。

増幅ファイバ内を伝搬した信号光は増幅されコアから出力される。一方励起光の大部分はそのままクラッドから出力される。安全上の問題からワット級の励起光は増幅ファイバ通過後除去する必要がある。このために使用されるのはポンプストリッパである。ポンプストリッパにより励起光のみが熱として排出され、信号光はほぼ減衰することなく出力される。

図 4.2-6 には入力信号光強度は全チャンネル 7.5dBm に設定した際の図 4.2-5 で構成した 7 コア EDFA の増幅特性を示す。図 4.2-6 によると 1578.4nm~1608.1nm での利得は 12dB 以上が確保されていることが分かる。同一帯域での雑音指数は 6dB 以下である。

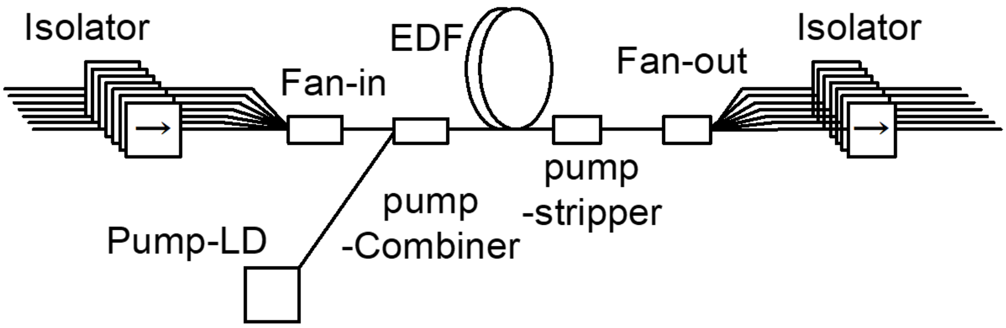


図. 4.2-5. クラッド励起型マルチコア EDFA の構成例

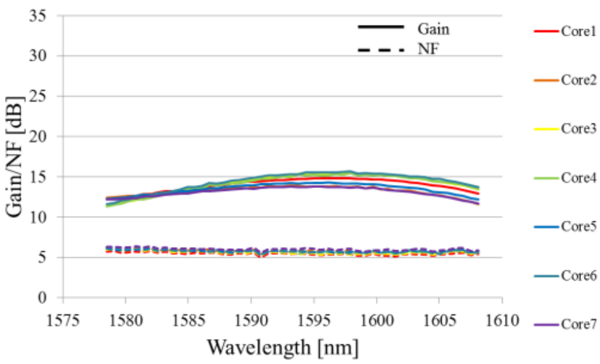


図 4.2-6 クラッド励起型マルチコア EDFA の増幅特性

4.2.2.2　MCFA におけるパラメータおよび試験法

既存の SMFA 標準における主要性能パラメータと試験方法については 4.2.1 節に記載されている。これらのすべての項目は MCFA にも適用されるものである。参考までにこの項目を再掲する。入出力ファイバが単一コアファイバとなっていればこれらのパラメータ測定は基本的に SMFA と同様に行える。ただし、測定精度という観点においてコア間クロストークは問題となり得る。入出力ファイバがマルチコアファイバである場合は基本的に単一コアファイバに変換してから測定することが必要である。ここで単一コアファイバへの変換に用いる FI/FO デバイスの特性が MCFA の特性に影響を与えないことが重要である。FI/FO デバイスの特性は 4.3.4.3 節にて規定される。

表 4.2-2　光増幅器に関する主要性能パラメータ

伝送パラメータ	入力光パワー範囲
	出力光パワー範囲
	利得
	チャネル利得
	マルチチャネル利得偏差
	波長帯域
	信号光-ASE 間雑音指数
	偏波依存利得変動
	逆方向 ASE パワーレベル
	反射減衰量
	入力端許容最大光反射率
	出力端許容最大光反射率
	入力漏れ励起光
	出力漏れ励起光
	最大総出力パワー
過渡応答パラメータ	過渡応答 (単一チャネル光増幅時)
	過渡応答時間
	チャネル増減設利得応答 (マルチチャネル光増幅器を利得一定制御時)
	過補償応答パワー (出力一定制御時)
	安定化状態パワーオフセット

MCFA に特有の項目のうち SMFA からの拡張で測定可能なものとしてはコア間特性差が挙げられる。コア間特性差としての項目としては利得、雑音指数などすべての特性が挙げられる。これらの各コアの測定法自体は個別に測定可能で、それぞれの特性を比較することでコア間特性差を得ることができる。

MCFA 用に新たに規定が必要なものとしては、コア間クロストークが挙げられる。伝送路ファイバのコア間クロストークは別途規定されるが、MCFA の場合は増幅器の励起状態、非励起状態で特性が変わるため注意が必要である。増幅に用いる MC-EDF は使用波長帯の C バンド帯で大きな吸収を持つため非励起状態ファイバそのもののクロストークは吸収の小さい 1630nm 付近で測定することができる。一方、増幅器として組み込んだ後の特性を測定するためには他の部品の特性も鑑みて、使用波長帯である C バンドまたは L バンドで測定することが必要である。このためには励起状態での測定が必要である。励起状態での測定の場合、励起光に関する規定が必要である。信号光のうち隣接コアに出現するものをクロストーク光と呼ぶが、隣接コアが非励起状態であると大きな吸収によりクロストーク光が減衰してしまい検出不能となる。このため隣接コアも励起した状態で測定する必要がある [4.2-15] 。さらに、励起状態での信号光の利得

は入力パワーによってことなるため、微小なクロストーク光を検出するための適切な励起条件設定の一般的規定は不可能である。さらにクラッド一括励起の場合はすべてのコアが同一の励起条件となるため隣接コアの励起条件を設定することさえ不可能である。このため MCFA のクロストーク測定は隣接コアに波長の異なる信号を入力し、出力された信号光と漏洩光との差にて定義することが一般的である。これ以外に隣接コアに変調周波数の異なる信号を入力し、出力信号の周波数成分を分解してクロストーク測定する手法 [4.2-16] も報告されている。

4.2.2.3 MCFA 標準化に向けたギャップ

MCFA の標準化の前に個別の部品の標準化が必要と考える。MC-EDF に関しては、まずは MCF や FI/FO などの光部品の標準化が必要である。前節で述べた MCFA のクロストークについても、実態は融着部のクロストークを考慮する必要があるものの、各 MC-EDF を含む光部品のクロストークの積算により推定することができるとも言え、MCFA の標準化の前に各部品の標準化を進めることが先決である。

4.2.3 数モードファイバ光増幅器 (FMFA)

4.2.3.1 数モードファイバ光増幅器の概要および特徴

数モードファイバ光増幅器は、4.1.2 節にて紹介した数モードファイバを用いた空間多重伝送において、光ファイバ伝送中に発生する損失を補償し長距離伝送を行うために必要となる。数モード光ファイバ増幅器の構成を図 4.2-7 に示す。図 4.2-7 (a) に分割増幅型、(b) に一括増幅型の数モードファイバ光増幅器を示す。分割増幅型は、伝送路を伝搬してきた複数のモードをモード分波器により分割した後、従来のシングルモード光増幅器を複数台用いて増幅し、増幅された信号光はモード合波器を用いて再度伝送路に入射される。本構成のメリットとしては、技術として成熟した既存のシングルモード光増幅器を利用することができ、それぞれのモードに対応する増幅器の利得を個別に調整することにより、伝送路中で発生するモード間損失差を補償することができる。デメリットとしては、伝搬モード数の増大に伴い増幅器数が増加するため、構成の肥大化および消費電力が台数に応じて増大することや、モード合分波器の過剰損失が加わることが挙げられる。一括増幅型のメリットは、部品の共用化による構成の簡易化、省スペース化、省電力化などの効果が期待できる一方で、異なる電界分布を有する信号光を同時に増幅することによるモード依存利得 (MDG) の発生や、モード数に対応した各種コンポーネント (励起光合波器、光アイソレータなど) の開発が必須となる。空間多重技術のメリットを最大限に活かすために、省スペース化や低消費電力化が期待できる一括増幅型の光増幅器の検討が近年精力的に検討されており、モード間利得差の抑制や高次モードの伝搬に対応した増幅器用デバイスに関する検討も合わせて検討されている。

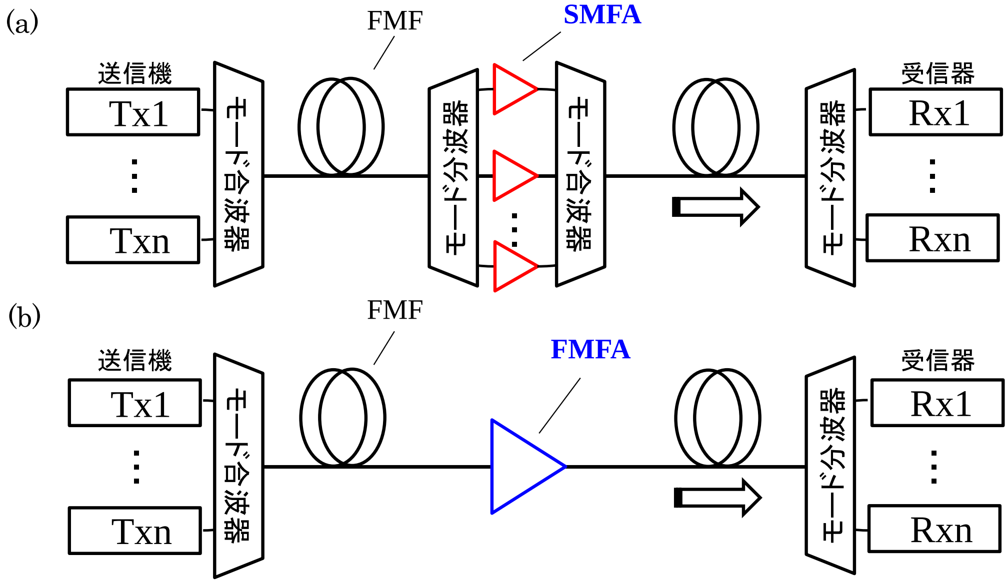


図 4.2-7 (a) 従来のシングルモード光増幅器および (b) SDM 光増幅器を用いた伝送システム構成の概要図

4.2.3.2　モード利得特性の制御技術

シングルモード伝送用 EDF における増幅特性の制御手法として、主には励起効率を向上することを目的に、電界分布の強いコア中心にのみエルビウムを添加するセンタードープ構造 [4.2-17] やコア半径を小さくしコアの比屈折率差を高くする (高開口数化する) 高開口数型 EDF [4.2-18] などが提案されてきた。高開口数化によりエルビウム添加コア部と励起光強度の重なりを大きく設計することが出来る。一方で、FMFA においては、伝搬モード毎に増幅特性を制御する必要がある。モード間利得差は伝搬する信号光モードの電界分布の違いによって生じており、シングルモード EDF と同様にエルビウムの添加形状や屈折率分布を調整することによって制御することが可能となる。まず、エルビウム添加分布の設計による制御技術 [4.2-19] について述べる。図 4.2-8 (a) に示すようにステップ形状にエルビウムを添加した構造では、励起光として基本モードを用いたとき、図 4.2-8 (b) に示すようにコアの中心に強い電界分布を有する伝搬モード (LP_{01} モード) では高い利得となる一方で、コアの外側に強い電界分布を有する伝搬モード (LP_{31} モード) では低い利得となる傾向がある。また、図 4.2.3.2-1 (c) に示すようにリング形状にエルビウムを添加した構造では、図 4.2.3.2-1 (d) に示すように LP_{01} モードでは利得は低く、LP_{31} モードでは高くなっており、ステップ形状 EDF とは反対の特性を有している。このように伝搬モードに合わせたエルビウム添加分布を設計することにより利得特性の制御を行う技術である。また、コアの屈折率分布形状の設計による利得制御は、図 4.2-9 (a) に示すようなリング形状の屈折率分布を有する EDF を用いる手法が報告されており [4.2-20] 、図 4.2-9 (b) に示すようにリングの内環径 a1 を大きくしていくに従い、信号光と励起光における重なりのモード差が小さくなることから励起光にも依存せずモード間利得差の低減が可能となる。

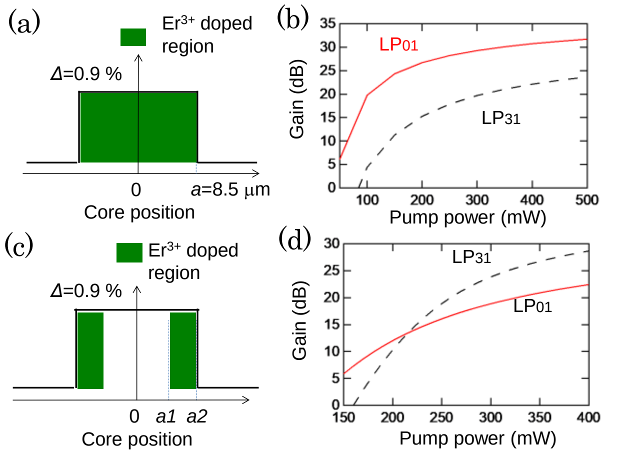


図 4.2-8 (a) ステップ形状のエルビウム添加分布を有する 6LP モード EDF、
(b) 構造(a)における LP01、LP31 モードの利得と励起強度の関係、
(c) リング形状のエルビウム添加分布を有する 6LP モード EDF、
(d) 構造(c)における LP_{01}、LP_{31} モードの利得と励起強度の関係 [4.2-3]

その他にモード間利得差を制御するために高次モードの励起光を用いる技術が知られている。シングルモード EDF においては励起光波長 (0.98 もしくは 1.48μm) においてもシングルモード動作するようなファイバ設計が行われていた。FMFA においては少なくとも励起光波長では信号光以上に多くの伝搬モードが伝搬するため、励起光として高次モードを利用することが可能となる。表 4.2-3 に 2LP モード EDF を伝搬する信号光と励起光の重なり積分の計算結果 [4.2-21] を示す。EDF に入射する励起光の制御によって信号光との重なりの大きさがそれぞれ異なることが確認できる。このように、励起光モードを制御することによって、信号光の電界分布に合わせた利得を得ることができる。励起光モードを制御する手法としては、励起光を EDF に軸ずれ入射する手法 [4.2-22] や位相フィルタを用いて高次モードへ変換する手法 [4.2-23] が報告されている。

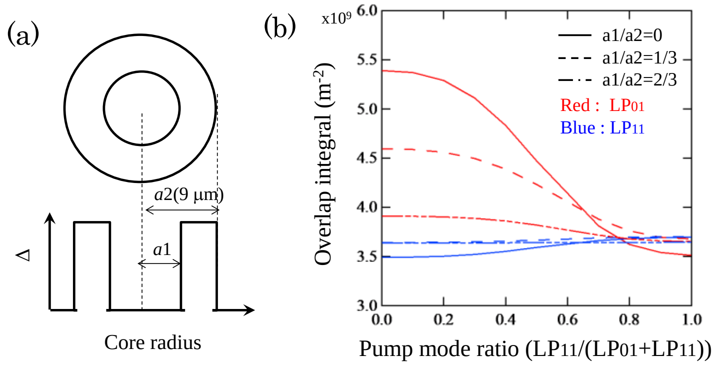


図 4.2-9 (a) リング形状の屈折率分布、(b) 信号光および励起光の重なりの大きさと内環径 a1 の関係 [4.2-20]

表 4.2-3 2LP モードファイバにおける信号光 (1550 nm) と励起光 (980 nm) の重なりの大きさ [4.2-21]

		Pump mode		
	x 10^9/m^2	LP_{01}	LP_{11}	LP_{21}
Signal mode	LP_{01}	8.71	6.22	4.73
	LP_{11}	4.91	5.66	5.45

モード依存利得 (MDG) の抑制を実現するための技術的な手法を以下に纏める。

(1) EDF コアにおけるエルビウム添加分布

(2) EDF コアにおける屈折率分布

(3) EDF に入射する励起光の伝搬モード

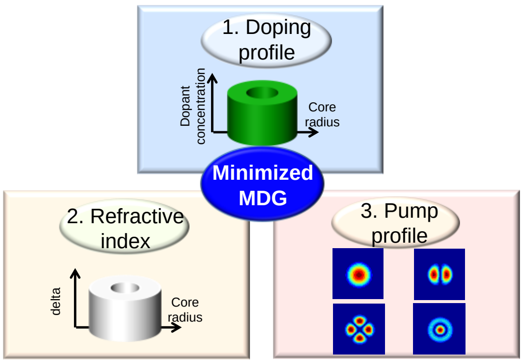


図 4.2-10 モード依存利得 (MDG) の抑制を実現するための技術

FMFA における更なるモード数の拡張に対応するため上記で述べた単独の技術だけでなく、(1) と (3) を組み合わせた 4-LP モード EDFA [4.2-24] 、(1) の拡張技術として異種のエルビウム分布を有する EDF を縦続接続した 6LP モード EDFA [4.2-19] 、(3) の拡張技術としてクラッド励起方式を用いた 6LP モード EDFA [4.2-25] などが報告されている。クラッド励起方式は高出力なマルチモード LD を用いて効率的に励起する手法で、第 2 クラッドとして低屈折率層を用いることで励起光に対してクラッドとして機能する。クラッドを伝搬する多くの伝搬モードを含んだ励起光を用いるため比較的均一に希土類イオンを励起することが可能となり、過多な伝搬モードを導波可能なコア構造と組み合わせることで低 MDG となる光増幅器が報告されている。

既存の増幅器と同様に C 帯域以外のマルチモード光増幅器の検討も進められており L 帯域への適用 [4.2-20, 4.2-26] や 2µm [4.2-27] 帯の検討が進められている。帯域に依らずモード間利得差の抑制には C 帯域と同様に (1) ~ (3) の手法が用いられている。

FMFA の基本構成については前節までに示した光増幅器と同様に励起用光源、光アイソレータ、信号光・励起光合波器、希土類添加ファイバにより構成される。

励起光源については既存の増幅器で用いられてきたシングルモード光源だけでなく空間チャネル数の拡大に伴い上記に述べた高出力マルチモード LD を用いた構成が報告されている。光アイソレータについては既存の素子と同様の構成であるが高次のモードを伝搬する必要があり、またモード間損失差を抑制するために精度の高い空間光学系のアライメント技術が必要となる。励起光と信号光を合分波するデバイスは既存のシングルモード光増幅器ではコア励起方式が主流であり、これまでの多くは低損失かつ安価なファイバ型合分波器が一般的に用いられてきた。ファイバ型合分波器は 2 本の光ファイバのコア部を隣接させ、方向性結合器を形成することで光ファイバに入射した光は結合長に応じて周期的に光強度のやり取りを行う。結合の周期が波長に依って異なることから最適な結合長を設定することによって異なる帯域の信号光、励起光を合波することが可能となる。しかし、FMFA では異なる結合長を有する複数の伝搬モードが存在することからモード数が増えるに従い最適な結合長の設計が困難となる。また、高次モードは基本モードに比べ光の閉じ込めが弱いことから、溶融延伸型ファイバ合分波器の溶融延伸部においてモード間損失差の発生が懸念される。そのため、FMFA の信号光・励起光合波器の多くは誘電体多層膜を用いたディスクリート型合分波器が用いられている。本方式では、モード間損失差およびモード間クロストークが発生しない様に精度の高いアライメント技術は必要であるが、フィルタにおける反射、透過効率は伝搬モードには依存しないためモード数に対して高い拡張性を有している。

4.2.3.3 FMFA のパラメータおよび試験法

FMFA のパラメータのリストアップを行う。伝搬モード毎の各種パラメータを評価するため、測定器構成は異なるが、試験法に関しては既存光増幅器の試験法に則って行うことが出来る。 (4.2.1 節参照)

これまで、既存の光増幅器の特性として用いられているパラメータに関して表 4.2-4 にまとめた。基本モードの光学特性は、これまでと同じ定義が可能だが、試験法・条件としては、測定時に基本モードのみを精度よく励振することが必要となる。

表 4.2-4 既存の光増幅器の特性として用いられているパラメータ

測定される増幅特性
・利得
・小信号利得
・最大利得波長
・相対利得偏差
・雑音指数
・励起効率
・偏波依存利得
光ファイバの幾何学、添加物特性
・クラッド径
・コア径
・コア偏心量
・クラッド非円率

・比屈折率差
・希土類イオン添加濃度
・希土類添加領域

表にまとめた光学および光ファイバの特性は、既存の測定手法を用いて評価することが可能であるが、高次モードを含めた特性を評価するにはモード合分波器を挿入して測定系を構築する必要がある。同一光源を用いて複数の伝搬モードの評価を行う際には、伝搬モード間の干渉を考慮した測定系の構築が必要となる。干渉を抑制するために各モードの経路に遅延線を挿入する手法や位相変調信号を用いる手法が用いられている。

次にこれまでに規定されていない FMFA 独自のパラメータを表 4.2-5 にまとめた。主には FMF と同様に複数伝搬するモード間の特性差に関する項目である。

表 4.2-5　既存増幅器では用いられていないパラメータ

モード間特性差	試験法
・モード間利得差	各モードの利得測定の差
・モード依存利得	特異値分解法
・モード間クロストーク	未確立

モード間利得差は各モードを増幅器に入射した際に得られる利得差を表しており、増幅特性だけでなく接続やデバイスの損失などに起因して発生する。モード依存利得とは、モード間が結合するシステムを仮定したときの、仮想的な伝送チャネル間の利得差を表している。測定法としては 4.1.2.2 節で示したように受信信号の信号処理によるチャネル行列の特異値分解による手法が用いられている。モード間クロストークについては、増幅器内に配置される各種光学デバイスや希土類添加ファイバと伝送路間のモードフィールド不整合に起因して発生する。測定法については、光増幅器の両端にモード合分波器を設置し、希土類添加ファイバに励起光を供給した状態で信号光を入射する方法がある。また、FMFA におけるモード間クロストークの発生は高次モードを含めた伝搬モードの増幅特性評価に影響を与えることに留意する必要がある。

4.2.3.4　数モードマルチコアファイバ増幅器 (FM-MCFA)

更なる空間多重密度の増大に向けて数モードマルチコアファイバ伝送路の検討が進められており、100 チャネルを超える超高密度な構造が報告されている [4.2-28, 4.2-29] 。また本伝送媒体を用いた長距離伝送に向けて、必要となる光増幅器の検討も進められている [4.2-30, 4.2-31] 。技術課題については、4.2.2 および 4.2.3 において取り上げたコア間およびモード間の利得偏差が中心となっており、課題の解決に向けては同様の技術を適用可能であるが、制御する空間チャネル数が増えるに従い、コアモード間の利得偏差が大きくなることが懸念されるため、抑制に向けた手法の確立が求められる。一方で、空間チャネル数が増加したことで、単一のクラッド励起光で同時に増幅できる信号数が増え、増幅効率の増加に伴う電力消費の高い低減効果が期待できる。

参考文献

[4.2-1]　IEC 61291-1:2018 Optical amplifiers - Part 1: Generic specification

[4.2-2]　IEC 61291-2:2016 Optical amplifiers - Part 2: Single channel applications - Performance specification template

[4.2-3]　IEC 61291-4:2011 Optical amplifiers - Part 4: Multichannel applications - Performance specification template

[4.2-4]　IEC 61291-5-2:2017 Optical amplifiers - Part 5-2: Qualification specifications - Reliability qualification for optical fibre amplifiers

[4.2-5] Y. Tsuchida et al., "Simultaneous 7-Core Pumped Amplification in Multicore EDF through Fibre Based Fan-In/Out" ECOC2012, Tu.4.F.2, 2012.

[4.2-6] S Takasaka et al., “Cladding-Pumped Seven-Core EDFA Using a Multimode Pump Light Coupler”, ECOC2013 We4A5 (2013).

[4.2-7] Y. Mimura et al., “Batch multicore amplification with cladding-pumped multicore EDF”, ECOC2012 Tu.4.F.1. (2012)

[4.2-8] Y. Tsuchida et al., “Cladding Pumped Seven-Core EDFA Using an Absorption-Enhanced Erbium Doped Fibre” ECOC2016 M.2.A.2, (2016).

[4.2-9] S. Takasaka et al, “Increase of Cladding Pump Power Efficiency by a 19-Core Erbium Doped Fibre Amplifier”, ECOC2017 Th.2.D, (2017).

[4.2-10] K. S. Abedin, T. F. Taunay, M. Fishteyn, D. J. DiGiovanni, V.R. Supradeepa, J. M. Fini, M. F. Yan, B. Zhu, E. M. Monberg and F.V. Dimarcello, "Cladding-pumped erbium-doped multicore fiber amplifier," Optics Express, Vo. 20, No. 18, pp. 20191-20200 (2012).

[4.2-11] K. S. Abedin, J. M. Fini, T. F. Thierry, B. Zhu, M. F. Yan, L. Bansal, F. V. Dimarcello, E. M. Monberg and D. J. DiGiovanni, “Seven-core erbium-doped double-clad fiber amplifier pumped simultaneously by side-coupled multimode fiber,” Optics Letters, Vol. 39, No. 4, pp. 993-996 (2014)

[4.2-12] J. Sakaguchi, W. Klaus, B. J. Puttnam, J. M. D. Mendinueta, Y. Awaji, N. Wada, Y. Tsuchida, K. Maeda, M. Tadakuma, K. Imamura, R. Sugizaki, T. Kobayashi, Y. Tottori, M. Watanabe, and R. V. Jensen, “19-core MCF transmission system using EDFA with shared core pumping coupled via free-space optics,” Opt. Express 22(1), 90–95 (2014).

[4.2-13] Yongmin Jung, Shaiful Alam, Yusuke Sasaki and David J. Richardson, “Compact 32-Core Multicore Fibre Isolator for High-Density Spatial Division Multiplexed Transmission”, ECOC2016 W2B4, (2016).

[4.2-14] K. Watanabe et al., “Fiber Bundle Type Fan-out for Multicore Er Doped Fiber Amplifier,” OECC2013, TuS1-5 (2013).

[4.2-15] Y. Tsuchida, K. Maeda, Y. Mimura, H. Matsuura, R. Miyabe, K. Aiso, R. Sugizaki, “Amplification characteristics of a multi-core erbium-doped fiber amplifier,” Proc. OFC/NFOEC 2012, Los Angeles, CA, USA, paper OM3C (2012).

[4.2-16] H. Ono et al., “Inter-core crosstalk measurement in multicore fibre amplifier using multiple intensity tones,” Electron. Lett. Vol.50 issue14, 1009-1010 (2014).

[4.2-17] B. Pederson et al., “Experimental and theoretical analysis of efficient erbium-doped fiber power amplifier,” Photonics Technol. Lett., 3(12) 1085-1087, (1991).

[4.2-18] M. J. F. Digonnet et al., “Closed-form expressions for the gain in three- and four level fibers,” J. Quantum Electron, 26 1788-1796, (1990).

[4.2-19] M. Wada et al., ”Core-pumped 10-mode EDFA with Cascaded EDF configuration,” in Proc. ECOC2016, M.2.A.4 (2016).

[4.2-20] M. Wada, T. Sakamoto, S. Aozasa, T. Mori, T. Yamamoto and F. Yamamoto., “L-band 2-LP mode EDFA with low modal dependent gain,” in Proc. OFC2015, Tu3C.3. (2015).

[4.2-21] M. Wada et al., “Modal gain controllable 2-LP-mode fiber amplifier using PLC type coupler and long-period grating,” J. Lightw. Technol. 32(24) 4694–4700, (2014).

[4.2-22] Y. Jung et al., “First demonstration and detailed characterization of a multimode amplifier for space division multiplexed transmission systems,” Optics Express 19(26), 952-957 (2011).

[4.2-23] N Bai et al., ”Experimental Study on Multimode Fiber Amplifier Using Modal Reconfigurable Pump,” in Proc. OFC/NFOEC2012 OW1D.3 (2012).

[4.2-24] Y. Jung et al., ”Reconfigurable Modal Gain Control of a Few-Mode EDFA Supporting Six Spatial Modes,” Photonics tchnology letters 26(11), 1100-1103, (2014).

[4.2-25] N. K. Fontaine et al., ”Multi-mode Optical Amplifier Supporting over 10 Spatial Modes,” in Proc. OFC2016, Th5A.4, (2016).

[4.2-26] Y. Wakayama et al., “Dual C+L-Band Six-Mode Optical Amplifier with Widely Erbium-Doped Fibre,” Proc. ECOC, W.2.F.4, Gothenburg (2017).

[4.2-27] Y. Jung et al., ”First demonstration of a 2mm few-mode TDFA for mode division multiplexing,” Optics Express 22(9), 10544-10549, (2014).

[4.2-28] T. Sakamoto et al., “120 spatial channel few-mode multi-core fibre with relative core multiplicity factor exceeding 100,” in Proc. ECOC2018, paper We3E.3 (2018).

[4.2-29] J. Sakaguchi et al., “228-spatial-channel bi-directional data communication system enabled by 39-core 3-mode fiber,” in Proc. ECOC2018, paper Mo3G.1 (2018).

[4.2-30] C. Jin et al., “Efficient annular cladding amplifier with six, three-mode cores,” in Proc. ECOC2015, PDP2.1 (2015).

[4.2-31] M. Wada, T. Sakamoto, S. Aozasa, T. Mori, T. Yamamoto, and K. Nakajima, “Two-LP-mode six-core cladding pumped EDFA with high pump power density,” J. Lightwave Technol. 36(2), 331–335 (2018).

4.3 接続技術

4.3.1 既存標準の動向と課題

4.3.1.1 接続関連勧告と規定パラメータ

4.3.1.1.1 融着関連標準

融着関連の国際規格は ITU-T で規定されており、具体的には融着接続と機械的接続を扱う光ファイバ接続勧告である L.400 [4.3-1] にその記述がある。この勧告では、融着接続と機械的接続の一般化された接続手順とともに、接続後に要求される光学および機械、環境特性とその規格が列挙されている。またそれらの試験方法は全て IEC を引用する形で規定されており、国際標準間での整合がとられている。

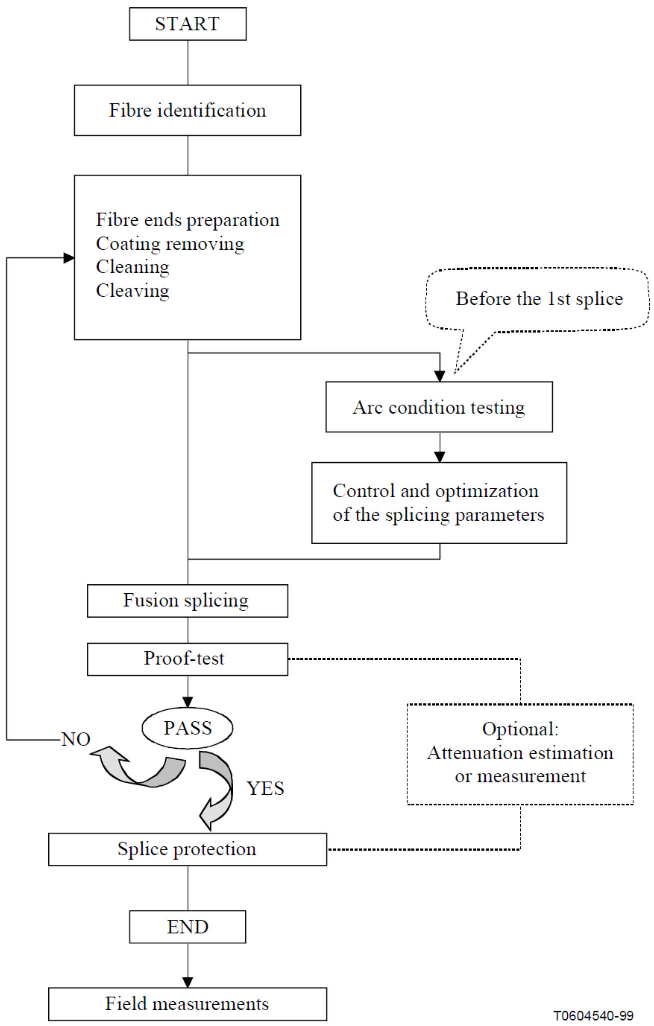


図 4.3-1 融着接続プロセスの模式図 [4.3-1]

表 4.3-1 SMF の融着接続に要求される諸特性 [4.3-1]

項目	規格	試験方法 (IEC)
Attenuation/Insertion loss (IL)	≦0.1 dB average ≦0.2 dB max in 97%	61300-3-7
Return loss (RL)	≦60 dB	61300-3-6
Vibration	*1	61300-2-1
Shock	*2	61300-2-9
Torsion	*2	61300-2-5
Fibre retention	*2	61300-2-4
Cold	*1	61300-2-17
Dry heat	*1	61300-2-18
Condensation	*1	61300-2-21
Change of temperature	*1	61300-2-22
Salt mist	*2	61300-2-26
Water immersion	*2	61300-2-45

*1 During and after test, the IL and RL values specified in this table shall be met.

*2 After test, the IL and RL values specified in this table shall be met.

4.3.1.1.2　コネクタ関連標準

光コネクタの標準は、主に IEC によって詳細に規定されており、光学互換標準である IEC 61755 シリーズと嵌合標準である IEC61754 シリーズに大別される。

光学互換標準の内容は 3 部の構成となっており、第一部は通則手引書、第二部は光ファイバ同士の接続に関わるパラメータ (軸ずれ、角度ずれ等) の規定、第三部はフェルール等を含むファイバ支持構造や材料特性の規定である。これらの標準は、光ファイバの相互接続を担保するために接続点に要求されるファイバ端面の位置精度や接続後の光学特性を規定するものであり、特に損失および反射損失によって光コネクタのグレード分けを行っている。一方、嵌合標準では光コネクタのタイプ毎に、機械的寸法等が具体的かつ詳細に規定されており、これによりコネクタ同士の相互接続性が保証されている。また、接続点を評価する際の光学および機械、環境試験方法は IEC61300 シリーズに規定されている。

ITU-T におけるコネクタ関連勧告としては、シングルモードファイバ用光コネクタ勧告である L.402 [4.3-2] および 2017 年に勧告化されたシングルモード光ファイバ用現場付コネクタ勧告である L.404 [4.3-3] が挙げられる。これらの勧告では、コネクタの構成に関わる要素として、ファイバのタイプ、ケーブルのタイプ、位置決め方式等が網羅的に列挙され、各コネクタの基本的な分類が示されている。また L.400 と同様に、接続後に要求される光学および機械、環境特性とその規格が列挙されており、それらの試験方法は全て IEC を引用する形で規定され、国際標準間での整合が取られている。

4.3.1.1.3　FI/FO関連標準

現在、FI/FO を規定する国際標準は存在していないが、この技術を光パッシブデバイスと捉えた場合、IEC の規定が参考になる。図 4.3-2 に MCF や FMF の伝送系の概念図を示す。

MCF の伝送系では、MCF と SMF を接続するための入出力デバイス (Fan-In/Fan-Out : FI/FO) が必要になる。FMF 伝送系ではさらに、SMF を伝搬してきた基本モードから FMF を伝搬する高次モードへ変換するためのモード合波器 (モード MUX) や FMF を伝搬してきた高次モードを、SMF を伝搬する基本モードに変換するためのモード分波器 (モード DEMUX) が必要である。現在用いられている光通信システムに、これらに直接該当するものはない。しかし、複数の光伝送路を分配および合流させることを FI/FO やモード MUX/DEMUX の役割と考えると、光ブランチングデバイスが同等の役割を果たしていると考えることができる。よって，本節では光ブランチングデバイスを既存技術として以降記述する。

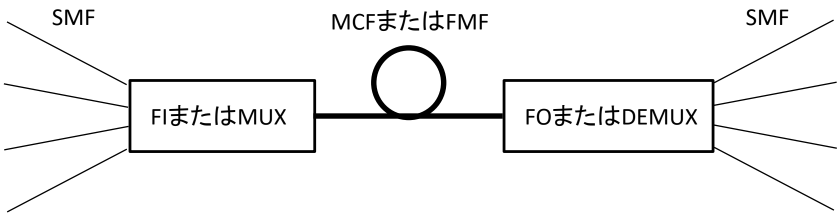


図 4.3-2 MCF および FMF の伝送系概念図

4.3.1.1.4　光ブランチングデバイス標準

現在商用されている光ブランチングデバイスに関しては、IEC60875-1 と IEC61753-031-2 または IEC61753-031-3 に概要および評価方法の詳細がそれぞれ記載されている。さらに光ブランチングデバイスは、1×N と 2×N の 2 種類に区分

されているが、ここでは 1×N を前提に記述する。これまで報告されてきた FI/FO や MUX/DEMUX は、複数 SMF と接続される MCF は 1 本だからである。

表 4.3-2 に IEC61753-031-2 に示された光ブランチングデバイスの定格を示す。表 4.3-3 および表 4.3-4 に 1×N 光ブランチングデバイスの光学特性と環境試験の一部をそれぞれ示す。FI/FO の標準化の際は、このような試験項目も併せて標準化されることが必要である。

表 4.3-2 光ブランチングデバイスの定格 [4.3-4]

項目	条件	定格	単位
使用温度範囲	-	0～60	℃
保存温度範囲	-	-40～85	℃
波長範囲	-	①1260～1360 および 1480～1625 ②1260～1360 および 1480～1660	nm
最大 入射パワー	①1310±20 nm および 1550 ±20 nm ②1310±20 nm および 1625 ±20 nm	＋27	dBm

表 4.3-3 光ブランチングデバイスの光学特性 (1×N) [4.3-4]

項目	試験方法	要求性能
挿入損失	IEC 61300	等分岐：①0.5+3.4 $\log_2 N$ dB ②0.5+3.5 $\log_2 N$ dB 不等分岐：①② 22-10.5 $\log_{10} P$ dB (P は分岐比)
均一性		等分岐：①0.2+0.3 $\log_2 N$ dB ②0.2+0.4 $\log_2 N$ dB
PDL		等分岐：N≤4 0.2 dB; 4<N≤16 0.3 dB; N>16 0.4 dB 不等分岐：0.7-0.25 log10 P dB
Directivity		55 dB 以上 (パッチコード 2 m 以上)
反射減衰量		55 dB
最大入力パワー		＋27 dBm (1 端子につき)

*①②は表 4.3-2 における波長範囲を表す

表 4.3-4 光ブランチングデバイスの環境および耐久性特性 [4.3-4]

項目	条件	要求性能 (初期値に対する変化量で規定)
耐寒性	-10℃±2℃ 96 時間	N≦4:±0.3 dB 以下 N>5: ±0.5 dB 以下
耐熱性	60℃±2℃ 96 時間	N≦4:±0.3 dB 以下 N>5: ±0.5 dB 以下
耐湿性	40℃±2℃ 湿度 90%～95% 96 時間	N≦4:±0.3 dB 以下 N>5: ±0.5 dB 以下
温度サイクル	60℃±2℃ 1 時間 -10℃±2℃ 1 時間 1℃/min の変化率で 5 回	N≦4:±0.3 dB 以下 N>5: ±0.5 dB 以下
耐振性	10～55 Hz 3 軸方向に 1 octave/min	N≦4:±0.3 dB 以下 N>5: ±0.5 dB 以下

4.3.1.2　近年の動向

主な動向としては、前述のとおり、ITU-T において光ファイバ用現場付コネクタ勧告 L.404 [4.3-3] が 2017 年に新規に制定された。L.404 は、現場において光ファイバとともに組み上げるコネクタであり、勧告内ではコネクタの構成に関わる要素として、ファイバのタイプ、ケーブルのタイプ、位置決め方式等が網羅的に列挙され、各コネクタの基本的な分類が示されている。

MCF 用コネクタについては、IEC にて標準化が開始されようとしており、2018 年現在、特に測定技術の標準化の議論の検討が開始されている。将来的には、ITU-T における MCF の標準化と相互に協調する形で、光学互換標準の制定に入る見通しである

4.3.1.3　今後の接続技術標準の課題と期待

シングルコアの融着技術については既に成熟期に入っており、国際標準の大きな更新は近年なされていない。

コネクタ技術に関しても同様であり、接続性能を定める光学性能標準を新たに大きく改定する動機は今後も生まれないものと思われる。ただし、加工技術の進展に伴う寸法精度の向上によって、ファイバ位置決め精度の誤差が低減する可能性はある。この時、接続性能の実力が向上するので、それを標準に反映するべく改訂することはありえるだろう。

一方、コネクタの寸法詳細や押圧力を定める嵌合標準については、新たなコネクタアプリケーションの登場、あるいは省スペース・省コストの観点から新型コネクタが登場することで、将来的に改訂される可能性がある。後者は具体的には、MPO コネクタのさらなる多芯化などが考えられる。

マルチコアファイバは、ファイバ断面におけるコア位置が従来と異なり、またそのコアが複数存在することなどから、既存の融着技術標準、コネクタ標準の範疇で対応することは難しい。そのため、既存標準の改訂あるいは専用標準の新設によって対応することが必要である。以下、詳細について記述する。

4.3.2 MCF 接続

4.3.2.1　融着接続技術

4.3.2.1.1　MCF融着接続の特徴

MCF の融着接続におけるフローは 4.3.1.1.1 節に示される標準的な SMF の融着接続フローとほぼ同一であるが、唯一異なる点として、中心以外にコアを持つ MCF の場合には、軸合わせ時に径方向の位置合わせだけでなく、回転方向の軸合わせが必要となることがあげられる。回転調心の軸ずれ量と接続損失の関係の一例を図 4.3-3 に示す [4.3-5] 。ここで、図中の R は、ファイバ中心からコア中心までの距離を表している。軸ずれ量が大きくなると指数関数的に接続損失が増大していくこと、また、この損失の増加量は R が大きいコアほど大きくなることがわかる。MCF の回転方向の軸合わせの技術としては、図 4.3-4 に示す通り、従来の SMF の軸合わせと同様にファイバ側面の画像を利用する Side-view 方式 [4.3-6] と MCF 端面の画像を主として利用する End-view 方式 [4.3-7] 、また、非円形 (例えば、六角形) のクラッド形状を持つ MCF と V 溝を利用することで調心を行う方式 [4.3-8] などが提案されているが、どの方法も長所・短所があるため，MCF の構造が決定した後に、それに最適な方式が検討されていくことになる。

R_1	R_2	R_3	R_4	R_5
20.4 μm	45.4 μm	61.1 μm	73.4 μm	84.0 μm

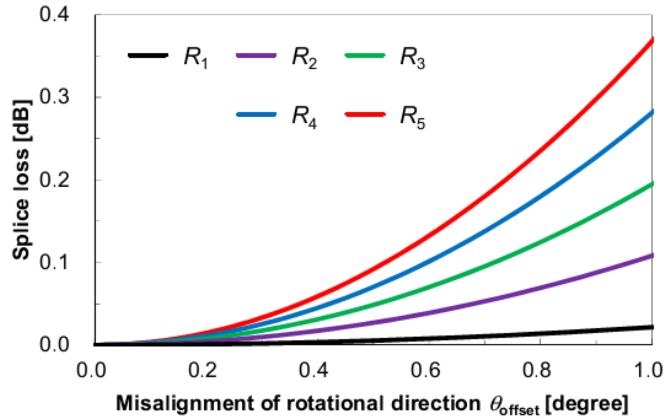
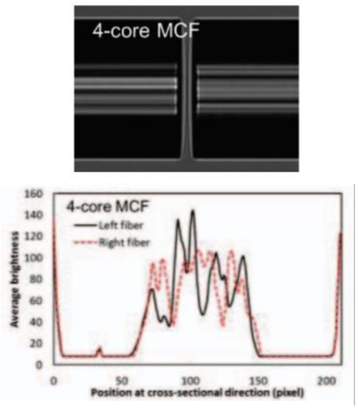
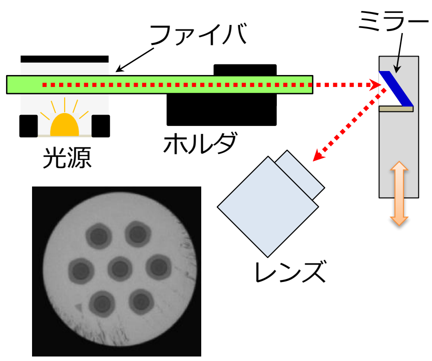


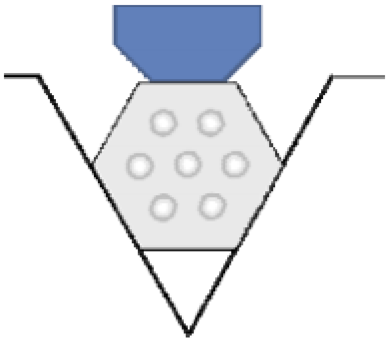
図 4.3-3　回転調心軸ずれ量と接続損失の関係例 [4.3-5]



(a) Side-view 方式 [4.3-6]



(b) End-view 方式[4.3-7]



(c) 非円形クラッド方式[4.3-8]

図 4.3-4. MCF の回転方向の軸合わせ方法

4.3.2.1.2　SMF融着接続勧告とのギャップ

MCF の融着接続に求められる特性の項目としては、4.3.1.1.1 節に示される標準的な SMF に求められる項目と同様である。各特性の評価手法についても SMF と同様の手法が適用可能であるが、どの項目の評価においても各コアに個別に光を入力し、出力を各コアから個別に取り出す技術が必要となる。また，各特性の目標値の定義を全コアの最悪値で規定するか平均値で規定するか等については特性ごとに検討が必要である。損失の目標値については、ファイバ設計・コ

ア位置精度の規格にも依存するため、ファイバ設計が決定した後にそれに合わせて決定する必要がある。ここで、4.3.2.1.1 節に記載の通り、MCF では SMF と比べて回転調心時の軸ずれにより接続損失が大きくなることが懸念される。このため、SMF と同等の融着接続損失を目指す場合には、ファイバ設計において、コア位置精度の規格を厳しくする、モードフィールド径を大きくして軸ずれ量に対して接続損失の増加量を小さくする等の検討が必要となる。

4.3.2.2　コネクタ技術

4.3.2.2.1　MCFコネクタの概要

以下では一般的な PC 接続のコネクタについて述べる。MCF のコネクタ接続は、コネクタを介してファイバ同士を接続するという点では、SMF コネクタと変わらない。そのため、MCF のコネクタ接続後に要求される光学および機械、環境特性は、SMF コネクタ接続後に要求される特性とほぼ同じであり、その特性を満たすことが好ましい。

SMF コネクタに要求される特性は、ITU-T の L.402 [4.3-2] に規定されている。また、その規定は、ファイバ同士の光学互換標準である IEC61755-2、フェルールなどの支持構造およびその材料特性の光学互換標準である IEC61755-3 (JISC5965-3) 、コネクタの結合寸法などを規定している嵌合標準である IEC61754、コネクタの測定標準である IEC61300 シリーズを基にしている。

特に、光学特性については、表 4.3-5 に示すように接続損失および反射減衰量の値によってグレード分けがされており、既存のシステムとの互換性を考えると、MCF コネクタでもこれらの接続損失および反射減衰量の数値を満たすことが好ましい。

表 4.3-5 ITU-T L.402 で規定されている接続損失および反射減衰量

Attenuation grade	Attenuation [IEC 61300-3-34]
Grade A	Not defined yet
Grade B	≤ 0.12 dB mean ≤ 0.25 dB max. for > 97% of samples
Grade C	≤ 0.25 dB mean ≤ 0.5 dB max. for > 97% of samples
Grade D	≤ 0.5 dB mean ≤ 1 dB max. for > 97% of samples

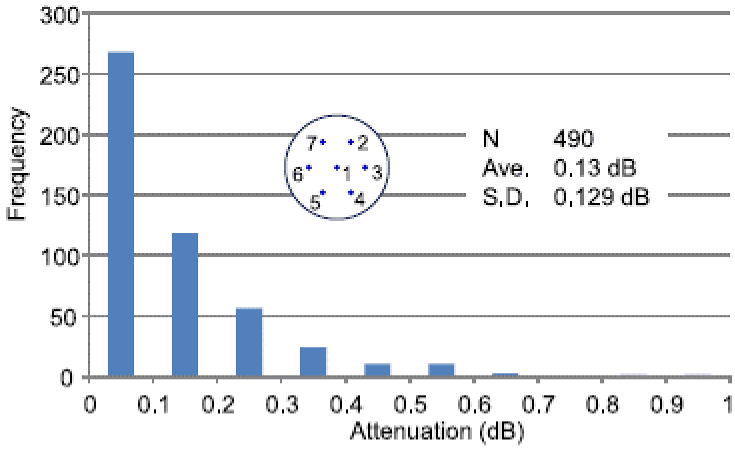
Return loss grade	Return loss random mated [IEC 61300-3-6]
Grade 1	≥ 60 dB (mated) and ≥ 55 dB (unmated)
Grade 2	≥ 45 dB
Grade 3	≥ 35 dB
Grade 4	≥ 26 dB

しかし、SMF コネクタとは異なり、MCF コネクタではファイバ内に複数のコアが配置されている。そのため、MCF のコネクタ接続を実現するためには、接続する光ファイバの中心軸を合わせるだけでなく、軸回りの角度も精密に整合させる必要がある。また外縁に寄った配置のコアがあるため、角度ズレの影響も SMF より大きくなると考えられる。

PC 接続ではフェルールのフロート構造に伴い軸回りの角度に自由度があるため、各コアを精密に位置決めすることができない。一方で、MCF の伝送システムへの導入推進を考えると、すでに IEC で標準化され、互換性が確立している既存コネクタのインタフェースを活用することが好ましい。そのような考えのもと、既存のインタフェースを使い、MU 型 [4.3-9] 、MPO 型 [4.2-10] などの非結合 MCF のコネクタの検討が行われている。

非結合 7 コアファイバ MU 型コネクタの 490 回のランダム接続したときの全コアの接続損失を図 4.3-5 に示す [4.3-9] 。この結果は、現在の IEC 規定のグレード B 相当であり、開発レベルでは既存の接続損失を満たす精度でコネクタ接続は実現できている。

また、ファイバ径 125μm の非結合 8 コアファイバを用いた 256 コア MPO (32 心 MT) 型コネクタに関して、嵌合力 22 N でのファイバ端面接触半径の全ファイバ中の最小値 rpc とファイバの曲率半径 RFF との関係を図 4.3-6 に示す [4.3-10] 。δh は、ファイバ突き出し量の差であり、使用したファイバでは最小接触半径 rpc が 45.5μm 以上であれば、すべてのファイバが PC 接続したことになる。MCF では、ファイバ中心から離れた位置にコアがあり、ファイバ径が 125μm 以上となる場合もある。そのため、全コアを PC 接続するためには、より大きなフェルールの押圧力やファイバ端面の平坦化が必要になる。さらに多心コネクタになるとファイバ端面およびファイバ突き出し量のばらつきがあるため、より大きな嵌合力が必要になる。図 4.3-6 では、曲率半径 RFF が大きく、ファイバ突き出し量の差 δh が小さいほど、最小接触半径 rpc は大きくなり、全コアでの PC 接続が可能になることがわかる。そのため、MCF コネクタでは、嵌合力 (ファイバフェルールの押圧力) や曲率半径を含むフェルール構造をあらたに検討する必要がある。



(a) All cores

図 4.3-5 接続損失測定結果 [4.3-9]

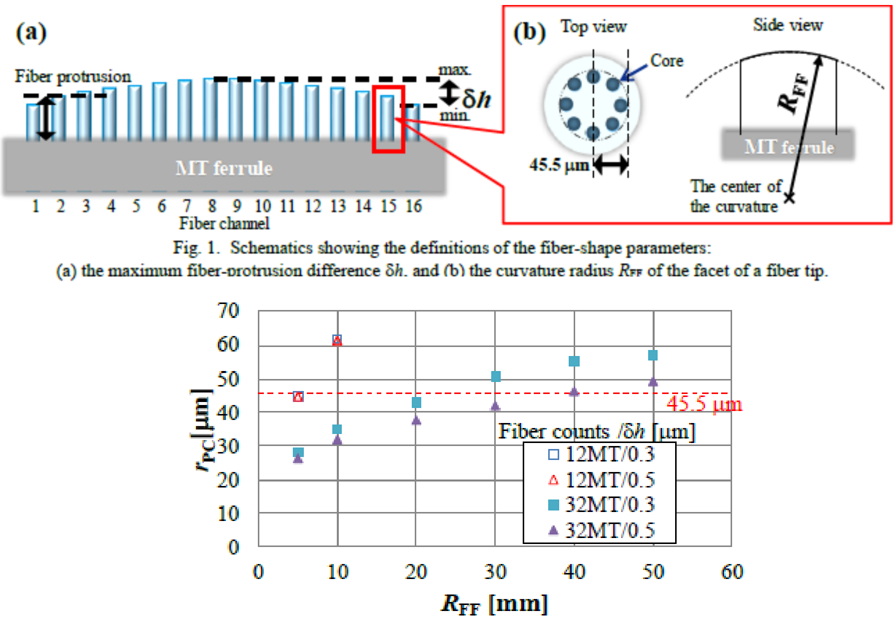


図 4.3-6 曲率半径 RFF と嵌合力 22N のときの最小接触半径 rpc の関係 [4.3-10]

4.3.2.2.2　SMFコネクタ接続の勧告とのギャップ

MCF のコネクタ接続の勧告として必要な項目は、既存のコネクタ接続の勧告で要求される項目と同じである。

しかし、MCF では同一ファイバ内の各コアで伝送を行うので、MCF コネクタを評価するためには、各コアでの評価を行う必要があり、各コアに個別に光を入力・出力して測定する技術が必須である。

また、同一ファイバ内にコアが複数あるため、表 4.3-5 の接続損失および反射減衰量の値といった光学特性の規定を各コアの平均値で規定するか、全コアの最悪値のみで規定するか検討が必要である。さらにコネクタ接続時のコア間クロストーク (XT) の規定が必要になる可能性がある。しかし、既存の光学特性の規定を満たす設計であれば、ファイバの軸ずれや角度ずれは小さく、コネクタ接続部での XT は非常に小さいと考えられ、必ずしも考慮する必要はない。

嵌合標準やフェルール構造については、コア配置によって、フェルールの押圧力や曲率半径など最適化する必要があり、既存のコネクタの規定値とは異なる可能性がある。

4.3.2.3　FI/FO 技術

4.3.2.3.1　MCF用FI/FO技術の概要

MCF は 1 本のファイバ内に複数のコアを持つファイバであり、MIMO 使用を前提にコア間のクロストークを許容した結合型 MCF および受信端でクロストークが無視できるほど小さい非結合型 MCF に分類される。いずれの MCF においても SMF ベースの光送受信端に接続するためには、複数本の SMF と MCF の各コアに接続する必要がある。この FI/FO は通常伝送用ファイバに最適化されて、これまで様々な方式の FI/FO が提案されてきた。以下にその分類とそれぞれの特徴を示す。

①　　空間光学型

図 4.3-7 に空間光学系 FI/FO の模式図を示す。SMF から出た光は MCF の端面手前におかれたレンズに入ると平行光となり、MCF の各コアに結合する。レンズ系の調整により低い挿入損失とクロストークが実現可能となる。しかし、レンズやコリメータなど空間光学系を用いるので、サイズが大きく、振動に弱いという課題がある。参考文献 [4.3-11] によると、コア間距離 45μm の 7 コア非結合 MCF 用 FI/FO の 1 ペアで、挿入損失 0.6 dB 以下、クロストーク-55dB 以下をそれぞれ実現している。

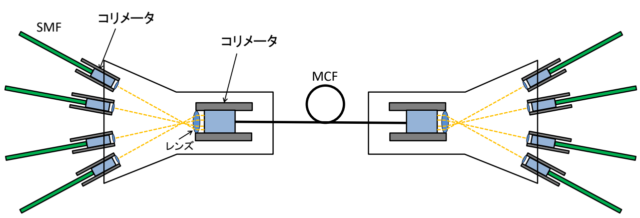


図 4.3-7 空間光学系 FI/FO の模式図

②　　溶融延伸型

図 4.3-8 に溶融延伸型 FI/FO の模式図を示す。光ファイバで構成され、融着接続機で MCF と接続可能である。しかし、MCF 側の MFD が小さくなることによる MCF との接続損失増大を回避する方法が必要となる。参考文献 [4.3-12] のように、7 コア MCF 用溶融延伸型 FI/FO において、コアに 2 段コア構造を採用することで MFD 変化を抑制し、一組あたりの挿入損失を 1 dB 以下、クロストークを-55 dB 以下に抑制している。

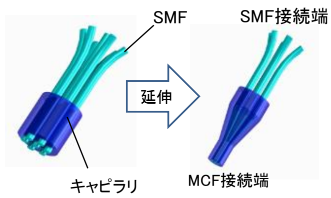


図 4.3-8 溶融延伸型 FI/FO の模式図

③　　導波路型

フェムト秒レーザーのパルス光を石英基板内に集光させることで、その強いパワーによる非線形光学効果により高屈折率化する。この現象を用いて、3 次元的に導波路を形成することで、FI/FO とすることができる。導波路とファイバとのモード不整合や軸ずれにより挿入損失が高くなりやすいが、非常に小型に作製することができるという利点がある。参考文献 [4.3-13] のコア間距離 50μm の 4 コア MCF 用 FI/FO は 1550 nm において挿入損失 5 dB、クロストークは-26 dB である。イギリスの Optoscribe 社は MCF 用導波路型 FI/FO を商用販売しており、挿入損失は 1.5 dB、クロストーク-50 dB 以下を実現している [4.3-14] 。

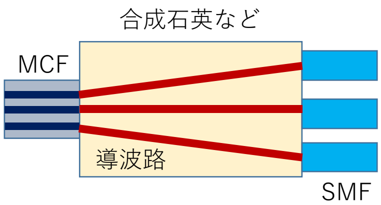


図 4.3-9 導波路型 FI/FO の模式図

④　　ファイババンドル型 (テーパー型)

クラッドをエッチングしてクラッド径を MCF のコア間距離に合わせた SMF をバンドルして MCF と接続する。ファイバで構成されるため、低損失性や低 PDL が期待でき、数多くの伝送実験に使われた [4.3-15] 。しかし、細径ファイバと MCF の接続部での軸ずれ損失低減のため、MCF のコア配置に合わせて細径ファイバを高精度に配列する高度な技術が要求される。アメリカの Chiral Photonics 社が商用販売しており、挿入損失 0.6 dB、クロストーク-40 dB 以下を実現している [4.3-16] 。

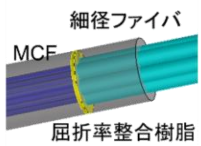


図 4.3-10 ファイババンドル型 FI/FO の模式図

4.3.2.3.2　パラメータおよび試験法

FI/FO で満たすべき定格や評価すべき光学特性は、4.3.1.3.1 節記載の光ブランチングデバイスの定義を流用できるが、あらたにポート間クロストークについて規定する必要がある。非結合型 MCF を用いた伝送系ではクロストークができるだけ抑制されていることが求められるためである。結合型 MCF を用いた伝送系では大きなクロストークが許容されるので、性能評価の指標にはなるが、規格として定める必要はないと考えられる。ポート間クロストークの試験法は、たとえば以下のような方法がある。

①　　: FI と FO とを短尺 MCF を介して接続する。

② ：FI の 1 つのポートから光を入射した状態で、多チャンネルパワーメータを用いて FO の全ポートからの光の出力を同時に測定する。
③ ：光を入射したポートに対応するポート以外からの全出力パワーを合算し、クロストークとする。パワーメータは、光出力が小さいと予想されるため、高感度測定が可能なものが求められる。
④ ：②③をすべてのポートに対して行う。

挿入損失は上の測定法で、光入射ポートに入れた光パワーとそのポートに対応するポートから出射される光パワーの差分で算出することができる。ポート間損失差は、光ブランチングデバイスの表 4.3-3 記載の「均一性」と同等に評価可能と考えられる。

また、FI/FO に伝送用 MCF を接続することを考慮すると、伝送用 MCF に接続される側のコア間距離と MFD は伝送用 MCF と近いことが望ましい。コア数および配置が同じであることも同様である。表 4.3-6 に、従来の光ブランチングデバイスには無いが FI/FO としてあるのが望ましいパラメータを記す。なお、MCF の寸法や特性に関するパラメータ (コア間距離、MFD、コア数、コア配置等) については、接続先の MCF が ITU-T の標準に合わせて作られたものを使うとしてここでは記載しない。

表 4.3-6 FI/FO において新たに標準化が必要と考えられるパラメータ

パラメータ	値の例	試験法の例
ポート間クロストーク	-50 dB 以下	光パワー測定

4.3.2.3.3　標準化に向けたギャップ

4.3.2.3.2 で述べたように、ポート間のクロストークが光ブランチングデバイスでは定義されない。したがって、ポート間のクロストークの評価方法および許容値について議論する必要があると考えられる。許容値は伝送系や伝送系に組み込む FI/FO の個数によって変わりえる。コア間距離と MFD、コア配置は伝送用 MCF の標準に合わせる形で定まる。

現在、MCF 用の FI/FO として様々な方式が提案されている状況である。最適な構造は、用いられる MCF のコア配置によって変わってくる。また、求められるクロストークは、ファイバをどのような伝送システムにおいて使うかで変わってくる。用いる MCF の性能と構造、伝送システムの要件をまず示すことが重要である。

4.3.3　FMF 接続

4.3.3.1　融着接続技術

4.3.3.1.1　FMF融着接続の特徴

FMF の融着接続のフローは SMF における 4.3.1.1.1.1 節に示される標準的な SMF の融着接続フローと同一の工程を用いることが可能である．FMF の融着接続における特徴としては，基本モードと高次モードの軸ずれ損失の差がある．図 4.3-11 に基本モードである LP_{01} モードと第一基本モードである LP_{11} の軸ずれ損失の計算値の一例を示す [4.3-5] 。LP_{11} モードは軸ずれ方向により損失が変化し、最悪損失となる方向に軸ずれした場合には、LP_{01} モードと比べて非常に大きな損失となる (図 4.3-11 中の赤線) 。

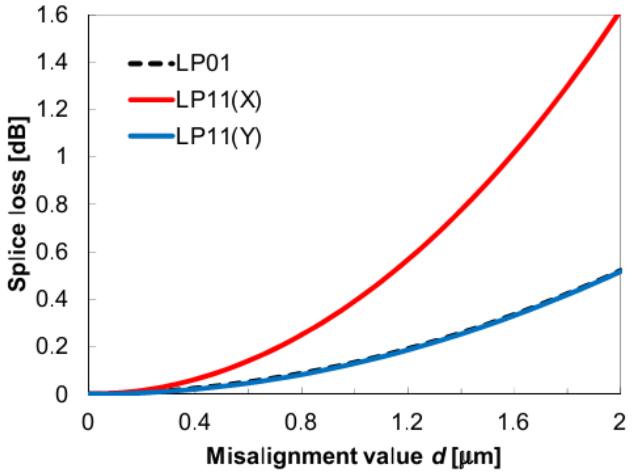


図 4.3-11 軸ずれ量 d と FMF 接続損失の関係例 [4.3-5]

4.3.3.1.2　SMF融着接続の勧告とのギャップ

求められる特性の項目は SMF と同等であるが、各項目について全モードについて規定するか、最悪値を取るモードについてのみ規定するかは検討が必要である。また、測定手法については、各モードを分離して評価するためのモードセレクタのようなものが必要となる。目標値については、高次モードの軸ずれ損失が基本モードよりも大きくなることを考えると，SMF と同等かそれ以上の値を許容する必要があると考えられるが、値については、ファイバ設計が決まってから検討することになる。

4.3.3.2　コネクタ技術

4.3.3.2.1　FMF用コネクタの概要

FMF のコネクタ接続後に要求される光学および機械、環境特性も、MCF 用コネクタ同様に既存のコネクタで要求される特性とほぼ同じである。特に、既存のシステムへの互換性を考えると、FMF コネクタでも表 4.3-5 に示す接続損失および反射減衰量の数値を満たすことが好ましい。

しかし、FMF コネクタの場合、融着技術同様にコネクタ接続部でのコアの軸ずれによって、接続損失が発生するだけでなく、モード結合が発生してしまう。また、伝搬するモードは、より高次のモードほどコネクタ接続面でのコアの軸ずれの影響が大きくなり、接続損失が大きくなる。そのため、FMF に伝搬するモード数によって、表 4.3-5 の接続損失を満たすためのコアの軸ずれの許容範囲が変わり、より多くのモードを伝搬する FMF では、コアの軸ずれの許容範囲が狭くなり、より高精度なコネクタ製造技術が必要となってくる。

4.3.3.2.2　SMFコネクタ接続の勧告とのギャップ

FMF のコネクタ接続の勧告として必要な項目は、既存コネクタ接続の勧告で要求される項目と同じである。

しかし、FMF では、SMF とは異なり、各モードでの伝送を行う。そのため、FMF コネクタを評価するためには、既存のコネクタ接続の勧告にはない各モードでの評価を行う必要があり、各モードを分離して測定する技術が必須である。また、各モードで評価する必要があるため、表 4.3-5 の接続損失および反射減衰量の値といった光学特性の規定を各モードで規定するか、最悪値のみで規定するか検討が必要である。そして、高次モードほど接続損失が大きくなることを考慮すると、損失の許容範囲をどこまで拡大するかについても検討が必要である。さらに、コネクタ接続面ではモード結合も発生するため、モード結合量の規定も必要になると考えられる。

これらの光学特性は FMF に伝搬するモード数に依存する。コネクタ接続による接続損失を抑制しつつ、より多くのモードを伝搬させるためには、接続面でのコアの軸ずれの許容範囲が狭くなり、コネクタの満たすべき寸法特性が厳しくなる。そのため、コネクタ製造技術の高精度化も今後必要になってくる可能性がある。

4.3.3.3　FI/FO 技術

4.3.3.3.1　FMF用FI/FO技術の概要および特徴

FMF は 1 つのコア内を複数のモードが伝搬するファイバである。大きいモード間クロストークを許容した結合型 FMF およびモード間クロストークが小さい弱結合型 FMF に分類される。いずれの FMF においても SMF ベースの光送受信端に接続するためには基本モード⇔高次モードの変換が必要になる。これまで様々な方式のモード合分波器 (Mode Multiplexer/Demultiplexer : MUX/DEMUX) が提案されている。以下に簡単に分類とそれぞれの特徴を示す。

①　マルチプレーン

マルチプレーン式 MUX/DEMUX は、複数の位相板を用いてユニタリーな位相変換を行う手法である。多くのモードを高い選択比で合分波可能である。たとえば参考文献 [4.3-17] では 45 モード MUX/DEMUX を 4 dB の挿入損失かつ-29 dB 以下のクロストークで実現している。フランスの Cailabs 社から 6 モード用と 10 モード用が商用販売されており、6 モード用は 5 dB 以下の挿入損失かつクロストーク-20 dB 以下を実現している [4.3-18] 。

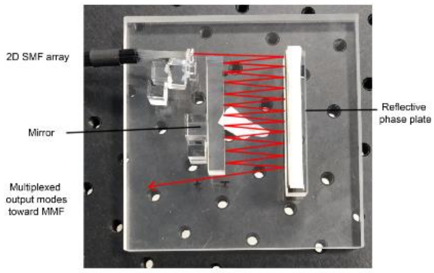


図 4.3-12 マルチプレーン型 FI/FO の模式図 [4.3-17]

②　フォトニックランタン

複数の SMF を挿入した低屈折率キャピラリをテーパー状に縮径する。適切に設定されたテーパーにより、SMF から入射した伝搬光は SMF のコアに閉じこまらなくなり、SMF のクラッドがコア、キャピラリがクラッドの役割をする FMF に変化する。伝送路がすべてファイバのため、MFD 差も小さいため低い挿入損失が期待される。伝送用 FMF との融着も容易である。Phoenix Photonics 社は 3 モードファイバ用のフォトニックランタン型モード MUX/DEMUX を挿入損失 4 dB 以下、MDL 2 dB 以下で商用販売している。伝搬するモードの実効屈折率が異なるように設計された SMF をキャピラリに挿入することで選択励振が可能となる [4.3-19] 。

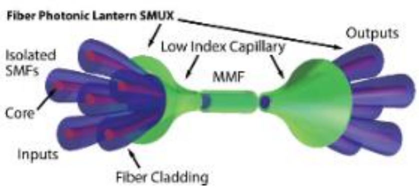


図 4.3-13 フォトニックランタンの模式図 [4.3-19]

③　ファイバカップラ型

伝送用 FMF を伝搬する各ファイバの実効屈折率に近い実効屈折率を持つモードを伝搬する SMF を FMF に近接させる。SMF と FMF の間でモードが遷移することでモード合分波動作がされる。全てのパーツがファイバで構成されてい

るため、MDL が小さいと期待されるが、正確なファイバの配列制御が必要なことや実効屈折率の設計の観点から高次モード対応が難しい。また、特性の波長依存性が大きい [4.3-20] 。

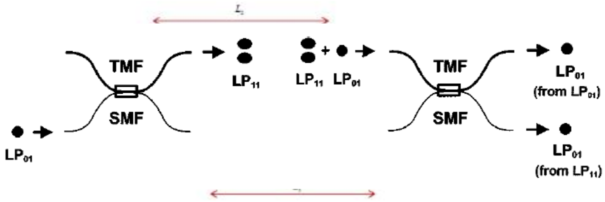


図 4.3-14 ファイバカップラ型 MUX/DEMUX の模式図 [4.3-20]

④　PLC 型

石英基板に導波路を作製する。導波路幅を調節することで実効屈折率を調節する。導波路の近接部でモードの遷移が起こり、モードの合分波が行われる。縮退モード (LP_{11a} と LP_{11b} など) の合分波のため、モードの回転機構を備える [4.3-21] 。

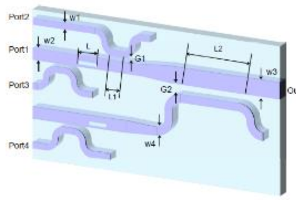


図 4.3-15 PLC 型 MUX/DEMUX の模式図 [4.3-21]

4.3.3.3.2　パラメータおよび試験法

MUX/DEMUX で満たすべき定格や評価すべき光学特性は、4.3.2.3.2 節記載の光ブランチングデバイスと概ね同じと考えられる。しかし、モード数が増えるほど構造が複雑になるため、全体として損失が増大する傾向になる。したがって、挿入損失の標準は利用するモード数に応じて変化すると考えられる。FMF 伝送系においてはモード間クロストークと MDL が伝送品質に大きな影響を与える。モード間クロストークの試験法は、たとえば以下のような方法がある。

①　：MUX と DEMUX とを短尺 FMF を介して接続する。
②　：MUX の 1 つのポートから光を入射した状態で、多チャンネルパワーメータを用いて DEMUX の全ポートからの光の出力を同時に測定する。
③　：光入射ポートに対応する出射ポート以外のポートからの全出力パワーを合算し、クロストークとする。パワーメータは、光出力が小さいと予想されるため、高感度測定が可能なものが求められる。
④　：②③をすべてのポートに対して行う

ただし、短尺であってもファイバ伝搬中にモードは回転するため、縮退モード間クロストーク (例えば LP_{11a} モードと LP_{11b} モードの間のクロストーク) の算出は困難である。また、強結合型 FMF ではクロストークを許容しているので、性能評価の指標にはなるが、規格として定める必要はないと考えられる。

MDL は、クロストーク測定の際に算出される挿入損失のばらつきから算出される。また、FMF は伝送系に MIMO を用いる場合、MUX と DEMUX とを短尺 FMF を介して接続し、伝送信号の MIMO 復調後のペナルティを評価することで MDL を推定することも可能である [4.3-22] 。一般的に用いるモードの数が増大するほど MDL も大きくなる。MUX/DEMUX に求められるモード間クロストークや MDL の大きさは、伝送システムの受信端で MIMO を用いるか、

あるいは用いる MIMO の行列の規模によっても変わってくるため、伝送システムに応じて標準化される必要があると考えられる。

一方、伝送用 FMF においてはモード群遅延差 (DMD) も重要な評価パラメータになるが、MUX/DEMUX 内の伝送距離は短尺であるので、MUX/DEMUX そのものの DMD を定格として定める必要はないと考えられる。表 4.3-7 に MUX/DEMUX としてあるのが望ましいパラメータを記す。

なお、FMF の寸法や特性に関するパラメータ (MFD や用いるモード) については、接続先の FMF が ITU-T の標準に合わせて作られたものを使うとしてここでは記載しない。

表 4.3-7 MUX/DEMUX において新たに標準化が必要と考えられるパラメータ

パラメータ	値の例	評価方法の例
モード間クロストーク	-20 dB 以下	光パワー測定
MDL	3dB 以下	光パワー測定 MIMO 伝送後のペナルティ

4.3.3.3.3　標準化に向けたギャップ

上に挙げた MDL およびモード間クロストークなど伝送用 FMF および伝送系の標準がいかに定まるかによって変わる項目が多い。まず用いる伝送用 FMF の性能と構造、伝送システムの要件を示すことが重要である。

4.3.4 FM-MCF 接続

4.3.4.1　融着接続技術

4.3.4.1.1　FM-MCF融着の概要

FM-MCF の融着接続フローは 4.3.2.1.1 節で述べた MCF の融着接続フローと同様に、従来の SMF の接続フローに回転方向の軸合わせを加えたフローとなる。FM-MCF は MCF と FMF を合わせた特性を持つため、4.3.2.1.1 節および 4.3.3.1.1 節で述べた MCF および FMF の軸ずれに対する損失が合わさった損失が発生する。このため，非常に精密な軸合わせが要求される。

4.3.4.1.2　SMF融着接続の勧告とのギャップ

求められる特性項目は SMF と同様であるが、各コアに個別に、各伝搬モードの光を入力・受光する方法が必要となる。また、各項目の目標値の規定方法をどう設定するかは議論が必要である。しかし、MCF と FMF の両方の特性を持つ FM-MCF では、4.3.2.1.1 節および 4.3.3.1.1 節に記載の通り、軸ずれによる外側コアおよび高次モードの接続損失の悪化が懸念される。このため、SMF と同等の融着接続損失を目指すためには、コア位置精度を非常に厳しくする、軸ずれ時の接続損失が小さくなるコア設計を検討する、などが必要となる。

4.3.4.2　コネクタ技術

4.3.4.2.1　FM-MCFコネクタ技術の特徴

FM-MCF のコネクタ接続後に要求される光学および機械、環境特性も、MCF、FMF コネクタ同様に既存のコネクタで要求される特性とほぼ同じであり、その特性を満たすことが好ましい。また、MCF、FMF コネクタ同様に既存システムとの互換性を考えると、光学特性については FM-MCF コネクタでも表 4.3-5 に示す接続損失および反射減衰量の数値を満たすことが好ましい。

しかし、FM-MCF は MCF と FMF の特性を持つファイバである。そのため、FM-MCF コネクタの接続損失は、MCF 同様に接続面でのファイバの角度ずれ、軸ずれの影響をうける。さらに FMF 同様に接続面でのコアの軸ずれによるモー

ド結合の発生だけでなく、接続損失のモード依存性があるため、高次モードほど接続損失が大きくなる。そのため、FM-MCF コネクタの接続損失は、MCF、FMF コネクタと同等の接続損失を満たすためには、接続面でのコアの角度ずれ、軸ずれの許容範囲が狭くなる。したがって、MCF、FMF コネクタに比べて、より高精度なコネクタ製造技術が求められる。

4.3.4.2.2　SMFコネクタ接続の勧告とのギャップ

FM-MCF のコネクタ接続の勧告として必要な項目は、MCF コネクタ、FMF コネクタ同様に既存コネクタ接続の勧告で要求される項目と同じである。

しかし、FM-MCF は MCF と FMF の特性を持つファイバであるため、各コアおよび各モードの評価を行う必要があり、各コアおよび各モードを分離して測定する技術が必須となる。また、表 4.3-5 の接続損失および反射減衰量の値といった光学特性の規定を各モード/各コアで規定するか、最悪値のみで規定するかなど、どのように規定するのか検討が必要である。さらに MCF、FMF コネクタに比べて接続損失が大きくなるため、接続損失の許容値をどこまで拡大させるかも検討が必要である。接続損失の許容値によっては、コネクタの満たすべき寸法特性が厳しくなるため、コネクタ製造技術の高精度化が必要になってくる。

また、MCF コネクタ同様にフェルールの押圧力などといった嵌合標準、フェルールの曲率半径などフェルール構造の検討が必要となる。

4.3.4.3　FI/FO 技術

4.3.4.3.1　FM-MCF用FI/FO技術の概要

FM-MCF は、FMF と MCF の技術の集合である。すなわち、伝送系には MUX/DEMUX と FI/FO の両方の機能を含む必要がある。現在 FI/FO の機能と MUX/DEMUX の機能を単一のデバイスで同時に実現した報告例は 3 モード 19 コアファイバ用の導波路型 [4.3-23] および 3 モード 7 コアファイバに対応したフォトニックランタン型 [4.3-24] がある。図 4.3-16 に FI/FO と MUX/DEMUX の機能をそれぞれのデバイスで実現する場合の伝送系の模式図を示す。これまでの報告例では MUX/DEMUX は単一コア FMF 用を活用し、FI/FO が複数モード対応となることが多い [4.3-25, 4.3-26] 。MUX/DEMUX に入出力側の SMF が接続される。FI/FO と MUX/DEMUX の間には、FM-MCF と同じモードが伝搬する複数の FMF が接続される。

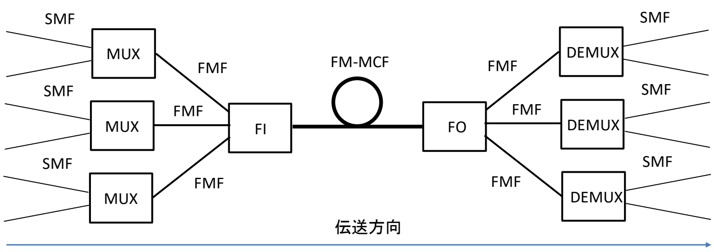


図 4.3-16 FM-MCF の伝送系の模式図 (MUX/DEMUX と FI/FO が独立の場合)

4.3.4.3.2　パラメータおよび試験法

FMF 用の MUX/DEMUX と MCF 用の FI/FO の機能を同時に持つ、または、別々に実装することになるので、評価パラメータは FI/FO で評価するパラメータと MUX/DEMUX で評価するパラメータの両方となる。

4.3.4.3.3　標準化に向けたギャップ

MUX/DEMUX および FI/FO それぞれに存在するギャップが、FM-MCF においてもギャップとなる。

参考文献

[4.3-1] Recommendation ITU-T L.12 Optical fibre splices

[4.3-2] Recommendation ITU-T L.36 Single-mode fibre optic connectors

[4.3-3] Recommendation ITU-T L.404 Field mountable single-mode optical fibre connectors

[4.3-4] IEC 61753-031-2 Edition 1.0 2014-09

[4.3-5] Y. Amma et al., "Fusion splice techniques for multicore fibres," Optical Fiber Technology, no.35, pp.72-79, 2017.

[4.3-6] K. Saito et al., "Side-view based angle alignment technique for multi-core fiber," OFC2016, M3F.3, 2016.

[4.3-7] K. Yoshida et al., "Fusion Splicer for Speciality Optical Fiber with Advanced Functions,"Fujikura Technical Review, no.41, pp.10-13, 2012.

[4.3-8] M. Tanaka et al.,"Splice of Multi-Core Fiber," IEICE Technical Report, vol. 112, no. 448, OFT2012-70, pp. 5-9, 2018 (in Japanese).

[4.3-9] R. Nagase, et al, IEICE Trans. Electron. Vol. E96-C, No.9, pp. 1173-1177, Sep.2013.

[4.3-10] Y. Saito et al., in OFC2018,W1A6

[4.3-11] Y. Tottori, T. Kobayashi, and M. Watanabe, "Low Loss Optical Connection Module for Seven-Core Multicore Fiber and Seven Single-Mode Fibers," IEEE Photon. Technol. Letter, vol. 24, no. 21, pp. 1926-1928, Nov. (2012).

[4.3-12] H. Uemura, K. Takenaga, T. Ori, S. Matsuo, K. Saitoh, and M. Koshiba, "Fused taper type fan-in/fan-out device for multicore EDF," 18thOptoElectronics and Commun.Conf./Int. Conf. Photon. Switching, no. TuS1-4, Kyoto, Japan, June 2013.

[4.3-13] R. R. Thomson t al., "Ultrafast-laser inscription of a three dimensional fan-out device for multicore fiber coupling applications," Opt. Express, Vol. 15, No. 18, pp. 11691-11697, Sep. (2007).

[4.3-14] http://www.optoscribe.com/

[4.3-15] B. Zhu et al., "Seven-core multicore fiber transmissions for passive optical network", Opt. Express, vol. 18, no. 11, pp. 11117-11122, May (2010).

[4.3-16] https://chiral-photonics.squarespace.com/

[4.3-17] S. Bade et al., "Fabrication and Characterization of a Mode-selective 45-Mode Spatial Multiplexer based on Multi-Plane Light Conversion," OFC2018, Th4B.3 (2018).

[4.3-18] https://www.cailabs.com/

[4.3-19] N. K. Fontaine et al., "Mode-Selective Dissimilar Fiber Photonic-Lantern Spatial Multiplexers for Few-Mode Fiber," ECOC2013, PD1-C-3

[4.3-20] B. Huang et al., "Structured Directional Coupler Pair for Multiplexing of Degenerate Modes," OFC2013, JW2A.25 (2013).

[4.3-21] N. Hanzawa, K. Saitoh, T. Sakamoto, T. Matsui, K. Tsujikawa, T. Uematsu, and F. Yamamoto, "Four mode PLC-based mode multi/demultiplexer with LP11 mode rotator on one chip for MDM transmission," ECOC2014, We.1.1.1 (2014).

[4.3-22] T. Sakamoto et al., "Characteristic of Splicing Misalignment Induced Mode Dependent Loss for Coupled Multi-core Fibre," ECOC2017, W.3.B.4 (2017).

[4.3-23] P. Mitchell et al., "57 Channel (19x3) Spatial Multiplexer Fabricated using Direct Laser Inscription," OFC2014, M3K.5 (2014).

[4.3-24] Z. Sanjabi et al., "All-fiber few-mode multicore photonic lantern mode multiplexer," Opt. Express, vol. 25, no. 14, July 2017.

[4.3-25] D. Soma et al., "10.16 Peta-bit/s Dense SDM/WDM transmission over Low-DMD 6-Mode 19-Core Fibre across C+L Band," ECOC2017, Th.PDP.A.1 (2017).

[4.3-26] T. Sakamoto et al., "High Spatial Density Six-mode Seven-core Fibre for Repeated Dense SDM Transmission," ECOC2017, Th.PDP.A.5 (2017).

4.4 デジタル信号処理技術

4.4.1 既存標準の動向と課題

4.4.1.1 概要

ITU-T では、デジタル信号処理技術に関する勧告は G.698.2 に規定されている。特に 100G IF では変調方式として DP-DQPSK を規定し、デジタルコヒーレント伝送技術を前提としたインタフェースを勧告化した。送信端 (Ss) のパラメータには、新たな性能指標としてエラーベクトル振幅 (Error Vector Magnitude (EVM)) を規定した。本節 4.4.1 では本パラメータの概念をベースに動向と課題を述べる。

4.4.1.2 エラーベクトル振幅 (Error Vector Magnitude (EVM))

デジタル変調信号は、横軸を搬送波と同じ位相、縦軸を搬送波と直交する位相にとったコンスタレーション図上のシンボル・ポイント (シンボル位置とも呼ばれる) で表される。この理想的なシンボル位置と復調器により復調 (測定) されたシンボル位置とのずれがエラーベクトルで、このエラーベクトルの大きさと理想シンボル位置の大きさとの比がエラーベクトル振幅 (Error Vector Magnitude (EVM)) で通常%単位で表される。

ITU-T 勧告 G. 698 では EVM を次のように定義している。

シンボルレートの 0.7 倍の-3dB 帯域幅を有する 4 次ベッセルトムソンローパスフィルタでフィルタリングした後の 2 つの偏波のそれぞれについて、N 対の同相 (I) および直交 (Q) サンプルを取得する。サンプルをサイズ B (DP-DQPSK 100G の場合、1000) のブロックに分割する。キャリア周波数オフセット f_{offs} は、最初に各サンプルの位相誤差を計算し、同相 (I) および直交 (Q) サンプルのブロック毎に推定する。

$$\varphi_{\mathrm{raw}}(b) = \frac{\pi}{4} - \mathrm{mod}\left(\mathrm{atan2}\left(Q_{\mathrm{raw}}(b), I_{\mathrm{raw}}(b)\right), \frac{\pi}{2}\right)$$

ここで、$\mathrm{mod}(a,m) = a - m \cdot \mathrm{floor}\left(\frac{a}{m}\right)$ であり、atan2 (y,x) は

$$\mathrm{atan2}(y,x) = \begin{cases} \arctan(y/x) & : x>0 \\ \arctan(y/x)+\pi & : y\geq 0,\ x<0 \\ \arctan(y/x)-\pi & : y<0,\ x<0 \\ +\pi/2 & : y>0,\ x=0 \\ -\pi/2 & : y<0,\ x=0 \\ \text{undefined} & : y=0,\ x=0 \end{cases}$$

になる。

各サンプルにおいて位相オフセットを計算すると、

$$\varphi_{\mathrm{offset}}(b) = \varphi_{\mathrm{raw}}(b) - \sum_{k=0}^{B-1} \pi/2 \ \mathrm{round}\left(\frac{\varphi_{\mathrm{raw}}(k+1) - \varphi_{\mathrm{raw}}(k)}{\pi/2}\right)$$

位相オフセットの傾きを求めることによって周波数オフセットは下記の通り求められる。

$$f_{\mathrm{offs}} = -\frac{B\sum_{k=0}^{B-1} k\varphi_{\mathrm{offset}}(k) - (\sum_{k=0}^{B-1} k) \times (\sum_{k=0}^{B-1} \varphi_{\mathrm{offset}}(k))}{2\pi T\ [B\sum_{k=0}^{B-1} k^2 - (\sum_{k=0}^{B-1} k)^2]}$$

このブロックのサンプルを線形的に増加する位相を付加して回転させる。

$$I(b) = I_{raw}(b) \cdot \cos\left(b \cdot 2\pi \cdot \frac{f_{offs}}{f_{symbol}}\right) - Q_{raw}(b) \cdot \sin(b \cdot 2\pi \cdot \frac{f_{offs}}{f_{symbol}})$$
$$Q(b) = I_{raw}(b) \cdot \sin\left(b \cdot 2\pi \cdot \frac{f_{offs}}{f_{symbol}}\right) + Q_{raw}(b) \cdot \cos(b \cdot 2\pi \cdot \frac{f_{offs}}{f_{symbol}})$$

ここで f_{symbol} はシンボルレート、 b はシンボル数である。

I と Q の B 個の対から DC オフセットが求められる。

$$\mathrm{I}_{mean} = \sum_{b=0}^{B-1} \mathrm{I(b)/B}$$
$$\mathrm{Q}_{mean} = \sum_{b=0}^{B-1} \mathrm{Q(b)/B}$$

この I_{mean}, Q_{mean} を除くことで IAC, QAC, 信号パワーは下記のようになる。

$$\mathrm{I}_{AC}(b) = \mathrm{I(b)} - I_{mean}$$
$$\mathrm{Q}_{AC}(b) = \mathrm{Q(b)} - Q_{mean}$$
$$P_{Signal} = \sum_{b=0}^{B-1} (I_{AC}^2\,(b) + Q_{AC}^2(b)) \Big/ B$$

正規化されたサンプル並びに位相誤差は下記の通り。

$$\mathrm{I}_{norm}(b) = \mathrm{I}_{AC}(\mathrm{b})/\sqrt{P_{signal}/2}$$

$$\mathrm{Q}_{norm}(b) = \mathrm{Q}_{AC}(\mathrm{b})/\sqrt{P_{signal}/2}$$

$$\varphi_{\mathrm{err}} = \frac{\pi}{4} - \frac{1}{B}\sum_{b=0}^{B-1} \mathrm{mod}\left(\mathrm{atan2}(Q_{\mathrm{norm}}(b), I_{\mathrm{norm}}(b)), \frac{\pi}{2}\right)$$

これを回転させると

$$I_{\varphi}(b) = \cos(\varphi_{\mathrm{err}})\, I_{\mathrm{norm}}(b) - \sin(\varphi_{\mathrm{err}})\, Q_{\mathrm{norm}}(b)$$
$$Q_{\varphi}(b) = \sin(\varphi_{\mathrm{err}})\, I_{\mathrm{norm}}(b) + \cos(\varphi_{\mathrm{err}})\, Q_{\mathrm{norm}}(b)$$

各サンプルが属する 4 つのコンステレーションポイントのいずれかを定義するために、0 と 3 の間の整数値を作成すると

$$D(b) = \mathrm{mod}\left(\mathrm{round}\left(\frac{\mathrm{atan2}\left(Q_{\varphi}(b), I_{\varphi}(b)\right)}{\pi/2} - \frac{1}{2}\right), 4\right)$$

となり、4 つのコンステレーションポイントの I_k, Q_k の平均値は次のようになる。

$$\hat{I}_k = \sum_{b=0}^{B-1} \left(I_\varphi(b) \cdot \delta(D(b) - k) \right) \Big/ \sum_{b=0}^{B-1} \delta(D(b) - k), \quad k = [0, 1, 2, 3]$$

$$\hat{Q}_k = \sum_{b=0}^{B-1} \left(Q_\varphi(b) \cdot \delta(D(b) - k) \right) \Big/ \sum_{b=0}^{B-1} \delta(D(b) - k), \quad k = [0, 1, 2, 3]$$

ここでδ(x)は

$$\delta(x) = \begin{cases} 1 & : x = 0 \\ 0 & : x \neq 0 \end{cases}$$

である。

残留位相誤差は:

$$\delta_{\mathrm{err}} = \frac{1}{2}\arccos\left(\frac{\hat{Q}_3 + \hat{Q}_0 - \hat{Q}_1 - \hat{Q}_2}{\cdot\sqrt{\left(\hat{I}_3 + \hat{I}_0 - \hat{I}_1 - \hat{I}_2\right)^2 + \left(\hat{Q}_3 + \hat{Q}_0 - \hat{Q}_1 - \hat{Q}_2\right)^2}} \right) - \frac{1}{2}\arccos\left(\frac{\hat{I}_0 + \hat{I}_1 - \hat{I}_2 - \hat{I}_3}{\sqrt{\left(\hat{I}_0 + \hat{I}_1 - \hat{I}_2 - \hat{I}_3\right)^2 + \left(\hat{Q}_0 + \hat{Q}_1 - \hat{Q}_2 - \hat{Q}_3\right)^2}} \right)$$

となる。

前式で得られた残留誤差に白色ガウス雑音を加えると各雑音の振幅は次の式で求められる。

$$A_{RMS} = \sqrt{\frac{1.466 \cdot f_{symbol}}{10^{\frac{OSNR(193.6)}{10}} \cdot 12.5}}$$

ここで f_{symbol} シンボルレート、OSNR(193.6) は Rs での信号波長 193.6THz における最小 OSNR になる。

信号は 7 タップの有限インパルス応答 (Finite Impulse Response (FIR)) フィルタにより等化される。残留位相誤差を消去し、下記の式をもとめ

$$I_\delta(b) = \cos(\delta_{\mathrm{err}})\, I_\varphi(b) - \sin(\delta_{\mathrm{err}})\, Q_\varphi(b)$$

$$Q_\delta(b) = \sin(\delta_{\mathrm{err}})\, I_\varphi(b) + \cos(\delta_{\mathrm{err}})\, Q_\varphi(b)$$

$$EVM(b) = \sqrt{[(|I_\delta(b)| - 1)^2 + (|Q_\delta(b)| - 1)^2]/2}$$

X, Y それぞれの $EVM_{RMS,x}$, $EVM_{RMS,y}$ は下記の式で求められ、EVM_{RMS} を求める

$$EVM_{RMS,x} = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} EVM(n)^2}$$

$$EVM_{RMS,y} = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} EVM(n)^2}$$

$$EVM_{RMS} = \sqrt{0.5\left(EVM_{RMS,x}^2 + EVM_{RMS,y}^2\right)}\ x\ 100\%$$

ITU-T 勧告 G.698.2 では 100G IF において最大 EVM は 26%と規定されている。

4.4.1.3 最大 IQ オフセット

変調信号の IQ オフセットは、その信号の I 相および Q 相の平均信号振幅に関係する。相対的な過剰パワーP_{excess}は IQ オフセットの尺度であり、エラーベクトルの大きさを求めるときの I_{mean} および Q_{mean} および P_{Signal} から得られ、IQ オフセットは次の式になる。

$$P_{excess} = \frac{I_{mean}^2 + Q_{mean}^2}{P_{Signal}}$$

$$IQ_{offset} = 10\log_{10}(P_{excess})$$

ITU-T 勧告 G.698.2 では 100G IF において最大 IQ オフセットは-25dB と規定されている。

4.4.1.4 EVM 測定時の信号処理

ITU-T 勧告 G.698.2 では EVM を測定するために基準受信機を規定しており、EVM 計算で定義されている以下の信号処理が含まれる。

- 波長分散と微分群遅延を補償する
- 2 つの偏波を分離する。
- キャリアレーザと局部レーザーとの間の周波数オフセットを除去する。
- 搬送波位相を再生する。
- シンボルごとに 1 つのサンプルをリタイミング、リサンプリングする。
- IQ オフセットを補正する
- BER に最適化されたタップ係数を有する 7 タップの T 間隔 FIR フィルタを適用する

4.4.1.5 今後の標準化動向

G.698.2 では 2018 年に 100G IF 変調方式として DP-DQPSK を規定し、送信端 (Ss) のパラメータに最大 EVM 並びに最大 IQ オフセットを規定した。現在 200G, 400G の勧告化を議論中である。高速化に伴い、上記パラメータの最大値を規定する必要はあるものの、パラメータの追加は必要がない見込みである。一方、今後異なる信号処理技術を勧告化する場合には新たなパラメータの追加が必要となる可能性がある。

4.4.2 MIMO 処理技術

Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) は、一般的に無線通信において、複数の送信アンテナで異なる信号を送信し、その伝搬信号を複数の受信アンテナで受信し信号処理することで通信容量を増大させる技術をいう。空間分割多重 (Space Division Multiplexing : SDM) 伝送においても、同様で、ファイバ中の複数のコアや複数の伝搬モードへ異なる信

号を同時に励振し、ファイバ中で信号間の結合 (クロストーク) 等が生じたとしても、ファイバ伝搬してきた信号を複数の受光部で受信し同時に信号処理することにより伝送容量を増やすことができる技術を指す。

図 4.4.2-1 に 2 入力 2 出力の場合の MIMO 伝送および MIMO 信号処理の一例を示す。異なる送信信号 s1、s2 をファンイン (FI) やモード多重器を用いてマルチコアファイバ (MCF) や数モードファイバ (FMF) へ同時に入力する。ファイバを伝搬する信号は MCF や FMF の伝達特性 (伝達関数) に従って合成され光受信部に到達する。つまり受信信号 y1、y2 は、それぞれ y1=h11×s1+h12×s2、y2=h22×s2+h21×s1 で表すことができる。hxy で表される伝達関数が光受信器において既知であれば、受信信号 y1 および y2 と伝達関数の逆行列 H-1 (ウエイト行列 W : w11～w22) から、s1 や s2 を信号処理により復号 (^s1、^s2) することができる。一般的には伝達関数は時間的に変動するため、送信側から既知の信号 (トレーニング信号等) を周期的に送信する手法と、判定した結果に応じてウエイト行列を更新するフィードバック方式がある。図 4.4-1 で記載した受信器の例では、フィードバック方式で逆行列 H-1 を推定する。例えば、LMS (Least Mean Square) は、判定値と受信信号値のクロストーク等雑音によって生じる差分が最小となるようにウエイト行列 W を更新し、クロストークによる信号劣化を低減することができる。なお、後述する非結合型や弱結合型とよばれる伝送方式の場合は、光伝送路中の結合を光学的に小さく抑えているため、伝達関数の h12 や h21 が無視でき、空間チャネル間の MIMO 処理を行わなくても、各コアや各モードを独立な伝送路とみなすことができる。

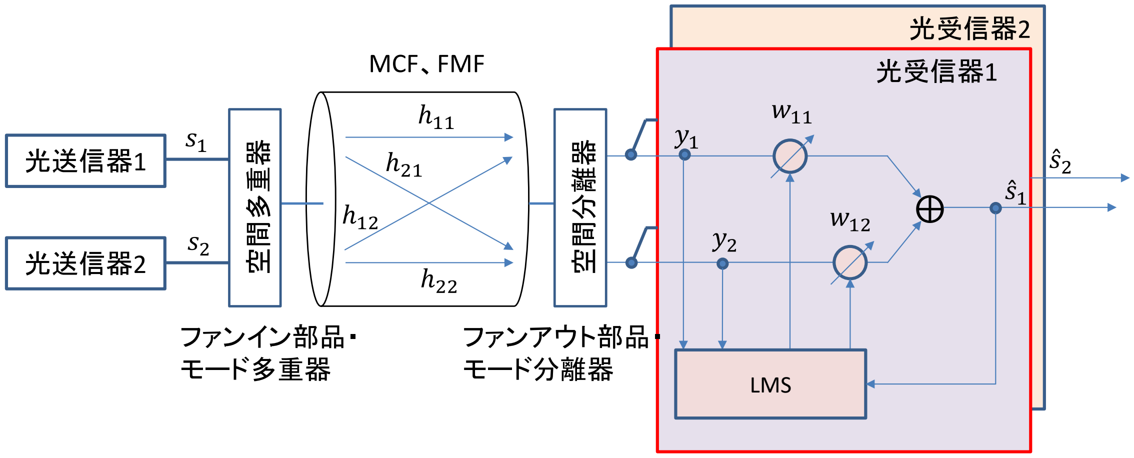


図 4.4-1　MIMO 伝送路と MIMO 処理ブロックの一例

SDM 伝送方式には、MCF を用いるマルチコア伝送方式と FMF を用いるモード多重伝送方式、および、その 2 つを組み合わせたマルチコア・マルチモード伝送方式がある。マルチコア伝送方式は、非結合型と結合型に分類される。また、数モードファイバ伝送方式は、弱結合型と強結合型の 2 種類に分類される。以下では、これらの伝送技術について MIMO 処理との関係も含めて紹介する。

表 4.4-1　SDM 伝送方式と MIMO 処理の関係

SDM 伝送方式	タイプ	空間チャネル間の MIMO 処理
マルチコアファイバ伝送方式	非結合型	不要
	結合型	必須
モード多重伝送方式	弱結合型	縮退モード間のみ必要
	強結合型	必須

4.4.2.1　非結合型マルチコアファイバ伝送方式

非結合型 MCF を用いた空間多重伝送では、各コアを独立な伝送路として取り扱うことが可能となるため、コア数に応じた大容量化が実現できる。

図 4.4-2 に非結合型 MCF 伝送システムの一例を示す。MCF 伝送システムは、一般的に MCF とマルチコア光増幅器からなる MCF 伝送路、光信号を MCF の各コアへコア多重、またはコア分離するファンイン・ファンアウト (Fan-in Fan-out : FI/FO) 部品、さらに従来の波長分割多重 (WDM) 送受信器により構成される。非結合型の場合、MCF やマルチコア増幅器、FI/FO などの内部で生じるコア間クロストークを光学的に十分に抑えることができるため [4.4-1-4.4-3] 、空間チャネル間 (=コア間) を MIMO 信号処理することなく個々に復調可能であり、各コアを独立な 1 つの伝送路として取り扱うことができる。つまり、この方式では新たな信号処理の実装は不要で従来のデジタルコヒーレント光伝送システム (偏波多重信号を分離するために 2×2 MIMO 処理はあり) を用いてシステム構築が可能である。

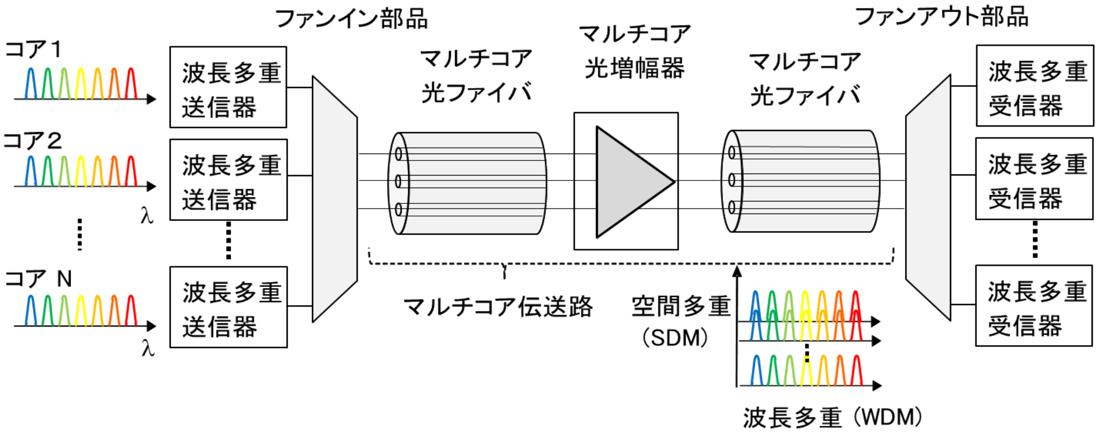


図 4.4-2　非結合型マルチコアファイバ伝送システム

4.4.2.2　結合型マルチコアファイバ伝送方式

結合型 MCF を用いた空間多重伝送では、各コアを伝搬する信号が結合し発生するスーパーモードが、ファイバのねじれや曲げによってランダムにモード変換するため [4.4-4] 、例えば、コア数が N の場合には、偏波多重も含めて 2N×2N の MIMO 処理が必要となる。

図 4.4-3 に結合型 MCF 伝送システムの一例を示す。このように MIMO 処理が必要なシステムでは、その処理負荷を軽減するため、ファイバのインパルス応答の広がりを抑える、つまり、空間モード分散 (Spatial mode dispersion : SMD) やモード間遅延差 (Differential Mode delay : DMD) を極力小さくする必要がある。結合型 MCF は、強いランダム結合とファイバ設計により、SMD を小さく抑えることが可能であり [4.4-4, 4.4-5] 、また、伝搬損失やファイバの非線形性も低減できる可能性が示されており [4.4-5] 、長距離伝送への適用が期待できる [4.4-6] 。

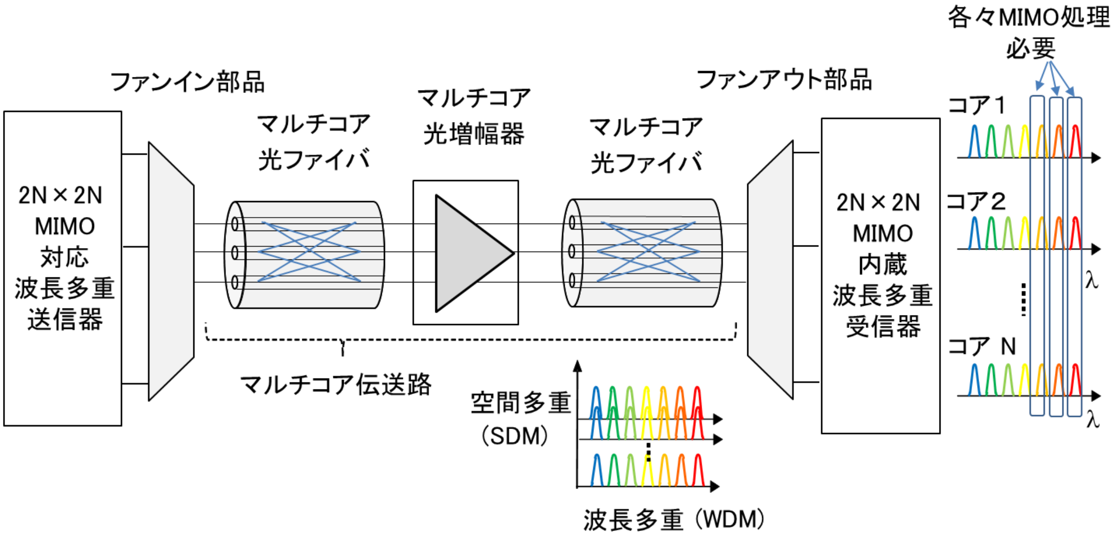


図 4.4-3　結合型マルチコアファイバ伝送システム

4.4.2.3 弱結合型モード多重伝送方式

弱結合型モード多重伝送方式は、伝搬中に発生するモード間結合を光学的に極力小さくし、MIMO 処理の次数を小さくする、つまり信号処理の負荷を軽減可能である。

図 4.4-4 に弱結合型モード多重伝送システムの一例を示す。例えば、FMF の LP (Linearly polarized) モード間の実効屈折率差を十分大きくすることでファイバ伝搬中に生じる結合 (カップリング) を抑圧し、モード間結合の小さなモード多重／分離器のみ (MIMO 処理なし) で光学的にモード分離する [4.4-7] 。この場合、縮退モード (例えば、LP11a と LP11b) のみ MIMO 処理でのモード分離が必要となる。そのため、必要とされる MIMO 信号処理の規模は偏波多重を併用した場合でも、最大で 4×4 となり、既に商用化されている 100Gbit/s デジタルコヒーレントシステムの 2×2 MIMO 処理と近い実装でシステム構成が可能となる。

これまで、10 モード多重伝送を 4 つの 4×4 MIMO 処理 (LP_{11ab}、LP_{21ab}、LP_{31ab}、LP_{12ab}) と 2 つの 2×2MIMO 処理 (LP01、LP02) のみで 81km 伝送に成功した実験結果が報告されている [4.4-8] 。また、楕円コア等特殊なファイバ構造とすることで、縮退モード間の実効屈折率差も大きくすることで、伝送距離は短いが MIMO レス伝送にも成功した実験報告もある [4.4-9] 。

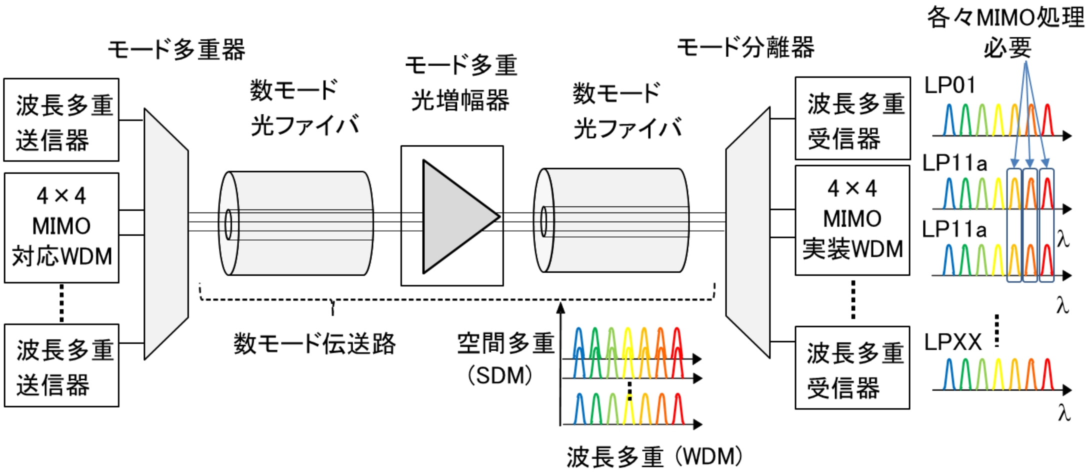


図 4.4-4　弱結合型モード多重伝送システム

4.4.2.4　強結合型モード多重伝送方式

強結合型モード多重伝送方式では、モード間の結合が生じることを前提に伝送システムを設計する。

図 4.4-5 に強結合型モード多重伝送システムの一例を示す。本方式では、伝送システム中で発生するモード間結合を、2N×2N MIMO (N はモード多重数) 処理によって補償する。そのため、モード間結合は信号特性に対して大きな問題とはならないが、モード数が多くなった場合には、増大する信号処理の負荷が課題である。また、結合型 MCF 伝送方式同様、ファイバ伝搬時に生じるモード間遅延差 (DMD) は極力小さくし信号処理負荷を軽減する必要がある。

DMD の低減に向けては、屈折率分布を最適化し、FMF/MMF 自体の DMD を低減する手法の他 [4.4-10] 、従来の波長多重伝送システムの分散マネージメント手法と同様に、正と負の DMD を有するファイバを組み合わせて低 DMD 化する手法も提案されている [4.4-11, 4.4-12] 。また、MIMO 処理にて補償が難しいファイバ中のモード依存損失 (Mode Dependent Loss : MDL) や光増幅器のモード依存利得 (Mode Dependent Gain : MDG) などの低減も重要である [4.4-13, 4.4-14] 。強結合型モード多重伝送方式では、これまでに最大で 45 モードのモード多重伝送が報告されている [4.4-15] 。本報告では、偏波多重も併用されているため、90×90 の MIMO 信号処理をオフラインで実施し復調を実現している。また、特別な MIMO 処理により DMD や MDL の影響を抑制し、3 モード多重で 6,500km 伝送実験も実現されている [4.4-16] 。

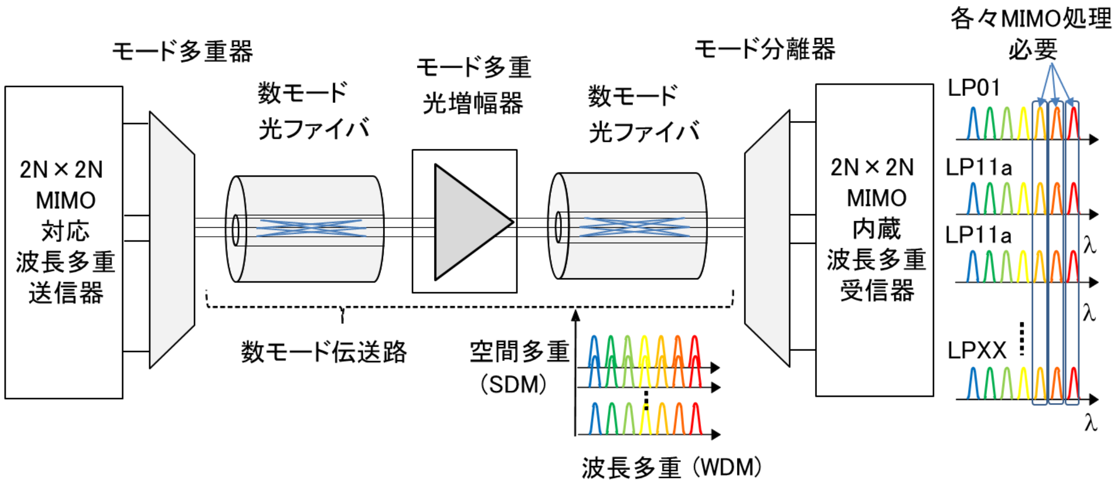


図 4.4-5　強結合型モード多重伝送システム

4.4.2.5　まとめ

空間分割多重 (SDM) 伝送システムにおける MIMO 信号処理の概要、および各伝送システムの MIMO 信号処理の必要性や伝送特性に影響する主なパラメータなどを記載するとともに、最新の技術動向について報告した。

参考文献

[4.4-1]　Y. Sasaki, “Single-Mode 37-Core Fiber with a Cladding Diameter of 248 □m,” OFC2017, Th1H.2, 2017.

[4.4-2]　S. Takasaka, et al., “Increase of Cladding Pump Power Efficiency by a 19-Core Erbium Doped Fibre Amplifier,” ECOC2017, Th2D.3, 2017.

[4.4-3]　渡辺他, “19 コア MCF 用ファイババンドル型ファンアウトの開発,” 信学技報, 114(195), OCS2014-35, 2014

[4.4-4]　T. Sakamoto, T. Mori, M. Wada, T. Yamamoto, F. Yamamoto, and K. Nakajima, “Fiber Twisting- and Bending-Induced Adiabatic/Nonadiabatic Super-Mode Transition in Coupled Multicore Fiber,” IEEE JLT, 34(4), 1228, Feb., 2016.

[4.4-5] T. Hayashi, Y. Tamura, T. Hasegawa, and T. Taru, "Record-Low Spatial Mode Dispersion and Ultra-Low Loss Coupled Multi-Core Fiber for Ultra-Long-Haul Transmission," IEEE JLT, 35(3), 450, Feb., 2017.

[4.4-6] R. Ryf, et al., "Long-Distance Transmission over Coupled-Core Multicore Fiber," ECOC2016, Th.3.C3, 2016.

[4.4-7] D. Soma, et al., "257-Tbit/s Weakly Coupled 10-Mode C + L-Band WDM Transmission," IEEE JLT, 36(6), 1375, Mar., 2018

[4.4-8] D. Soma, et al., "Partial MIMObased 10-mode-multiplexed transmission over 81 km weakly-coupled few-mode fiber," OFC2017, M2D.4, 2017.

[4.4-9] G. Milione, et al., "1.2-Tb/s MIMO-less Transmission Over 1 km of Four-Core Elliptical-Core Few Mode Fiber with 125-□m Diameter Cladding," OECC/PS2016, PD2-1, 2016.

[4.4-10] P. Sillard, M. Bigot-Astruc, D. Molin, K. de Jongh, F. Achten, "Fibers with High Numbers of Modes and Low DMGDs, " ECOC2016, W.3.B.4, 2016.

[4.4-11] R. Maruyama, et al., "Two mode optical fibers with low and flattened differential modal delay suitable for WDM MIMO combined system," Opt. Express, 22, 12, 14311, Jun., 2014.

[4.4-12] G. Rademacher, et al., "159Tbit/s C+L Band Transmission over 1045km 3-Mode Graded-Index Few-Mode Fiber," OFC2018, Th4C.4, Mar., 2018.

[4.4-13] G. Rademacher, et al., "Long-Haul Transmission Over Few-Mode Fibers With Space-Division Multiplexing," IEEE JLT, 36(6), 1382, Mar., 2018.

[4.4-14] Ezra Ip., et al., "Impact of Mode-Dependent Loss on Long-Haul Transmission Systems using Few-Mode Fibers," OFC2016, W4I.4, 2016.

[4.4-15] R. Ryf, et al., High-Spectral-Efficiency Mode-Multiplexed Transmission over Graded-Index Multimode Fiber," ECOC2018, Th3B.1, 2018.

[4.4-16] K. Shibahara, et al., "DMD-Unmanaged Long-Haul SDM Transmission Over 2500-km 12-Core × 3-Mode MC-FMF and 6300-km 3-Mode FMF Employing Intermodal Interference Canceling Technique," IEEE JLT, 37(1), 138, Jan., 2019.

4.5 システム・ノード構成技術

4.5.1 既存標準の動向と課題

4.5.1.1 概要

ITU-T では、光コンポーネントおよびサブシステムの特性に関する勧告は G.660 - G.679 として、光ファイバ伝送システム特性に関する勧告は G.680 - G.699 として規定されている。特に、図 4.5-1 に示す長距離向け DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing) 光ファイバ伝送システムに関連する勧告として、G.680、G.672 が規定されている。長距離向け DWDM 光ファイバ伝送システムの構成要素は、光ファイバ伝送路、中継ノード、OADM (Optical Add/Drop Multiplexer) ノード、PXC (Photonic Cross Connect) ノードである。本節 4.5.1 では上述の勧告をベースに標準化動向と課題を述べる。

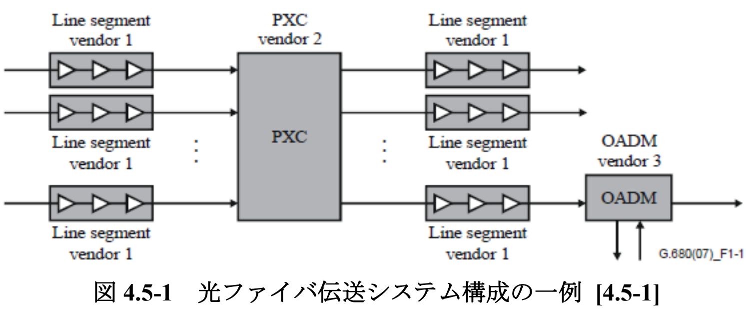


図 4.5-1 光ファイバ伝送システム構成の一例 [4.5-1]

4.5.1.2　機能

4.5.1.2.1　光ファイバ伝送路への信号光収容

本節では長距離向け DWDM 光ファイバ伝送システムの観点で、光ファイバ伝送路への信号光の波長割当について述べる。なお、光ファイバ伝送路の性質については 4.1.1 節を参照されたい。

長距離光伝送システムでは低損失な波長帯に信号光を収容することが有利であり、主に C 帯、L 帯が用いられる。ITU-T 勧告 G.655 および G.691 において、C 帯は 1530 － 1565 nm、 L 帯は 1565 － 1625 nm と定義される。

従来、DWDM システムにおける波長割当は 50 GHz または 100 GHz を基本グリッド幅が採用されることが多かった。しかし、近年の光送受信装置の性能向上に合わせて柔軟な波長配置を実現することを目的に、ITU-T 勧告 G.694.1 において、図 4.5-2 に示す通り、193.1 THz を中心周波数の基準として 12.5 GHz の整数倍のチャネル幅で割り当てることが定められた。これにより、WDM 信号光の波長帯域は 12.5 GHz の整数倍で設定することが可能である。

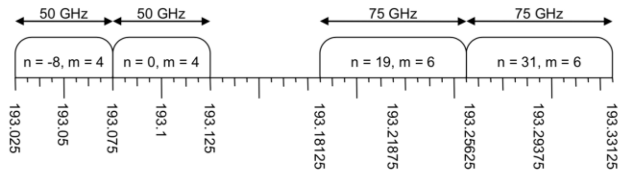


図 4.5-2　DWDM 光伝送システムにおける波長割当 [4.5-2]

4.5.1.2.2　光中継ノード (光中継器 / レファレンスポイントの議論)

本節では長距離向け DWDM 光ファイバ伝送システムの観点で、中継ノードのアプリケーションについて述べる。

中継ノードに関する ITU-T 勧告は G.661-663 である。DWDM 光ファイバ伝送システムにおける中継ノードの構成例を図 4.5-3 に示す。図 4.5.1-3 に示す通り、中継ノードの入出力ポートの各々においてチャネル毎の光強度レベル、および出力ポートにおいて ASE 雑音のレファレンスポイントが存在する。具体的には、n チャネルの DWDM 信号光に対して、入力ポートの光強度レベル Pi1、Pi2、Pin、出力ポートの光強度レベル Po1、Po2、Pon、ASE 雑音 PASE(λ)である。

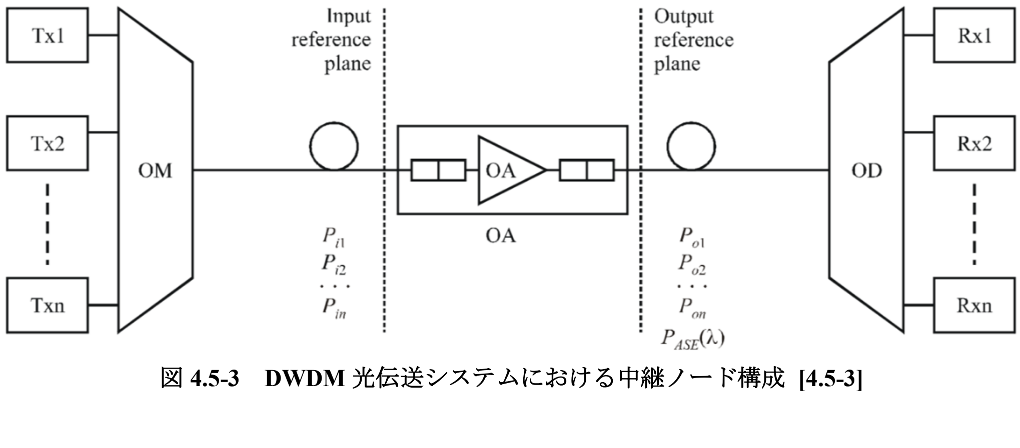


図 4.5-3　DWDM 光伝送システムにおける中継ノード構成 [4.5-3]

ITU-T 勧告 G.662 に記載の中継ノードに関する性能パラメータを列挙すると下記の通りである。ITU-T 勧告 G.662 に記載の性能パラメータは最低限であり、想定するシステムによっては以下に列挙した以外のパラメータも検討に含めることがある。

a)　Channel allocation.

b)　Total input power range.

c) Channel input power range.

d) Channel output power range.

e) Channel signal-spontaneous noise figure.

f) Input reflectance.

g) Output reflectance.

h) Maximum reflectance tolerable at input.

i) Maximum reflectance tolerable at output.

j) Maximum total output power.

k) Channel addition/removal (steady-state) gain response.

l) Channel addition/removal (transient) gain response.

m) Channel gain.

n) Multichannel gain variation (inter-channel gain difference).

o) Multichannel gain-change difference (inter-channel gain-change difference).

p) Multichannel gain tilt (inter-channel gain-change ratio).

q) Polarization Mode Dispersion (PMD).

4.5.1.2.3　OADMノード (fixed / reconfigurable OADM)

OADM (optical add/drop multiplexer) ノードは、DWDM 光ファイバ伝送システムで使用される波長選択分岐装置であり、波長多重された信号から任意の波長を分波/合波することができる。OADM ノードは、ITU-T G.680 で定義されており、基本構成および動作を図 4.5-4 に示す。

伝送路から入力された WDM 信号は、OADM 機能部において、任意の波長を分波し、トランスポンダへ出力することができる。この経路は Drop と定義される。また、任意の波長を Drop させずに、別の伝送路へ出力することもできる。この経路を、一般的に Through または Forward と呼ぶ。また、任意のトランスポンダからの波長を、Through 経路の波長と合波し、別伝送路へ出力することができる。この経路は、Add と定義される。このように OADM を用いることで、任意の 1 つまたは複数の信号を、宛先ごとに波長単位を割り振ることが可能となる。

これらの制御は、通常は遠隔から行うことができる。遠隔から OADM の経路を再構成することができる OADM は、一般的に Reconfigurable OADM (ROADM) と呼ばれている。

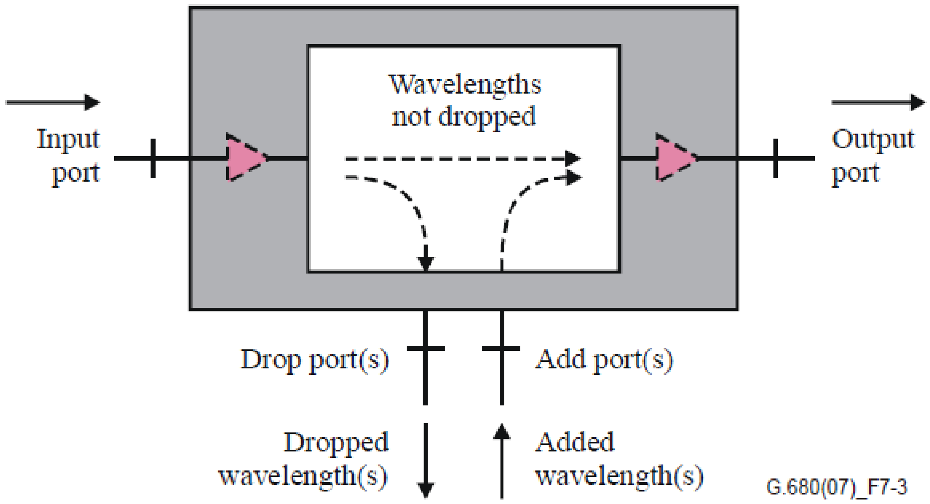


図 4.5-4　光増幅器を有する OADM 構成図 [4.5-1]

4.5.1.2.4　PXCノード (+ MD-ROADM)

PXC (photonic cross-connect) ノードは、DWDM 光ファイバ伝送システムで使用されるクロスコネクトデバイスである。1 つまたは複数の波長は、多数の入力ポートのうちの 1 つから入力され、多数の出力ポートのうちの 1 つへと出力されることができる。PXC ノードは、ITU-T G.680 で定義されており、基本構成を図 4.5-5 に示す。

本構成では、OADM の機能を合わせ持つことも可能であり、Add 経路の波長は WDM 信号と合波され、任意の伝送路へ出力される。Drop 経路は、任意の伝送路から入力された WDM 信号から Drop 経路の波長のみを分波し、Drop ポートへ出力することが可能である。

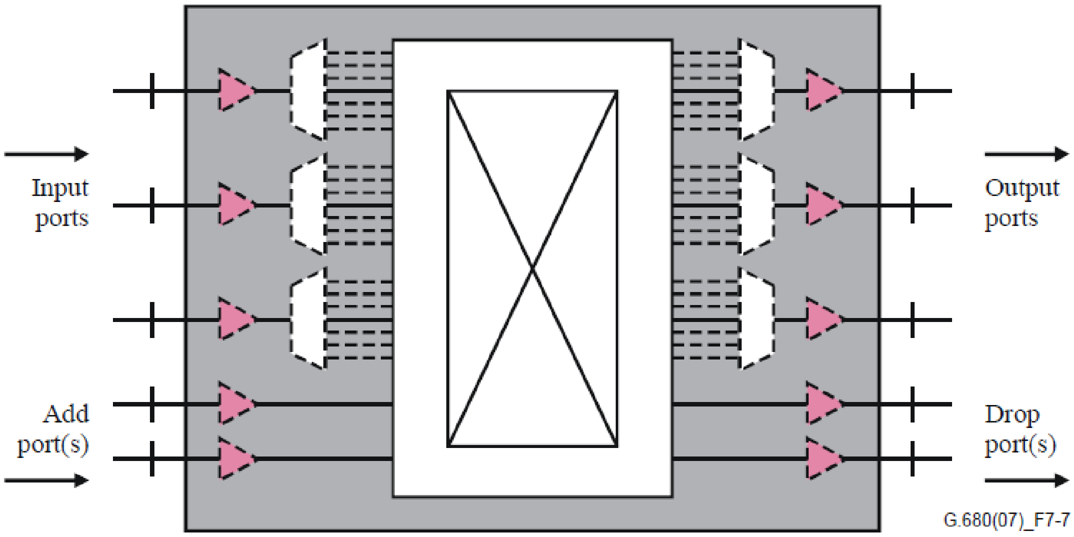


図 4.5-5　光増幅器および Add/Drop ポートを持つ PXC 構成図 [4.5-3]

さらに拡張された概念として、Multi-degree ROADM (MD-ROADM) が ITU-T G.672 に定義されている。MD-ROADM の参照図を図 4.5-6 に示す。

上述した OADM の基本機能である Add/Drop および Through を具備し、PXC のような複数の伝送路の入出力に対応するだけでなく、MD-ROADM の場合、運用回線に影響を与えることなく、サポートされている光ノードの最大方路まで増減する (すなわち、光回線を追加または除去する) ことが可能である。

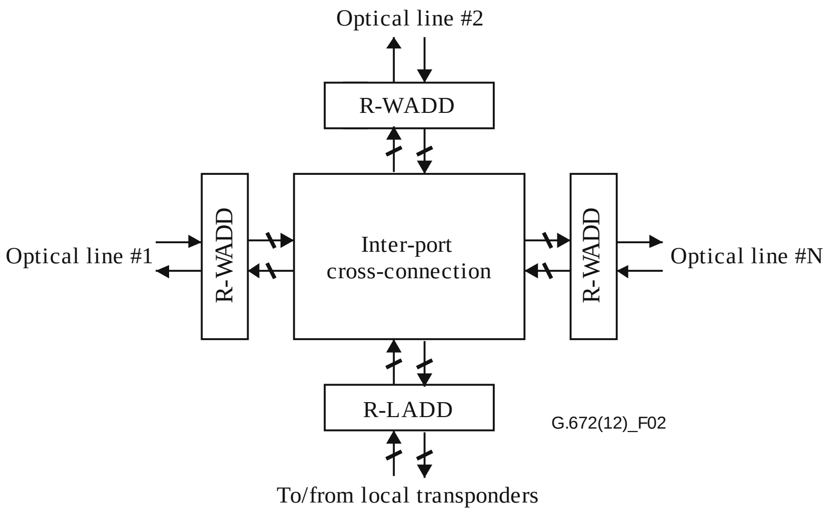


図 4.5-6　MD-ROADM 参照図 [4.5-4]

また、Reconfigurable local add drop/devices (R-LADD) と呼ばれるトランスポンダとのインタフェースとなるデバイスでは以下の特性が定義されており、Add/Drop 経路の波長が、遠隔からの設定変更により波長および経路を柔軟に変更することが可能となっている。

- Coloured local add/drop : トランスポンダが接続されたポートに固定された波長のみを Add/Drop 可能。 (波長固定)
- Colourless local add/drop ：サポートされているいかなるトランスポンダの波長を Add/Drop することが可能であり、遠隔から再構成可能
- Directional local add/drop ：トランスポンダが接続されたポートに固定された経路へ Add/Drop 可能。 (経路固定)
- Directionless local add/drop ：サポートされているいかなる方路へもトランスポンダの波長を Add/Drop することが可能であり、遠隔から再構成可能
- Contention-less local add/drop ：同一波長に設定された複数の光パスを同一の R-LADD に収容可能。

4.5.1.3　既存標準の課題

4.5.1.3.1　MD-ROADMにおける機能の課題

SDM へ拡張した MD-ROADM における既存勧告における課題として、SDM に対応したノード構成における柔軟な切替機能が必要となる。従来は 1 方路につき 1 空間しか存在しなかったが、SDM では 1 方路において複数の空間モードを多重した大容量伝送が行えるため、方路それぞれの空間モードにおける波長の柔軟な切替機能が求められる。また、従来の MD-ROADM 装置では光クロスコネクト機能部において、波長間レベル調整を行っていたが、SDM に対応した場合に空間モード間の偏差の等化の機能が必要となる。 [4.5-5]

具体的に必要となる特性の定義を以下に挙げる

1) ノード全体の最大空間モード数および 1 方路内の最大空間モード数
2) 空間モード間の切替機能
3) 切替機能の粒度
4) 信号レベル調整
5) コア間クロストークのモニタ

1) については、従来は最大方路数を定義するのみであったのに対し、これに加え最大空間モード数の定義が必要となる。また 1 方路における空間モード数の定義も必要となる。
2) については、従来の方路単位での切替可能であったのに対し、空間モード間で経路を切替可能であるかの定義が必要となる。
3) については、従来は波長単位で各方路への Through 経路または自局 Add/Drop 経路に切替可能であり、これが粒度として最小単位であることは変わらない。SDM 対応によって、空間モードの概念が加わることにより、切替粒度に空間モード単位の切替という定義が必要となる。
4) については、従来は 1 方路内の波長間偏差を等化する機能であったが、これに加え空間モード間の偏差もあわせて補正する定義が必要となる。
5) については、多重数の増加によって、マルチコアファイバ内で生じるコア間クロストークの増大が見込まれるため、これをモニタする技術が必要となる。

4.5.1.3.2　光中継ノードにおけるレファレンスポイントの課題

SDM 光中継ノードへ拡張した際に考え得る既存勧告における課題としてレファレンスポイントの拡張が必要となる。これは、SDM 拡張において空間自由度ごとの特性差に起因して生じるため、考慮すべき性能パラメータの拡張も同時に議論が必要である。また、SDM 光中継器の構成として 3 種類の構成が提案されており、構成毎にレファレンスポイントおよび追加すべき性能パラメータが異なる。具体的な SDM 光中継器の構成は、

1) 空間自由度毎に分離した上で光増幅を実施 (個別励起方式)
2) 空間自由度について一括で光増幅を実施 (一括励起方式)
3) 1) と 2) の組み合わせで光増幅を実施 (ハイブリッド方式)

の 3 種類である。

1) 個別励起方式は既存勧告からの拡張が最も少ない方式と考えられる。追加が必要となるレファレンスポイントは空間自由度の分離・多重に関する場所であるが、それ以外について個々の光中継ノードの性能パラメータの拡張は必要ないと考えられる。

2) 一括励起方式は空間自由度が拡大した場合において光増幅器の数量を抑えることができるため消費電力低減に有効である。レファレンスポイントとしては空間多重度に関して追加となり、かつ空間多重度毎の利得、出力光強度、noise-figure、空間多重度毎の性能差の許容値といった性能パラメータの追加が必要になる。

3) ハイブリッド方式は光増幅器の消費電力低減効果を享受しつつ、空間自由度に関する利得平滑化が容易であることから近年盛んに研究が進められている [4.5-6] 。一方でハイブリッド方式では一括励起光増幅器と個別励起光増幅器の組み合わせ構成と複雑になるため、追加するレファレンスポイントおよび性能パラメータが上述の 2 方式と比較して増えると想定される。具体的には一括励起光増幅器と個別励起光増幅器との利得差、個別励起光増幅器を用いて光増幅を行う空間自由度の指定が少なくとも必要になると考えられる。

4.5.2 SDM システム・ノード構成技術

4.5.2.1　概要

急激な増加を続けるインターネットトラフィックを中長期的に支えていくための技術として，高密度空間分割多重伝送 (Dense Space Division Multiplexing, DSDM) 技術の研究が盛んに行われてきた。今までに空間多重数 30 以上の DSDM 光伝送が実現されている。

しかし多重数の増加によって大容量化ができる一方でマルチコアファイバ (MCF : Multi-core fiber) 内で生じるコア間クロストーク (XT : Crosstalk) により信号品質が劣化するといった課題がある。一例として，空間多重数に対する 1000 km 伝送後のコア間クロストークを図 4.5-7 に示す。縦軸は陸上系の光伝送システムを想定し，1000 km 伝送したと仮定したときの MCF 中のコア間の最悪 XT である。グラフの上に位置するほど XT 値は低く、長距離伝送特性への影響が小さいことを意味する。点線は，0.5 dB の Q 値ペナルティを仮定したときの各変調方式で必要なコア間 XT 値である。多値度が高いほど，同じリソースでも伝送容量を大きくできるが、クロストークの要求値が厳しくなる。例えば，偏波多重 16QAM (Quadrature Amplitude Modulation：直角位相振幅変調) 方式では，-25 dB 以下に抑制する必要がある。図に示すとおり、7 コア、12 コア、19 コアとコア数を増やしていくにつれ，コア配置が密になるため，コア間クロストークが増大する。

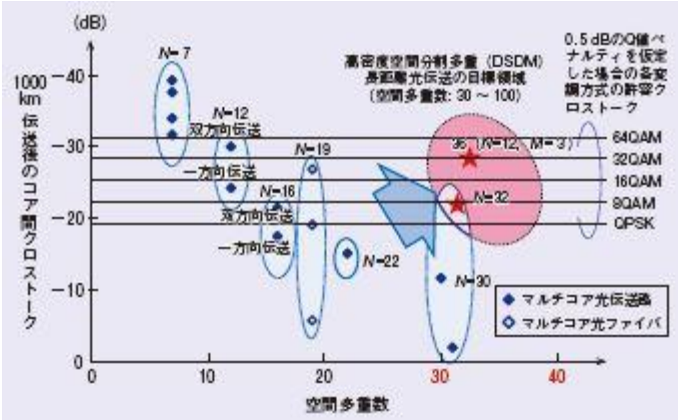


図 4.5-7　空間多重数に対する 1000 km 伝送後のコア間クロストーク

以上のことから、4.5.1.3.1 で述べた MD-ROADM における機能の課題である信号レベル調整の観点から、コア間クロストークをモニタする技術が重要な技術の一つとなる。本節では、超多コア MCF とマルチコア光増幅器からなる MCF 光中継増幅伝送路におけるコア間 XT の推定が可能なモニタ方式と再構成可能光デバイスを制御する SDN 技術等を組み合わせることで、MCF の XT に基づき、光チャネルの変調方式および経路を最適に選択・制御できる一例を紹介し[4.5-7]、将来の大容量 MCF トランスポート NW 実現の可能性を示す。

4.5.2.2　コア間 XT に基づく MCF　トランスポート NW　アーキテクチャ

コア間 XT に基づく MCF　トランスポート NW　アーキテクチャの一例を図 4.5-8 に示す。

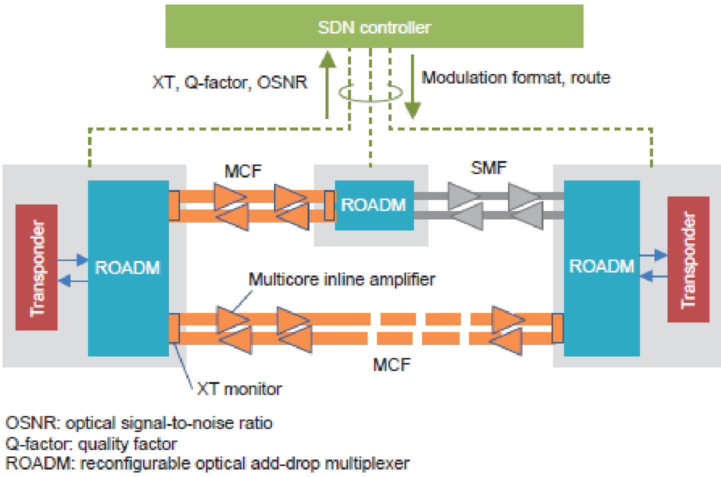


図 4.5-8　MCF　トランスポート NW アーキテクチャの一例

ITU-T 勧告 G. 652 で規定されている SMF が MCF に徐々に置き換わっていくことを仮定し、双方が混在した NW となる。ネットワークは、インライン光増幅器を含む SMF / MCF リンクで、ITU-T 勧告 G. 657 で規定されている再構成可能な光アドドロップマルチプレクサ (ROADM) をつなぐ。ここで、MCF リンクには各リンクのコア間 XT 値を推定するための FI/FO (ファンイン/ファンアウト) デバイスと XT モニタが含まれている。トランスポンダは G.698.2 の 100GIF に規定されている直交位相シフトキーイング (QPSK) や今後 ITU-T 勧告 G.698.2 の 200G / 400G IF に規定される予定の 16QAM などといった変調フォーマットを適応的に選択する能力を有する。また、SDN コントローラは、各ノードから定期的にコア間 XT、Q 値、および光信号対雑音比 (OSNR) 値などの伝送性能データを収集し、収集した値を利用してトランスポンダを適切な変調フォーマットに設定したり、ROADM で光パスルートを変更、設定したりする。

4.5.2.3　コア間 XT に基づく光パス設定

本項ではコア間 XT モニタに基づく光パス設定方法について述べる。

まず、はじめに図に示すように XT 値を適切な変調フォーマットと関連付ける。長距離 MCF 伝送では、例えば Q ペナルティといった送信品質は、主に、MCF リンク内で引き起こされる XT 量に依存する。 XT に起因する一定レベルの許容 Q ペナルティが設定されている場合 (通常、図に示すように <1 dB) 、各変調方式の XT しきい値は一意に決まる。

また隣接するコア内の光パス割り当て条件が変化するにつれて XT 値は動的に変化するため、WDM 信号に影響を与えたり、中断したりしないインサービス XT モニタが必要である。

XT 測定値を図のようにプロットし、変調レベルが最も高いフォーマットを選択する。

SDN コントローラはトランスポンダと ROADM に求められた変調フォーマットと光パスを (再) 設定するように指示する。

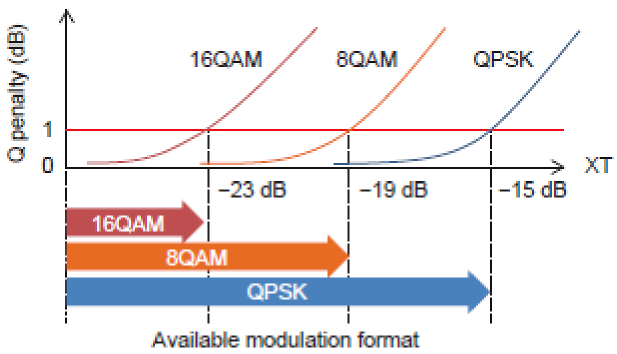


図 4.5-9 コア間クロストークにおける各変調フォーマットの Q ペナルティ

図 4.5-10 にコア間 XT に基づく光パス設定例を示す。

本項ではコア間 XT モニタに基づく光パス設定方法について述べる。

適用可能な変調フォーマットは QPSK 並びに 16QAM であるとし、まず、はじめに図中の Link A のように低優先度の光パスが低 XT MCF スパンで確立されていると仮定する。この状態では XT は低いので、スパンはより高多値の 16QAM を適用する。

次に、リンク A 中に優先順位の高い光パスの設定要求が到着したとする。これにより、優先順位の低い光パスの経路が、優先順位の低い光パス (リンク B-C) に変更され、新しく到着した優先順位の高い光パスのための空間が確保される。

新しいルート (リンク B-C) の XT 量は 16QAM の許容 XT 量より高いため、QPSK などのより低多値の変調フォーマットが選択され、光パス設定される。

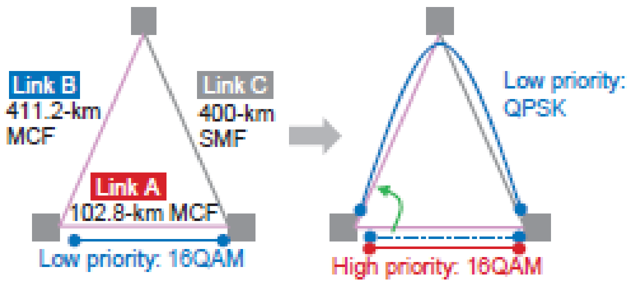


図 4.5-10　コア間 XT に基づく光パス設定例

参考文献

[4.5-1]　Recommendation ITU-T G.680 (2007), Physical transfer functions of optical network elements.

[4.5-2]　Recommendation ITU-T G.694.1 (2012), Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid.

[4.5-3]　Recommendation ITU-T G.661 (2007), Definitions and test methods for the relevant generic parameters of optical amplifier devices and subsystems.

[4.5-4]　Recommendation ITU-T G.672 (2018), Characteristics of multi-degree reconfigurable optical add/drop multiplexers.

[4.5-5]　福徳光師ら著、「高密度空間分割多重フォトニックノード基盤技術」、NTT 技術ジャーナル 2017 年 3 月

[4.5-6]　小野浩孝著、「空間分割多重光増幅基盤技術」、NTT 技術ジャーナル 2017 年 3 月

[4.5-7]　K. Pulverer et. al., “First Demonstration of Single-Mode MCF Transport Network with Crosstalk-Aware In-Service Optical Channel Control”, Proc. ECOC, Th.PDP.B.5. (2017).

5　SDM 標準のロードマップと適用例

本節では、まず、4 節で議論した空間多重技術に関連する ITU-T 勧告の現状をまとめた後、今後作成を進める標準がどのように光伝送システムに適用されるか例示し、位置づけを明確にする。最後に、SDM の技術トレンドおよび適用例、適用時期について、考察し、標準化ロードマップを議論する。

5.1 SDM 技術に関連する既存 ITU-T 勧告

本節では、4 節にて議論した SDM 技術に関する ITU-T 勧告の現状を簡単に振り返る。

近年のファイバ勧告改訂の動向としては、伝送システムの高速化を背景に、限られたシステムマージンを有効に活用するための光ファイバ特性の詳細化、およびより高性能な光ファイバの勧告化が行われている。例えば、G.652 の改訂においては、O 帯における分散非補償の 100Gb/s 伝送システムの議論と協調し、ITU-T 勧告 G.652.D の波長分散特性を詳細化が行われ、2016 年に改訂された。より高性能な光ファイバの勧告化の取り組みとしては、低損失・低非線形性を有する G.654.D および E サブカテゴリの勧告化が上げられる。G.654.D ファイバは、海底伝送システム用ファイバとして勧告化され、超低損失・大 MFD 規格を有していることが特長である。G.654.E ファイバは、100G 超陸上コヒーレント伝送用として、陸上ケーブルへの適用性を考慮した低損失性と大 MFD 特性を有するカテゴリとして制定された。今後は、G.654.E ファイバに対応したシステム勧告の制定に向け、G.654.E ファイバの損失波長依存性の詳細化に向けた議論が進展すると予想される。

コネクタ関連勧告としては、融着接続と機械的接続を扱う光ファイバ接続勧告である L.400 があげられる．この勧告では、融着接続と機械的接続の一般化された接続手順とともに、接続後に要求される光学および機械、環境特性とその規格が列挙されている．そのほかに，SMF 用光コネクタ勧告である L.36 および SMF 現場付コネクタ勧告である L.404 がある。これらの勧告では、コネクタの構成に関わる要素および位置決め方式等が網羅的に列挙され、また，各コネクタの基本的な分類が示されている．さらに L.400 と同様に接続後に要求される光学および機械、環境特性も含まれている。シングルコアのコネクタ技術に関しては既に成熟期に入っているが，加工技術の進展による寸法精度改善に伴う接続性能の向上を標準に反映するための改訂や省スペース・省コストの観点から新型コネクタが登場することで改訂される可能性がある。

ITU-T 勧告 G.698.2 では、主に陸上光伝送システムにおける光インタフェースの仕様を規定している。具体的には、変調方式 (NRZ, DP-QPSK 等) 、送信光信号品質、光ファイバ伝送路の最大波長分散、最大偏波依存損失、受信端における最小必要 OSNR 等を規定している。2018 年 11 月現在では、100G 光伝送システムのアプリケーションコード作成が完了しており、200G および 400G 光伝送システムのアプリケーションコードの作成に着手している。200G, 400G アプリケーションコードの作成目標時期は明示されていないが、早くとも 2020～2021 年頃と推測される。

G.672 では、多方路 ROADM (Reconfigurable optical add/drop multiplexer) の特性の用語定義を行っている。具体的には、多方路 ROADM を構成する装置の用語定義、多方路 ROADM が提供する add/drop およびクロスコネクト機能の分類などを行っている。2018 年 11 月現在では、DWDM 光伝送システムにおける周波数グリッドを規定する G.694.1 に記載されているフレキシブルグリッドに対応するための改訂が完了している。具体的な今後の改訂作業は計画されていない。

5.2 SDM 技術標準の適用例

5.2.1　陸上伝送システムへの適用例

将来 SDM 技術を適用した仕様を標準化するため、5.1 で概観した ITU-T 勧告を改版、または新規勧告を作成することになる。図 5.2-1 に陸上光伝送システムに対して改版した勧告を適用した例を示す。SDM 技術を適用する陸上光伝送システムにおける変調方式、ビットレート、受信 OSNR 等の光送受信インタフェース (IF) および光送受信器間の伝送条

件を記述する光パスパラメータは、G.698.2 で規定される。新規に導入必要がある光パスパラメータとして、モード間ディレイ、コア間クロストーク等があげられる。ROADM の用語、機能は ITU-T 勧告 G.672 で定義され、マルチコアのファンイン、ファンアウト、モード多重分離機能等を規定する必要がある。

光ファイバに関しては、G.65x 勧告シリーズに記載の MFD、損失、波長分散等の光学特性に加えて、SDM 光ファイバの相互接続に不可欠なパラメータ、例えば、マルチコア構造におけるコア数・コア配置・コア偏心・クロストークや、多モード構造における高次モード特性・モード間偏差などの議論が必要となるほか、これらのパラメータを規格化する際には、各パラメータの参照試験法についても明確化する必要が生じる。また、高速化とデジタル信号処理の普及に伴い、特に陸上光システムで議論の対象となる光ファイバは G.652 (汎用 SMF) 、G.654 (低損失 SMF) 、G.657 (低曲げ損失 SMF) の 3 種類に画一化される傾向にあり、今後の SDM 光ファイバの標準化でも、これらの既存 SMF との互換性が重要な論点の一つになると推測される。

SDM 光ファイバのコネクタ接続後に要求される光学および機械、環境特性は、SMF コネクタ接続後に要求される特性とほぼ同じと考えられるが，既存標準の改訂あるいは専用標準の新設によって対応することが必要なパラメータがいくつか考えられる。たとえば，マルチコア構造における嵌合標準やフェルール構造については、コア配置によって、フェルールの押圧力や曲率半径など最適化する必要があり，多モード構造においては，コネクタ接続面でのモード結合の規定が必要になると考えられる．光ファイバ同様に，これらのパラメータを規格化する際には，参照試験法についても明確化する必要が生じる．

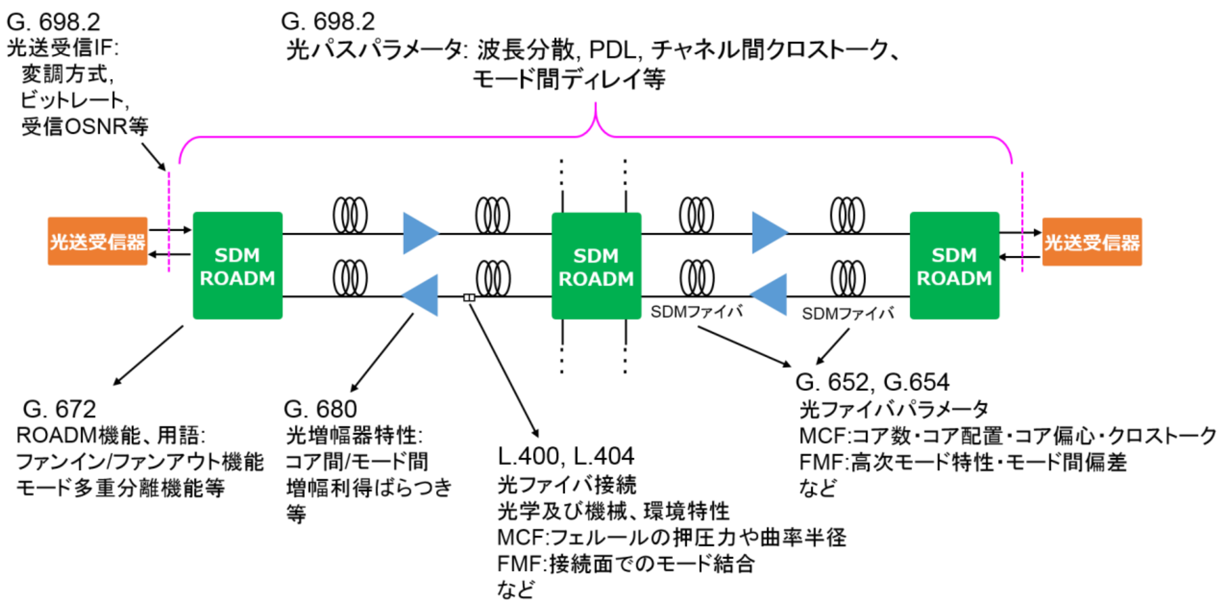


図 5.2-1　SDM 技術標準の適用例

5.2.2 海底伝送システムへの適用例

これまでの海底伝送システムは、図 5.2-2 (a) に示すように全ての構成要素を含む両端の 2 点をシステムインターフェイスとして考慮している。即ち、各海底システムは個別に設計・最適化されており、単一のシステム内における相互接続の概念は必要なかった。既存勧告 G.973 および G.977 は、このような概念に基づき制定されており、それぞれ無中継システムおよび光増幅中継システムを対象としている。一方近年、“オープンケーブル”として、相互接続性を考慮した海底システムの標準化議論が活性化しつつある。本システムでは、図 5.2-2(b)に示すように、TTE (Terminal Transmission Equipment) と OCJ (Optical Coupling Junction) の間に、黒丸で示した新たな意ステムインターフェイスが考慮されるようになると考えられる。ITU-T Q8/SG15 は、相互接続性を考慮した無中継海底伝送システムとして、勧告 G.973.1 を制定

しており、現在は光増幅中継用の相互接続システム勧告として G.977.1 の制定を議論している。今後、SDM システムが導入されるフェーズにおいては、上述の“オープンケーブル”の概念に基づく標準化の重要性が更に増すものと考えられる。このため、SDM 技術の海底システムへの展開では、G.973.1 および G.977.1 における SDM 用のシステムインターフェイスの考慮が必要になると考えられる。また、Q8/SG15 では、海底システムの「用語と定義」、「試験法」、「ケーブル」、および「モニタリング」に関し、それぞれ勧告 G.972、G.976、G.978、および G.979 を制定しており、SDM 技術の普及においては、これらの勧告のアップデートも必要になると考えられる。

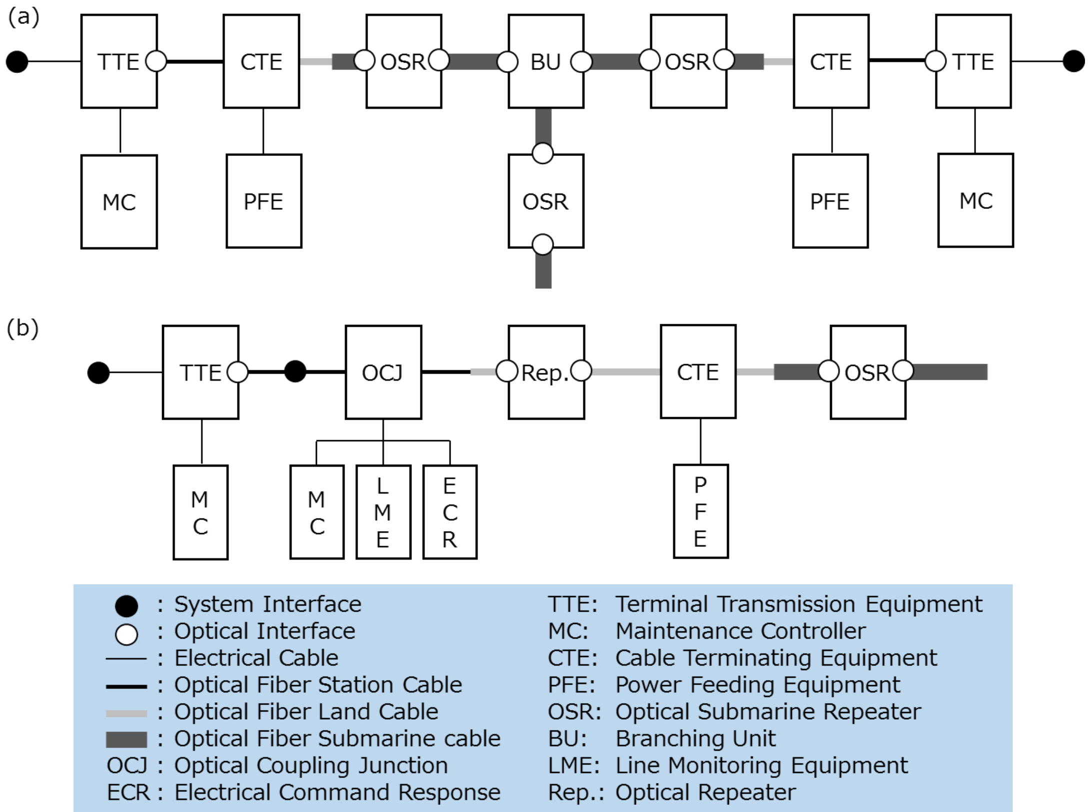


図 5.2-2　海底システムの構成イメージ

(a) 相互接続を考慮しないシステム、(b) 相互接続を考慮したシステム

5.3 標準化ロードマップ

5.3.1　SDM の技術トレンド

図 5.3-1 に、商用化している光ファイバ伝送システム (Impl. system) および国際会議等で研究成果として報告された (R&D) ファイバ一本あたりの伝送容量の増加トレンドを示す [5.3-1] 。

1980 年頃より発展を続けており、1990 年代以降のインターネットトラフィックの急増に対して時分割多重技術、波長分割多重 (WDM) 技術、デジタルコヒーレント伝送技術を開発、商用化することで、その需要に応えてきた。1980 年より継続して年率 1.4 倍程度の容量増加を実現しており、また、研究結果の報告が行われて約 10 年後に商用化されるというトレンドが見てとれる。シングルコア・シングルモードファイバ (SMF) 一本あたりの伝送容量限界は、100Tbps と言われており [5.3-2] 、2020 年頃に商用システムの伝送容量が限界に達すると考えられる。SDM 技術による研究結果を見ると (図 5.3-1 の★) 、2010 年以降よりシングルコア SMF の容量限界である 100Tbps を超えた報告が数多く行われている。2017 年には、ファイバ一本あたり 10Pbps の伝送容量が報告されている [5.3-3] 。以上のような背景と、2020 年頃より第五世代無線通信システム (5G) が商用化され、さらにデータトラフィック需要が増大することを考慮すると、SDM 技術の導入が必要とされる時期は、2020 年代前半と予想される。

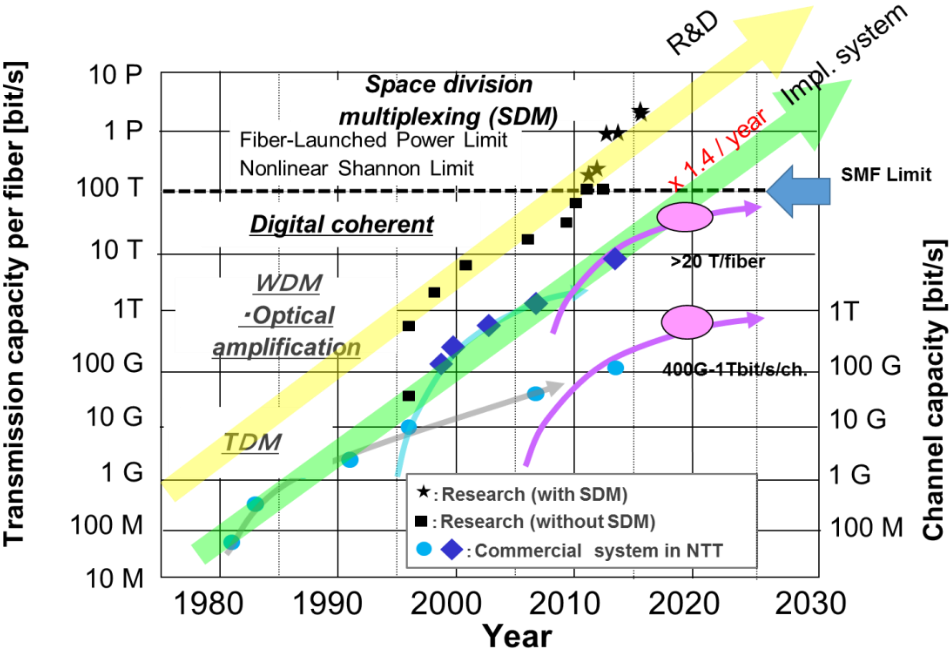


図 5.3-1　SDM の技術トレンド [5.3-1]

5.3.2 SDM 技術の適用例と適用時期

図 5.3-2 に SDM 技術の適用先の例を 3 つの段階に分けて示す [5.3-4] 。

Phase 1: 2020 年前半頃に、100km 程度離れたデータセンタ間を Point-to-point で接続する Data center interconnection (DCI) において、超大容量通信インフラを提供するために SDM 技術が導入される。同じく、島嶼間向け無中継海底伝送システムにおいても SDM 技術の導入が開始される。また、配線スペースが限られた通信局舎内において、省スペース化のため SDM 技術が適用される。

Phase 2: 2020 年後半以降、コア・メトロ網向けの SDM 技術を適用した ROADM が導入される。また、SDM 技術により光増幅器における励起効率を大幅に向上した太平 (西) 洋横断海底伝送システムも導入される。

Phase 3: 2020 年代終わりから 2030 年頃より、新 SDM ファイバの敷設が開始される。

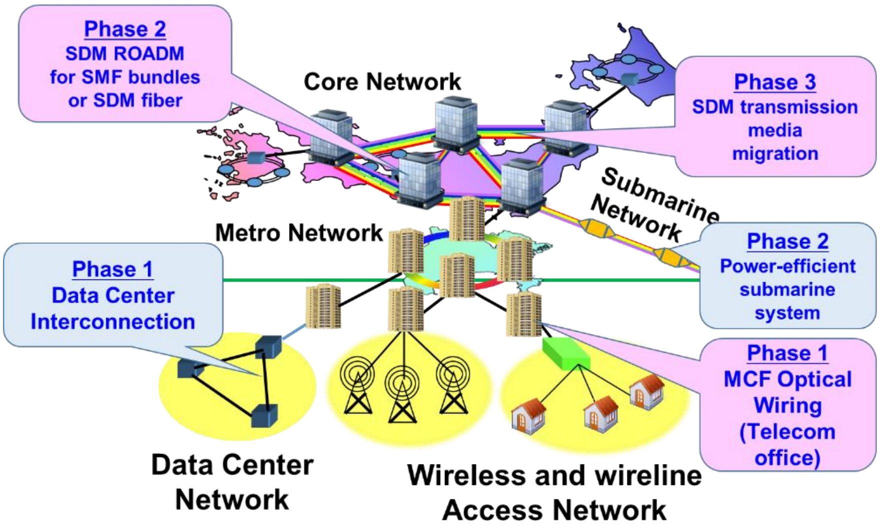


図 5.3-2　SDM 技術の適用例 [5.3-4]

5.3.3 SDM 技術の標準化ロードマップ

5.3.1 および 5.3.2 の調査内容を踏まえ、当調査活動で策定した SDM 技術の標準化ロードマップを図 5.3-3 に示す。

現在、光ファイバ関連については G.652~657 といった勧告群が既に整備され、光通信の高速化に伴い、それぞれの勧告がアップデートされている状況であることから、SDM 技術を適用しつつ、各コアの特性は既存勧告に準拠した SDM 勧告 (G.652.x 等) の制定が考えられる。特に、G.652, G.654, G.657 がアクティブに改訂されているファイバ勧告であり、これらのファイバ勧告のコア特性をベースとした SDM ファイバが検討されると予想される。また、数モードファイバの様に全く新しい勧告 G.65x を制定することも考えられる。2020 年代前半においては、既存設備・技術の整合性が比較的高い標準クラッド径 MCF および、コア数・コア配置などの MCF パラメータの試験方法の規定が進むと考えられる。また、2020 年代後半においては、更なる高性能な SDM ファイバの標準化に向けて、非標準クラッド径や数モードコア構造を含めた Dense SDM ファイバ (1 心当たり 30 チャネル以上を有するファイバ) の標準化や、試験法の勧告化が進むものと思われる。SDM ファイバ接続技術においては、2018 年の IECTC86/SC86B 会合にて、マルチコアファイバコネクタの試験法に関する標準化に向けた議論を開始する提案がなされ、合意されており、SDM ファイバの ITU-T における標準化と足並みを合わせ、試験法およびコネクタの標準化がなされると考えられる。

G.698.2 では、2018 年 10 月に 100G 光 IF に規定が完了し、今後は 200G/400G 光 IF (SDM 技術ではない) の規定に向けて審議が行われる予定である。市場要求のヒアリングを行った後に技術検討を行う点と、ITU-T Plenary 会合の開催間隔を考慮すると、2020 年～2021 年頃に標準化が完了するものと想定される。前節で議論した通り、SDM 技術適用例の Phase 1 (DCI 向け超大容量光伝送システム適用) は 2020 年代前半に商用化がスタートすると考えられる。これと平行して審議が進められ、2020 年代後半に DCI 向け光 IF 規定が完了するものと予想される。次に、Phase 2 (コア・メトロ網向け ROADM および海底伝送システム適用) は 2020 年代後半に商用化がスタートすると考えられ、同じく平行して光 IF の審議が進められ 2030 年代前半に標準化が完了すると考えられる。また G.672 においても SMD 技術に対応した ROADM の機能および用語の規定が同時期に完了するものと考えられる。

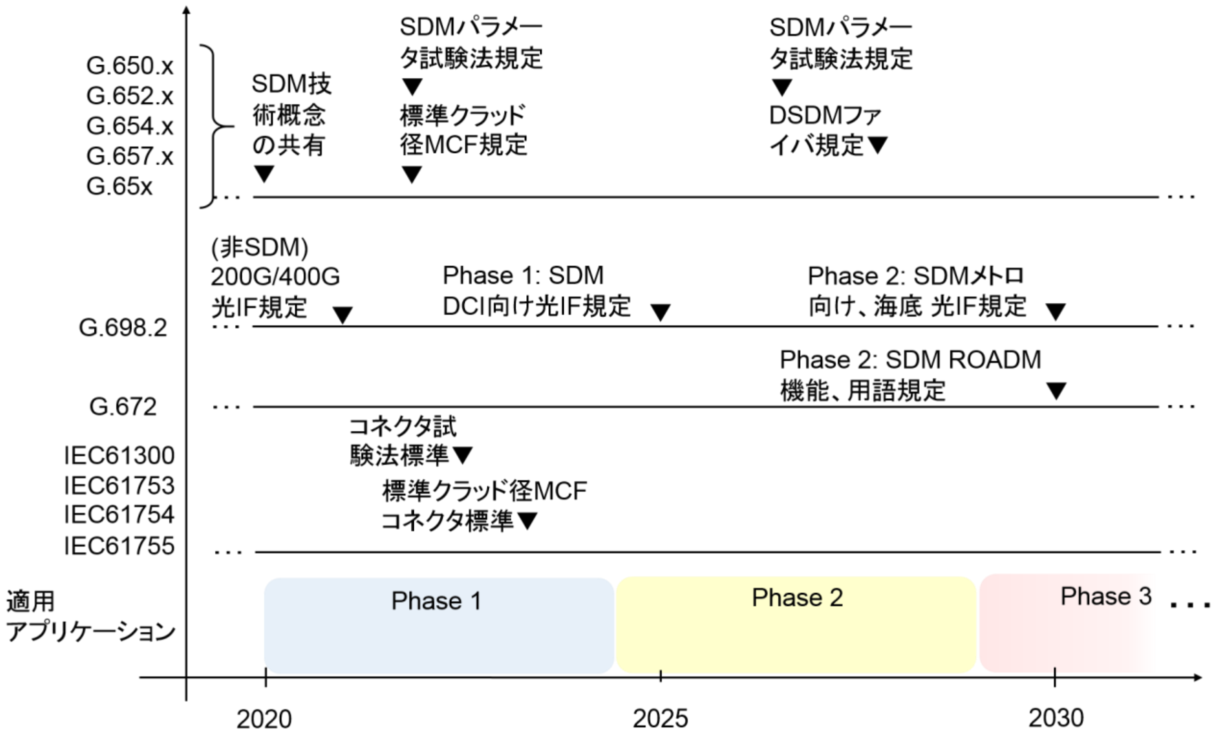


図 **5.3-3　SDM** の標準化ロードマップ

参考文献

[5.3-1]　EXAT Road Map, http://www.ieice.org/~exat/index.php?plugin=attach&refer=%B5%BB%BD%D1%BB%F1%CE%C1&openfile=EXAT%20Road%20Map_1128s.pdf.

[5.3-2]　T. Morioka et al., IEEE Commun. Mag. S31-S42, 2012.

[5.3-3]　D. Soma et al., Th.PDP.A.1, ECOC2017.

[5.3-4]　Y. Miyamoto, SUM2016, ME3.1, 2016.

6　まとめと今後の標準化活動への提言

空間分割多重 (SDM) 技術の国内および国際標準の整備に向け、当該技術の調査を行った。技術トレンドおよび適用例、適用時期について考察し、標準化ロードマップを検討した。

本技術調査を通じて得られた知見から、今後の標準化活動の提言を以下に行う。

1. 標準仕様作成に向けた国内での議論継続

   本報告書で作成した標準化ロードマップにある通り、SDM 技術の標準化は 2020 年代前半に本格化すると予想される。日本が本議論をリードし、有益な国際標準を作成するためには、上記時期までに日本国内において完成度の高い仕様案を準備しておく必要がある。これに向け、本報告書で抽出された SDM 技術の標準仕様に必要となるパラメータ定義や数値の議論を国内で継続して行うべきである。

2. ITU-T への普及活動

   1. で述べた日本国内における仕様案作成と平行して、2020 年代前半の標準化活動開始に向け、本技術調査でまとめた SDM の技術トレンド、標準化に向けた課題などを、ITU-T の場で発信していくべきである。例えば、Technical report を発行することで、ITU-T の場において SDM 技術を普及させることができる。

3. 関連勧告の審議動向注視と日本のプレゼンス維持

   適切なタイミングで標準化提案を行うため、関連する Question(特に、Q5:光ファイバ特性、Q6:陸上光伝送システム、Q7:光部品特性、Q8:海底光伝送システム)での審議動向の注視が必要である。また、2. で述べた普及活動や、円滑な標準化提案と仕様作成を進めるため、各国のキーパーソンとの良好な関係作りや、ITU-T Study Group(SG) 15 のマネージメント層への人材派遣を通じた日本のプレゼンス維持が重要と考えられる。また、コネクタおよびケーブル製品の国際および国内規格は、それぞれ IEC および JIS が所掌しており、周辺技術を含む SDM 技術の標準化では、これらの機関との連携・協調も重要になると考えられる。

4. 網/装置管理に関する検討

   本技術調査は、ITU-T SG15 Working Party (WP) 2 において取り扱われる課題 (陸上・海底光伝送システム、光部品、ファイバ、設備、敷設、保守) に関して行った。SDM 技術が適用された光ネットワークを構築、運用するためには、WP 3 にて取り扱うネットワーク/装置管理に関する課題についても標準化を検討する必要がある。このため、適切なタイミングで伝送網・電磁環境専門委員会との連携、協調を行う必要があると考えられる。