

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	波長多重光伝送システムの大容量化・高機能化及び光伝送設計に関する研究
Title(English)	
著者(和文)	山本秀人
Author(English)	Shuto Yamamoto
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:甲第10883号, 授与年月日:2018年3月26日, 学位の種別:課程博士, 審査員:水本 哲弥,荒井 滋久,植之原 裕行,西山 伸彦,庄司 雄哉
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第10883号, Conferred date:2018/3/26, Degree Type:Course doctor, Examiner:,,,,
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

2017年度 博士論文



波長多重光伝送システムの大容量化・高機能化
及び光伝送設計に関する研究

東京工業大学大学院 工学院
電気電子系
電気電子コース
山本 秀人

波長多重光伝送システムの大容量化・高機能化
及び光伝送設計に関する研究

目次

第1章 序論	1
1.1 研究の背景.....	1
1.2 波長多重光伝送システムの大容量化および高機能化に向けた課題.....	4
1.3 本論文の構成.....	11
参考文献.....	12
第2章 大容量化・高機能化が光伝送システム設計に与える影響	13
2.1 はじめに.....	13
2.2 光伝送システム設計.....	13
2.3 大容量化・高機能化に起因した信号品質劣化の特徴.....	19
2.4 光伝送システムの大容量化・高機能化に向けた各章の位置付け.....	20
2.5 まとめ.....	22
参考文献.....	22
第3章 遅延検波方式を用いた波長多重光伝送システムにおける隣接チャンネルクロストーク抑圧技術	24
3.1 研究の背景.....	24
3.2 光 DOFDM.....	25
3.3 光 OFDM 伝送における波長分散による信号品質劣化.....	38
3.4 まとめ.....	42
参考文献.....	43
第4章 コヒーレント検波方式を用いた波長多重光伝送システムにおける隣接チャンネルクロストーク抑圧技術	49
4.1 研究の背景.....	49
4.2 MIMO処理を用いたクロストーク補償.....	51
4.3 送受対向構成における特性評価.....	56
4.4 長距離 WDM 伝送における特性評価.....	64
4.5 隣接クロストーク補償と非線形補償の適合性.....	68
4.6 まとめ.....	73
参考文献.....	74
第5章 波長多重光伝送システムにおける同一チャンネルクロストークを考慮した光スイッチノード設計技術	81
5.1 研究の背景.....	81
5.2 光スイッチネットワークで発生するクロストーク.....	82

5.3	広帯域光信号によって生じるチャンネル内クロストーク	85
5.4	伝送実験による解析の検証とシステム設計	92
5.5	まとめ	97
	参考文献	97
第6章	波長多重光伝送システムにおける偏波モード分散を考慮した光ファイバ伝送路設計技術	100
6.1	研究の背景	100
6.2	光ファイバ伝送路の偏波モード分散	102
6.3	システム不稼働率の算出	105
6.4	PMD 耐力評価に基づく光ファイバ伝送路設計	110
6.5	まとめ	118
	参考文献	118
第7章	トラヒック変動に応じた波長パス増減設技術	121
7.1	研究の背景	121
7.2	インターネットトラヒックの特徴	123
7.3	適応デジタルフィルタを用いたパス増減設判断法	126
7.4	実トラヒックに対する適応フィルタ判断法の適用	130
7.5	原理確認実験による適応フィルタ判断法の実現性検証	133
7.6	まとめ	134
	参考文献	135
第8章	結論	137
8.1	総括	137
8.2	今後の展望	140
	参考文献	141
	謝辞	143
	本研究に関連する研究業績	144

第1章 序論

1.1 研究の背景

多くの人たちにとって、最も身近に感じる通信技術といえば、やはり普段からよく使用される携帯電話やスマートフォン、タブレット端末を用いた無線通信技術かもしれない。しかしながら、スマートフォンに代表されるモバイル端末から送出されたデータ情報は、無線基地局へと伝送された後、その多くは地中や架空に張り巡らされた光ファイバを通して目的地へと伝送される。そういう意味では、光ファイバを用いたデータ通信は、多くの人々に日常的に用いられている技術であるといえるだろう。実際に、離島なども含め、日本全国にはくまなく光ファイバ通信網が構築されている[1.1]。また、光ファイバ通信網が構築されているのは日本だけではなく、世界各国にも光ファイバ通信網が構築されており、遠く離れた様々な国同士が光ファイバ通信網を介して通信を行うことが可能である[1.2]。このように、光ファイバ通信網は、グローバルな情報通信においても非常に重要な通信インフラとなっている。

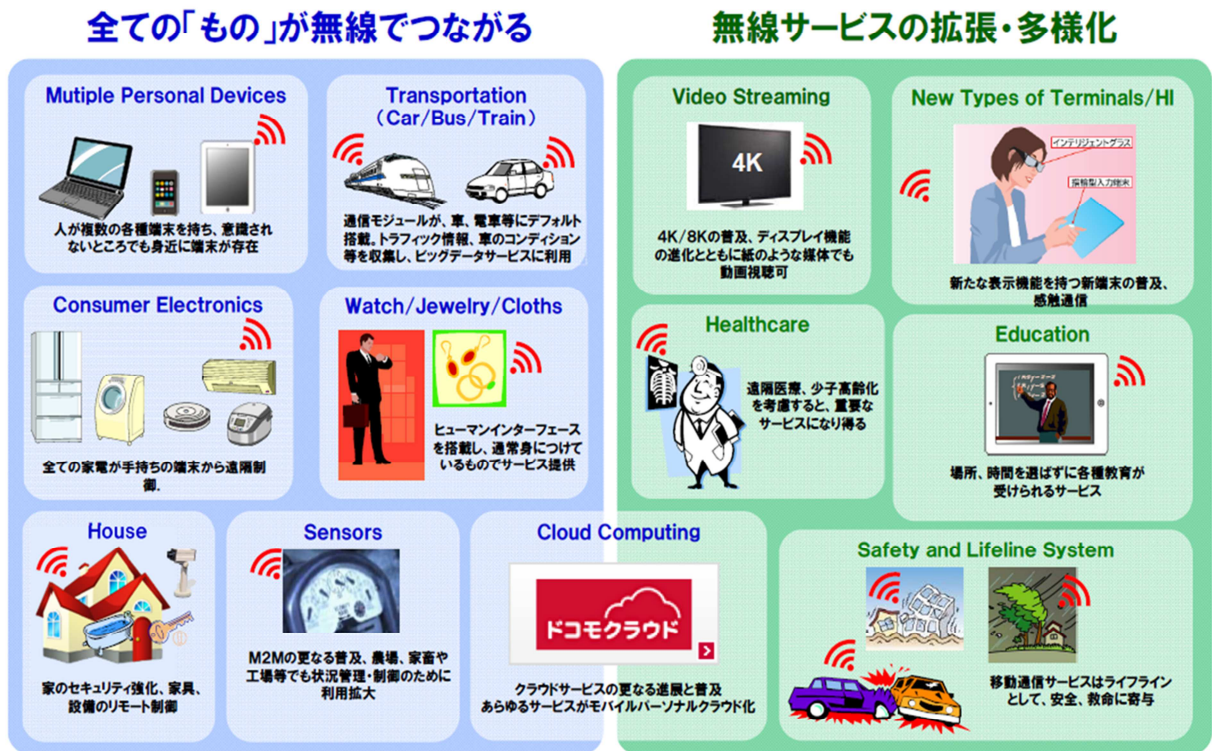


図 1.1: モバイル 5G での実現が想定されるサービス (出典: DOCOMO 5G White Paper)

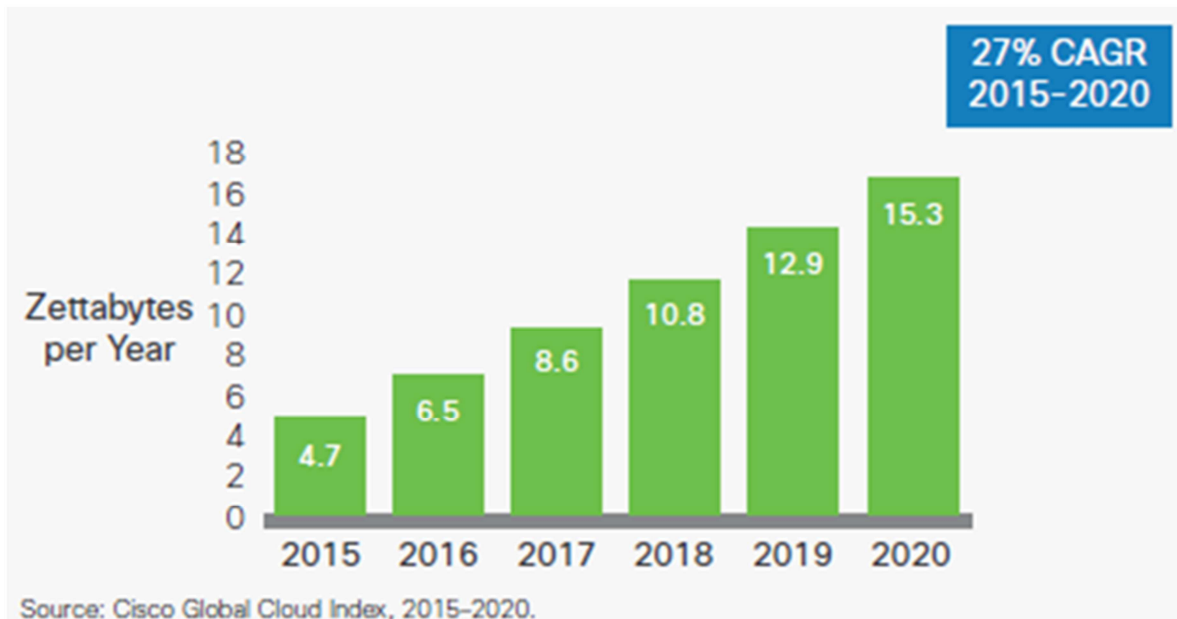


図 1.2: データセンタトラフィックの推移予測（出典：Cisco Global Cloud Index, 2015-2020）

光ファイバ通信網は様々な通信サービスに関連するデータ情報を伝送するが、その中でも最近注目されているのが、モバイルサービスである。2017年現在では第4世代無線技術であるLTE-A (Long Term Evolution Advance)が実運用されているが、これに続く次世代の無線通信技術として、第5世代無線通信技術（モバイル5G）の検討が盛んに進められている。これまで通信の主体は人と人をつなぐことであったが、モバイル5Gではモノとモノを無線通信でつなぐ世界を想定し、検討が進められている[1.3]。図1.1に示すように、このような世界では、例えば高度な遠隔医療や、工場の遠隔・自動制御、ヒトが介在しない自動車の自動運転の実現などが期待されている。特に日本では、東京オリンピック・パラリンピックの開催に合わせて、2020年までにモバイル5Gの実用化、商用サービスの開始を目指して検討が進められており、2020年以降はますますデータトラフィックが増大することが予想される。

モバイルトラフィックのみならず、最近ではデータセンタで扱われるデータトラフィックにも注目が集まっている。図1.2は、データセンタで取り扱うデータトラフィック量の推移を表しているが、この試算では、データセンタトラフィックは2020年まで年率30%の急速な成長を続けることが予測されている。また、ユーザインタフェースであるイーサネットも高速化が進んでいる。イーサネットの標準化を行っているIEEEでは現在400ギガビットイーサ（GbE）の標準化が一部完了しており、2020年以降は800GbEや1.6TbEといった次世代

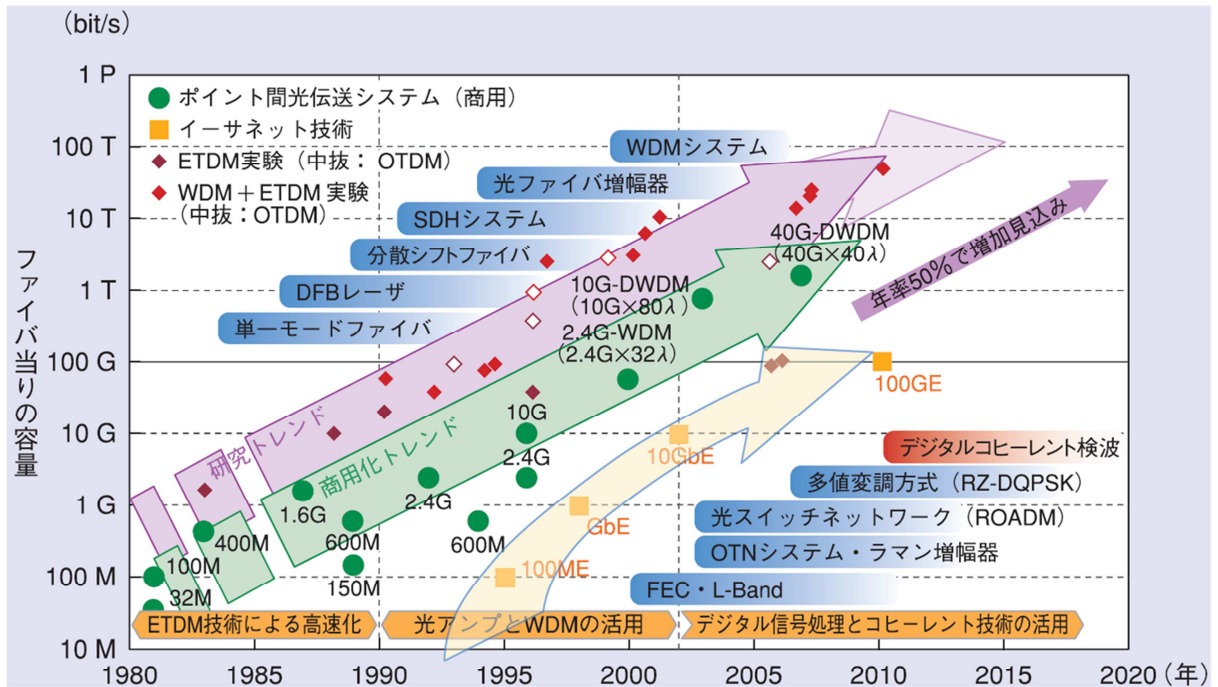


図 1.3: 波長多重光伝送システムの技術進展 (出典: 松岡, NTT 技術ジャーナル 2014 年 11 月号)

の規格に対する標準化が計画されている[1.4]。このように、モバイルトラフィックやデータセンタトラフィックは今後ますますの成長が見込まれており、それらデータ情報を伝送するための光伝送システムに対しても、今後ますますの大容量化が求められる。

これまで、データトラフィックの増大に対応するために、光伝送システムの大容量化が進められてきた[1.5]。図 1.3 は、光伝送システムの大容量化の歴史を端的に示している。図が示すように、1980 年代初頭に光ファイバ 1 本当たり 100 Mb/s 級の伝送容量を実現する光ファイバシステムが実用化されると、その後のシングルモードファイバや分布帰還型 (DFB: Distributed Feedback) レーザ、光ファイバ増幅器、波長合分波器、高速デジタル信号処理回路等の実現により、現在ではファイバ 1 本当たり 10 Tb/s 級の大容量伝送を実現する光伝送システムが商用導入され、様々なデータ情報を伝送するための基盤的通信システムとして稼働している[1.6]。現在、ほとんどすべての大容量光伝送システムに波長多重光伝送技術が用いられている。波長多重光伝送は、異なる波長を有する複数の光それぞれにデータ情報を重畳し、光合波器によって一本の光ファイバに収容することで大容量データ情報の伝送を実現する技術である。図 1.4 に示すように、波長多重光伝送システムは主に大容量化および高機能化を軸に検討が進められている。大容量化の観点では、一本の光ファイバに収容する

● **トラフィック増大に伴い、光伝送システムの大容量化/高機能化が進む。**

大容量化(多波長化): 1波 ⇒ 16波 ⇒ 80波

大容量化(高速化): 2.4Gb/s ⇒ 10Gb/s ⇒ 100Gb/s

高機能化(多方路化): P2P構成 ⇒ リング構成 ⇒ メッシュ構成

● **「大容量化」「高機能化」それぞれに課題が存在。**

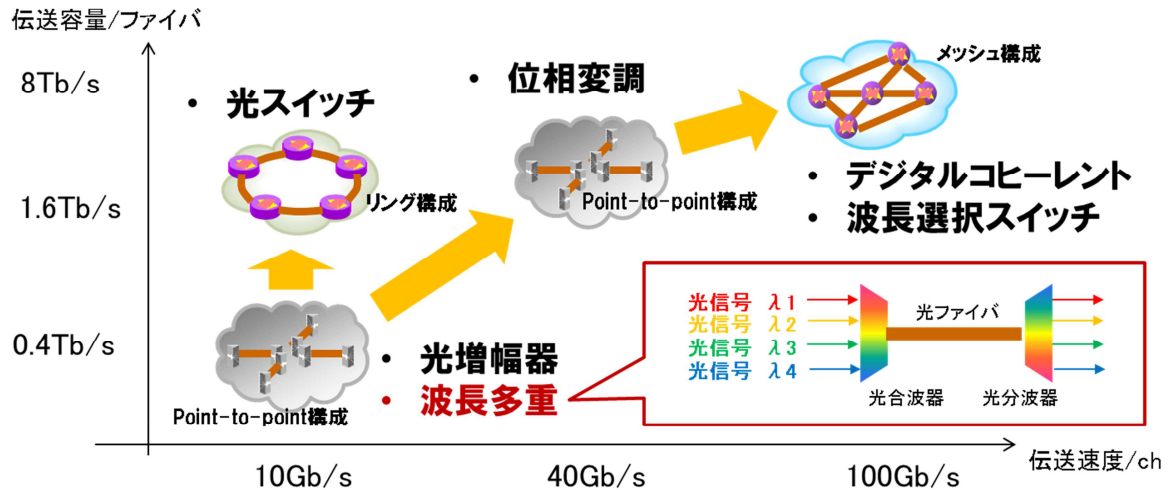


図 1.4: 波長多重光伝送システムの大容量化と高機能化

波長数を増大させる「多波長化」および、波長一波当たりの伝送速度を向上させる「高速化」を軸に検討が進められている。高機能化の観点では、ネットワークトポロジをリング構成やメッシュ構成のように「多方路化」することで、高い運用性や信頼性を実現するといった検討が進められている。しかし、これら大容量化・高機能化の実現には、それぞれに課題が存在する。

1.2 波長多重光伝送システムの大容量化および高機能化に向けた課題

一般的な波長多重光伝送システムは、光信号の送受信や中継を行う、光ノードと呼ばれる装置と、光ノード同士を接続する光ファイバ伝送路から構成されている。図 1.5 に、波長多重光伝送システムのイメージを示す。光ノードは、送信ノード、中継ノード、受信ノードに大きく分類される。図 1.6 に、それぞれの光ノードの構成例を示す。送信ノードでは、ユー

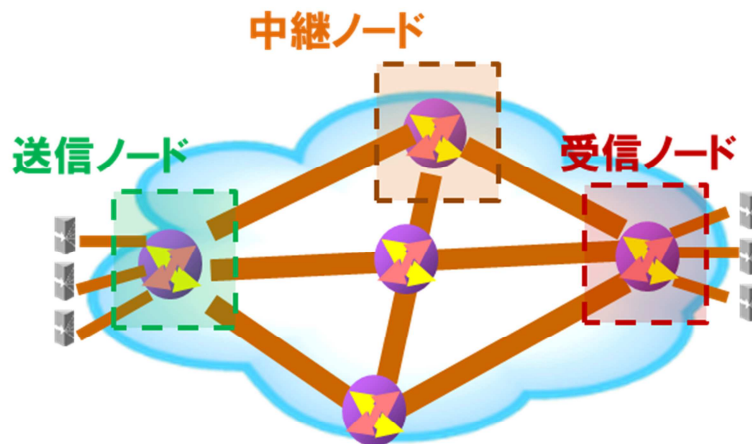


図 1.5: 波長多重光伝送システムのイメージ図

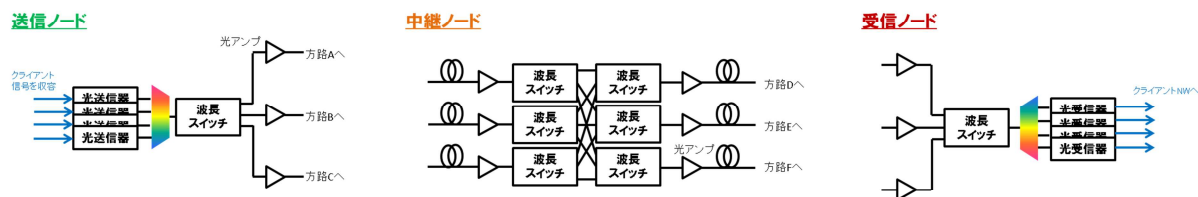
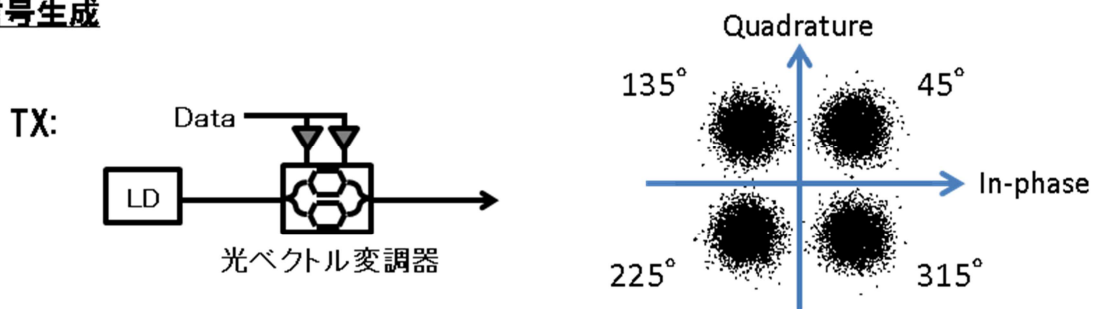


図 1.6: 光ノード構成例

ザ信号であるクライアント信号を光送信器に収容し、長距離光伝送に適した信号フォーマットに変換する。各波長にデータ情報を重畳して光信号を生成したうえで、各光信号を波長合波器で合波して一本の光ファイバに収容する。波長多重信号は、波長スイッチで波長ごとに任意の方路へ伝送させることが可能である。中継ノードでは、各方路から到来した波長多重信号を波長ごとにスイッチし、任意の波長の光信号を任意の方路へ送出する。受信ノードでは、波長多重信号を波長分波器で分波し、一波ごとに光受信器で受信、復調することでユーザ信号のデータ情報を復元する。

波長多重光伝送システムでは、どのようなフォーマットでデータ情報を光に重畳して伝送させることで効率的な信号伝送が実現できるかが、重要となる。大容量波長多重光伝送システムでは、主に遅延検波方式とコヒーレント検波方式の二種類の光送受信方式が用いられている。遅延検波方式では、光送信器で光信号を生成する際に、光ベクトル変調器を用いてデータ情報を複数の光位相に割り当てる。正確には、光位相そのものではなく、前後のシンボ

光信号生成



光信号受信

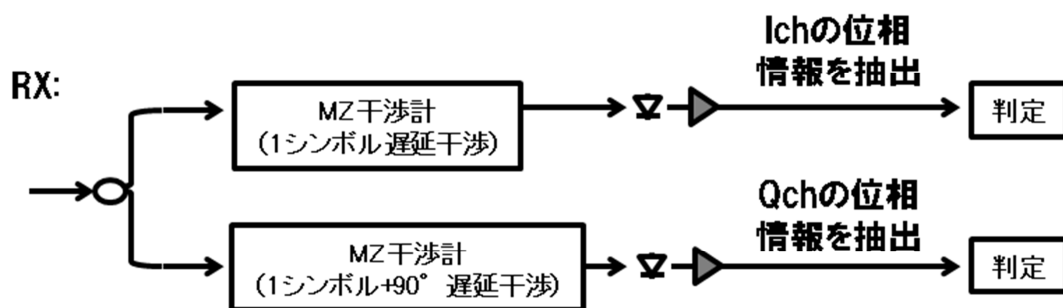
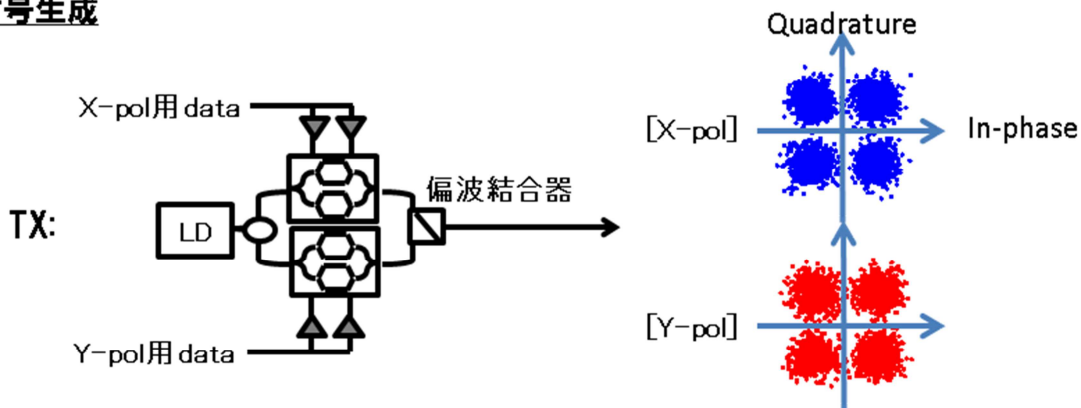


図 1.7: 遅延検波方式における光信号生成と光信号受信

ルの光位相差にデータ情報を割り当てる形で光信号を生成する。この際、光位相差としては、 45° 、 135° 、 225° 、 315° の4つが用いられことが一般的であり、このように位相変調された信号を DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying) 信号と呼ぶ。受信器では、遅延干渉計 (MZI: Mach-Zehnder Interferometer) を用いて光信号を1シンボル分遅延させた形で自己遅延干渉させることで光信号の位相差情報を抽出し、光信号に重畳されたデータ情報を復元する。図 1.7 に、遅延検波方式における光信号生成と光信号受信を模式的に示す。遅延検波方式の特徴としては、位相変調された光信号を復調することが可能であることと、後述するコヒーレント検波方式では必須となる局発光やデジタル信号処理を用いることなく信号を復調することが可能であるため、非常に簡易な構成で光信号の送受信を行うことが可能な点が挙げられる。

コヒーレント検波方式では、光送信器で光信号を生成する際に、光位相そのものにデータ情報を重畳する。この際、光位相としては 45° 、 135° 、 225° 、 315° の4つが用いられことが一般的であり、このように位相変調された信号を QPSK 信号と呼ぶ。また、コヒーレント検波方式では、光の持つ自由度である偏波にもデータ情報を重畳することが一般的で

光信号生成



光信号受信

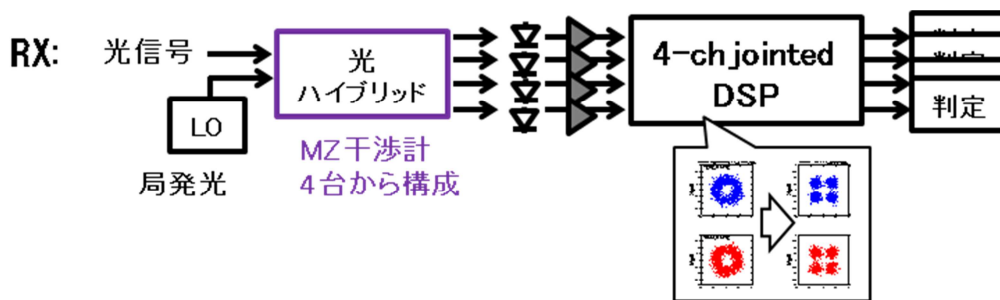


図 1.8: コヒーレント検波方式における光信号生成と光信号受信

あり、光信号の伝搬方向を Z 軸とした場合に、X 偏波（水平偏波）、Y 偏波（垂直偏波）両方の光位相にデータ情報を重畳する方式を、偏波分割多重（PDM: Polarization Division Multiplexing）と呼ぶ。特に、各偏波が QPSK 変調されている場合は、PDM-QPSK 信号と呼ばれる。受信器側では、受信信号と、受信器に実装された局発光源（LO: Local Oscillator）から送出される Continuous Wave（CW）光とを干渉させた形で光信号を受信する。このように受信された信号には、もともとの光信号が有していた光振幅、光位相、偏波の情報が保持されているため、デジタル信号処理（DSP: Digital Signal Processing）を適用することで、これらの情報を抽出することが可能である。図 1.8 に、コヒーレント検波方式における光信号生成と光信号受信を模式的に示す。コヒーレント検波方式の特徴としては、遅延検波方式よりも高い受信感度を得られる点と、偏波多重信号を復調することが可能であるため、遅延検波方式と比較して 2 倍の伝送容量を実現可能である点が挙げられる。また、デジタル

		遅延検波方式	コヒーレント検波方式	備考
部品点数		○ 少	× 多	
デジタル信号処理		○ 不要	× 必須	
伝送容量		△ 中	○ 大	コヒーレント検波は偏波多重が可能
伝送距離		△ 中	○ 大	コヒーレント検波は受信感度が高い
波形劣化補償		× 不可	○ 可能	コヒーレント検波ではデジタル信号処理による波形劣化補償が可能
適用領域	速度	< 100Gbps/λ	> 100Gbps/λ	
	距離	~数百km	~数千km	

表 1.1: 遅延検波方式とコヒーレント検波方式の比較

信号処理によって光ファイバ伝送中に発生した光波形歪みを補償することが可能である点がメリットとして挙げられる。デメリットとしては、遅延検波方式と比べて部品点数が多いことに加え、非常に高速なデジタル信号処理が必要となる点が挙げられるため、伝送性能としては高性能であると同時に、高コストであるという特徴を有する。

表 1.1 に、遅延検波方式とコヒーレント検波方式の特徴をまとめる。遅延検波方式は部品点数が少なく、デジタル信号処理も不要であるため、コストの観点でメリットがあるといえる。一方で、伝送容量や伝送距離の観点ではコヒーレント検波方式が優れており、デジタル信号処理を用いることで一部の波形劣化に対する補償も可能であるため、伝送性能に優れているといえる。このように、各方式とも一長一短であり、それぞれの特徴は異なる適用領域において活かされる。上記の特徴を鑑みると、遅延検波方式は、主に中距離、中容量向け、例えば県内に構築されたメトロエリアネットワークに適した方式であるといえる。また、コヒーレント検波方式は、主に長距離、大容量向け、例えば大陸横断が必要となる海底伝送や、県間を結ぶコアネットワークに適した方式であるといえる。

1.2.1 大容量化に向けた課題

波長多重光伝送システムの大容量化を実現するアプローチとして、「多波長化」が挙げられる。図 1.9 に示すように、波長多重光伝送システムを多波長化するということは、光周波数軸上に、より高密度に波長チャンネルを配置することに相当する。このような状況では、隣接チャンネル間でクロストークと呼ばれる信号干渉が発生してしまうため、一般に信号品質が劣化してしまうこととなる。したがって、多波長化というアプローチで波長多重光伝送

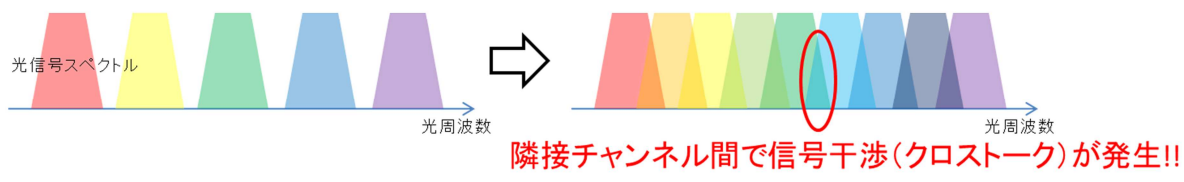


図 1.9: 多波長化に伴う隣接チャンネルクロストークの発生

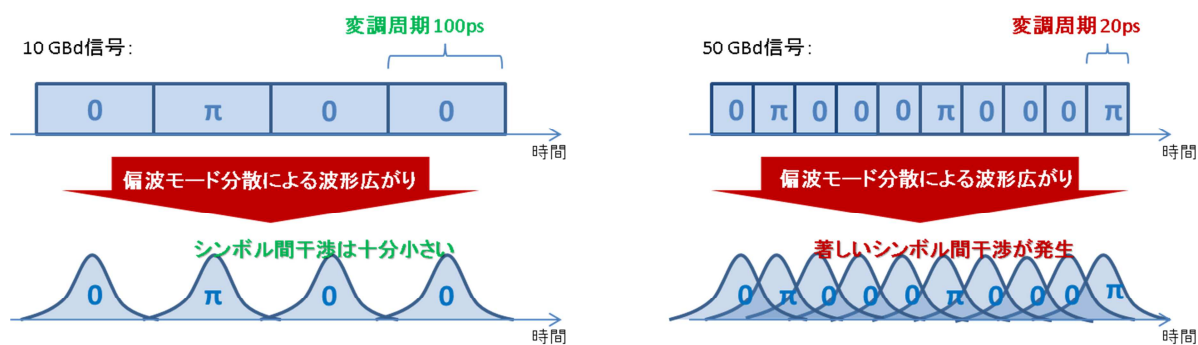


図 1.10: 高速化に伴う偏波モード分散に起因したシンボル間干渉の発生

システムのさらなる大容量化を実現するためには、隣接チャンネル間のクロストークに対する抑圧、補償技術の確立が重要となる。

波長多重光伝送システムの大容量化を実現するもう一つのアプローチとして、「高速化」のアプローチが挙げられる。図 1.10 に、光信号の伝送速度と変調周期の関係を示す。図が示すように、高速化を行うことは、光信号の変調周期を短くすることに相当する。そのため、これまで低速な変調信号に対しては大きな影響を及ぼすことのなかった、光ファイバ伝送路の有する偏波モード分散に起因した波形広がりによって、著しいシンボル間干渉が発生してしまうことが懸念される。偏波モード分散による波形劣化は、その動特性に起因し、一般に遅延検波方式において補償することが困難である。また、コヒーレント検波方式であっても、デジタル信号処理の回路規模に起因した実装上の制限により、偏波モード分散に起因した波形劣化の補償は限定的となる。したがって、高速信号を伝送する波長多重光伝送システムを設計する際には、光ファイバ伝送路が有する偏波モード分散の影響を考慮したシステム設計手法の確立が重要となる。

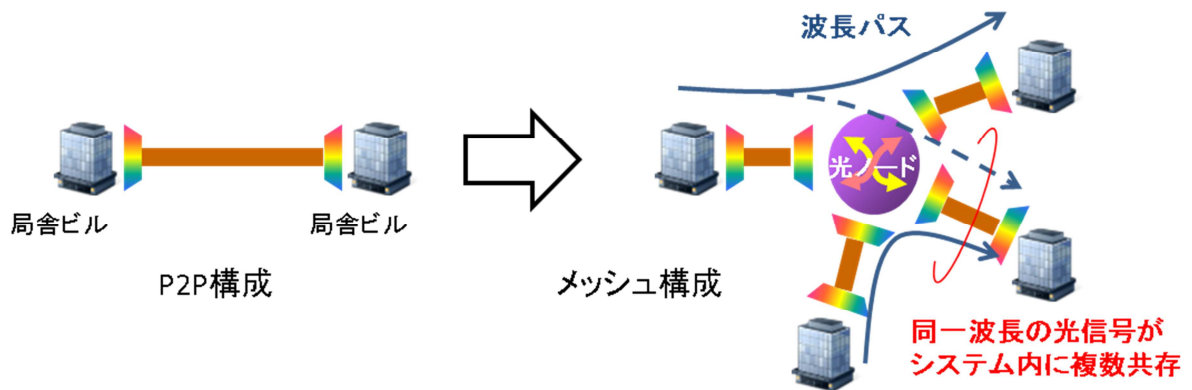


図 1.11: 多方路化に伴う同一チャンネルクロストークの発生

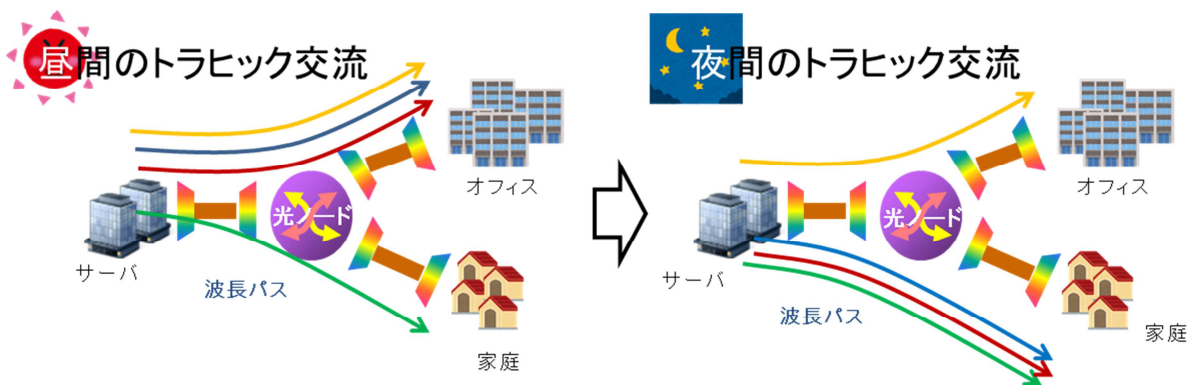


図 1.12: 動的なネットワーク運用によるネットワークリソースの効率化

1.2.2 高機能化に向けた課題

高機能化の観点では、光伝送システムのネットワークトポロジが、単純な Point-to-point (P2P) 構成から、より複雑なメッシュ構成となることで、図 1.11 に示すように同一波長の光信号がシステム内に複数共存するような状況が起こりうる。このような状況では、光ノードを構成する光スイッチの透過特性に起因して、所望の方路以外の方路へも光信号が漏れ出してしまいう事態が発生する。このプロセスを通じ、同一波長の光信号同士の干渉、すなわ

ち同一チャンネルクロストークが発生することとなり、信号品質の劣化が起こってしまう。一般に、同一チャンネルクロストークを補償することは極めて困難であるため、メッシュ構成をとる波長多重光伝送システムを設計する際は、同一チャンネルクロストークの影響を考慮したシステム設計手法の確立が重要となる。

光伝送システムのネットワークポロジがメッシュ構成となることで、より柔軟なネットワーク運用が可能となる。例えば、図 1.12 に示すような状況を考える。データトラフィックの交流は社会活動や行動様式に大きく依存するため、昼間と夜間で異なる特徴を示すことが一般的であるといえる[1.7, 1.8]。昼間はビジネスユーザのトラフィック交流が多く、夜間は一般ユーザのトラフィック交流が多いような状況を想定すると、図に示すように光ノードが有する波長スイッチ機能を活用して動的なネットワーク運用を行うことで、光トランシーバや波長チャンネルなどのネットワークリソースを昼間と夜間で共用化し、ネットワークリソースの効率化を図ることが可能となる。しかし、このような動的なネットワーク制御を実現するためには、トラフィック変動に追従するような高度な波長パス増減設技術が必要となる。

1.3 本論文の構成

前節では、波長多重光伝送システムの大容量化・高機能化に向けた課題を示した。本論文では、それらの課題を解決するための要素技術について論ずる。図 1.13 に、本論文の構成を示す。

一般に、光伝送システムを実現する上では、そのシステムの性能や適用可能な領域を明確にすることが必要であり、これを光伝送システム設計という。まず、第 2 章では、波長多重光伝送システムの大容量化および高機能化が光伝送システム設計に与えるインパクトについて考察する。ここでの考察を踏まえたうえで、第 3 章では、遅延検波方式を用いた波長多重光伝送システムにおける隣接チャンネルクロストークの抑圧技術について論ずる。第 4 章では、コヒーレント検波方式を用いた波長多重光伝送システムにおける隣接チャンネルクロストークの抑圧技術について論ずる。第 5 章では、メッシュ構成を有する波長多重光伝送システムで発生する同一チャンネルクロストークを考慮した光伝送設計技術について論ずる。第 6 章では、波長多重光伝送システムを高速化した際に特に問題となる、光ファイバ伝送路の有する偏波モード分散に起因した信号品質劣化を考慮した光伝送設計技術について論ずる。第 7 章では、第 3 章から第 6 章の検討を通じて実現される大容量化・高機能化された光伝送システムに対する効率的なネットワーク運用の実現を目指し、トラフィック変動に追従する適応型波長パス増減設技術について論ずる。最後に、第 8 章において、本論文のまとめを記す。

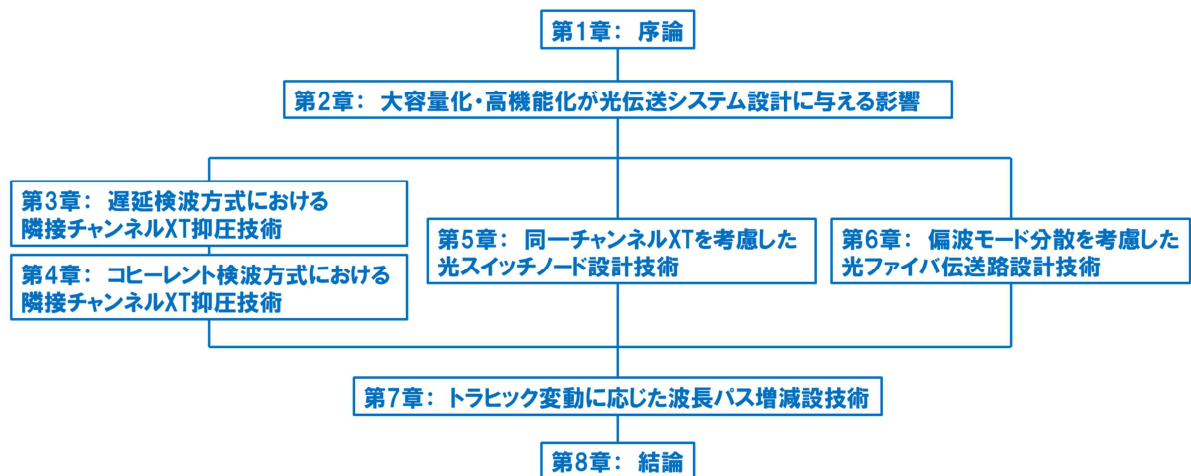


図 1.13: 本論文の構成

参考文献

- [1.1] 総務省 平成 29 年度版 情報通信白書
- [1.2] KDDI TIME & SPACE, “グローバル通信を支える光海底ケーブルが次世代に進化：太平洋横断光海底ケーブル「FASTER」,” 2014/ 11/ 5
- [1.3] NTT docomo, “DOCOMO 5G White Paper” (2014)
- [1.4] Ethenet Alliance, “Ethernet Alliance Technology Roadmap,” (2017)
- [1.5] 松岡伸治, “経済的なコア・メトロネットワークを実現する超高速大容量光トランスポートネットワーク技術,” NTT 技術ジャーナル, 3 月号, pp. 8-12 (2011)
- [1.6] 堀口真, 島崎大作, 笹倉芳明, 井波政朗, 山本秀人, “100G パケットトランスポートシステム (100G-PTS) の実用化,” NTT 技術ジャーナル, 10 月号, pp. 2-5 (2014)
- [1.7] 総務省 総合通信基盤局, “我が国のインターネットにおけるトラヒックの集計結果,” http://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news/01kiban04_02000119.html (2017)
- [1.8] Y. Tarui, “Analyzing the impact of major social events on InternetExchange traffic,” *Proc. of NANOG*, 38 (2006)

第2章 大容量化・高機能化が光伝送システム設計に与える影響

2.1 はじめに

波長多重光伝送システムを実用化するには、そのシステムを適用することが可能な伝送系の条件を定量的に明確化することが必要となる。また、所望の伝送系に適用可能な波長多重伝送システムの要件を明確化することが重要である。波長多重光伝送システムの実用化においては、光伝送システム設計を行うことによって、システム要件や適用領域の明確化を行う。光伝送システム設計とは、想定する光伝送システムにおいて発生しうる信号品質劣化要因に対し、それらに起因した信号品質劣化量を算定することで、信号品質劣化の影響を受けた後の信号を受信復調した際に、ビット誤りなくデータ情報の復元が可能であるか否かを判断するものである。

従来の波長多重光伝送システムに対する光伝送システム設計では、光増幅器を通過する際に印加される光雑音や、光ファイバ伝送路が有する波長分散、光信号を波長多重伝送する際に顕著な影響を及ぼす非線形光学効果、波長合分波の際に生じる光フィルタリング、光デバイスが有する偏波依存損失（PDL: Polarization-Dependent Loss）等に起因した信号品質劣化を考慮した形で、システム設計を実施する。また、運用作業に起因した信号品質劣化まで考慮した伝送設計を行うことが一般的である[2.1, 2.2]。

前章で見たように、波長多重光伝送システムを大容量化する場合、多波長化に伴って発生する隣接チャンネルクロストーク（XT: Crosstalk）に起因した信号品質劣化および、高速化に伴って発生する偏波モード分散に起因した信号品質劣化が新たな問題となる。また、波長多重光伝送システムを高機能化する場合は、ネットワークトポロジの多方路化に伴って発生する同一チャンネルクロストークに起因した信号品質劣化が新たな問題となる。本章では、波長多重光伝送システムの大容量化・高機能化が光伝送システム設計に与える影響、すなわち隣接チャンネルクロストーク、同一チャンネルクロストーク、偏波モード分散が光伝送システム設計に与える影響について考察するとともに、波長多重光伝送システムの実用化に欠かすことのできない光伝送システム設計における、各章の検討の位置づけを示す。

2.2 光伝送システム設計

波長多重光伝送システムの大容量化・高機能化が光伝送システム設計に与える影響を検討

するのに先立ち、光伝送システム設計の大まかな手順を以下に示す。

[手順 1]

ビット誤りの発生しない、いわゆるエラーフリー伝送を実現するために要求される光信号対雑音比 (OSNR: Optical Signal to Noise Ratio)、すなわち要求 OSNR を求める。

[手順 2]

システムの適用を想定している伝送系の着信 OSNR を求め、要求 OSNR との差から、OSNR マージンを算出する。

[手順 3]

その他の主だった信号品質劣化要因に起因した信号品質劣化量を求め、OSNR の劣化量 (OSNR ペナルティ) に換算する。

[手順 4]

手順 3 で求めた各劣化要因に起因した OSNR ペナルティを合算する。

[手順 5]

合算した OSNR ペナルティと OSNR マージンを比較し、システムの適用可否を判断する。OSNR マージンが OSNR ペナルティを上回っていれば、システムはその伝送系に対して適用可能であると判断することができる。

手順 1 で求める要求 OSNR は、使用する光送受信方式や誤り訂正符号、それらを実装した光トランシーバの性能によって異なり、一般に送受信器の送受対向 (B2B: Back-to-back) 特性を評価することで得られる。例えば図 2.1 は、コヒーレント検波方式を用いた場合の、伝送速度が 40 Gb/s と 100 Gb/s の PDM-QPSK (Polarization Division Multiplexed Quadrature Phase Shift Keying) 信号に対する B2B における OSNR と Q 値の関係の一例を示している。誤り訂正符号による誤り訂正限界 Q 値を 6.4 dB とした場合[2.3]、要求 OSNR はそれぞれおよそ 10 dB とおよそ 14 dB である。ここで Q 値は信号品質を表す指標であり、同じく信号品質を表す指標であるビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) とは以下の関係式によって一対一に対応している[2.4]。

$$Q[\text{dB}] = 20 \log_{10} [\sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}(2\text{BER})] \cdots (2.1)$$

ここで、 $erfc$ は相補誤差関数である。

手順 2 で求める着信 OSNR は、注目する伝送系における信号パワーレベルの推移を示す「レベルダイヤグラム」と、そこから導出される OSNR の推移を示す「OSNR ダイヤグラム」から算出することができる。一般に波長多重光伝送システムは複数の光線形増幅器を多段に接続した伝送系から構成されており、光ファイバ伝送路を伝搬することによる光信号パワーの損失を光増幅器が補償することで、十分な着信パワーを持って光信号を受信することが可能なシステムとなっている。一方で、光増幅器は光信号のパワーを増幅すると同時に、光雑音 (ASE: Amplified Spontaneous Emission) を印加する性質を有するため、光信号が光増幅器を通過するたびに、光信号に ASE が印加される。これは OSNR を低減させることを意味している。光増幅器通過後の $OSNR_{out}$ は、以下の式で表すことができる[2.4]。

$$OSNR_{out} = \left[\frac{1}{OSNR_{in}} + \frac{NFhc^2\Delta\lambda}{P\lambda^3} \right]^{-1} \dots (2.2)$$

ここで、 NF は光増幅器の雑音指数 (NF: Noise Figure)、 λ は信号光の中心波長、 h はプランク定数、 c は光速、 P は光増幅器への入力パワー、 $\Delta\lambda$ は 0.1 [nm]である。 $\Delta\lambda$ の値は OSNR の定義に起因する[2.4]。 $OSNR_{in}$ は、光増幅器を通過する前の光信号の OSNR である。dB 表示では、以下の式で表される。

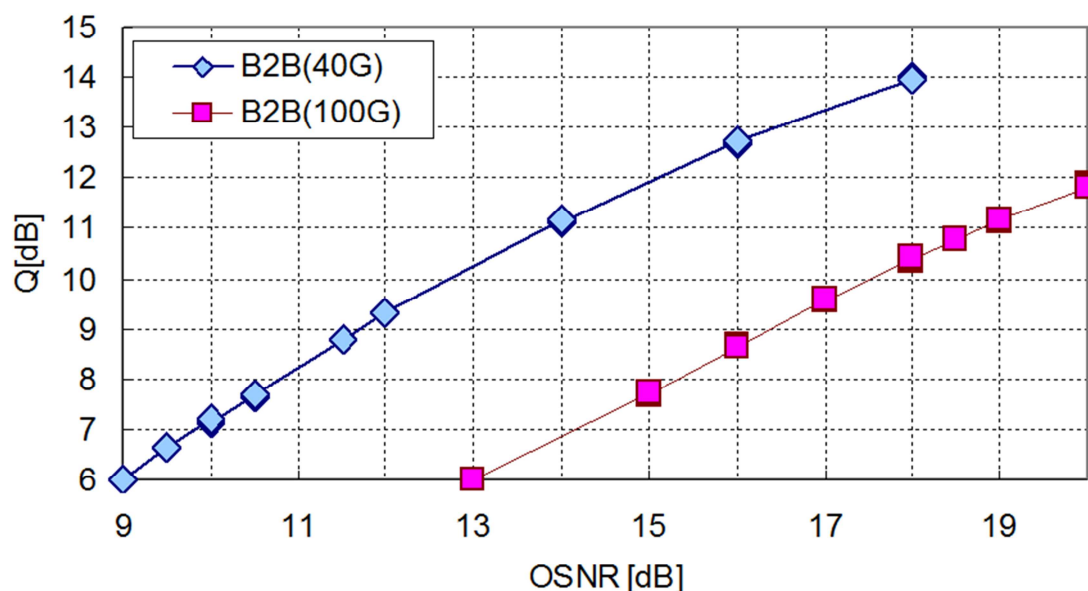


図 2.1: PDM-QPSK 信号の Q 値特性 (例)

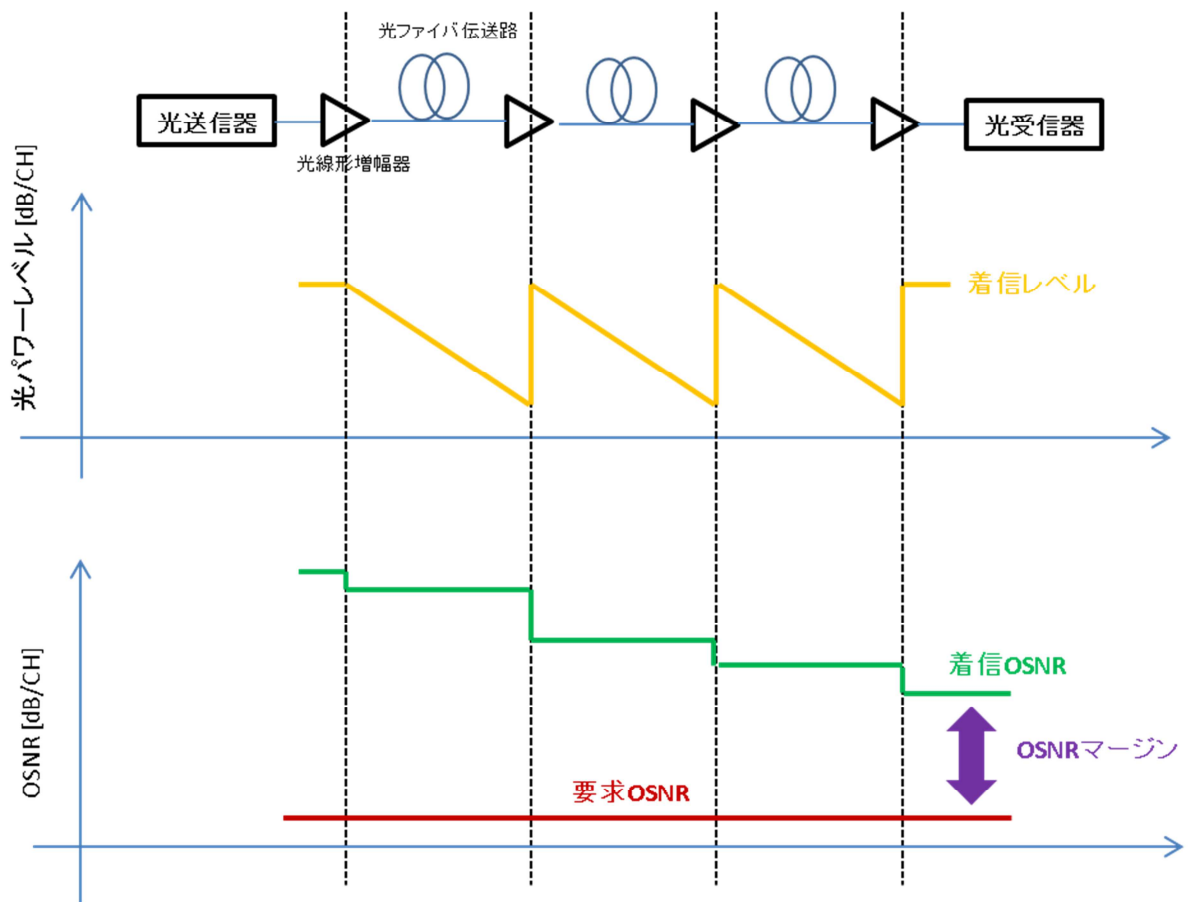


図 2.2: レベルダイアグラムと OSNR ダイアグラムの模式図

$$OSNR_{out}[dB] = -10 \log_{10} \left[10^{-\frac{OSNR_{in}[dB]}{10}} + \frac{NFhc^2\Delta\lambda}{P\lambda^3} \right] \dots (2.3)$$

この式から、 $OSNR_{in}$ が十分大きい場合は、光増幅器通過後の OSNR は光増幅器への入力パワーに比例することがわかる。また式(2.2)から、光信号が光増幅器を通過する際に発生する OSNR の劣化量 $\Delta OSNR$ は、以下の式で表すことができる。

$$\Delta OSNR = 1 + \frac{OSNR_{in}NFhc^2\Delta\lambda}{P\lambda^3} \dots (2.4)$$

この式から、光増幅器を通過する前の OSNR が大きければ大きいほど、OSNR の劣化量が大きくなることがわかる。また、光増幅器への入力パワーが大きいくほど、OSNR の劣化量は

劣化要因	OSNRマージン[dB]	OSNRペナルティ[dB]	備考
	X-Y		着信OSNR = X [dB] 要求OSNR = Y [dB]
非線形光学効果		A	ファイバ入力パワー = a [dB] 波長チャンネル数 = n
波長分散		B	累積波長分散量 = b [ps/nm]
偏波依存損失		C	偏波依存損失 = c [dB]
光フィルタリング		D	光フィルタ帯域 = d [GHz]
運用マージン		E	運用作業に起因した信号品質劣化を想定
合計		A+B+C+D+E	

表 2.1: OSNR バジレットの例

小さくなる。光増幅器で印加される ASE の量は入力される光信号の状態によらず、光増幅器の雑音指数のみによって決まる。したがって、入力される光信号の信号品質が高いほど、すなわち $OSNR_{in}$ が大きいほど、光増幅器によって印加される ASE が信号品質に与える影響が大きくなるため、信号品質の劣化量である $\Delta OSNR$ が大きくなる。また、入力パワーが大きいほど、光増幅器で印加される ASE が光信号の信号品質に与える影響は小さくなるため、 $\Delta OSNR$ は小さくなる。同様に、光増幅器の雑音指数が小さいほど、 $\Delta OSNR$ は小さくなる。式(2.3)を用いることで、レベルダイヤグラムから OSNR ダイアグラムを作成することができる。図 2.2 に、レベルダイヤグラムおよび OSNR ダイアグラムの模式図を示す。なお、分布ラマン増幅を用いる場合は、光増幅器の雑音指数を等価雑音指数（等価 NF）に置き換えることで[2.5]、同様の手順に従ってレベルダイヤグラムから OSNR ダイアグラムを作成することができる。

手順 3 では ASE 以外の信号品質劣化要因に対する OSNR ペナルティを算出し、手順 4 においてそれらを合算し、手順 5 において OSNR ペナルティと OSNR マージンを比較することで、システムの適用可否を判断する。表 2.1 に、OSNR ペナルティの積み上げ合算値と OSNR マージンとの比較を行うための表である、OSNR バジレット表の例を示す。表からわかるように、 $X - Y > A + B + C + D + E$ が満足される場合に、その伝送系にシステムが適用可能であると判断できる。また、逆に上記の関係式を満足するためにはどのような伝送系であればよいかを考察することで、システムを適用可能な伝送系の条件を導くことも可能である。同様に、上記の関係式を満足するためにはどのようなスペックの光送受信器や光増幅器を用いればよいかを考察することで、所望の伝送系にシステムを適用するために必要となるシステム要件を明確化することが可能である。

劣化要因	Q値マージン[dB]	Q値ペナルティ[dB]	備考
	X-Y		着信Q値 = X [dB] 要求Q値 = Y [dB] 着信OSNR = Z [dB]
非線形光学効果		A	ファイバ入力パワー = a [dB] 波長チャンネル数 = n
波長分散		B	累積波長分散量 = b [ps/nm]
偏波依存損失		C	偏波依存損失 = c [dB]
光フィルタリング		D	光フィルタ帯域 = d [GHz]
運用マージン		E	運用作業に起因した信号品質劣化を想定
合計		A+B+C+D+E	

表 2.2: Q 値バジレットの例

表中の劣化要因は、従来の波長多重光伝送システムで一般的に考慮される劣化要因である。この中で波長分散は動的な変動特性を有さない劣化要因であるため、光学分散モジュールなどを用いてほぼ完全に補償することができる。光フィルタについても、光信号の合分波の際に十分に広帯域な波長合分波器を用いることで、品質劣化の発生を抑圧することが可能である。偏波依存損失も同様に、光伝送系に組み込む光学部材として偏波依存損失が十分に小さい光学部材を用いることで、品質劣化の発生を抑圧することが可能である。非線形光学効果に起因した品質劣化は、光ファイバ伝送路へ送出する光信号パワーに依存する。光信号パワーが大きいほど品質劣化も大きくなるため、光信号パワーを十分に小さくすることで品質劣化の発生を抑圧することが可能である。実際の光伝送システムでは、上記のような工夫によって表中の $A \sim E$ を小さい値に抑えることで、 $X - Y > A + B + C + D + E$ を実現している。

上記では OSNR に基づいたシステム設計を示したが、信号品質の指標である Q 値を用いることでも同様のシステム設計が可能である。特にコヒーレント検波方式では、信号品質の指標として BER ではなく Q 値を用いる場合が多いため、信号品質劣化を OSNR の劣化量に換算せずに、Q 値の劣化量 (Q 値ペナルティ) として評価する場合が多い。この場合、着信 OSNR における Q 値を着信 Q 値と定義し、エラーフリー伝送を実現する最小の Q 値を要求 Q 値と定義する。要求 Q 値と着信 Q 値の差から得られる Q 値マージンと Q 値ペナルティを比較することで、OSNR に基づくシステム設計と同様の手順でシステム設計を行うことができる。Q 値バジレット表を、表 2.2 に示す。 $X - Y > A + B + C + D + E$ が満足される場合に、その伝送系にシステムが適用可能となる。

2.3 大容量化・高機能化に起因した信号品質劣化の特徴

前章では、波長多重光伝送システムのさらなる大容量化・高機能化を実現する上での課題として、①波長多重の高密度化に起因した隣接チャンネルクロストーク、②光ファイバ伝送路の偏波モード分散、③光ノード内で発生する同一チャンネルクロストーク、④ネットワークリソースの効率化を実現する動的な波長パス増減設、の4点を挙げた。このうち、①～③は信号品質に関わるものであり、波長多重光伝送システムの大容量化・高機能化を実現する上では、新たに①～③の信号品質劣化要因を考慮した光伝送システム設計が必要となる。表2.3に、①～③を考慮したQ値バジェット表を示す。

①～③の劣化要因の中で、隣接チャンネルクロストークは送信側で光信号を高密度に波長多重することに起因して発生する事象であり、伝送系に由来するものではなく、伝送方式に由来するものである。また、その特性は時間的に変化するものでないため、光信号の送受信方式を工夫することでその影響を抑圧することが可能な信号品質劣化要因であるといえる。

一方、偏波モード分散は光ファイバ伝送路が有する光学特性であり、伝送方式に由来するものではなく、伝送系に由来するものである。また、偏波モード分散に起因した光信号波形劣化は光信号の偏波状態に依存する。一般に光ファイバ伝送路を伝搬する光信号の偏波状態は時間的に変化するため、偏波モード分散に起因した光信号波形劣化を補償するためには動的な補償機構が必要となり、その実現は極めて困難である。コヒーレント検波方式を用いることで偏波モード分散に起因した波形劣化の一部を動的に補償することは可能であるが、補償可能な偏波モード分散量は受信器に搭載するデジタル信号処理回路の回路規模とトレードオフの関係にあるため、消費電力や光トランシーバのサイズといった実装上の観点から、十分に大きな偏波モード分散に対して完全な波形劣化補償を実現することは困難である[2.6, 2.7]。

同様に、同一チャンネルクロストークの原因となる他の方路からの光信号の漏れこみも光ノードを構成する光スイッチの透過特性に起因して生じるものであり、伝送方式ではなく伝送系に由来するものである。同一チャンネルクロストークは、信号光と同一の波長を有する他の光信号の一部が信号光に重畳される事象であり、信号光にとっては、同一チャンネルクロストークが重畳された状態は光雑音が付加された状態と同様である。したがって、信号光と同一波長の光雑音成分を除去することができないのと同様に、クロストーク成分と信号光を分離することができない[2.7]。また、前章でみたように、同一チャンネルクロストークの原因となる光信号は信号光とは別の対地に設置された受信器によって受信されるものであるため、同一チャンネルクロストークがどのような情報を持った信号であるかを推測することもできない。以上から、同一チャンネルクロストークに起因した信号品質劣化についても、一般にその影響を補償することは困難であるといえる。

このように、偏波モード分散や同一チャンネルクロストークは伝送方式ではなく伝送系に

劣化要因	由来	Q値ペナルティ[dB]	備考
マージン	伝送方式および伝送系	X-Y	伝送方式と伝送路損失/アンプ性能等による
非線形光学効果	伝送方式	A	ファイバ入力パワーによる
波長分散	伝送系	B	光学モジュールによって補償可能
偏波依存損失	伝送系	C	光デバイスの特性に起因
光フィルタリング	伝送系	D	光デバイスの特性に起因
運用マージン	運用方法	E	運用作業に起因した信号品質劣化を想定
隣接チャンネルXT	伝送方式	F	伝送方式の工夫により抑圧が可能
同一チャンネルXT	伝送系	G	光雑音と区別がつかず抑圧が不可能
偏波モード分散	伝送系	H	信号処理による補償は限定的
合計		A+B+C+D+E+F+G+H	X-Y > A+B+C+D+E+F+G+Hなら伝送可能

伝送設計が成立していることを前提に、NWリソースの効率化を検討(第7章)

光/電気信号処理による抑圧技術を検討(第3章・第4章)

解析手法・設計手法を検討(第5章・第6章)

大容量化・高機能化により新たに加わる要素

表 2.3: 大容量化・高機能化に伴う信号品質劣化を考慮したQ値バジレットの例と各章との関係

由来したものであるため、伝送方式の工夫のみでその影響を抑圧することは一般的に困難である。そのため、偏波モード分散や同一チャンネルクロストークに対しては、その影響を抑圧するというアプローチではなく、その影響を考慮したうえで伝送システムを設計することが重要となる。

④はトラフィック変動に追従する適応的な波長パス増減設の実現を意図しているが、波長パスの増減設、特に新たに増設される波長パスに対するエラーフリー伝送の実現は、当然ながら上記で述べた光伝送システム設計が成立していることが前提となる。すなわち、波長多重光伝送システムの動的な運用・制御は、光伝送システム設計が確立されて初めて実現可能となるものである。

2.4 光伝送システムの大容量化・高機能化に向けた各章の位置付け

図 2.3 に、光伝送システムの基本構成要素である光送受信器、光スイッチノード、光ファイバ伝送路および、光伝送システムの大容量化・高機能化実現に向けた各章における検討の位置付けを模式的に示す。第 3 章、第 4 章では、伝送設計へのインパクトを抑えた波長多重の高密度化技術の確立を目指し、隣接チャンネルクロストークの抑圧を可能とする光送受信方式について検討する。第 3 章では、既に大容量波長多重光伝送システムにおいて広く用いられている遅延検波方式を前提とした隣接チャンネルクロストーク抑圧技術について、第 4

章では、近年商用導入が進んでいるコヒーレント検波方式を前提とした隣接チャンネルクロストーク抑圧技術について検討する。

第5章、第6章では、光伝送システムの大容量化・高機能化において特に問題となる同一チャンネルクロストークおよび偏波モード分散に起因した信号品質劣化が発生する環境下における伝送システムの実現を目指し、同一チャンネルクロストークの影響を考慮した光スイッチノード設計法および偏波モード分散の影響を考慮した光ファイバ伝送路設計法について検討する。第5章では、同一チャンネルクロストークが信号品質に与える影響を定量的に解析することで、光伝送システム設計を成立させるために光スイッチノードに課せられる条件、具体的には光スイッチノードに要求される消光比と通過可能ノード数に対する条件を明確化する。第6章では、偏波モード分散が信号品質に与える影響を定量的に解析することで、光伝送システム設計を成立させるために光ファイバ伝送路に課せられる条件、具体的には光ファイバ伝送路に要求される偏波モード分散量の波長平均値とシステム不稼働率に対する条件を明確化する。

これら第3章から第6章を通して、光伝送システムの基本構成要素である光送受信器、光スイッチノード、光ファイバ伝送路それぞれに関する検討を行い、光伝送システムの大容量化・高機能化実現に向けた要素技術を確立する。それを踏まえて第7章では、第3章から第6章の検討により実現される大容量・高機能光伝送システムの効果的かつ効率的な運用を

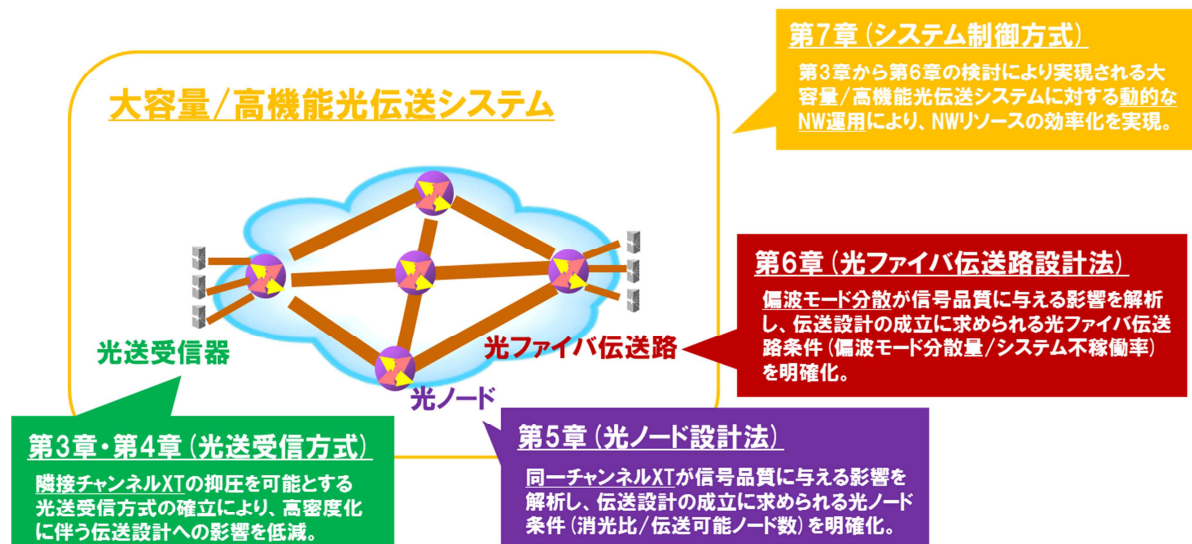


図 2.3: 光伝送システムの大容量化・高機能化と各章における検討の位置付け

現するためのシステム制御技術について検討する。具体的には、伝送システム内を流通するデータトラヒックの変動特性を考慮した動的なネットワーク運用による、波長リソース等に代表されるネットワークリソースの効率化を実現するための適応型波長パス増減設法を確立する。

このように、第3章および第4章で波長多重の高密度化を実現する光送受信方式を、第5章で光スイッチノード設計法を、第6章で光ファイバ伝送路設計法を確立することで、光伝送システムの大容量化・高機能化の実現に資する要素技術を確立し、これらの要素技術によって成り立つ大容量・高機能光伝送システムを効率的に運用する制御技術について、第7章で論ずる。これらの検討を通して、システム設計から運用に至る技術領域に対して、網羅的な技術確立を目指している。

2.5 まとめ

前節までに示したとおり、隣接チャンネルクロストークに対しては、その影響を抑圧するための技術を確立することが重要であり、偏波モード分散および同一チャンネルクロストークに対しては、それらの影響を抑圧するのではなく、それらの影響を考慮したシステム設計法を確立することで、システムの適用領域を明確化することが重要であるといえる。本論文では、続く第3章、第4章で、大容量波長多重光伝送システムで用いられる遅延検波方式とコヒーレント検波方式それぞれに対しての隣接チャンネルクロストーク抑圧技術について論ずる。第5章では同一チャンネルクロストークを考慮したシステム設計技術について、第6章では偏波モード分散を考慮したシステム設計技術について論ずる。第7章では、第3章から第6章までの検討を通じて実現される、適切な光伝送システム設計がなされた波長多重光伝送システムへの適用を想定した、トラヒック変動に追従する適応型波長パス増減設技術について論ずる。これらの検討を通じて、大容量化・高機能化した波長多重光伝送システムに対する光伝送システム設計法および、信号品質向上技術、ネットワークリソース効率化技術を示す。

参考文献

- [2.1] 戸毛邦弘, 山田裕介, 保莉和男, 富田茂, “支障移転時の光ファイバハンドリング作業が偏波変動に及ぼす影響,” 信学技報, OFT, 41 (11), pp. 31-34 (2005)
- [2.2] 山田裕介, 戸毛邦弘, 保莉和男, 富田茂, “支障移転作業時における偏波変動特性に関する検討,” 信学会総合大会, B-13-4 (2006)

- [2.3] 鈴木扇太, 宮本裕, 富澤将人, 坂野寿和, 村田浩一, 美野真司, 柴山充文, 渋谷真, 福知清, 尾中寛, 星田剛司, 小牧浩輔, 水落隆司, 久保和夫, 宮田好邦, 神尾享秀, “光通信ネットワークの大容量化に向けたデジタルコヒーレント信号処理技術の研究開発,” 電子情報通信学会誌, vol. 95, no. 12, pp. 1100-1116 (2012)
- [2.4] ITU-T Recommendation G.sup 39, *Optical system design and engineering considerations*.
- [2.5] 森淳, 増田浩次, “テルライトラマンアンプ,” NTT 技術ジャーナル, 10月号, pp. 21-24 (2004)
- [2.6] K. Kikuchi, “Fundamentals of coherent optical fiber communications,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 1, pp. 157-179 (2016)
- [2.7] 菊池和朗, “デジタルコヒーレント光受信器における適応等化技術,” 電子情報通信学会論文誌 B, vol. J96-B, no. 3, p.. 212-219 (2013)
- [2.8] E. L. Goldstein, L. Eskildsen, and A. F. Elrefaie, “Performance implications of component crosstalk in transparent lightwave network,” *Photonics Technology Letters*, vol. 6, no. 5, pp. 657-660 (1994)

第3章 遅延検波方式を用いた波長多重光伝送システムにおける隣接チャンネルクロストーク抑圧技術

3.1 研究の背景

データトラヒックの急増に伴い、光伝送システムのさらなる大容量化の実現が求められている。光伝送システムでは、一本の光ファイバを用いて大容量の光信号伝送を実現するために、波長多重光伝送が適用されている。光伝送システムのさらなる大容量化を実現するためには、より多くの波長チャンネルを光ファイバに収容することが必要となるため、波長多重におけるチャンネル間の光周波数間隔を狭め、より高密度に波長多重を行うことが重要となる。波長多重の高密度化を実現する技術として、搬送波位相同期 WDM [3.1 – 3.9]、コヒーレント WDM [3.10 – 3.23]、光直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [3.24 – 3.38] などが提案されている。これらの技術は、各チャンネルの光信号スペクトルが光周波数領域において互いに重なり合うほどの高密度な波長多重を実現する技術であるが、搬送波位相同期 WDM やコヒーレント WDM は、互いに重なり合う波長チャンネル間の光位相を厳密に制御する必要がある。これに起因して、位相同期光源の適用や、光搬送波位相同期回路の実装が必要となるため、実装の観点で実現性に課題がある。光 OFDM は、複数のサブチャンネルから信号が構成される、いわゆるマルチキャリア信号伝送方式である。各サブチャンネルの光信号スペクトルは隣接するサブチャンネルと重なりあっており、このようなスペクトルの重なりはサブチャンネルの高密度な光周波数配置を実現する。また光 OFDM は、多値変調など、周波数利用効率の向上が見込まれる他の技術との併用が可能であり、それらを組み合わせることで、さらなる大容量化も可能となる。

光 OFDM 信号では、サブチャンネル間の光周波数間隔が周波数直交性を満足することでサブチャンネル間のスペクトル重なりを許容し、波長多重の高密度化を実現する。従来の光 OFDM ではサブチャンネル間の周波数直交性を満足するために、その光周波数間隔 Δf を信号の変調周期 T の逆数、すなわちシンボルレートと等しくするよう設計される。このように生成された光 OFDM 信号 $S(t)$ は、以下の式で表すことができる。

$$S(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n(t) e^{j2\pi(f+n\Delta f)t} \dots \quad (3.1)$$

ここで、 $d_n(t)$ は n 番目のサブチャンネルに重畳されたデータ情報を、 Δf はサブチャンネル間の光周波数間隔、 N は光 OFDM 信号を構成するサブチャンネル数である。この光信号に対して、受信器で以下に示す離散フーリエ変換の処理を適用することで、各サブチャンネルを分離、復調することが可能である。

$$d_n(t)e^{j2\pi(f+n\Delta f)t} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S\left(t + \frac{k}{N\Delta f}\right) \exp\left[-j\frac{2\pi k}{N}\left(\frac{f}{\Delta f} + n\right)\right] \dots (3.2)$$

式(3.2)を見ると、この離散フーリエ変換処理は変調周期 T には依らず、サブチャンネル間の光周波数間隔 Δf のみによって決定される処理であることがわかる。これは、必ずしもサブチャンネルの光周波数間隔 Δf を変調周期 T の逆数と等しくしなくとも、 Δf で決定される適切な離散フーリエ変換処理によって、サブチャンネルの分離、復調が可能であることを意味している。すなわち、サブチャンネル間の光周波数間隔 Δf が $1/T$ よりも小さい場合であっても、サブチャンネルの分離、復調が可能であり、光 OFDM 信号よりも高密度な波長多重が可能であることを示唆している。

本章では、波長多重のさらなる高密度化を目指し、サブチャンネル間の光周波数間隔がシンボルレートよりも小さい「光高密度 OFDM (DOFDM: Dense OFDM) 伝送方式」を提案する。数値シミュレーションと伝送実験を通して提案方式の実現性を示すとともに、光ファイバ伝送環境に対する適用性を示す。また、光 DOFDM 信号を含む一般の光 OFDM 信号に対する波長分散の影響を考察し、光ファイバ伝送路が有する波長分散によって発生するサブチャンネル間のシンボルタイミングのずれが、光 OFDM 信号の伝送特性劣化に支配的な影響を及ぼすことを示す。さらに、波長分散による伝送特性劣化を抑制する方法として、送信端における隣接サブチャンネル間の偏波直交化、サブチャンネル間のシンボルタイミングの最適化を実践し、伝送実験を通してその効果を示す。

3.2 光 DOFDM

3.2.1 光 DOFDM の原理

通常、光 OFDM 信号は複数のサブチャンネルから構成されており、それらのサブチャンネル間で周波数直交性が満足されることにより、サブチャンネル間のスペクトル重なりが許容される。スペクトル重なりが許容されることでサブチャンネルを高密度に配置することが可能となり、結果として複数のサブチャンネルから構成される光信号に対して高密度な波長多重が実現される。図 3.1 に示すように、各サブチャンネルのシンボル周期が T の場合、サ

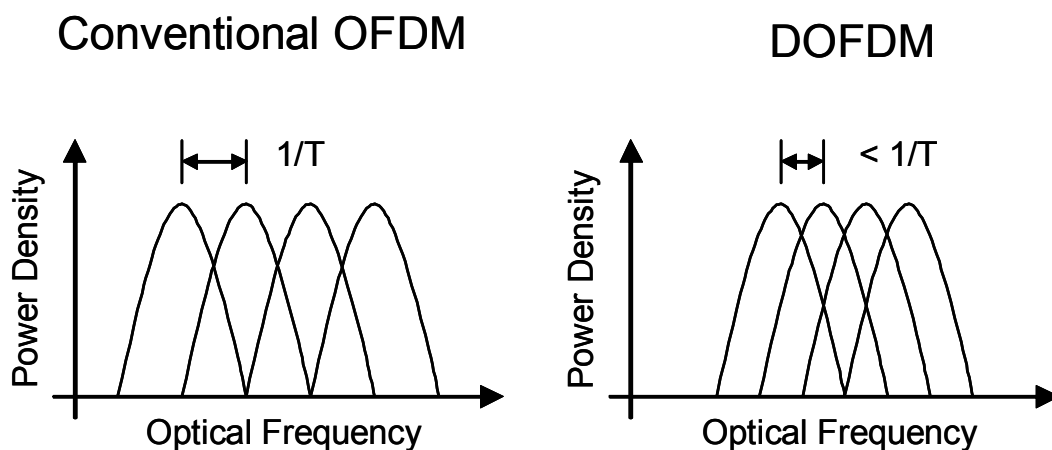


図 3.1: 従来の光 OFDM 信号と光 DOFDM 信号の光スペクトル

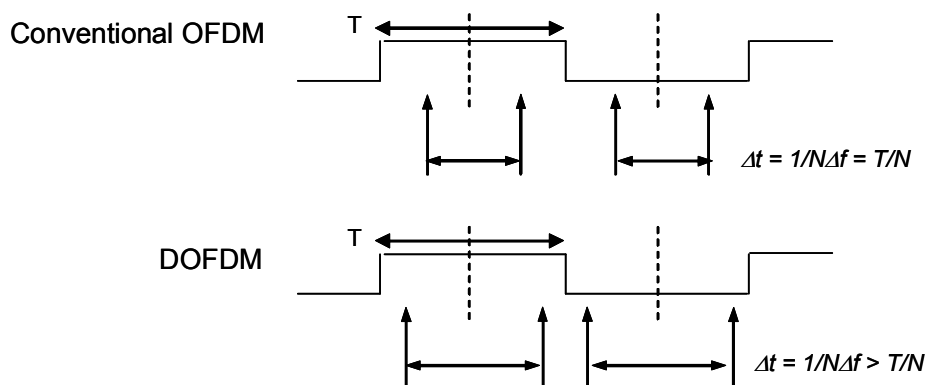


図 3.2: シンボル間隔とサンプリング間隔

ブチャンネル間の光周波数間隔を $1/T$ とすることで、サブチャンネル間の周波数直交化が実現される。

一般に、光 OFDM 信号 $S(t)$ は式(3.1)で表される。このような光 OFDM 信号を復調するためには、光 OFDM 信号に対して式(3.2)で表される演算を実行すればよい。式(3.2)は、式(3.1)に対する離散フーリエ変換に相当する。式(3.2)は、 $1/(N\Delta f)$ のサンプリング間隔で 1 シンボル中に N 回のサンプリングを行うことで、信号の復調が可能であることを示している。すなわち、サンプリング間隔 Δt が

$$\Delta t = \frac{1}{N\Delta f} \dots (3.3)$$

を満足することが光 OFDM 信号を復調するための条件であり、サンプリング間隔 Δt はシンボル周期によって決定されるものではないといえる。これは、サブチャンネル間の周波数間隔が必ずしも $\Delta f = 1/T$ を満足しなくてもよいことを意味する。一方で、 N 回のサンプリングをシンボル周期 T 内で実行するためには、図 3.2 に示すように、以下の関係が成り立たなければならない。

$$(N - 1)\Delta t < T \dots (3.4)$$

これは

$$\Delta f > \frac{(N - 1)}{NT} \dots (3.5)$$

と書き直すことができ、光 OFDM 信号を復調するために課されるサブキャリア間隔 Δf に対する条件となる。これは、サブキャリア間の光周波数間隔 Δf をシンボルレート $1/T$ よりも小さくすることが原理的に可能であることを意味しているおり、シンボルレートを f_s とすると、 $\Delta f < f_s := 1/T$ の場合においても光 OFDM 信号は復調可能であることがいえる。以下では、サブキャリア間の光周波数間隔がシンボルレートよりも小さい、すなわち

$$\frac{(N - 1)}{NT} < \Delta f < f_s \dots (3.6)$$

であるような光 OFDM 信号を、光 DOFDM 信号と呼ぶこととする。式(3.2)に示される離散フーリエ変換処理を実現する方法として、コヒーレント検波とデジタル信号処理を組み合わせた方法や[3.39 – 3.53]、遅延干渉計 (MZI: Mach-Zehnder Interferometer) を用いた方法が挙げられる[3.24, 3.54 – 3.61]。遅延検波方式に対してデジタル信号処理を適用することは一般的でないため、以下では MZI を用いた光信号処理によりサブチャンネルを抽出する方法を考える。離散フーリエ変換処理を光領域の処理に対応させた場合、式(3.2)で示される処理は、光信号に適切な遅延を与えたうえで自己遅延干渉させる処理に相当する。図 3.3 に、従来光 OFDM 信号と光 DOFDM 信号それぞれに対して、自己遅延干渉によってサブチャンネルを抽出の様子を示す。ここでは簡単のため、サブチャンネル数を 2 としている。図が示すように、従来の光 OFDM 信号に対するサブチャンネル抽出では、変調周期の半分に相当する $T/2$ の遅延を与えたうえで自己遅延干渉させることで、式(3.2)に示される離散フーリエ変換処理が実現される。このとき、離散フーリエ変換の演算が成立している時間領域、すなわち信号のアイが開口する時間領域は $T/2$ となる。一方で、光 DOFDM 信号に対してサブチャンネル抽出を行う場合は、 $1/(2\Delta f)$ の遅延を与えたうえで自己遅延干渉させなければならない。光 DOFDM では $\Delta f < 1/T$ であるため、従来の光 OFDM 信号に対してよりも、より

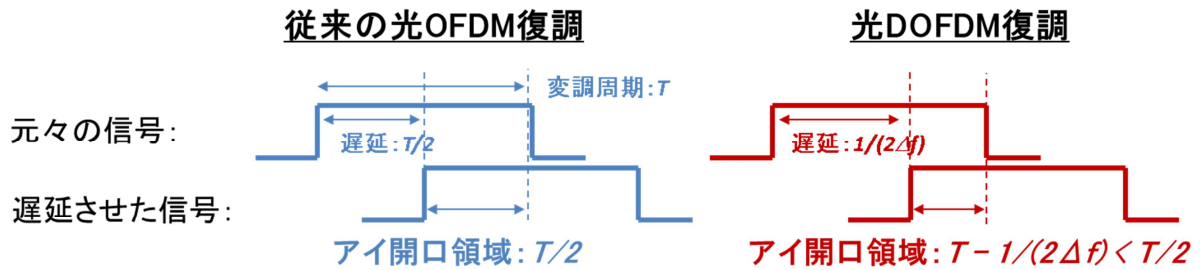


図 3.3: 自己遅延干渉によるサブチャンネルの抽出

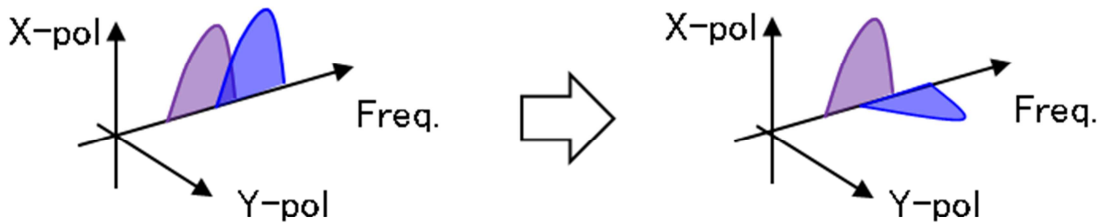


図 3.4: サブチャンネル間の偏波直交化

大きな遅延を与えなければサブチャンネルを抽出することができない。アイが開口する時間領域は $T - 1/(2\Delta f)$ であるため、従来の光 OFDM 信号よりアイ開口領域が狭くなる。アイ開口領域が狭くなることで、従来の光 OFDM 信号よりもタイミングジッタや光ファイバ伝送路の有する波長分散に起因した波形広がりの影響を大きく受けてしまい、サブチャンネル間干渉が発生してしまうことが想定される。サブチャンネル間干渉は可干渉性を有しているため、信号品質に大きな影響を与えてしまうと考えられる。そこで、図 3.4 に示すようにサブチャンネル間の偏波を直交化することで、波形広がり起因したサブチャンネル間干渉を非可干渉化し、信号品質に与える影響の低減を図ることとする。

図 3.3 で見たように、アイが開口する時間領域 τ とサブチャンネル間の光周波数間隔 Δf の関係は以下の式で示される。

$$\tau = T - \frac{1}{2\Delta f} \dots (3.7)$$

光 OFDM 信号を構成するサブチャンネル数を N とした場合は、 τ と Δf の関係は以下の式の通りとなる。

$$\tau = T - \frac{N-1}{N\Delta f} \dots (3.8)$$

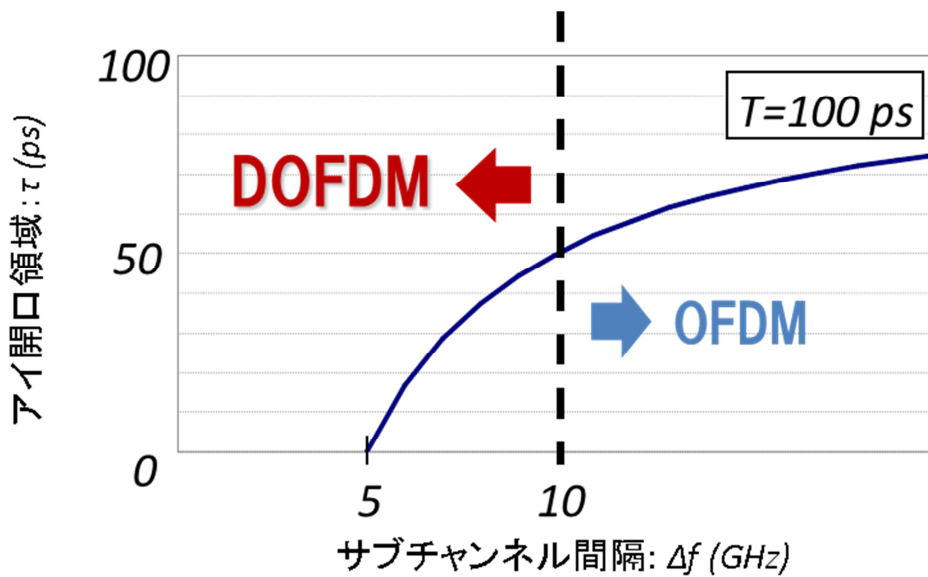


図 3.5: サブチャンネル間隔とアイ開口領域の関係

図 3.5 に、サブチャンネル間の光周波数間隔とアイが開口する時間領域の関係を示す。ここでは変調周期 T を 100 ps、サブチャンネル数を 2 としている。 $\Delta f = 10$ [GHz] の場合が従来の光 OFDM 信号に対応しており、 $\Delta f < 10$ [GHz] の領域が光 DOFDM 信号に対応している。サブチャンネル間の光周波数間隔 Δf が 10 GHz、8 GHz、6 GHz のときのアイ開口領域はそれぞれ 50 ps、38 ps、17 ps となる。図が示すように、光周波数間隔が 5 GHz に近づくと、急激にアイ開口領域が狭くなることがわかる。

3.2.2 数値シミュレーションによる光 DOFDM 方式の原理確認

光 DOFDM の適用領域を明確化するため、数値シミュレーションを実施する。図 3.6 に、シミュレーションにおける評価系の構成を示す。本シミュレーションでは、二つのサブチャンネルから構成される光 OFDM 信号を用いる。それぞれのサブチャンネルは 10 Gb/s の NRZ-OOK (Non Return-to-Zero On-Off Keying) であり、シンボルレートは 10 GHz である。サブキャリア間の周波数間隔 Δf は、6 GHz、8 GHz、10 GHz とする。6 GHz、8 GHz の場合が光 DOFDM に相当し、10 GHz の場合が従来の光 OFDM に相当する。サブチャンネル同士は、光カップラまたは偏波ビーム結合器 (PBC: Polarization Beam Combiner) によって合波される。PBC を用いる場合は、それぞれのサブチャンネルが互いに直交した偏波状態で合波されることになる。これは、いわゆる偏波直交 OFDM (OPFDM: Orthogonal Polarization and Frequency Division Multiplexing) に相当する [3.62 – 3.64]。

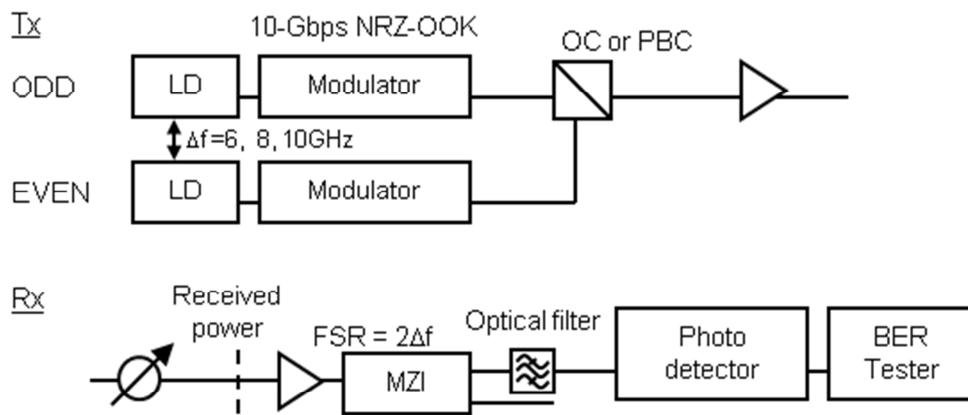


図 3.6: シミュレーション系

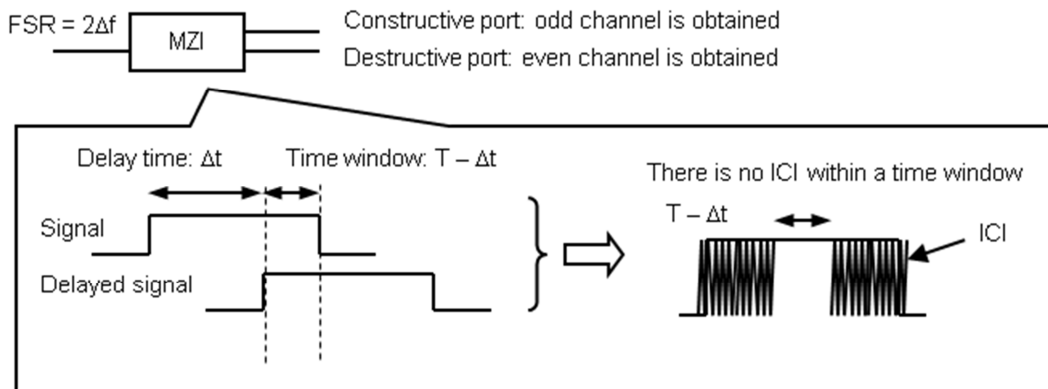


図 3.7: MZI による自己遅延干渉と各ポートからの出力

光 OFDM 信号または光 DOFDM 信号は、受信器で MZI によって各サブチャンネルに分割される。MZI は、光領域において式(3.2)に相当する処理を実行する。MZI の遅延量は FSR (Free-Spectral Range) の逆数に対応しており、遅延量は図 3.2 におけるサンプリング間隔 Δt と等しい値となる。サブチャンネル間で周波数直交性が満足されている場合、すなわち式(3.3)が満足されている場合は、チャンネル間干渉 (ICI: Inter-Channel Interference) が発生することなく、MZI の constructive ポートと destructive ポートから各サブチャンネルが得られる。今の場合、式(3.1)における $n=0$ と $n=1$ が、それぞれのサブチャンネルに対応する。光周波数間隔 Δf が 6 GHz、8 GHz、10 GHz のときは、MZI の遅延量 Δt をそれぞれ 83.3 ps、62.5 ps、50 ps とすることで、周波数直交性が満足されることになる。MZI からの出力が所望の離散フーリエ変換の結果となるのは、特定の時間範囲においてのみである。

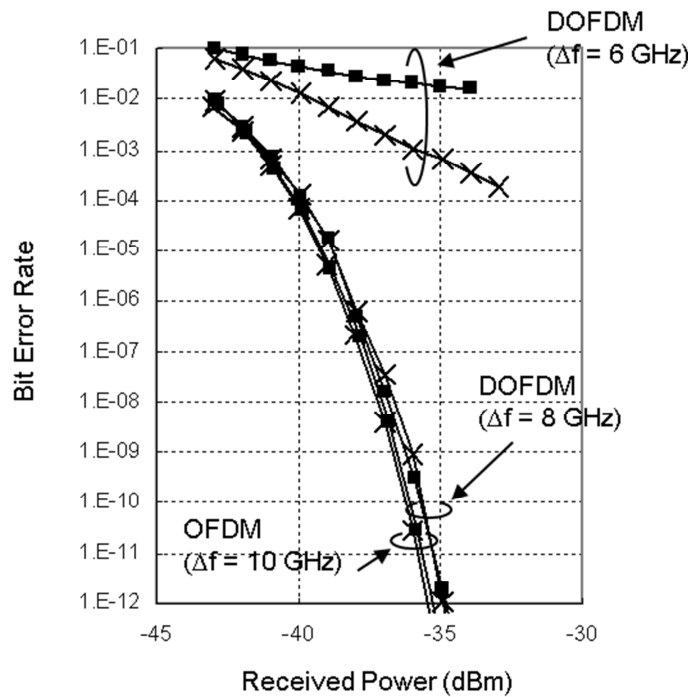


図 3.8: 送受対向特性 (受信器帯域=40GHz)

図 3.7 が示すように、データシンボルを抽出することが可能な時間範囲は $T - \Delta t$ であり、その周期は T である。したがって、MZI からの出力を周期 T でサンプリングすることで、信号を復調することが可能である。光フィルタは、光増幅器から発生する ASE (Amplified Spontaneous Emission) 雑音を除去するために用いられる。光 OFDM 信号ならびに光 DOFDM 信号は MZI を用いることで各サブチャンネルに分波することが可能であるため、送信側で各サブチャンネルを偏波直交多重しているか否かによらず、受信側で偏波分離器 (PBS: Polarization Beam Splitter) を用いる必要はない。

図 3.8 と図 3.9 は、光 OFDM 信号と光 DOFDM 信号のそれぞれに対する、信号受信パワーとビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) の関係を示している。×のプロットがサブチャンネル間の偏波を直交化した場合、■のプロットが直交化させなかった場合の結果を表している。系には伝送ファイバは含まれていないため、この結果は送受対向特性に相当するものである。図 3.8 は受信器の電気フィルタ帯域が 40 GHz の場合、図 3.9 は 20 GHz の場合に対応している。図 3.8 より、光周波数間隔が 8 GHz の光 DOFDM 信号の受信感度は、光周波数間隔が 10 GHz である従来の光 OFDM 信号の受信感度とほぼ同等であることが確認できる。特に、硬判定前方誤り訂正 (FEC: Forward Error Correction) 限界である $BER = 10^{-3}$ においては、ペナルティを発生させることなく、光周波数間隔を 10 GHz から 8 GHz に高

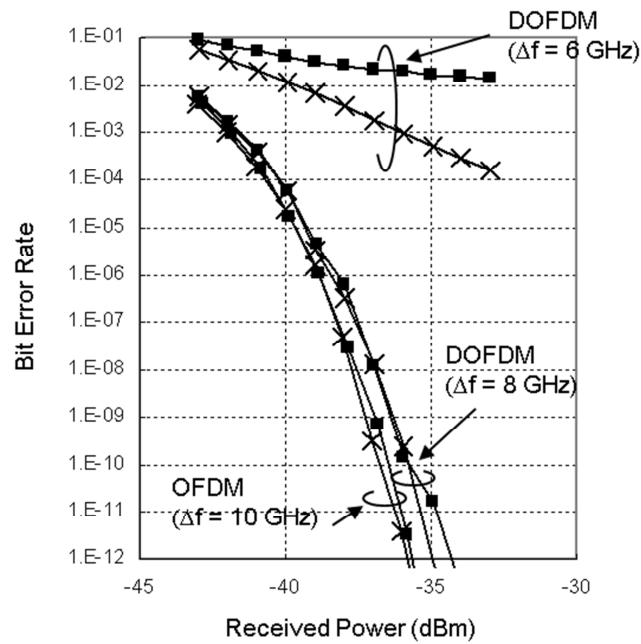


図 3.9: 送受対向特性 (受信器帯域=20GHz)

密度化することが可能であることがわかる。また、本来であればサブチャンネル間の偏波を直交化することで ICI 抑圧の効果が見込まれるはずであるが、光周波数間隔が 10 GHz ならびに 8 GHz の場合においては、偏波直交化による感度改善は確認されなかった。この結果は、周波数間隔が 10 GHz ならびに 8 GHz の場合において、そもそも ICI が発生していないことを意味する。これは、従来の光 OFDM 信号のみならず、光周波数間隔が 8 GHz の光 DOFDM 信号においても周波数直交性が満足されていることにほかならない。これらの結果より、光 DOFDM はペナルティを発生させることなく、波長多重の高密度化を実現することが可能であることが確認された。

一方で、サブチャンネル間の光周波数間隔 Δf が 6 GHz の場合は、従来の光 OFDM 信号に比べて受信感度が大幅に低減する。光周波数間隔が 6 GHz の光 DOFDM 信号に対するシンボル抽出可能な時間範囲 $T - \Delta t$ は 17 ps であり、従来の光 OFDM 信号の時間範囲 50 ps に比べて非常に狭い時間範囲であるといえる。シンボル抽出可能な時間範囲が狭いということは、受信後の電気信号のスペクトルが広帯域であることに相当する。光周波数間隔が 6 GHz の光 DOFDM 信号では、受信器の電気フィルタによる帯域制限に起因したペナルティが発生していると考えられる。

図 3.9 は電気フィルタの帯域が 20 GHz の場合に対応しているが、この場合においても周波数間隔が 8 GHz の光 DOFDM 信号の受信感度は従来の光 OFDM 信号の受信感度とほぼ

同等である。しかしながら、電気フィルタの帯域が 40 GHz の場合に比べると、僅かながらペナルティが増大していることが確認できる。光 DOFDM 信号に対するシンボル抽出可能な時間範囲は、従来の光 OFDM 信号に対するシンボル抽出可能な時間範囲よりも狭いため、光 DOFDM 信号は受信器のタイミングジッタに対してより敏感であり、電気フィルタによる帯域制限の影響も大きくなる。それゆえに、ペナルティなく光 DOFDM 信号伝送を実現するためには、できるだけ広帯域な電気フィルタを用いることが望ましい。

3.2.3 伝送実験による光 DOFDM の実証

伝送実験により、光 DOFDM 伝送の実現性を実証するとともに、光ファイバ伝送路の波長分散が光 DOFDM 信号に与える影響を評価する。図 3.10 に、本実験の系構成を示す。本実験では 2 つのサブチャンネルから構成される光 OFDM 信号を用いており、以下では片方のサブチャンネルを ODD チャンネル、もう片方のサブチャンネルを EVEN チャンネルと呼ぶこととする。それぞれのサブチャンネルは 20Gb/s の NRZ-DQPSK (Non-Return-to-Zero Differential Quadrature Shift Keying) 信号を伝送する。シンボルレートは 10 Gbaud であり、サブチャンネル間の光周波数間隔 Δf は 10 GHz または 8 GHz とする。10 GHz の場合が従来の光 OFDM 信号に相当し、8 GHz の場合が光 DOFDM 信号に相当する。それぞれのレーザー光源 (LD: Laser Diode) は互いに光位相同期はとられておらず、独立に発振している。光信号に重畳するデータは、周期 2^7-1 の疑似ランダムビット列 (PRBS: Pseudo Random Binary Sequence) を用いる。光遅延線はサブチャンネル間のシンボルタイミングを調整するために用いる。MZI の FSR は $2\Delta f$ としており、光領域にて式(3.2)の処理が実行

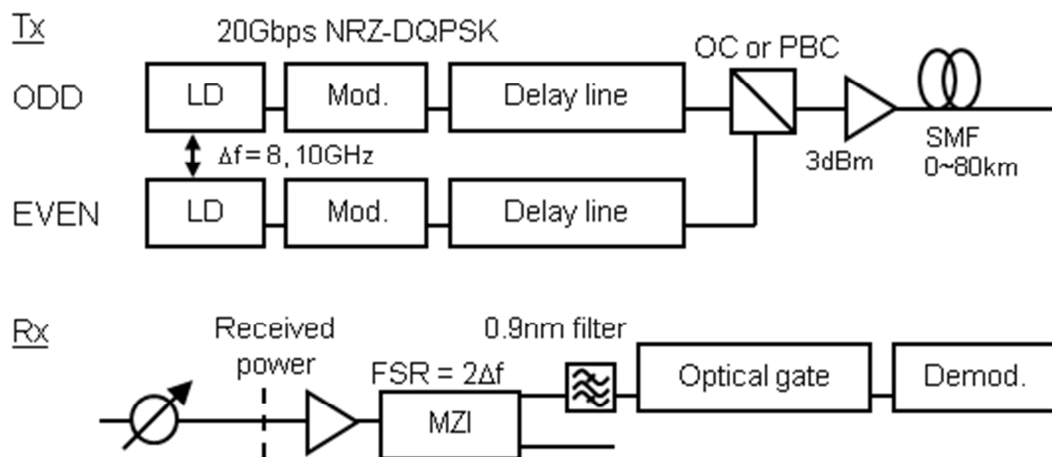


図 3.10: 実験系

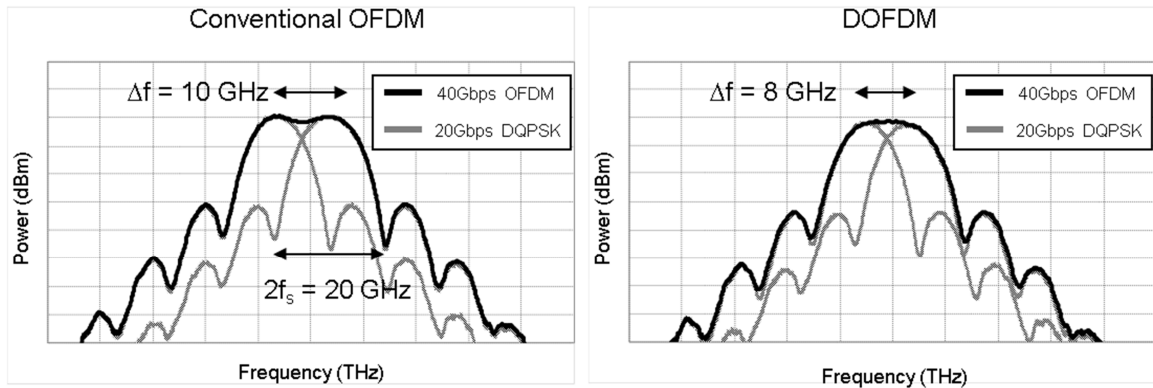


図 3.11: 光 OFDM 信号と光 DOFDM 信号の光スペクトル

されることで、サブチャンネルの分離を実現する。各サブチャンネルは、MZI の出力ポートから得られる。時間範囲 $T - \Delta t$ 内でデータシンボルを抽出するために、各サブチャンネルに対して光ゲートを適用している [3.24, 3.65]。本実験では、強度変調器を光ゲートとして用いており、シンボルレートと等しい 10 GHz で駆動させることにより、時間範囲内のデータシンボルの抽出を実現している。この 10 GHz のクロックは、受信信号から抽出したクロックを用いている。位相シフタにより光ゲートの動作タイミングを調整することで、アイ開口のタイミングでのシンボル抽出を実現する。光ゲートはあくまで時間範囲 $T - \Delta t$ 内のデータシンボルの抽出を実現するものであって、式(3.2)に示される処理、すなわちサブチャンネル分離は MZI による光信号処理のみによって実現される。ASE 雑音の除去には、光フィルタを用いている。また、本実験ではサブチャンネル分離に PBS は用いておらず、送信側でのサブチャンネルの偏波直交化の実施有無に関わらず、MZI のみによってサブチャンネル分離を実行している。本実験では、送受対向構成において受信感度の評価を行うとともに、16.6 ps/nm/km の波長分散を有するシングルモードファイバ(SMF: Single-Mode Fiber)を用いた波長分散耐力評価を行っている。

図 3.11 に、従来の光 OFDM 信号ならびに光 DOFDM 信号のスペクトルを示す。図が示すように、光 DOFDM 信号のサブチャンネル間光周波数間隔は、従来の光 OFDM 信号の 80%程度となっている。これは、光 DOFDM 信号ではシンボルレートよりも小さい光周波数間隔が実現されていることを意味する。図 3.12 に、光 OFDM 信号ならびに光 DOFDM 信号のアイパターンを示す。これらのアイパターンは、送信側で PBS によりサブチャンネルを直交偏波多重した場合のものである。周波数直交性が満足されていない時間範囲、すなわち $T - \Delta t$ 以外の時間範囲では、光 OFDM 信号のアイパターンよりも光 DOFDM 信号のアイパターンの方が、雑音成分が大きいことが確認できる。一方、アイの中央付近、すなわ

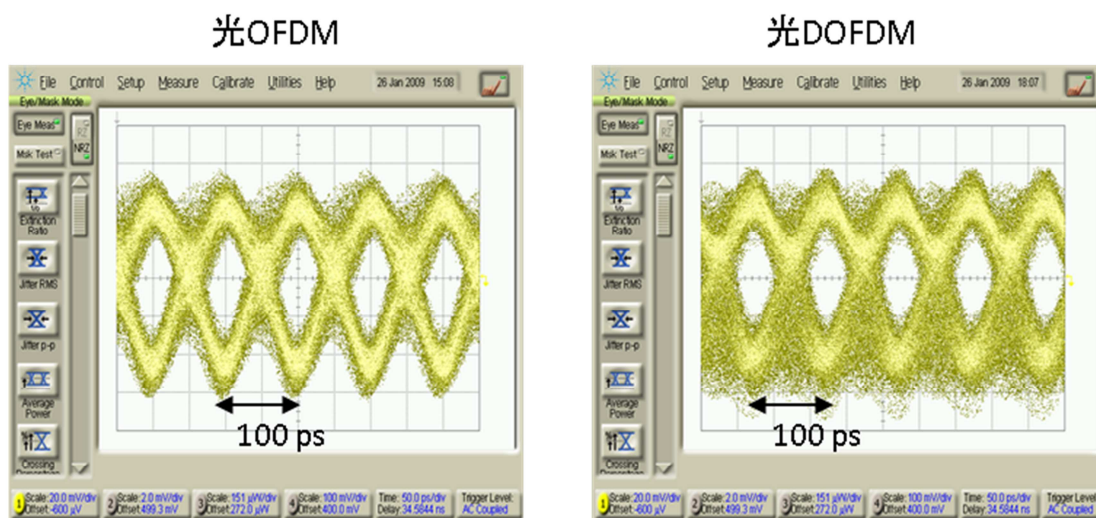


図 3.12: 光 OFDM 信号と光 DOFDM 信号のアイダイアグラム

ち周波数直交性が満足されている時間範囲では、光 OFDM 信号と同程度のアイ開口が光 DOFDM 信号に対しても実現できていることが確認できる。

図 3.13 は、送受対向構成における受信パワーと BER の関係を示している。BER は、同相 (In-phase) チャンネルと直交位相 (Quadrature) チャンネルそれぞれの BER の平均値としている。受信パワーが -35 dBm の時、OSNR (Optical Signal-to-Noise Ratio) は 18.5 dB である。図より、PBC を用いない場合、すなわちサブチャンネル間の偏波を直交化しない場合、従来の光 OFDM 信号に対して光 DOFDM 信号は $BER = 10^{-3}$ において受信感度が 3 dB 程度低いことが確認できる。一方で、PBC を用いてサブチャンネルの偏波を互いに直交するように合波した場合は、光 DOFDM 信号の感度が 2 dB 程度向上する。この結果は、光 DOFDM では ICI が発生しない時間範囲においてデータシンボルを抽出することが難しいことを意味している一方で、サブチャンネルを直交偏波多重することで十分に ICI を抑圧することが可能であることを意味している。

従来の光 OFDM 信号に対しては、サブチャンネル間の偏波直交化を適用することによる顕著な感度改善は見られない。これは、従来の光 OFDM 信号に対しては、ICI の影響を受けることなくデータシンボルを抽出することができていることを意味している。一方、光 DOFDM 信号に対しては、光ゲートや受信器の電気フィルタが狭帯域である場合、ICI の影響を受けることなくデータシンボルを抽出することが難しくなることが考えられる。光 DOFDM 信号におけるシンボル抽出可能な時間範囲は従来の光 OFDM 信号のそれに比べて狭いため、光ゲートや電気フィルタが狭帯域であることに起因した信号品質劣化が想定される。しかし、図 3.8 に示すように広帯域な電気フィルタを用いた場合は、ペナルティを発生

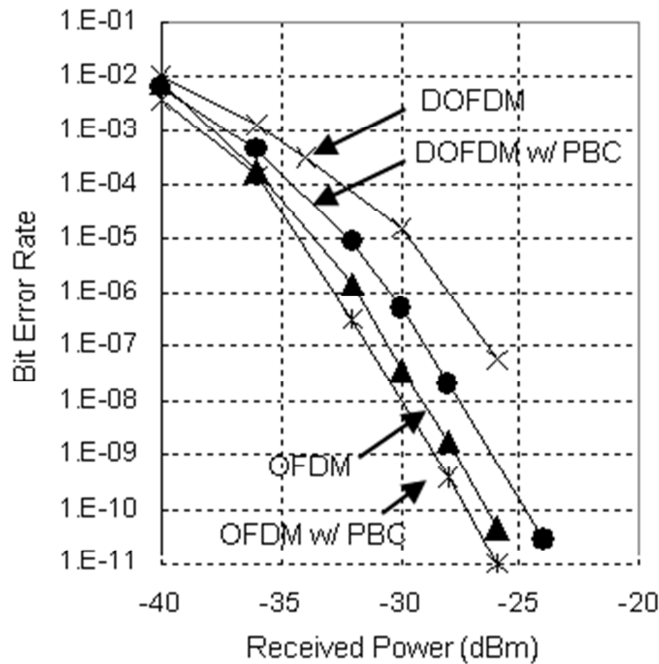


図 3.13: 光 OFDM 信号と光 DOFDM 信号の送受対向特性

させることなく光 DOFDM を実現することが可能である。送信側で PBC を用いた直交偏波多重を適用しない場合であっても、光ゲートを広帯域化させるまたは光ゲートのパルス形状を最適化することで、ペナルティを発生させることなく光 DOFDM を実現することが可能であると考えられる。

図 3.14 は、SMF を用いた伝送実験の結果を示しており、伝送距離と $BER = 10^{-3}$ におけるパワーペナルティの関係を示している。パワーペナルティは、受信感度の劣化量に対応している。波長分散は伝送距離に比例して大きくなり、本実験における伝送ファイバの単位長さ当たりの波長分散量は 16.6 ps/nm/km である。図が示すように、従来の光 OFDM 信号では 20 km の伝送距離で 8 dB 程度のペナルティが発生している一方で、光 DOFDM 信号では 20 dB 以上のペナルティが発生している。これは、光 DOFDM 信号の波長分散耐力が従来の光 OFDM 信号の波長分散耐力よりも低いことを意味している。光 DOFDM 信号におけるシンボル抽出可能な時間範囲は、従来の光 OFDM 信号のそれよりも狭いため、光 OFDM 信号と比べて波長分散に起因した光波形劣化に対してより大きな影響を受けるものと考えられる。一方、光 OFDM、光 DOFDM どちらの方式においても、送信側で PBC を用いて直交偏波多重することで、波長分散に対する耐力が飛躍的に向上する。図が示すように、直交偏波多重を適用することで、光 DOFDM 方式においても光 OFDM 方式とほぼ同程度の波

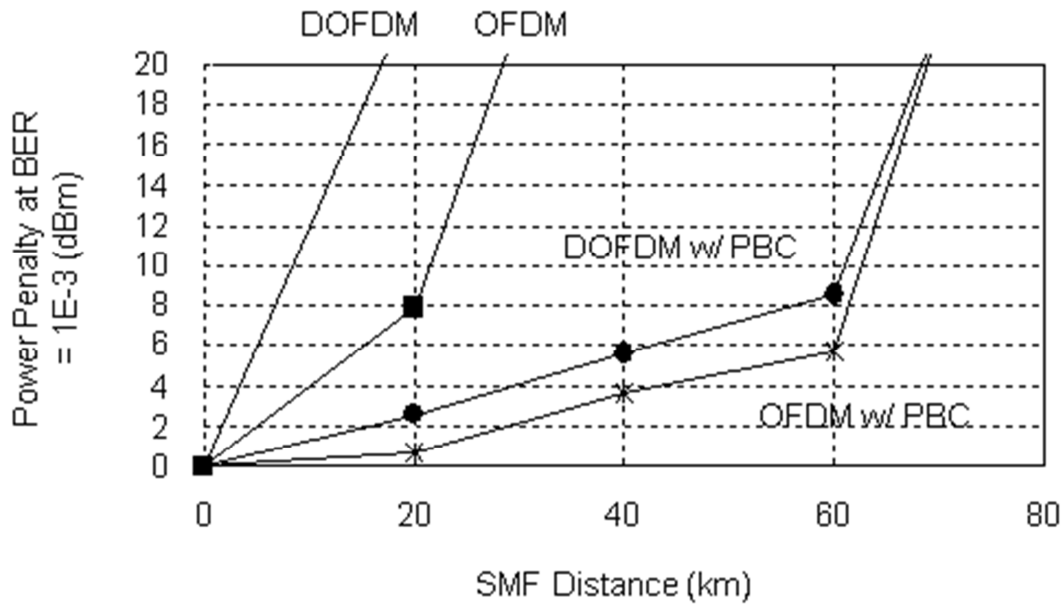


図 3.14: 光 OFDM 信号と光 DOFDM 信号の光ファイバ伝送特性

長分散耐力が達成されることが確認できる。

光 OFDM 方式ならびに光 DOFDM 方式では、伝送ファイバの波長分散によって時間領域において信号波形が劣化することで周波数直交性が破られてしまうため、その結果として大きな信号品質劣化が生じるものと考えられる。つまり、波長分散に起因する信号品質劣化の主要因は、周波数直交性の破れに伴う ICI であると考えられる。一方、サブチャンネル間の偏波を直交化することで、ICI を抑圧することが可能である。したがって、偏波直交多重は光 OFDM 信号ならびに光 DOFDM 信号の波長分散耐力を向上させるための有効な手段であるといえる。本実験を通し、サブチャンネル間の偏波を直交化することで、従来の偏波直交化していない光 OFDM 信号よりも高い波長分散耐力を有しつつ、20%の高密度化が実現可能であることを実証した。

図 3.14 に示すように、偏波直交多重を用いない場合は、光 DOFDM 信号の波長分散耐力は従来の光 OFDM 信号のそれよりも低いものとなる。しかし、一般に伝送ファイバの波長分散は既知の値であり、分散補償ファイバ (DCF: Dispersion Compensation Fiber) や可変分散補償器 (TDC: Tunable Dispersion Compensator) によって補償することが可能である。

3.3 光 OFDM 伝送における波長分散による信号品質劣化

3.3.1 波長分散が光 OFDM 信号に与える影響

光 DOFDM を含む一般の光 OFDM 伝送では、伝送路の波長分散に伴って発生する信号品質劣化の主要因として、以下の二つが挙げられる。ひとつは、図 3.15 の上部に示すような、伝送路の波長分散に起因して発生する光信号パルス形状の劣化である。これは、光 OFDM 伝送に限らず、一般的なシングルキャリア伝送においても発生するものである。もう一つは、伝送路の波長分散に起因して発生するサブチャンネル間のシンボルタイミングのずれ、つまり、サブチャンネル間のシンボル同期ずれである。これは、サブチャンネル間の周波数直交性を破るものであり、光 OFDM 伝送特有の信号品質劣化要因である。以下では、後者の劣化要因に注目して検討を進める。

光ファイバに代表される伝送路が波長分散を有する場合、光 OFDM 信号がその伝送路を伝搬することで、受信側では波長分散に起因したサブチャンネル間のシンボル同期ずれが発生する。図 3.15 の下部に示すように、そのシンボル同期ずれは、各サブチャンネルが受信器に到達する際のタイムラグとして表現できる。このタイムラグを τ とすると、時間範囲 τ の間はサブチャンネル間の周波数直交性が破れることになる。この周波数直交性の破れは ICI を発生させてしまうため、光 OFDM 信号の信号品質を劣化させるものとなる。このタイムラグは

$$\tau = \frac{(N-1)DL\lambda^2\Delta f}{c} \dots (3.9)$$

と表すことができる。ここで、 D は伝送路の波長分散、 L は伝送距離、 λ はキャリア波長、 c は光速であり、 Δf はサブチャンネル間の周波数間隔、 N は光 OFDM 信号を構成するサブチ

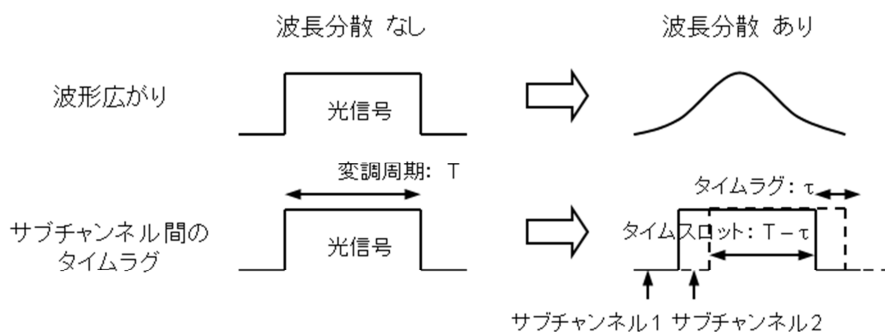


図 3.15: 波長分散が光 OFDM 信号に与える影響

チャンネル数である。タイムラグはデータシンボルを抽出可能な時間範囲を狭め、最悪の場合、データシンボルを抽出可能な時間範囲は T/N となる。波長分散による信号パルス形状の劣化を考慮しない場合、このタイムラグは光 OFDM 信号の最大伝送可能距離を制限する要因となりうる。式(3.9)からも明らかなように、シングルキャリア信号の場合は $N=1$ となるため、タイムラグは発生しない。シングルキャリア伝送の場合の最大伝送可能距離は、

$$L \approx \frac{cT}{4|D|\lambda^2 f_B} \dots (3.10)$$

である[3.66]。ここで、 f_B は信号帯域である。一方、光 OFDM 伝送ではタイムラグが発生するため、最大伝送可能距離は

$$L \approx \frac{cT}{4N|D|\lambda^2 f_B} \dots (3.11)$$

となる。これは、シングルキャリア伝送における最大伝送可能距離の $1/N$ 倍に相当する。タイムラグが変調周期よりも小さい場合、最大伝送距離は

$$L \approx \frac{c(T - \tau)}{4|D|\lambda^2 f_B} \dots (3.12)$$

となる。ここに、式(3.9)を代入することで、光 OFDM 伝送における波長分散に起因した最大伝送可能距離 L が以下のように表される。

$$L \approx \frac{cT}{|D|\lambda^2 [4f_B + (N - 1)\Delta f]} \dots (3.13)$$

この式における分母の $(N - 1)\Delta f$ は、周波数直交性の破れによって生じる項である。シングルキャリア伝送の場合は $N=1$ なので、この項は 0 となり、式(3.10)と同様となる。式(3.13)より、光 OFDM 伝送、つまり $N \geq 2$ の場合は、最大伝送可能距離がシングルキャリア伝送における最大伝送可能距離よりも項 $(N - 1)\Delta f$ の分だけ小さくなることがわかる。これは、伝送路の波長分散によって生じるサブチャンネル間のタイムラグに起因したものであるが、このタイムラグは送信側で各サブチャンネルのシンボルタイミングを最適に調整することで打ち消すことが可能である。したがって、シンボルタイミングを最適化することで波長分散による信号品質劣化が低減され、シングルキャリア伝送と同水準の波長分散耐力が達成される見込みがある。

シンボルタイミングを最適化する方法以外にも、このタイムラグに起因したペナルティを低減する方法が提案されている。ひとつは、OFDM シンボルに対してガードインターバル (GI: Guard Interval) を導入する方法である[3.43, 3.47]。GI は OFDM シンボルに付与するオーバーヘッドであるが、周波数直交性を満足しつつ GI を付与するためには、サブチャンネル間の光周波数間隔をシンボルレート以上に広げることが必要となる[3.24]。それゆえ、GI が付与された光 OFDM 信号の信号帯域は、GI が付与されていない光 OFDM 信号の信号帯域よりも大きいものになってしまう。GI を付与するという事は、サブチャンネルの光周波数間隔をシンボルレート以上に広げるということに他ならない。また、波長分散ペナルティを低減する別の方法としては、サブチャンネル間の光位相差を最適化する方法が挙げられる[3.14]。しかし、この方法を実現するためには光搬送波に対する光位相同期が必要となるため、送信器において光位相同期回路等の複雑な処理回路が必要となる。

3.3.2 伝送実験による波長分散耐力改善の実証

伝送実験により、光 OFDM 伝送において伝送路の波長分散が信号品質に与える影響を評価する。本実験における評価系の構成を図 3.16 に示す。光 OFDM 信号は二つのサブチャンネルから構成されており、それぞれのサブチャンネルは 20 Gb/s NRZ-DQPSK 信号を伝送する。シンボルレートは 10 Gbaud であり、サブチャンネル間の光周波数間隔は 10GHz である。送信器においてサブチャンネル間のシンボルタイミングの最適化を行うために、光遅延線を用いる。シンボルタイミングを最適化することで、波長分散によって生じる受信側でのサブチャンネル間のタイムラグが打ち消されることが期待される。

図 3.8、図 3.9、図 3.13 で見たように、送受対向構成においては、PBC を用いてサブチャンネルを直交偏波多重した場合も、直交偏波多重しない場合も、光 OFDM 信号の受信感度に大きな差は見られなかった。これは、伝送路に波長分散が存在しない場合はサブチャンネル間のシンボルタイミングにタイムラグが生じることはなく、周波数直交性が破れることもないということを意味している。

図 3.17 に、光 OFDM 信号の伝送距離と、 $BER = 10^{-3}$ におけるパワーペナルティの関係を示す。伝送ファイバは SMF であり、波長分散は 16.6 ps/nm/km である。図より、PBC を用いてサブチャンネル間の偏波を直交化することで、直交化しなかった場合の光 OFDM 信号の 4 倍以上の波長分散耐力が実現されることが確認できる。つまり、偏波直交化を適用することにより光 OFDM 信号の波長分散耐力を向上させることが可能である。これは同時に、伝送路の波長分散によって受信側でサブチャンネルの到着タイミングにタイムラグが生じ、サブチャンネル間の周波数直交性が破れていることを意味している。偏波直交化しなかった場合は、ICI は同一偏波上での干渉となるため、いわゆるコヒーレントクロストークとなる。一方、偏波直交化した場合は、ICI は直交偏波同士の干渉となるため、いわゆるパワ

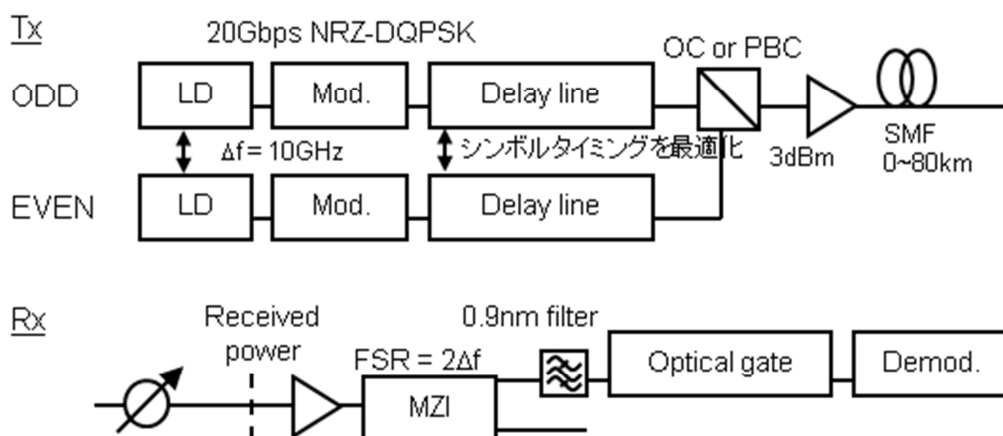


図 3.16: 実験系

ークロストークとなる。一般的に、コヒーレントクロストークによる信号品質劣化の度合いは、パワークロストークによるものよりも大きい[3.67]。この効果により、偏波直交化を適用することで、タイムラグに起因したサブチャンネル間のICIが抑圧され、結果として波長分散耐力が向上する。

送信側で光遅延線を用いてサブチャンネル間のシンボルタイミングを最適化することで、光 OFDM 信号の波長分散耐力はさらに向上する。図 3.17 は、シンボルタイミングを最適化した光 OFDM 信号の波長分散耐力が、シングルキャリアの 20 Gb/s NRZ-DQPSK 信号の波長分散耐力と同程度の水準に達していることを示している。20 Gb/s NRZ-DQPSK のシングルキャリア伝送では、伝送路の波長分散は信号パルス形状の劣化を引き起こすのみであり、当然ながら、サブチャンネル間のタイミングずれや周波数直交性の破れなどを引き起こすことは無い。したがって、図が示す結果より、光 OFDM 伝送において伝送路の波長分散に起因した信号品質劣化の支配的な要因は、サブチャンネル間のタイムラグであるといえる。さらに、本実験を通して、隣接するサブチャンネル間の偏波を直交させることで周波数直交性の破れに起因した信号品質劣化を抑圧することが可能であり、各サブチャンネルのシンボルタイミングを最適化することで波長分散に起因したシンボルタイミングのタイムラグを打ち消し、結果として飛躍的な波長分散耐力の向上が実現可能であることを実証した。また、上記の議論は波長多重の高密度化を行った光 DOFDM 信号に対しても当てはまるものである。したがって、光 DOFDM 信号に対してもサブチャンネル間のシンボルタイミング最適化の手法を適用することが可能であり、光 OFDM 信号に対する場合と同様に、波長分散耐力の向上が実現可能である。

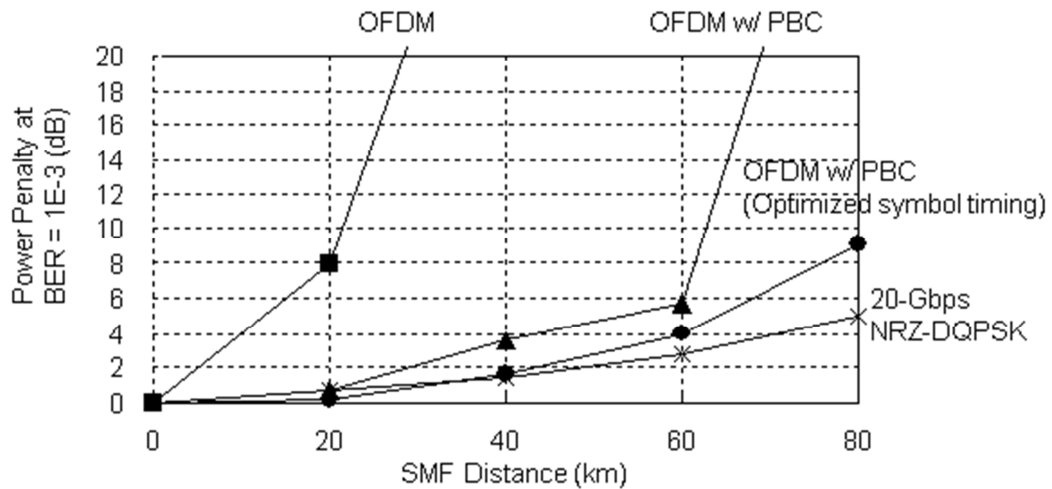


図 3.17: 光 OFDM 信号の波長分散耐力

3.4 まとめ

遅延検波方式を用いた波長多重光伝送システムにおける波長多重のさらなる高密度化を目指し、光 DOFDM 伝送方式を新たに提案した。光 DOFDM はサブチャンネル間の光周波数間隔 Δf がシンボルレート f_s よりも小さいことが特長であり、サブキャリア数を N とした場合、遅延量 $1/N\Delta f$ の MZI を用いることで、過剰なペナルティを発生させることなくサブチャンネル分離することが可能である。数値シミュレーションと伝送実験により、従来の光 OFDM 信号よりも 20% 高密度化された光 DOFDM 信号の実現性を実証した。数値シミュレーションの結果から、光 DOFDM 信号が従来の光 OFDM 信号と同等の受信感度を達成することが可能であることを明らかにした。また、伝送実験により、サブチャンネル多重の際に隣接サブチャンネル間の偏波を直交化することで従来の光 OFDM 信号と同程度の波長分散耐力が実現可能であることを実証するとともに、光 DOFDM 伝送方式の長距離伝送環境への適用性を確認した。

上記に関連し、伝送路の波長分散が光 DOFDM 信号を含む一般の光 OFDM 信号に与える影響を分析した。光 OFDM 伝送特有の影響として、波長分散に起因したサブチャンネル間のシンボルタイミングのずれが信号品質に与える影響について考察し、サブチャンネル間のシンボルタイミングにタイムラグが生じることでサブチャンネル間の周波数直交性が破れ、チャンネル間干渉が発生することを示した。伝送実験を通して、光 OFDM 伝送ではサブチャンネル間のタイムラグが波長分散に起因した信号品質劣化の主要因であることを明確化

した。また、送信側で各サブチャンネルのシンボルタイミングを最適化することで、波長分散に起因したタイムラグを打ち消すことが可能であること示すとともに、これにより光 OFDM 信号の波長分散耐力をシングルキャリア伝送における波長分散耐力と同程度の水準まで改善できることを実証した。

参考文献

- [3.1] E. Yamazaki, F. Inuzuka, A. Takada, K. Yonenaga, and T. Morioka, "Inter-channel crosstalk cancellation by encoding with adjacent channels in coherent WDM," *Proc. of OFC, Anaheim, JThB6* (2006)
- [3.2] E. Yamazaki, F. Inuzuka, K. Yonenaga, A. Takada, and M. Koga, "Nonlinear inter-channel crosstalk compensation in carrier phase locked WDM," *Proc. of ECOC, Cannes, Th3. 2. 3* (2006)
- [3.3] E. Yamazaki, F. Inuzuka, K. Yonenaga, A. Takada, and M. Koga, "Compensation of interchannel crosstalk induced by optical fiber nonlinearity in carrier phase-locked WDM system," *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 19, no. 1, pp. 9-11 (2007)
- [3.4] E. Yamazaki, F. Inuzuka, K. Yonenaga, T. Yamamoto, and A. Takada, "Carrier phase control for FWM cross-talk suppression in dense WDM transmission at low-dispersion wavelength," *Proc. of ECOC, Berlin, 8. 3. 5* (2007)
- [3.5] F. Inuzuka, E. Yamazaki, K. Yonenaga, and A. Takada, "Nonlinear inter-channel crosstalk compensation using electronic pre-distortion in carrier phase locked WDM," *Proc. of OFC/NFOEC, San Diego, OTuO5* (2008)
- [3.6] E. Yamazaki, F. Inuzuka, K. Yonenaga, A. Takada, and Y. Miyamoto, "Nonlinear compensation in WDM transmission," *Proc. of IEEE/LEOS Summer Topical Meetings, Acapulco, TuE4.1* (2008)
- [3.7] F. Inuzuka, K. Yonenaga, S. Yamamoto, E. Yamazaki, and A. Takada, "Reduction of nonlinear inter-channel crosstalk penalty for DQPSK signal in carrier phase locked WDM," *Proc. of ECOC, Vienna, 2.3.5* (2009)
- [3.8] S. Yamamoto, K. Yonenaga, and T. Takahashi, "Suppression and compensation of linear/nonlinear crosstalk for spectrum-overlapped signal in carrier-phase-locked WDM," *Proc. of ECOC, Torino, P4.01* (2010)
- [3.9] E. Yamazaki, F. Inuzuka, K. Yonenaga, A. Takada, and Y. Miyamoto, "Digital compensation of intercarrier nonlinear distortion with carrier phase locking,"

- Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 5, pp. 828-836 (2010)
- [3.10] A. D. Ellis, and F. C. G. Gunning, "Spectral density enhancement using coherent WDM," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 2, pp. 504-506 (2005)
 - [3.11] A. D. Ellis, and F. C. G. Gunning, "Achievement of 1 bit/s/Hz information spectral density using coherent WDM," *Proc. of OFC, Anaheim*, OThR4 (2005)
 - [3.12] F. C. G. Gunning, T. Healy, A. D. Ellis, "298 Gbit/s coherent WDM transmission over 80 km of SMF at 1 bit/s/Hz spectral efficiency," *Proc. of ECOC, Glasgow*, We3.2.6 (2005)
 - [3.13] F. C. G. Gunning, T. Healy, R. J. Manning, and A. D. Ellis, "Multi-banded coherent WDM transmission," *Proc. of ECOC, Glasgow*, Th4.2.6 (2005)
 - [3.14] F. C. G. Gunning, T. Healy, and A. D. Ellis, "Dispersion tolerance of coherent WDM," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, no. 12, pp. 1338-1340 (2006)
 - [3.15] A. D. Ellis, F. C. G. Gunning, and T. Healy, "Coherent WDM: the achievement of high information spectral density through phase control within the transmitter," *Proc. of OFC, Anaheim*, OThR4 (2006)
 - [3.16] T. Healy, F. C. G. Gunning, E. Pincemin, B. Cuenot, and A. D. Ellis, "1,200 km SMF (100 km spans) 280 Gbit/s coherent WDM transmission using hybrid Raman/EDFA amplification," *Proc. of ECOC, Berlin*, 1. 3. 5 (2007)
 - [3.17] F. C. G. Gunning, T. Healy, X. Yang, and A. D. Ellis, "0.6Tbit/s capacity and 2bit/s/Hz spectral efficiency at 42.6Gsymbol/s using a single DFB laser with NRZ coherent WDM and polarisation multiplexing," *Proc. of CLEO, Munich* (2007)
 - [3.18] A. D. Ellis, F. C. G. Gunning, B. Cuenot, T. C. Healy, and E. Pincemin, "Towards 1TbE using coherent WDM," *Proc. of OECC, Sydney*, WeA. 1 (2008)
 - [3.19] J. Zhao, and A. D. Ellis, "Performance improvement using a novel MAP detector in coherent WDM systems," *Proc. of ECOC, Brussels*, Tu.1.D.2 (2008)
 - [3.20] S. K. Ibrahim, J. Zhao, F. C. G. Gunning, P. Frascella, F. H. Peters, and A. D. Ellis, "Towards a practical implementation of coherent WDM: analytical, numerical, and experimental studies," *IEEE Photonics Journal*, vol. 2, no. 5, pp. 833-847 (2010)
 - [3.21] P. Frascella, N. M. Suibhne, F. C. G. Gunning, S. K. Ibrahim, P. Gunning and A. D. Ellis, "Unrepeated field transmission of 2 Tbit/s multi-banded coherent WDM over 124 km of installed SMF," *Optics Express*, vol. 18, no. 24, pp. 24745-24752 (2010)
 - [3.22] P. Frascella, C. Antony, S. J. Fabbri, F. C. G. Gunning, P. Gunning, W. McAuliffe, D. Cassidy, and A. D. Ellis, "Impact of Raman Amplification on a 2-Tb/s coherent

- WDM system,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 23, no. 14, pp. 959-961 (2011)
- [3.23] J. Zhao, and A. D. Ellis, “Offset-QAM based coherent WDM for spectral efficiency enhancement,” *Optics Express*, vol. 19, no. 15, pp. 14617-14631 (2011)
- [3.24] H. Sanjoh, E. Yamada, and Y. Yoshikuni, “Optical orthogonal frequency division multiplexing using frequency/time domain filtering for high spectral efficiency up to 1 bit/s/Hz,” *Proc. of OFC, Anaheim*, ThD1 (2002)
- [3.25] A. J. Lowery, and J. Armstrong, “Orthogonal-frequency-division multiplexing for dispersion compensation of long-haul optical systems,” *Optics Express*, vol. 14, no. 6, pp. 2079-2084 (2006)
- [3.26] A. J. Lowery, L. Du, and J. Armstrong, “Orthogonal frequency division multiplexing for adaptive dispersion compensation in long haul WDM systems,” *Proc. of OFC/NFOEC, Anaheim*, PDP39 (2006)
- [3.27] A. J. Lowery, and J. Armstrong, “Orthogonal-frequency-division multiplexing for optical dispersion compensation,” *Proc. of OFC/NFOEC, Anaheim*, OTuA4 (2007)
- [3.28] D. F. Hewitt, “Orthogonal frequency division multiplexing using baseband optical single sideband for simpler adaptive dispersion compensation,” *Proc. of OFC/NFOEC, Anaheim*, OME7 (2007)
- [3.29] T. Kobayashi, A. Sano, E. Yamada, Y. Miyamoto, H. Takara, and A. Takada, “Electro-optically multiplexed 110 Gbit/s optical OFDM signal transmission over 80 km SMF without dispersion compensation,” *Electronics Letters*, vol. 44, no. 3 (2008)
- [3.30] K. Yonenaga, A. Sano, E. Yamazaki, F. Inuzuka, “100 Gbit/s all-optical OFDM transmission using 4 x 25 Gbit/s optical duobinary signals with phase-controlled optical sub-carriers,” *Proc. of OFC/NFOEC, San Diego*, JThA48 (2008)
- [3.31] A. Sano, H. Masuda, E. Yoshida, T. Kobayashi, E. Yamada, Y. Miyamoto, F. Inuzuka, Y. Hibino, Y. Takatori, K. Hagimoto, T. Yamada, and Y. Sakamaki, “30 x 100-Gb/s all-optical OFDM transmission over 1300 km SMF with 10 ROADM nodes,” *Proc. of ECOC, Brussels*, Th. 3. E. 1 (2008)
- [3.32] A. J. Lowery, “Amplified-spontaneous noise limit of optical OFDM lightwave systems,” *Optics Express*, vol. 16, no. 2, pp. 860-865 (2008)
- [3.33] T. Kobayashi, A. Sano, E. Yamada, E. Yoshida, and Y. Miyamoto, “Over 100 Gb/s electro-optically multiplexed OFDM for high-capacity optical transport network,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 16, pp. 3714-3720 (2009)
- [3.34] B. J. C. Schmidt, A. J. Lowery, and L. B. Du, “Low sample rate transmitter for

- direct-detection optical OFDM,” *Proc. of OFC/NFOEC, San Diego*, OWM4 (2009)
- [3.35] A. J. Lowery, “Reducing cyclic prefix overhead in optical OFDM systems,” *Proc. of ECOC, Vienna*, 1.3.4 (2009)
- [3.36] Y. Hong, E. Viterbo, and A. Lowery, “Improving the sensitivity of direct-detection optical OFDM systems by pairing of the optical subcarriers,” *Proc. of ECOC, Geneva*, Th. 11. B. 2 (2011)
- [3.37] Y. Hong, A. J. Lowery, and E. Viterbo, “Sensitivity improvement and carrier power reduction in direct-detection optical OFDM systems by subcarrier pairing,” *Optics Express*, vol. 20, no. 2, pp. 1635-1648 (2012)
- [3.38] A. J. Lowery, “Generation and transmission of all-optical OFDM,” *Proc. of OECC/ACOFT, Melbourne*, pp. 622-624 (2014)
- [3.39] W. Shieh, and C. Athaudage, “Coherent optical orthogonal frequency division multiplexing,” *Electronics Letters*, vol. 42, no. 10 (2006)
- [3.40] W. Shieh, X. Yi, and Y. Tang, “Transmission experiment of multi-gigabit coherent optical OFDM systems over 1000 km SSMF fibre,” *Electronics Letters*, vol. 43, no. 3 (2007)
- [3.41] X. Yi, W. Shieh, and Y. Tang, “Phase estimation for coherent optical OFDM,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no. 12, pp. 919-921 (2007)
- [3.42] Y. Tang, W. Shieh, X. Yi, and R. Evans, “Optimum design for RF-to-optical up-converter in coherent optical OFDM systems,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no. 7, pp. 483-485 (2007)
- [3.43] W. Shieh, H. Bao, and Y. Tang, “Coherent optical OFDM: theory and design,” *Optics Express*, vol. 16, no. 2, pp. 841-859 (2008)
- [3.44] Q. Yang, Y. Tang, Y. Ma, and W. Shieh, “Experimental demonstration and numerical simulation of 107-Gb/s high spectral efficiency coherent optical OFDM,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 3, pp. 168-174 (2009)
- [3.45] W. Shieh, “OFDM for flexible high-speed optical networks,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 10, pp. 1560-1577 (2011)
- [3.46] S. L. Jansen, I. Morita, N. Takeda, and H. Tanaka, “20-Gb/w OFDM transmission over 4,160-km SSMF enabled by RF-pilot tone phase noise compensation,” *Proc. of OFC/NFOEC, Anaheim*, PDP15 (2007)
- [3.47] S. L. Jansen, I. Morita, T. C. W. Schenk, N. Takeda, and H. Tanaka, “Coherent optical 25.8-Gb/s OFDM transmission over 4160-km SSMF,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 1, pp.6-15 (2008)
- [3.48] A. J. Lowery, S. Wang, and M. Premaratne, “Calculation of power limit due to

- fiber nonlinearity in optical OFDM systems,” *Optics Express*, vol. 15, no. 20, pp. 13282-13287 (2007)
- [3.49] L. B. Du, J. B. Schroeder, and A. J. Lowery, “Blind subcarrier equalization without pre-filtering for optical OFDM systems,” *Proc. of OFC/NFOEC, Los Angeles*, OM2H.6 (2012)
- [3.50] A. Sano, E. Yamada, H. Masuda, E. Yamazaki, T. Kobayashi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, S. Matsuoka, R. Kudo, K. Ishihara, Y. Takatori, M. Mizoguchi, K. Okada, K. Hagimoto, H. Yamazaki, S. Kamei, and H. Ishii, “13.4-Tb/s (134 x 111-Gb/s/ch) no-guard-interval coherent OFDM transmission over 3,600 km of SMF with 19-ps average PMD,” *Proc. of ECOC, Brussels*, Th.3.E.1 (2008)
- [3.51] E. Yamada, A. Sano, H. Masuda, T. Kobayashi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, Y. Hibino, K. Ishihara, Y. Takatori, K. Okada, K. Hagimoto, T. Yamada, and H. Yamazaki, “Novel no-guard-interval PDM CO-OFDM transmission in 4.1 Tb/s (50 x 88.8-Gb/s) DWDM link over 800 km SMF including 50-GHz spaced ROADM nodes,” *Proc. of OFC/NFOEC, San Diego*, PDP8 (2008)
- [3.52] A. Sano, E. Yamada, H. Masuda, E. Yamazaki, T. Kobayashi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, R. Kudo, and Y. Takatori, “No-guard-interval coherent optical OFDM for 100-Gb/s long-haul WDM transmission,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 16, pp. 3705-3717 (2009)
- [3.53] H. Masuda, E. Yamazaki, A. Sano, T. Yoshimatsu, T. Kobayashi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, S. Matsuoka, Y. Takatori, M. Mizoguchi, K. Okada, K. Hagimoto, T. Yamada, and S. Kamei, “13.5-Tb/s (135 x 111-Gb/s/ch) no-guard-interval coherent OFDM transmission over 6,248 km using SNR maximized second-order DRA in the extended L-band,” *Proc. of OFC/NFOEC, San Diego*, PDPB5 (2009)
- [3.54] K. Takiguchi, M. Oguma, T. Shibata, and H. Takahashi, “Demultiplexer for optical orthogonal frequency-division multiplexing using an optical fast-Fourier-transform circuit,” *Optics Letters*, vol. 34, no. 12, pp. 1828-1830 (2009)
- [3.55] K. Takiguchi, M. Oguma, T. Shibata, and H. Takahashi, “Optical OFDM demultiplexer using silica PLC based optical FFT circuit,” *Proc. of OFC/NFOEC, San Diego*, OWO3 (2009)
- [3.56] K. Takiguchi, M. Oguma, H. Takahashi, and A. Mori, “PLC-based eight-channel OFDM demultiplexer and its demonstration with 160 Gbit/s signal reception,” *Proc. of OFC/NFOEC, San Diego*, OThB4 (2010)
- [3.57] K. Takiguchi, T. Kitho, A. Mori, M. Oguma, and H. Takahashi, “Integrated-optic

- OFDM demultiplexer using slab star coupler based optical DFT circuit,” *Proc. of ECOC, Torino*, PD1. 4 (2010)
- [3.58] K. Takiguchi, M. Oguma, H. Takahashi, and A. Mori, “Integrated-optic eight-channel OFDM demultiplexer and its demonstration with 160 Gbit/s signal reception,” *Electronics Letters*, vol. 46, no. 8, (2010)
- [3.59] A. J. Lowery, “Design of arrayed-waveguide grating routers for use as optical OFDM demultiplexers,” *Optics Express*, vol. 18, no. 13, pp. 14129-14143 (2010)
- [3.60] K. Takiguchi, T. Kitoh, M. Oguma, A. Mori, and H. Takahashi, “Integrated-optic demultiplexers for OFDM signals,” *Proc. of OFC/NFOEC, Los Angeles*, OWM4 (2011)
- [3.61] K. Takiguchi, T. Kitoh, M. Oguma, Y. Hashizume, and H. Takahashi, “Integrated-optic OFDM demultiplexer using multi-mode interference coupler-based optical DFT circuit,” *Proc. of OFC/NFOEC, Los Angeles*, OM3J.6 (2012)
- [3.62] A. Sumasu, M. Okada, S. Komaki, and H. Yamamoto, “Orthogonal polarization and frequency division multiplexing (OPFDM) in a fast and frequency-selective fading channel,” *Proc. of International Workshop Mobile Multimedia Communications*, pp. 205-208 (1997)
- [3.63] A. Sumasu, M. Okada, S. Komaki, and H. Yamamoto, “Orthogonal polarization and frequency division multiplexing (OPFDM): A new multicarrier modulation scheme robust random FM noise,” *Electronics and Communications in Japan*, vol. 83, no. 9, pt. 1, pp. 57-66 (2000)
- [3.64] J. Ido, M. Okada, and S. Komaki, “Performance improvement method for orthogonal polarization and frequency division multiplexing system using the cross-correlation between cross-polarized signals,” *IEICE Transactions on Communications*, vol. J83-B, no. 5, pp. 634-644 (2000)
- [3.65] K. Yonenaga, F. Inuzuka, S. Yamamoto, H. Takara, A. Takada, and M. Jinno, “Bit-rate-flexible all-optical OFDM transceiver using variable multi-carrier source and DQPSK/DPSK mixed multiplexing,” *Proc. OFC/NFOEC, San Diego*, OWM1 (2009)
- [3.66] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, London, U.K.: Academic, pp. 82 (1992)
- [3.67] E. L. Goldstein, L. Eskildsen, and A. F. Elrefaie, “Performance implications of component crosstalk in transparent lightwave network,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 6, no. 5, pp. 657-660 (1994)

第4章 コヒーレント検波方式を用いた波長多重 光伝送システムにおける隣接チャンネルクロ ストーク抑圧技術

4.1 研究の背景

光伝送のさらなる高速大容量化を実現する技術として、コヒーレント検波とデジタル信号処理により光信号の高速化および高感度化を実現する、デジタルコヒーレント方式が注目されている。コヒーレント検波方式は遅延検波方式と異なり、受信器に実装された局発光 (LO: Local Oscillator) によって光信号をイントラダイン検波することで、受信後も光信号の持っていた位相振幅情報や偏波情報を保持することが可能な方式となっている。こうして取得した光信号の情報に対して適切なデジタル信号処理を適用することで、偏波多重された光信号や多値度の高い直交位相振幅変調 (QAM: Quadrature Amplitude Modulation) 信号を受信復調することが可能となる[4.1 – 4.12]。実用化の観点では、128 Gb/s 偏波多重 QPSK 方式を採用したコヒーレント検波システムが商用導入されている[4.13 – 4.15]。

2020 年の東京オリンピックに合わせた導入を目指して検討が進められている次世代無線通信技術であるモバイル 5G の普及に伴うデータトラフィックの増大や[4.16]、昨今のデータセンタトラフィックの成長を鑑み[4.17]、通信キャリアのバックボーンネットワークには、より一層の高速化、大容量化が求められている。このような要求を満足する高速大容量光伝送システムの実現に向け、伝送速度や光周波数利用効率の向上に関する技術が広く検討されている[4.18 – 4.31]。特に、複数のサブチャンネルで一つの信号を構成するマルチキャリア光信号伝送方式が注目されており、光 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) やナイキスト WDM (Wavelength Division Multiplexing) といった伝送方式がマルチキャリア信号伝送方式として研究されている[4.21 – 4.31]。マルチキャリア伝送ではチャンネル間干渉やシンボル間干渉の発生を抑制するため、サブチャンネル間の光周波数間隔をサブチャンネルのシンボルレートよりも大きくとることが一般的であり、これが波長多重の高密度化を妨げる要因となっている。シンボルレートよりも小さい光周波数間隔を実現する伝送方式として、光 Fast OFDM やスーパーナイキスト WDM、光 DOFDM (Dense Orthogonal Frequency Division Multiplexing) が提案されている[4.32 – 4.37]。スーパーナイキスト WDM では、各サブチャンネルをナイキスト周波数よりも狭い帯域で帯域制限することで、シンボルレートよりも狭い光周波数間隔でのサブチャンネル配置を実現している。各サブチャンネルはナイキスト周波数よりも狭い帯域で帯域制限されているため、シンボル間干渉

(ISI: Inter-Symbol Interference) が発生してしまう。スーパーナイキスト WDM では、受信器で最尤系列推定 (MLSE: Maximum Likelihood Sequence Estimation) や MAP (Maximum a Posteriori Probability Detection) 等の高度なデジタル信号処理 (DSP: Digital Signal Processing) を適用することにより、ISI の低減を試みているが[4.34, 4.35]、複雑な DSP の適用が実装上の課題となる。上記以外のアプローチとして、受信信号に対して MIMO (Multiple Input Multiple Output) 処理を適用することによって隣接するサブチャンネル間で発生するクロストーク (XT: Crosstalk) を補償し、シンボルレートよりも狭い周波数間隔でのサブチャンネル配置を実現する方式が提案されている[4.36 – 4.45]。MIMO 処理はクロストークの補償のみならず、空間分割多重 (SDM: Space Division Multiplexing) を用いた伝送システムにおけるモード間遅延 (DMD: Differential Mode Delay) の補償などにも適用可能な技術である[4.46 – 4.48]。

MIMO 処理を用いたクロストーク補償技術として、ヘテロダイン検波システムに適用した例が報告されている[4.43 – 4.45]。ヘテロダイン検波は、マルチキャリア光信号全体を一つのコヒーレント受信器によって検波する方式であるため、受信器の帯域がボトルネックとなり広帯域なマルチキャリア光信号への適用が制限されてしまうという問題がある。これに対し、イントラダイン検波を実行する複数のコヒーレント受信器を連係動作させることで隣接サブチャンネル間のクロストークを補償する方式が考えられる。イントラダイン検波は一つのコヒーレント受信器が一つのサブチャンネルを検波する方式であるため、広帯域なマルチキャリア光信号に対しても適用可能な方式となっている。この方式では、受信器の LO の光周波数とサブチャンネルのキャリア周波数との周波数ずれや位相揺らぎは受信器の DSP によって補償されるため、LO の光周波数とサブチャンネルのキャリア周波数を厳密に一致させる必要がない。このようなイントラダイン検波の特性をふまえると、イントラダイン検波方式に MIMO 処理を適用することで、高速広帯域なマルチキャリア光信号に対しても、受信器帯域に制限されることなくサブチャンネル間のクロストークを補償することが可能となることを見込まれる。

本章では、イントラダイン検波と MIMO 処理を組み合わせた方式に基づき、高速広帯域なマルチキャリア信号に適用可能な隣接クロストーク補償と、従来のデジタルコヒーレント光伝送システムで実行されている偏波分離処理とを同時に実行可能な MIMO 処理方式を新たに提案する。本方式は、隣接クロストークを補償するための MIMO 処理と偏波分離処理を同時に行うことが可能であるため、デジタル信号処理の機能構成がより単純なものとなるという利点がある。伝送実験を通して、提案方式によるクロストーク補償効果の定量的な評価を行う。具体的には、光信号の偏波状態 (SOP: State of Polarization) が高速に変動する伝送環境や、高い偏波モード分散 (PMD: Polarization Mode Dispersion) を有する伝送環境における MIMO 処理の動作特性、クロストーク補償効果の評価を行う。また、提案方式を実現する上で LO に求められる性能条件を明確化する。さらに、波長分散や非線形光学効

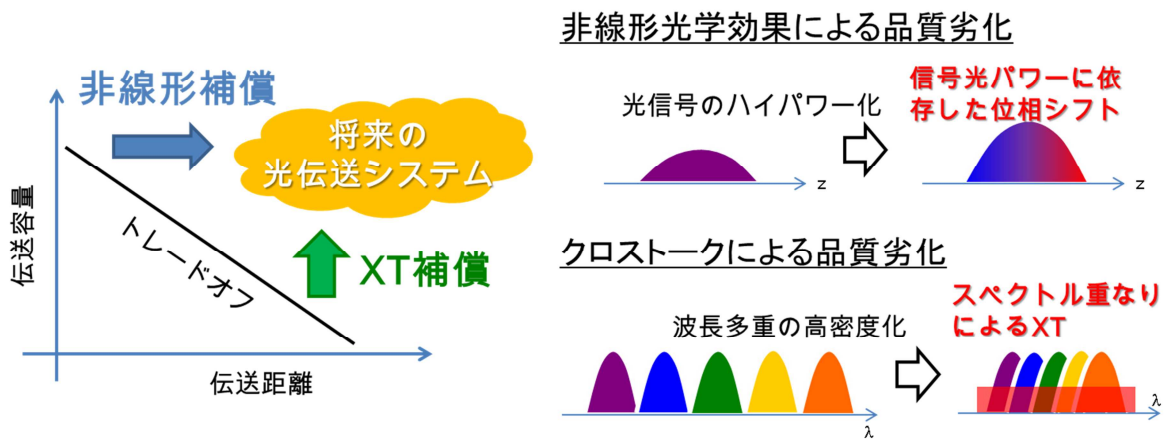


図 4.1: 非線形光学効果とクロストークによる信号品質劣化

果に起因した波形劣化が発生する長距離伝送環境におけるクロストーク補償効果の評価を通じて、長距離伝送への適用性を示す。

伝送容量拡大のために光信号の変調多値数を増大させると、受信感度が劣化してしまう。このため、図 4.1 に示すように、伝送距離と伝送容量は一般にトレードオフの関係にある。したがって、伝送容量の拡大という観点で隣接クロストーク補償の実現が重要である一方、大容量伝送の長距離化という観点では、光ファイバ伝送に伴って発生する非線形光学効果に起因した光信号波形劣化を補償することが重要である。本章では、非線形補償と隣接クロストーク補償の適合性を評価するとともに、長距離波長多重伝送実験を通し、非線形補償とクロストーク補償が互いの補償性能に影響を与えることなく機能することを示す。

4.2 MIMO処理を用いたクロストーク補償

図 4.2 に、イントラダイン検波方式を用いた高速高密度マルチキャリア光伝送システムにおける、受信器の構成を示す。この図では簡単のため、二つのサブチャンネルから構成されるマルチキャリア信号に対する受信器構成を表しており、各サブチャンネルはそれぞれが偏波多重信号となっている。サブチャンネル間の光周波数間隔は $\Delta f = f_2 - f_1$ であり、互いの光信号スペクトルが重なり合っているため、隣接チャンネルクロストークが発生している状態となっている。ここで、 f_1 、 f_2 は、各サブチャンネルのキャリア周波数である。このマルチキャリア光信号は、波長分散を有する伝送路を伝搬し、受信器に到達する。マルチキャリア

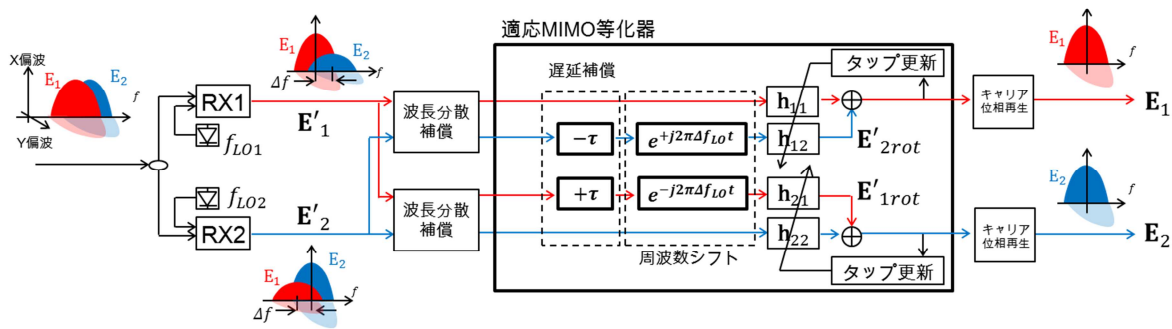


図 4.2: クロストーク補償を備えたマルチキャリアコヒーレント受信器

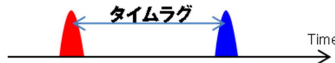
受信信号

- ファイバ波長分散は波形広がりのみならず、サブチャンネル間の伝搬遅延も発生させる。



波長分散補償後

- 波長補償は波形劣化は補償するが、タイムラグは補償できない。



遅延補償後

- タイムラグ補償によりE1とE2のタイミングがそろうため、XT補償が可能となる。



図 4.3: 波長分散がマルチキャリア信号に与える影響

光信号は受信側で 2 経路に分岐され、図に示す二つのコヒーレント受信器によってイントラダイナミック検波される。各コヒーレント受信器に実装された LO の光周波数はそれぞれ f_{LO1} 、 f_{LO2} であり、LO 間の光周波数間隔 Δf_{LO} は $f_{LO2} - f_{LO1}$ である。受信器内の DSP は、周波数領域で波長分散の補償を行う機能部[4.53]、適応 MIMO 等化器、キャリア位相再生 (CPR: Carrier Phase Recovery) 機能部から構成される。適応 MIMO 等化器は、遅延補償機能部、周波数シフト、適応 FIR (Finite Impulse Response) フィルタから構成されており、偏波分離と残留分散補償、ならびに隣接チャンネルクロストーク補償が同時に実現される。適応 FIR フィルタのタップ係数は、 \mathbf{h}_{11} 、 \mathbf{h}_{12} 、 \mathbf{h}_{21} 、 \mathbf{h}_{22} とする。

イントラダイナミック検波方式では、各サブチャンネルに対して別々に波長分散補償を実行しなければならない。そのため、それぞれのコヒーレント受信器で受信したサブチャンネルに MIMO 処理を適用する際には、各サブチャンネルの到着タイミングのずれを遅延補償機能部で補償しなければならない。このタイミングずれは伝送路の波長分散に起因したものであるため、タイミングずれ、すなわち遅延量 τ は、伝送路の波長分散量とサブチャンネル間の光周波数間隔から以下のように算出することができる。

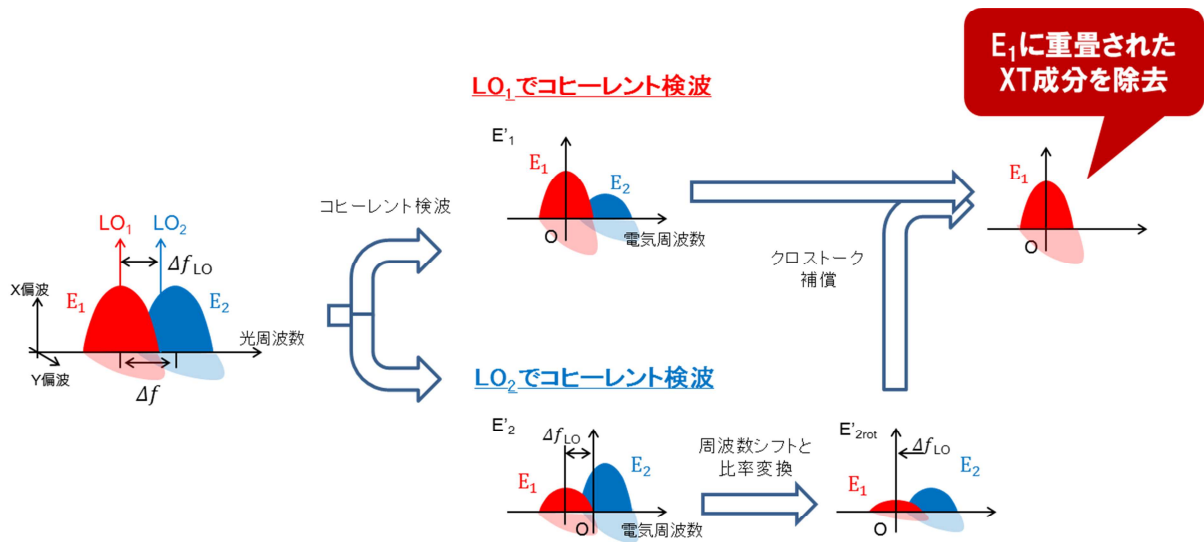


図 4.4: クロストーク補償の流れ

$$\tau[ps] = D\Delta\lambda \dots (4.1)$$

ここで、 $D[ps/nm]$ は伝送路の累積波長分散であり、 $\Delta\lambda[nm]$ はサブチャンネル間の光周波数間隔を波長に換算したものである。

各サブチャンネルの信号を \mathbf{E}_1 、 \mathbf{E}_2 とすると、それぞれのコヒーレント受信器で受信した信号 \mathbf{E}'_1 、 \mathbf{E}'_2 は、以下のように表すことができる。

$$\mathbf{E}'_1(t) \approx e^{j2\pi(f_1 - f_{LO1})t} \mathbf{T}_1(t) \mathbf{E}_1(t) + r e^{j2\pi(f_2 - f_{LO1})t} \mathbf{T}_2(t) \mathbf{E}_2(t) \dots (4.2)$$

$$\mathbf{E}'_2(t) \approx e^{j2\pi(f_2 - f_{LO2})t} \mathbf{T}_2(t) \mathbf{E}_2(t) + r e^{j2\pi(f_1 - f_{LO2})t} \mathbf{T}_1(t) \mathbf{E}_1(t) \dots (4.3)$$

\mathbf{E}_1 、 \mathbf{E}_2 および \mathbf{E}'_1 、 \mathbf{E}'_2 は、X 偏波成分と Y 偏波成分から構成されるベクトル量である。各サブチャンネルと各 LO との位相差に起因した位相ノイズは適応 MIMO 等化器と CPR 機能部で補償することができるため、ここでは無視している。 \mathbf{T}_1 、 \mathbf{T}_2 はマルチキャリア光信号に対する光ファイバ伝送路の伝達関数行列である。 r は受信器の周波数特性に基づく透過係数である。式(4.2)および式(4.3)の右辺第二項は、クロストーク成分に相当する。図 4.2 で示しているように、適応 MIMO 等化器では周波数シフトされた信号 \mathbf{E}'_{rot1} 、 \mathbf{E}'_{rot2} が用いられる。 \mathbf{E}'_{rot1} 、 \mathbf{E}'_{rot2} はそれぞれ以下の式で表すことができる。

$$\mathbf{E}_{1rot}'(t) \approx \mathbf{h}_{21} e^{-j2\pi\Delta f_{Lo}t} C[\mathbf{E}_1'(t + \tau)] \cdots (4.4)$$

$$\mathbf{E}_{2rot}'(t) \approx \mathbf{h}_{12} e^{j2\pi\Delta f_{Lo}t} C[\mathbf{E}_2'(t - \tau)] \cdots (4.5)$$

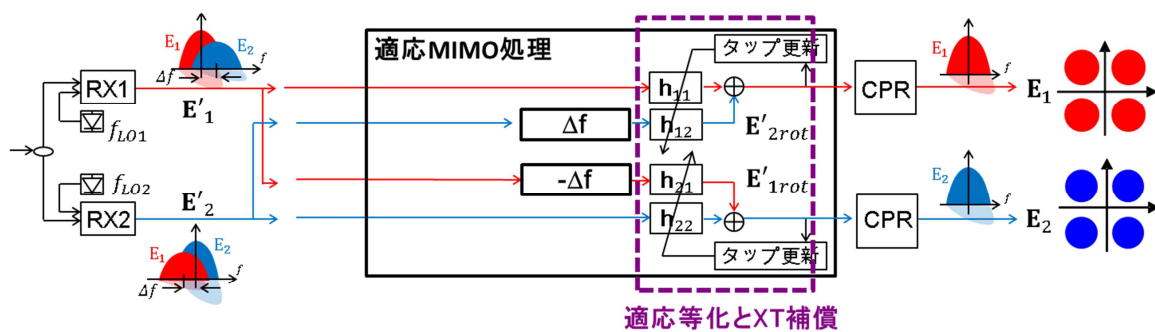
ここで、 $C[\cdot]$ は波長分散の補償に相当する演算子であり、 \mathbf{h}_{ij} ($i, j = 1, 2$) は偏波を基底とする 2×2 行列である。これらの周波数シフト信号 \mathbf{E}'_{rot1} 、 \mathbf{E}'_{rot2} と受信信号 \mathbf{E}'_1 、 \mathbf{E}'_2 を合成することでクロストークを補償し、送信信号を復元する。この方式は、図 4.2 で示した等化器を用いて復調可能な信号であれば、どのような変調方式であっても適用可能である。

本方式ではクロストーク補償を行うために周波数シフトされた信号を用いるが、この周波数シフト信号を生成するためには、LO 間の光周波数間隔 Δf_{Lo} について正確な値が必要となる。図 4.4 は、信号 \mathbf{E}_1 の品質を劣化させている隣接クロストークを補償するための適応 MIMO 等化器の動作を模式的に示している。電気領域における受信信号 \mathbf{E}'_1 、 \mathbf{E}'_2 の周波数差は、 Δf ではなく、 Δf_{Lo} である。受信信号 \mathbf{E}'_1 に重畳されたクロストークを補償するためには、 \mathbf{E}'_2 における \mathbf{E}_2 のキャリア周波数を、 \mathbf{E}'_1 における \mathbf{E}_2 のキャリア周波数と一致させなければならない。これは、周波数シフト信号 \mathbf{E}'_{rot2} を生成する際の \mathbf{E}'_2 の周波数シフト量が Δf ではなく Δf_{Lo} でなければならないことを意味している。それゆえ、イントラダイン検波方式に基づくクロストーク補償では、各コヒーレント受信器の LO 間の周波数間隔を正確に把握しておく必要がある。実装上は、コヒーレント検波によって受信した光信号情報をデジタル化したうえで、このデジタル信号に $\exp[\pm j2\pi\Delta f_{Lo}t]$ をかけることで、周波数シフトを実現する。LO 間の光周波数間隔 Δf_{Lo} は受信器側で測定可能な量であり、あらかじめ測定しておいた値を用いて周波数シフトのデジタル演算を実行する。クロストークを補償するための MIMO 処理は、サブチャンネル 1 の X 偏波成分と Y 偏波成分、サブチャンネル 2 の X 偏波成分と Y 偏波成分の合計 4 成分に対して適用することが必要となるため、4 入力 4 出力の MIMO 処理となる。

図 4.5 に、従来方式であるヘテロダイン検波方式に基づくクロストーク補償と [4.43 – 4.45]、提案方式であるイントラダイン検波方式に基づくクロストーク補償の構成比較を示す。簡単のため、図中では波長分散補償及びサブチャンネル間の遅延補償に関する機能部を省略している。図が示すように、従来方式であるヘテロダイン検波方式に基づくクロストーク補償はマルチキャリア光信号全体を一つのコヒーレント受信器によって検波する方式であるため、受信器の帯域がボトルネックとなり広帯域なマルチキャリア光信号への適用が制限されてしまう。特に、一つのサブチャンネル当たりで 100 Gb/s 以上を伝送する高速大容量伝送に従来方式を適用するためには数百 GHz 以上の非常に広帯域な電気回路を備えた受信器が必要となるため、実装上の観点から実現が困難である。また、適応等化を担う機能部とクロストーク補償を担う機能部が分離された構成となっているため、それぞれの機能部に別々の適

応デジタルフィルタを実装しなければならない。これにより、デジタル信号処理が複雑化し、回路規模が増大してしまうため、デジタル信号処理回路の実装に対してもインパクトを与えるものとなる。一方で、提案方式であるイントラダイン検波方式に基づくクロストーク補償では各コヒーレント受信器がそれぞれ一つのサブチャンネルのみを検波する方式となっているため、受信器に求められる帯域は通常のシングルキャリア光信号を受信する際に求められる帯域と同程度であり、実装上の観点で大きな問題とはならない。また、適応等化とクロストーク補償を同一の機能部で実行することが可能な構成となっているため、デジタル信号処理に与えるインパクトも最小限となっている。以上の観点から、提案方式は一つのサブチャンネルで100 Gb/s以上を伝送する高速大容量伝送への適用に適した方式であるといえる。

イントラダイン検波 (提案方式)



ヘテロダイン検波 (従来方式)

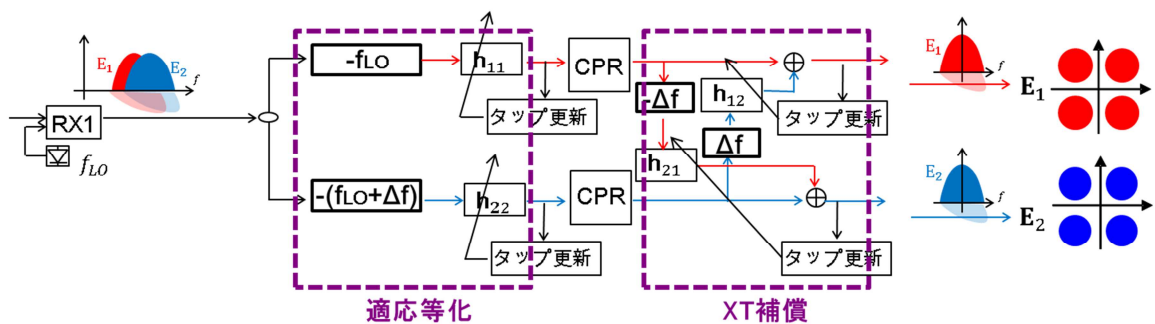


図 4.5: 従来方式と提案方式の構成比較

4.3 送受対向構成における特性評価

本方式は、隣接クロストーク補償を、偏波多重や PMD 補償、残留波長分散補償といった適応等化処理と同時に実行することが特長となっている。それゆえ、高速の SOP 変動や大きな PMD が存在する環境においても適切にクロストーク補償が実現されることを確認することが重要となる。本節では、送受対向構成において、隣接クロストーク補償による信号品質の改善効果を定量的に評価する。

4.3.1 評価系

クロストーク補償による信号品質改善効果を、送受対向構成を用いた実験系により評価する。図 4.6 に、評価に用いた実験系の構成を示す。マルチキャリア光信号は二つのサブチャンネルから構成されており、各サブチャンネルの搬送波は異なる別々の光源から生成される。

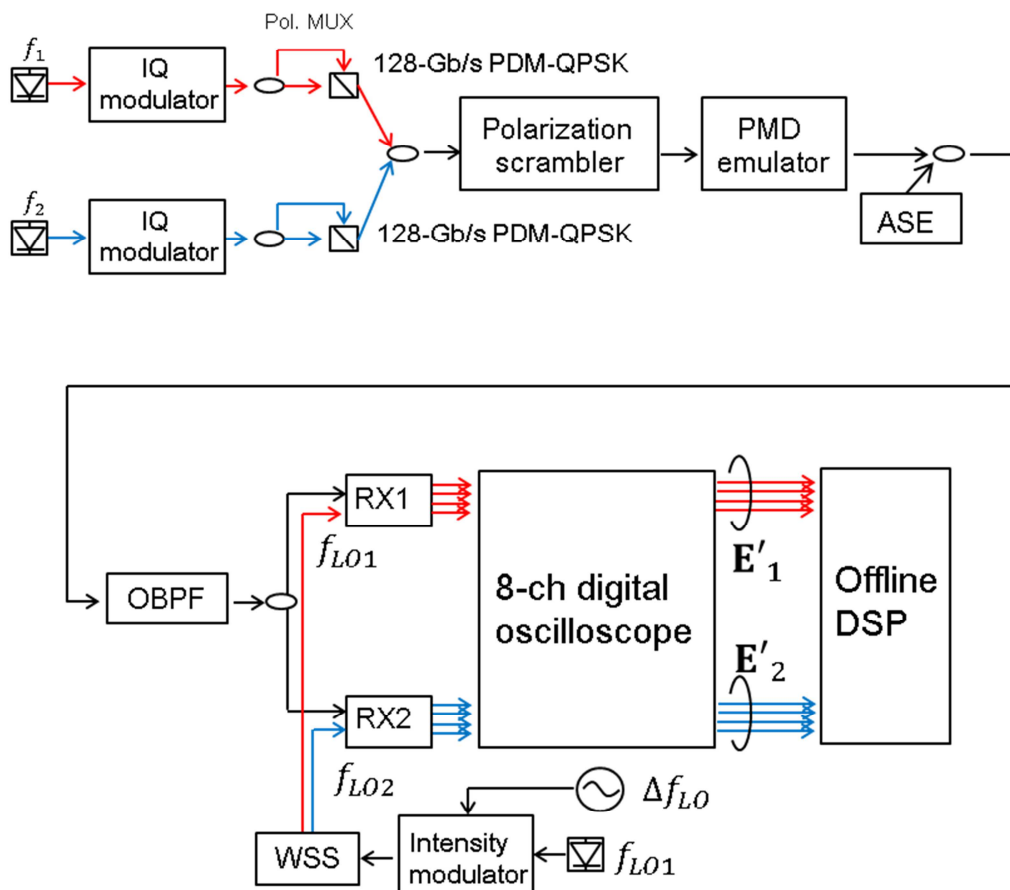


図 4.6: 評価系 (送受対向特性評価)

各サブチャンネルのキャリア周波数を、 f_1 ならびに f_2 とする。図 4.4 に示したように、クロストーク補償を実行する上でサブキャリア間の周波数間隔について正確な値は必要とならないため、送信側ではマルチキャリア生成器を用いる必要はない。各サブチャンネルは互いに独立に変調され、それぞれのサブチャンネルには 128 Gb/s PDM-QPSK (Polarization-Division-Multiplexed Quadrature-Phase-Shift-Keying) 信号が重畳される。これらのサブチャンネルは光カプラによって合波され、結果として 256 Gb/s の高密度マルチキャリア光信号が生成される。図 4.7 に 256 Gb/s 高密度マルチキャリア光信号のスペクトルを示す。各サブチャンネルのシンボルレートは 32 Gbaud である。サブチャンネル間の周波数間隔 Δf は 25 GHz であり、これはシンボルレートの約 78% に相当する。本方式では、光 OFDM 信号と違い、サブチャンネル間のシンボルタイミングをそろえる必要はない。このマルチキャリア光信号の中心波長は 1580.402 nm である。受信側の光フィルタ (OBPF: Optical Band Pass Filter) は ASE (Amplified Spontaneous Emission) 雑音を除去するために用いる。LO 間の光周波数間隔 Δf_{LO} を正確に把握するために、光源、強度変調器、発振器から構成されるマルチキャリア生成器を用いて、各 LO の連続光を生成している[4.54]。ここでは、発振器の周波数は Δf_{LO} と一致するように設定する。波長選択スイッチ (WSS: Wavelength Selective Switch) は各 LO を分岐するために用いる。受信信号は 80 Gsample/s で動作する 8 チャンネルのデジタルオシロスコープによってデジタル信号に変換される。デジタル信号はオフライン動作の DSP により 64 Gsample/s に変換され、 $T/2$ 間隔の 31 タップ FIR フィルタによって適応 MIMO 等化処理が実行される。 T はシンボル周期であり、FIR フィルタのタップ係数は CMA (Constant Modulus Algorithm) によって動的に更新される。

この実験系を用いて、適応 MIMO 等化を適用した場合と適用しない場合それぞれに対して、256 Gb/s 高密度マルチキャリア光信号の受信感度、偏波変動耐力、PMD 耐力を評価す

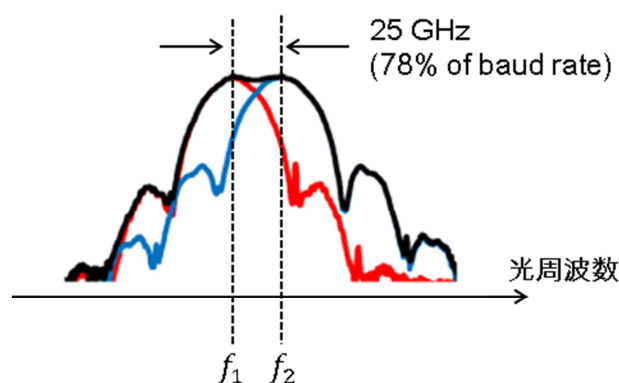


図 4.7: 256Gb/s 高密度マルチキャリア PDM-QPSK 信号の光スペクトル

る。受信信号の着信 OSNR (Optical Signal-to-Noise Ratio) は、受信側で ASE 雑音を付加することで調節する。偏波変動は送信側に配置した偏波スクランブラを用いて行い、DGD (Differential Group Delay) は偏波スクランブラの後段に配置した PMD エミュレータを用いて付加する。

4.3.2 評価結果

図 4.8 に、送受対向構成における着信 OSNR と 256 Gb/s 高密度マルチキャリア光信号の Q 値の関係を示す。Q 値は信号品質を表す指標であり、ビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) との関係は以下の式の通りである。

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \dots (4.6)$$

ここで、*erfc* は相補誤差関数である。Q 値の dB 換算値は、BER を用いて以下の式から導出することが可能である。

$$Q[\text{dB}] = 20 \log_{10} [\sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}(2BER)] \dots (4.7)$$

ここで、OSNR は、マルチキャリア光信号のパワーと 0.1 nm 帯域における光雑音パワーの比として定義する。各サブチャンネルの信号光パワーとの比でないことに注意が必要である。LO 間の光周波数間隔 Δf_{LO} は 25 GHz としている。図より、適応 MIMO 等化器の適用により、Q 値が 1 dB から 3 dB 向上していることが確認できる。Q 値の改善は OSNR が高くなるにつれて大きくなる傾向にある。これは、OSNR が高い領域では、光雑音よりも隣接クロストークが信号品質劣化の支配的な要因となるためと考えられる。適応 MIMO 等化器を適用しない場合は、OSNR が 25 dB のときに 8 dB の Q 値が達成される一方で、適応 MIMO 等化器を適用した場合は、OSNR が 20 dB のときに 8 dB の Q 値が達成される。すなわち、適応 MIMO 等化器の適用により、5 dB もの感度改善効果が得られることになる。

ところで、サブチャンネル間の光周波数間隔を狭くすることは、信号帯域を小さくし、周波数利用効率を向上させることに相当する。周波数利用効率を向上させる技術として、QAM に代表される多値変調信号が知られている。例えば、256 Gb/s の伝送容量を実現するための方法として、2 波の 128 Gb/s PDM-QPSK 信号を用いる方法や、1 波の 256 Gb/s PDM-16QAM 信号を用いる方法がある。1 波の 256 Gb/s PDM-16QAM 信号は 2 波の 128 Gb/s PDM-QSPK 信号と比較して受信感度が原理的に 4 dB 低い一方で、2 倍の周波数利用効率を実現することが可能である。本方式は図 4.2 に示した等化器を用いて復調可能な信号

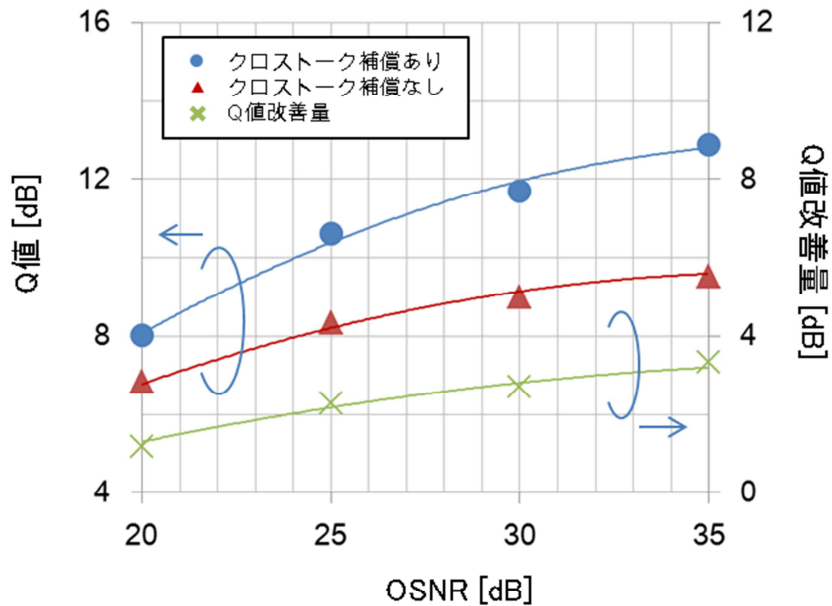


図 4.8: 送受対向特性

であれば、どのような変調方式であっても適用可能である。したがって、本方式と QAM 信号を併用することにより、より大きな周波数利用効率の向上効果が見込まれる。

図 4.8 より、適応 MIMO 等化器を適用しない場合は、適応 MIMO 等化器を適用した場合に比べて OSNR 曲線の傾斜が緩やかであることが確認できる。これは、OSNR が高い領域では、信号品質が隣接クロストークによって制限されていることを示している。また適応 MIMO 等化器を適用した場合においても、OSNR がより高い領域ではやはり OSNR 曲線の傾斜が緩やかになる傾向がみられる。これは、隣接クロストークを補償する上で原理的に発生してしまう信号品質劣化によるものと考えられる。この信号品質劣化の発生原理を、図 4.9 に示す。図に示すように、適応 MIMO 等化器を用いた隣接クロストークの補償では、他のコヒーレント受信器で取得した隣接サブチャンネルを周波数シフトしたうえで元の信号に重畳することで、クロストークの補償を行う。一方、同図からわかるように、隣接サブチャンネルはクロストーク成分 \mathbf{E}_2 のみならず、信号成分 \mathbf{E}_1 を有しているため、この信号成分 \mathbf{E}_1 も MIMO 処理の過程で元の信号に重畳されることになる。この際、元の信号に重畳される信号成分 \mathbf{E}_1 は、元の信号にとっては雑音成分とみなされてしまうため、信号品質劣化の要因になりうると考えられる。また、この雑音成分は受信器の透過係数 r の二乗に比例して大きくなる。 r は隣接チャンネルに対する透過係数であるため、光周波数間隔が小さいほど大きな値をとるものである。したがって、光周波数間隔を小さくするほど雑音成分が大きく

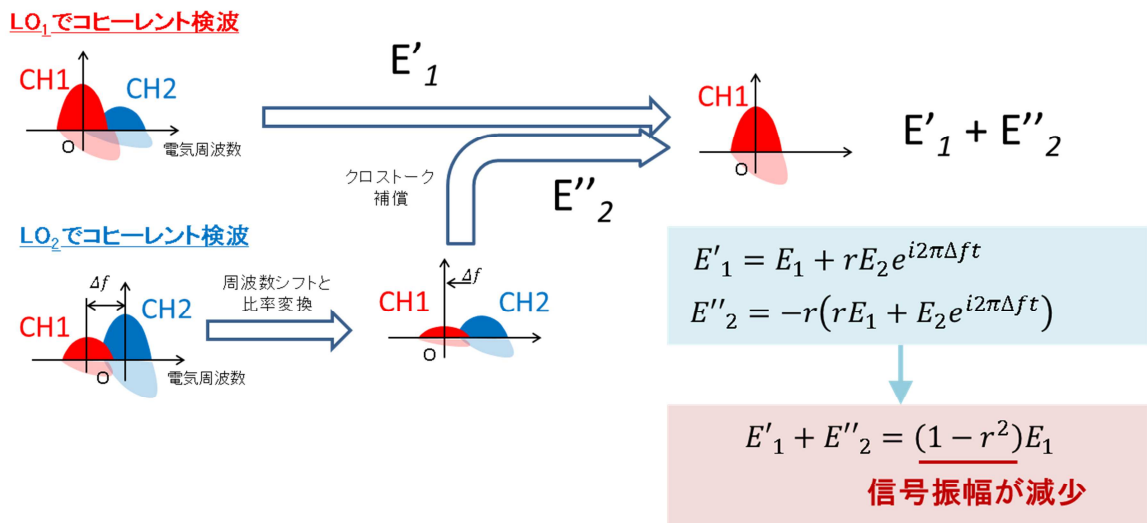


図 4.9: クロストーク補償に伴う原理的な信号品質劣化

なるものと考えられる。適応 MIMO 等化器による隣接クロストーク補償を実行した場合であっても、OSNR が高い領域においては上記の理由により信号品質が制限されることとなる。これは、サブチャンネル間の光周波数間隔を、各サブチャンネルのシンボルレート、すなわちナイキスト周波数よりも小さくした場合に発生する、原理的な信号品質劣化であると考えられる。図 4.10 に、サブチャンネル間の光周波数間隔 Δf と、波長多重の高密度化に伴う Q 値劣化量の関係を示す。光周波数間隔が 50 GHz の場合においては、サブチャンネル間で隣接チャンネルクロストークが発生していないため、当然ながらクロストーク補償の適用による信号品質改善は得られない。一方で、光周波数間隔が 32 GHz 未満の場合は、サブチャンネル間で隣接チャンネルクロストークが発生しているため、クロストーク補償の適用による信号品質の改善が得られていることが確認できる。しかしながら、波長多重の光周波数間隔を、各サブチャンネルのシンボルレートに相当する 32 GHz よりも小さい値となるように高密度化した際には、たとえクロストーク補償を適用した場合であっても幾分かの信号品質劣化が生じており、光周波数間隔を小さくするほど品質劣化が大きくなることが確認できる。これは、図 4.9 に示したクロストーク補償に伴って生じる原理的な信号品質劣化の特徴が現れたものであり、波長多重の高密度化に起因した原理的な信号品質劣化であると考えられる。

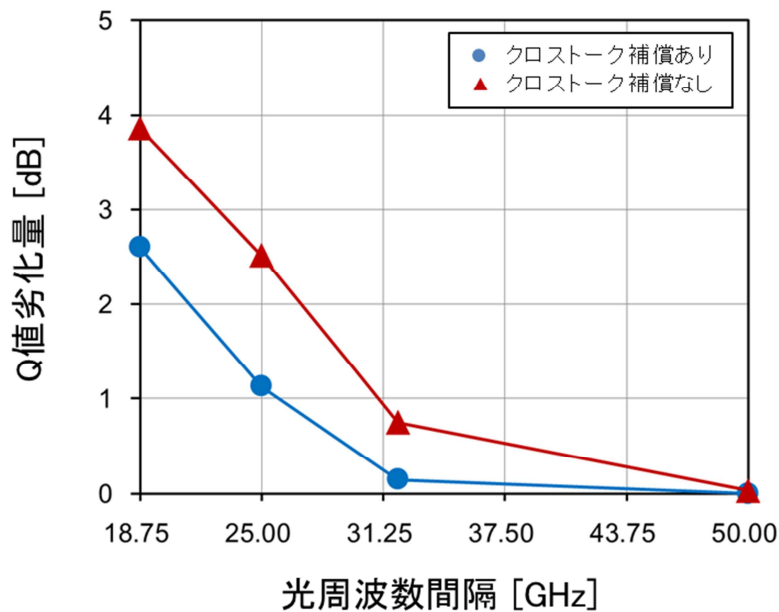


図 4.10: 光周波数間隔と Q 値劣化量の関係

図 4.11 は、偏波変動速度と Q 値の関係を示している。ここで、OSNR は 25 dB としている。図より、適応 MIMO 等化器の適用により、信号の偏波変動速度によらず 2 dB 程度の Q 値改善が得られることが確認できる。この結果は、高速な偏波変動が発生する環境においても適応 MIMO 等化器が適切に動作し、コヒーレント検波方式で必須となる偏波分離の機能と隣接クロストーク補償とが同時に実現できていることを意味している。また、商用システムに対する運用・保守のためにとられるアクションで発生する偏波変動の最大速度は、たかだか 1 rad/ms 程度であることが知られている[4.55, 4.56]。したがって、本評価の結果は、運用アクションに伴う高速偏波変動が発生しうる商用環境においても、適応 MIMO 等化器を用いた隣接クロストーク補償が実現可能であることを示している。従来のシングルキャリア 32 Gbaud PDM-QPSK 信号に対する偏波変動耐力は 1000 rad/ms であることが知られている[4.57]。適応 MIMO 等化器を用いた場合に対しても、タップ係数の更新速度が偏波変動速度よりも十分に大きいような状況であれば、偏波変動速度が 1000rad/ms であっても、隣接クロストーク補償と偏波分離を同時かつ適切に実行することが可能であると考えられる。また、この結果は、もともとのデジタル信号処理の偏波分離性能に影響を与えることなく、クロストーク補償を実現することが可能であることを示している。

図 4.12 は、DGD と Q 値の関係を示している。ここで、OSNR は 25 dB、偏波変動速度は 1 rad/ms としている。図より、適応 MIMO 等化器の適用により、DGD の値によらず 2 dB 程度の Q 値改善が得られることが確認できる。この結果は、高い DGD を有する伝送環境においても、適応 MIMO 等化器が適切に動作し、PMD 補償、偏波分離、ならびに隣接クロス

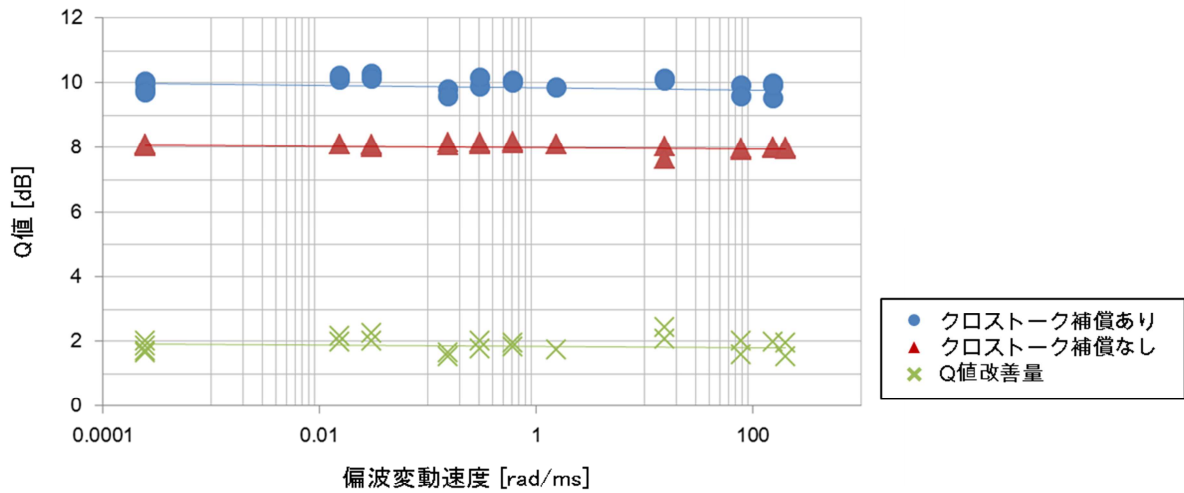


図 4.11: 偏波変動耐力

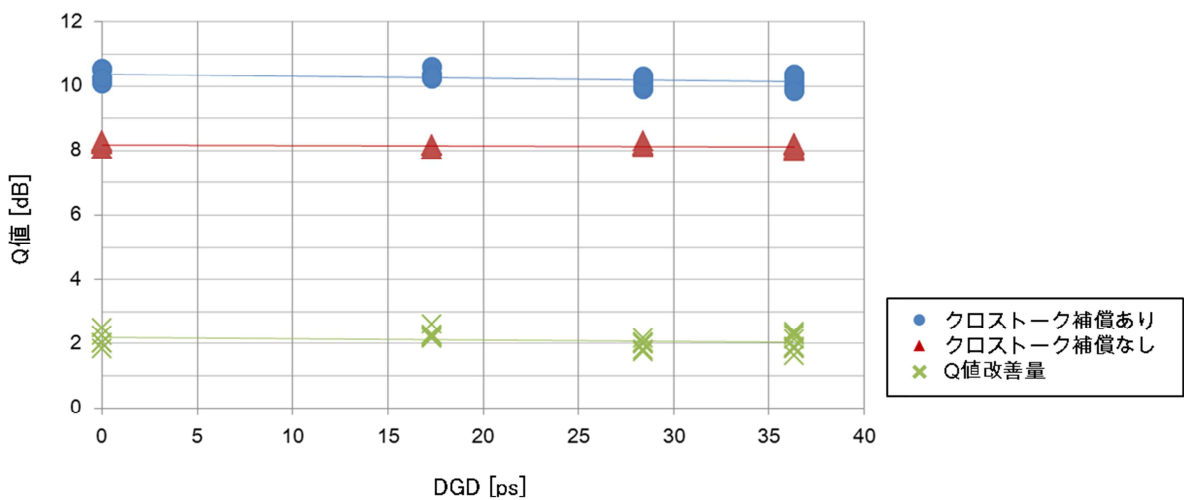


図 4.12: 偏波モード分散耐力

トーク補償が同時に実現できていることを意味している。以上の結果より、高速な偏波変動や、高い DGD を有する伝送環境においても、適応 MIMO 等化器を用いることで、PMD 補償、偏波分離、隣接クロストーク補償を同時に実現することが可能であり、クロストーク補償に伴う Q 値改善は、偏波変動や DGD が存在していない環境における Q 値改善量と同等のものであることが確認された。これは、高速な偏波変動ならびに高い DGD を有する伝送環境においても、クロストーク補償性能が低減しないことを意味する。また、もともとのデジタル信号処理がもつ偏波分離機能や偏波モード分散に起因した波形劣化補償機能の性能に影響を与えることなくクロストーク補償が実現可能であることを意味する。

図 4.13 は、適応 MIMO 等化器内の周波数シフトで用いる Δf_{LO} と、実際の LO 間の光周波数間隔との差と、Q 値の関係を示している。ここで、クロストーク補償を適用しない場合の Q 値は 9.1 dB である。イントラダイナミック検波方式に基づく適応 MIMO 等化器では、隣接クロストーク補償を実現する際に LO 間の光周波数間隔について正確な情報が必要となる。例えば、周波数シフトに用いる Δf_{LO} と実際の LO 間の光周波数間隔に差があるような状況、すなわち周波数シフト量 Δf_{LO} に誤差が存在する状況では、MIMO 等化器内の適応フィルタのタップ係数 h_{ij} ($i, j = 1, 2$) を更新することにより、周波数シフト量の誤差を動的に補償しなければならない。周波数シフト量の誤差がタップ更新の速度よりも十分に小さいならば、適応

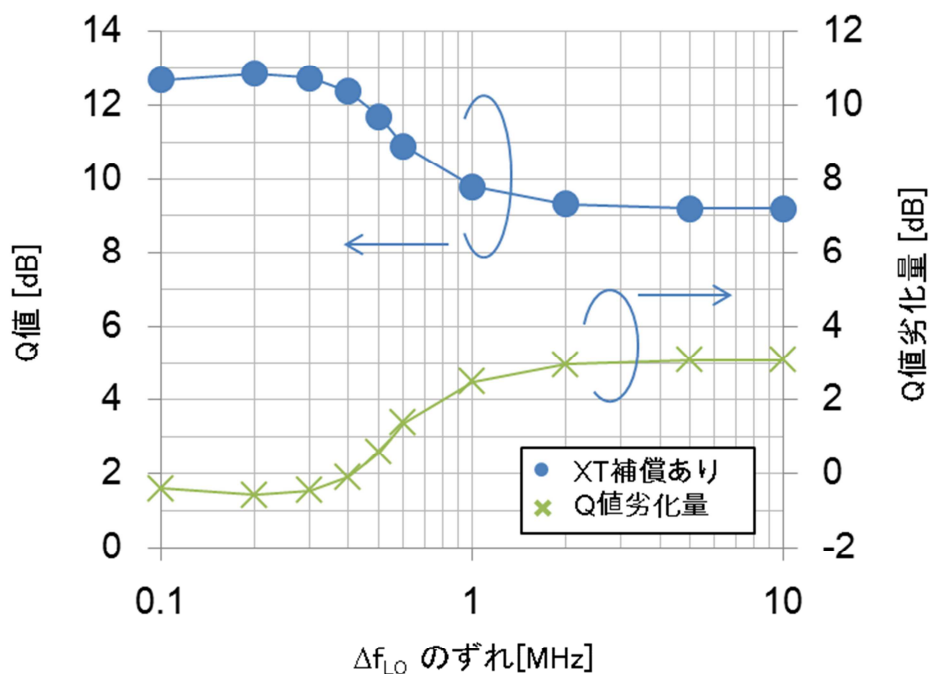


図 4.13: 周波数シフトずれがクロストーク補償性能に与える影響

フィルタ処理によって隣接クロストークを補償するための適切な MIMO 処理を実現することが可能であるが、周波数シフト量の誤差が大きい場合は、適切な MIMO 処理を実現することができないため、クロストークの補償性能が低減してしまう。図より、 Δf_{LO} の差が 100 kHz から 400 kHz の間ではクロストーク補償が正常に実現されていることが確認できる。一方、 Δf_{LO} の差が 1 MHz 以上では、クロストーク補償が正常に機能していないことがわかる。この結果より、イントラダイン検波方式において適応 MIMO 等化器を用いた隣接クロストーク補償を実行する場合は 100 kHz 程度の精度で LO 間の光周波数間隔を制御する必要があるといえる。タップ更新の速度はおおよそ信号のシンボルレートと等しいため、本評価系におけるタップ更新速度はおおよそ 32 GHz である。以上の結果から、適応 MIMO 等化器を適切に動作させるためには、シンボルレートの 0.01%程度の精度で LO 間の光周波数間隔を制御することが必要となることがわかる。

4.4 長距離 WDM 伝送における特性評価

長距離伝送では、光ファイバ伝送路の波長分散によってマルチキャリア光信号を構成するサブチャンネル間で伝搬遅延差が生じる。一方、イントラダイン検波方式では、複数のコヒーレント受信器がそれぞれ異なるサブチャンネルを検波するため、サブチャンネル間の伝搬遅延差は、各受信器が実行する波長分散補償によって補償されることはない[4.40, 4.41]。したがって、長距離伝送系にクロストーク補償を適用するためには、適応 MIMO 等化器に新たに遅延補償を追加する必要がある。このような状況では、光ファイバ伝送路の波長分散や非線形光学効果による光信号波形劣化が発生する環境においてもクロストーク補償が適切に動作することを確認することが、重要となる。

4.4.1 評価系

WDM 伝送系を用いて、波長分散や非線形光学効果に伴う光信号波形劣化が発生する環境における、適応 MIMO 等化器による隣接クロストーク補償の補償性能に対する評価を行う。図 4.14 に、実験系ならびに、送信側、受信側それぞれにおける光信号スペクトルを示す。受信信号スペクトルは、チャンネル当たりのファイバ入力パワーが 2 dBm、伝送路長が 480 km の場合の光スペクトルである。伝送光ファイバはシングルモードファイバ (SMF: Single Mode Fiber) を用いており、波長 1580.402 nm における累積波長分散は 9329 ps/nm である。光増幅器は EDFA (Erbium-Doped Fiber Amplifier) を用いており、80 km 間隔で配置されている。本実験では、256 Gb/s の高密度マルチキャリア光信号 3 チャンネルを波長多重して伝送する。各チャンネルはそれぞれ 2 波のサブチャンネルから構成されており、

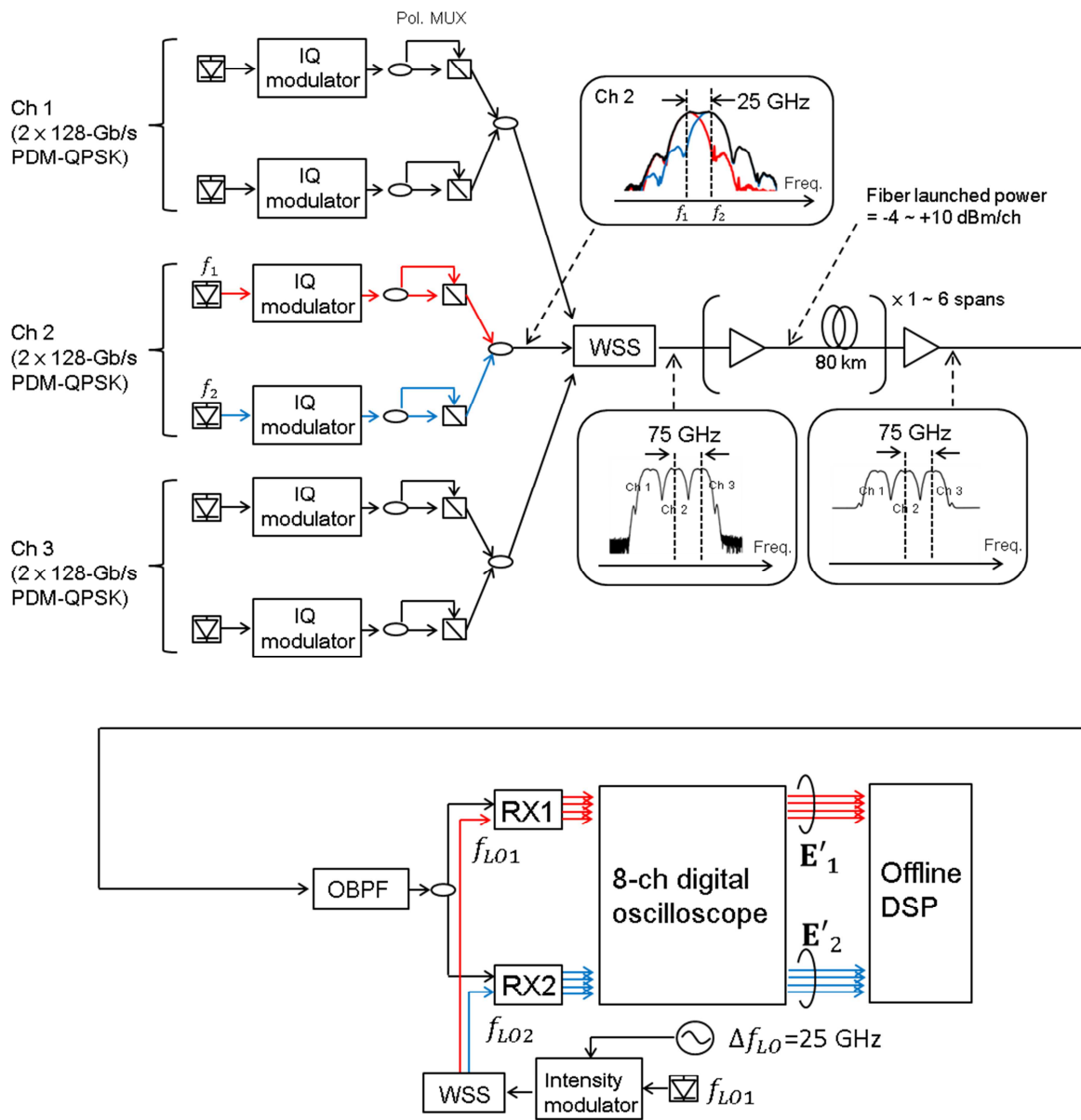


図 4.14: 評価系 (伝送特性評価)

各サブチャンネルは 128 Gb/s PDM-QPSK 信号を伝送する。サブチャンネルのシンボルレートは 32 Gbaud である。サブチャンネル間の光周波数間隔は 25 GHz であり、これはシンボルレートの 78%に相当する。本実験では、サブチャンネル間の隣接クロストーク補償における補償性能を評価することが目的である。したがって、チャンネル間の非線形クロストークが発生する一方で、線形クロストークが発生することがないように、チャンネル間の光周波数間隔を 75 GHz としている。

3 チャンネルの高密度マルチキャリア光信号は、送信側で WSS によって多重される。受信側の光フィルタによって、中央のチャンネル、つまりチャンネル 2 を切り出し、Q 値を測定する。チャンネル 2 の中心波長は、1580.402 nm である。適応 MIMO 等化器内の遅延補償で用いる遅延量 τ は、式(4.1)に基づいて算出する。

4.4.2 評価結果

図 4.15 に、適応 MIMO 等化器を用いた隣接クロストーク補償を適用した場合と、適用しない場合それぞれにおける、256 Gb/s 高密度マルチキャリア光信号の WDM 伝送後の Q 値と、伝送スパン数の関係を示す。1 スパンは 80 km であり、各スパンともファイバ入力パワ

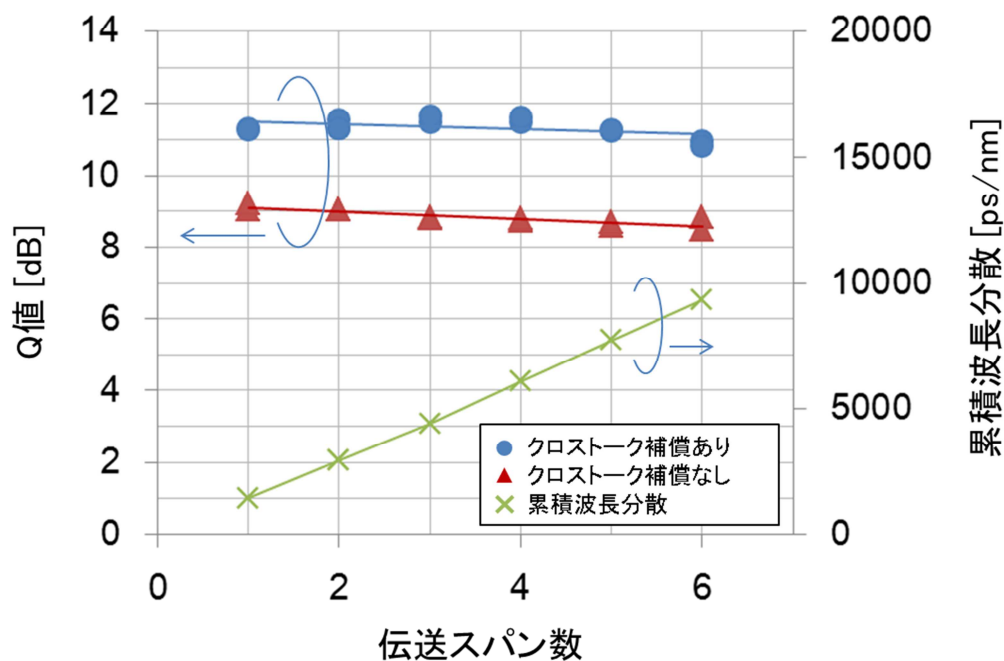


図 4.15: 伝送スパン数と Q 値の関係

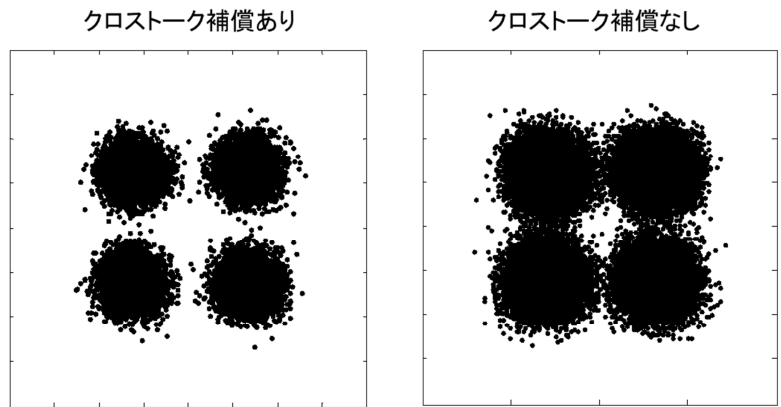


図 4.16: 受信信号のコンステレーション

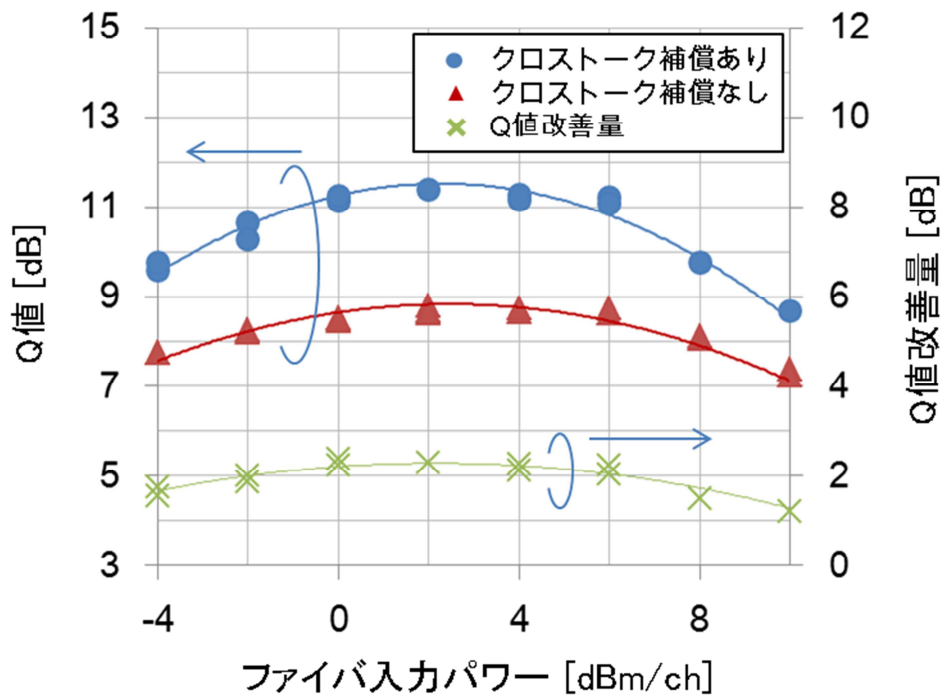


図 4.17: ファイバ入力パワーと Q 値の関係

一はチャンネル当たり 2 dBm である。図 4.16 は、適応 MIMO 等化器を適用した場合と適用しない場合それぞれにおける、6 スパン伝送後の 256 Gb/s マルチキャリア光信号のコンステレーションである。6 スパンは、伝送距離として 480 km に相当する。図 4.15 が示すように、適応 MIMO 等化器を用いたクロストーク補償による Q 値改善はおおよそ 2.5 dB であり、Q 値改善量は光ファイバ伝送路の累積波長分散の値によらない。これは、遅延補償を含む適応 MIMO 等化器が、長距離伝送系に対しても適切に動作していることを意味する。クロストーク補償による Q 値改善量は、送受対向構成における Q 値改善量と概ね一致する。

図 4.17 は、6 スパン伝送後の Q 値と、チャンネル当たりのファイバ入力パワーの関係を示している。図より、ファイバ入力パワーが 2 dBm を超える領域では、光ファイバ伝送に伴う非線形光学効果により信号品質が劣化していることがわかる。チャンネル当たりのファイバ入力パワーが -4 dBm から 10 dBm の領域で、適応 MIMO 等化器による隣接クロストーク補償により、1 dB から 3 dB の Q 値改善が得られていることが確認できる。Q 値改善量が最大となるのはファイバ入力パワーが 2 dBm のときであり、このとき最大の Q 値が実現される。これは、非線形光学効果により光信号波形が劣化する環境においても、適応 MIMO 等化器を用いた隣接クロストーク補償が適切に機能することを意味している。一方、チャンネル当たりのファイバ入力パワーが 8 dBm を超える領域では、Q 値改善量がわずかに低減している。このような領域では、信号品質劣化の支配的な要因が隣接チャンネルクロストークによるものではなく、非線形光学効果によるものであるため、隣接クロストーク補償による Q 値改善量が小さくなるものと考えられる。

4.5 隣接クロストーク補償と非線形補償の適合性

伝送容量の大容量化という観点で隣接クロストーク補償の実現が重要である一方、伝送距離の長距離化という観点では、光ファイバ伝送に伴って発生する非線形光学効果に起因した光信号波形劣化を補償することが重要である。したがって、大容量化ならびに長距離化の観点から、適応 MIMO 等化器を用いた隣接クロストーク補償と非線形補償との適合性を評価することが重要である。本節では、非線形補償方式としてよく知られているデジタル逆伝搬 (DBP: Digital Back Propagation) 法を用いた非線形補償と、適応 MIMO 等化器を用いた隣接クロストーク補償との適合性を、伝送実験による評価する。長距離 WDM 伝送実験を通し、非線形補償とクロストーク補償が互いの補償性能に影響を与えることなく機能することを示すとともに、非線形補償の適用により、マルチキャリア光信号伝送の適用領域を、より大きなファイバ入力パワー領域にまで拡張することが可能であることを示す。

4.5.1 隣接クロストーク補償と非線形補償の両立

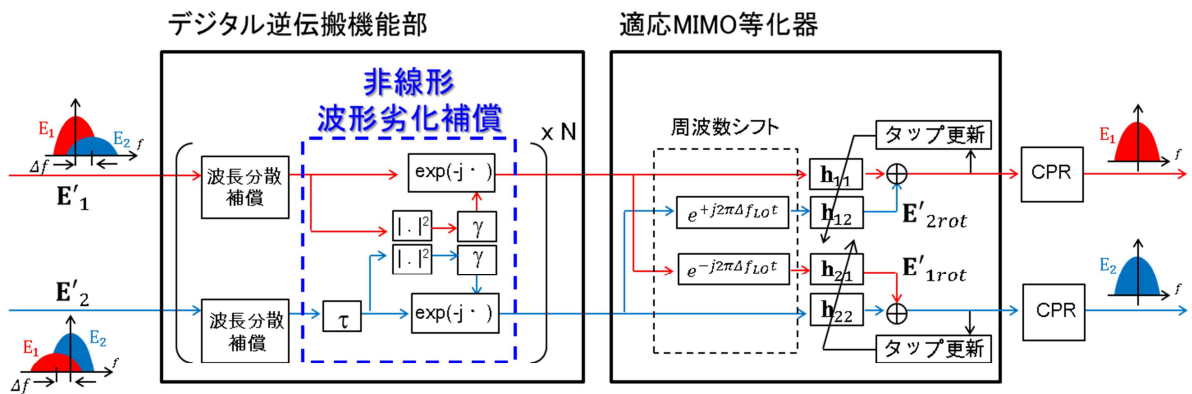


図 4.18: 非線形波形劣化補償とクロストーク補償を備えたマルチキャリアコヒーレント受信器

DBPを用いた非線形補償と適応MIMO等化器を用いた隣接クロストーク補償の両方を具備したマルチキャリア光信号伝送システムの受信系を、図 4.18 に示す。図は、二つのサブチャンネルから構成されるマルチキャリア光信号に対する受信系となっている。各サブチャンネルは、偏波多重信号から構成されているものとする。サブチャンネル間の光周波数間隔 Δf は、

$$\Delta f = f_1 - f_2 \cdots (4.8)$$

であり、各サブチャンネルのシンボルレートよりも小さい値であるとする。したがって、サブチャンネル間で隣接クロストークが発生している状況となる。ここで、 f_1 、 f_2 は各サブチャンネルのキャリア周波数である。マルチキャリア光信号は波長分散を有する光ファイバ伝送路を伝搬し、コヒーレント受信器によってイントラダイン検波される。このとき、各コヒーレント受信器は、それぞれ異なるサブチャンネルに対してイントラダイン検波する。各 LO 間の周波数間隔 Δf_{LO} は、

$$\Delta f_{LO} = f_{LO_2} - f_{LO_1} \cdots (4.9)$$

である。ここで、 f_{LO_1} 、 f_{LO_2} は各 LO の光周波数である。受信器内部のデジタル信号処理は、DBP 機能部、適応 MIMO 等化器、キャリア位相再生機能部から構成されている。

DBP 機能部は、周波数領域において波長分散補償を行う線形フィルタと、偏波多重信号に対して伝送ファイバの非線形光学効果に起因した光位相回転を補償する非線形補償機能部から構成されており、その構成が縦続に N 段接続されている[4.49 – 4.52]。一般に、光信号が光ファイバ伝送路を伝搬する際に生じる非線形光学効果に起因した波形歪みは、非線形光学効果による光位相回転と、光ファイバを伝搬する際の波長分散に起因した波形広がりとの繰り返しでモデル化することが可能である。DBP 機能部は、デジタル信号処理によって波長分散に起因した波形広がりを部分的に補償したうえで、非線形光学効果に起因した光位相回転を部分的に補償するという処理を複数回繰り返すことで、光信号が光ファイバ伝送路を伝搬の様子を巻き戻す処理、すなわち逆伝搬処理を模擬的に実行する。 N の値を大きくすればするほど、より精密な逆伝搬が実現されることになる。 γ は、光信号のパワーに対する比例係数であり、非線形位相回転の回転量を調整するパラメータである。ここでは、各偏波成分に対して同一の γ を用いる[4.50 – 4.52]。マルチキャリア光伝送システムでは、図 4.15 が示すように、それぞれのコヒーレント受信器が隣接クロストーク成分を含む光信号を検波するため、この非線形補償機能部は自己位相変調に伴う光位相回転のみならず、隣接サブチャンネル間の相互位相変調に伴う光位相回転の一部も補償する。非線形補償機能部内の遅延補償処理は、サブチャンネル間の伝搬遅延差を補償するために必要となる。遅延量 τ は、光ファイバ伝送路の波長分散とサブチャンネル間の光周波数間隔から、式(4.1)に基づいて算出される。

適応 MIMO 等化器は、周波数シフタと FIR フィルタから構成されており、偏波分離と PMD 補償、ならびに隣接クロストーク補償を同時に実行する。FIR フィルタのタップ係数は、 \mathbf{h}_{11} 、 \mathbf{h}_{12} 、 \mathbf{h}_{21} 、 \mathbf{h}_{22} とする。周波数シフタにおける周波数のシフト量として、LO 間の光周波数間隔 Δf_{LO} を用いる。

4.5.2 評価系

DBP を用いた非線形補償の適用が適応 MIMO 等化器を用いた隣接クロストーク補償の補償性能に与える影響を評価する。評価に用いた実験系の構成は、図 4.14 に記載したものと同一である。高密度マルチキャリア光信号は二つのサブチャンネルから構成されており、各サブチャンネルは 128 Gb/s PDM-QPSK 信号を伝送する。サブチャンネル間の光周波数間隔は 25 GHz であり、これは各サブチャンネルのシンボルレートの 78% に相当する。伝送路には 480 km の SMF を用いている。1 スパンは 80 km で、スパンごとに光増幅器が配置されている。受信側の DSP における DBP の段数 N は、12 としている。これは、各スパンに対して 2 段の DBP を適用していることに相当する。適応 MIMO 等化器には、 $T/2$ 間隔の 31 タップ FIR フィルタを用いている。 T はシンボル周期であり、タップ係数は CMA によって動的に更新される。中央のチャンネル、すなわちチャンネル 2 の、伝送後 Q 値を測定

する。チャンネル 2 の中心波長は 1580.402 nm であり、その波長における伝送ファイバの累積波長分散は 9329 nm である。

4.5.3 評価結果

図 4.19 に、チャンネル当たりのファイバ入力パワーと、6 スパン伝送後の Q 値の関係を示す。図より、チャンネル当たりのファイバ入力パワーが 2 dBm 以上の領域では、光ファイバ伝送路に起因した非線形光学効果により、光信号品質劣化が生じていることが確認できる。チャンネル当たりのファイバ入力パワーが -4 dBm から 10 dBm の広いパワー領域において、適応 MIMO 等化器を用いた隣接クロストーク補償 (XTC: Crosstalk Compensation) により、1 dB から 3 dB の Q 値改善が得られることが示されている。また、非線形光学効果によって信号品質劣化が発生しているような高いパワー領域では、DBP を用いた非線形補償 (NLC: Nonlinear Compensation) により Q 値が改善していることも確認できる。

図 4.20 は、隣接クロストーク補償及び非線形補償による Q 値改善量を示している。隣接

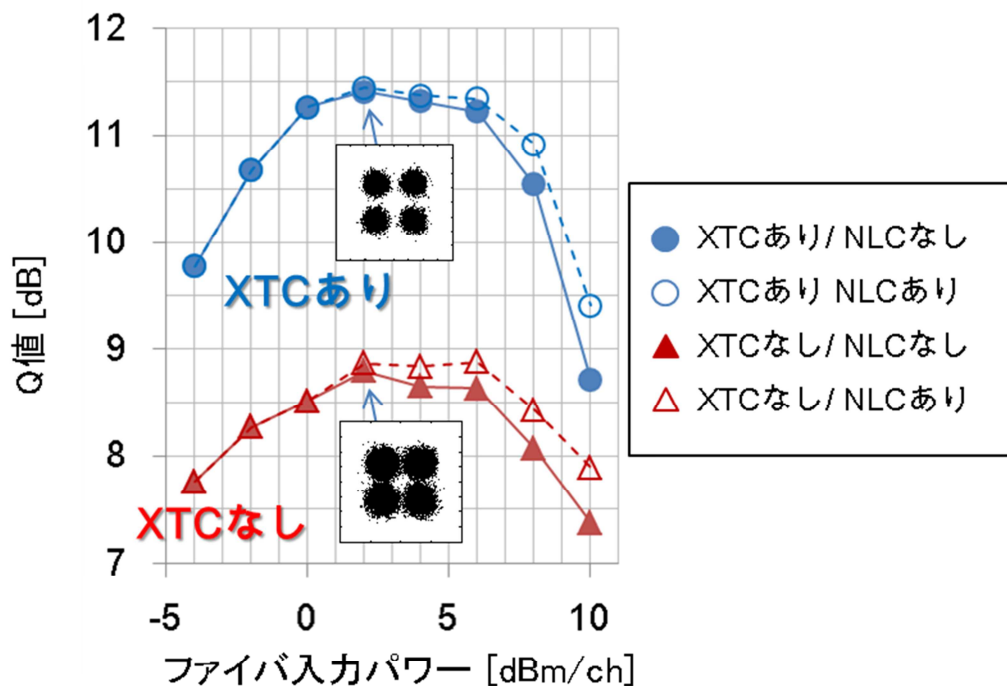


図 4.19: クロストーク補償および非線形補償が Q 値に与える影響

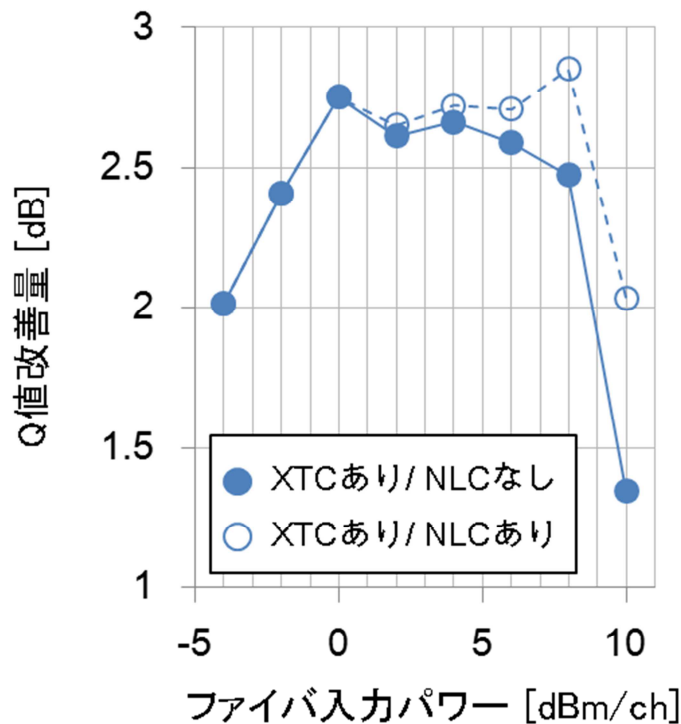


図 4.20: クロストーク補償および非線形補償による Q 値改善

クロストーク補償のみを適用した場合には、ファイバ入力パワーが大きければ大きいほど Q 値改善量が小さくなるという傾向がみられる。ファイバ入力パワーが大きい領域では、隣接クロストークが信号品質劣化の支配的な要因とはならないため、クロストーク補償による Q 値改善量が小さくなるものと考えられる。一方、隣接クロストーク補償と非線形補償の両方を適用した場合には、チャンネル当たりのファイバ入力パワーが -4 dBm から 10 dBm の広いパワー領域において、2 dB 以上の高い Q 値改善が得られている。これは、非線形補償の適用により、隣接クロストーク補償を用いたマルチキャリア光信号伝送の適用領域を、より高いパワー領域にまで拡張可能であることを意味している。

図 4.21 は、DBP の段数 N が 6 または 12 の場合における、非線形位相回転の比例係数 γ と 6 スパン伝送後の Q 値の関係を示している。チャンネル当たりのファイバ入力パワーは、10 dBm である。 $\gamma=0$ は、非線形補償を適用していない場合に相当する。図より、クロストーク補償適用の有無によらず、非線形補償による Q 値改善は $\gamma=1$ のときに最大となることがわかる。クロストーク補償を適用した場合と適用しない場合で、非線形補償による Q 値改善量にほとんど差はみられない。これは、適応 MIIMO 等化器を用いた隣接クロストーク補償が、非線形補償の補償性能に影響を及ぼさないということを意味している。一方、

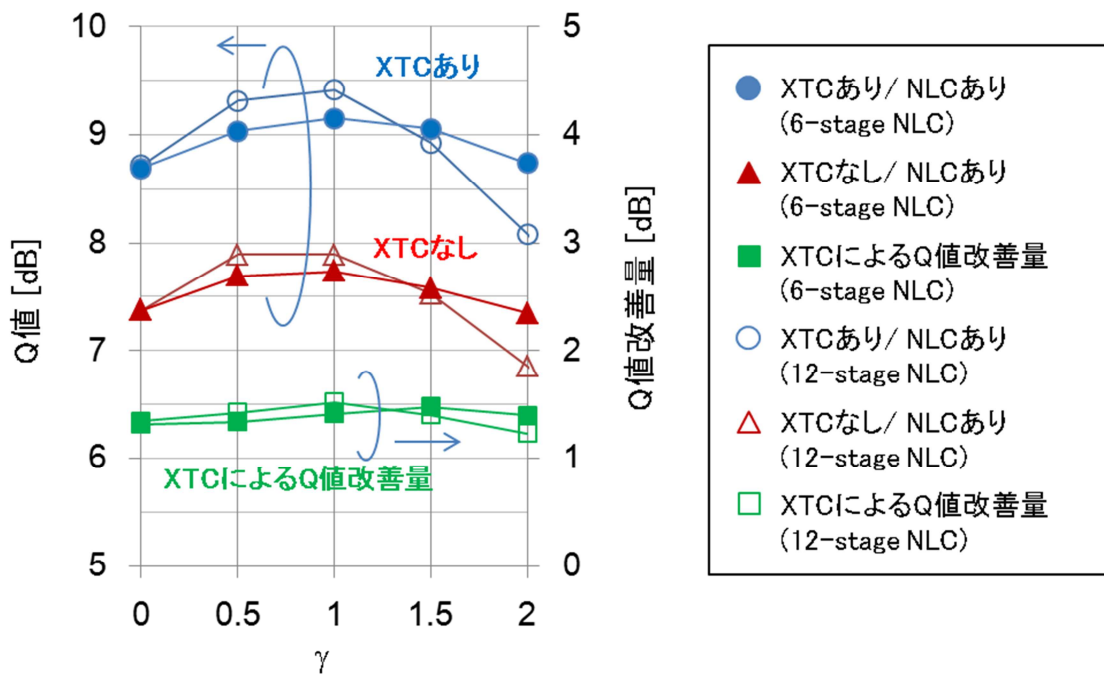


図 4.21: クロストーク補償機能が非線形補償性能に与える影響

$\gamma=0$ 、すなわち非線形補償を適用しない場合の、隣接クロストーク補償による Q 値改善量はおよそ 1.4 dB であり、この Q 値改善量は γ の値を変化させた場合でもほぼ一定である。また、DBP の段数 N が 6 であっても、12 であっても、やはり Q 値改善量はおよそ 1.4 dB である。これは、非線形補償の適用に伴う DBP の非線形位相回転が、隣接クロストーク補償の補償性能に影響を及ぼさないことを意味している。以上の結果より、適用 MIMO 等化器を用いた隣接クロストーク補償と DBP を用いた非線形補償は、互いの補償性能に影響を及ぼすことなく機能することが示された。これは、高密度マルチキャリア光信号伝送において、隣接クロストーク補償と非線形補償の両方を同時に適用することが可能であることを意味する。

4.6 まとめ

本章では、コヒーレント検波方式を用いた波長多重光伝送システムにおける高速広帯域の高密度マルチキャリア光信号に対しても適用可能な隣接チャンネルクロストーク補償の実

現を目指し、イントラダイン検波方式に適用可能な隣接クロストーク補償方式を提案した。提案方式は、適応 MIMO 等化器を用いることで、従来のイントラダイン検波方式で実行していた偏波分離、PMD 補償と、隣接クロストーク補償を同時に実行することが特長である。本章では、128 Gb/s PDM-QPSK 信号を伝送するサブチャンネル 2 つから構成される 256 Gb/s マルチキャリア光信号に対し、送受対向構成における提案方式のクロストーク補償性能を評価した。サブチャンネル間の周波数間隔は 25 GHz であり、これは各サブチャンネルのシンボルレートの 78%に相当する。この実験を通し、100 rad/ms の高速な偏波変動が発生する環境や、35 ps という高い DGD を有する環境においても、正常に隣接クロストーク補償が機能することを実証するとともに、クロストーク補償機能の適用が偏波分離や PMD 補償の性能に影響を与えないことを実証した。また、隣接クロストーク補償を正常に機能させるためには、LO 間の光周波数間隔を 100 kHz の精度で制御する必要があることを示した。続いて 480 km の SMF を用いた長距離 WDM 伝送実験を実施し、遅延補償機能を含む適応 MIMO 等化器による隣接クロストーク補償の長距離伝送系への適用性を評価した。非線形光学効果や波長分散による光信号波形劣化が発生する環境においても、適応 MIMO 等化器を用いた隣接クロストーク補償が正常に機能することを実証するとともに、送受対向構成におけるクロストーク補償と同等の Q 値改善効果が得られることを示した。

さらに本章では、隣接クロストーク補償と非線形補償の適合性を評価した。480 km の WDM 伝送実験により、適応 MIMO 等化器を用いた隣接クロストーク補償と DBP を用いた非線形補償が互いの補償性能に影響を及ぼすことなく機能することを実証し、高密度マルチキャリア光信号伝送において隣接クロストーク補償と非線形補償の両補償技術を同時に適用することが可能であることを示した。

参考文献

- [4.1] S. Tsukamoto, D.-S. Ly-Gagnon, K. Katoh, and K. Kikuchi, "Coherent demodulation of 40-Gbit/s polarization-multiplexed QPSK signals with 16-GHz spacing after 200-km transmission," *Proc. of OFC/NFOEC, Anaheim, PDP29* (2005)
- [4.2] S. Tsukamoto, K. Katoh, and K. Kikuchi, "Coherent demodulation of optical 8-phase shift-keying signals using homodyne detection and digital signal processing," *Proc. of OFC/NEFOC, Anaheim, OThR5* (2006)
- [4.3] S. Tsukamoto, K. Katoh, and K. Kikuchi, "Unrepeated transmission of 20-Gb/s optical quadrature phase-shift-keying signal over 200-km standard single-mode fiber based on digital processing of homodyne-detected signal for group-velocity

- dispersion compensation,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, no. 9, pp. 1016-1018 (2006)
- [4.4] S. Tsukamoto, K. Katoh, and K. Kikuchi, “Coherent demodulation of optical multilevel phase-shift-keying signals using homodyne detection and digital signal processing,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, no. 10, pp. 1131-1133 (2006)
- [4.5] K. Kikuchi, and S. Tsukamoto, “Evaluation of sensitivity of the digital coherent receiver,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 13, pp. 1817-1822 (2008)
- [4.6] K. Kikuchi, “Coherent transmission systems,” *Proc. of ECOC, Brussels*, Th.2.A.1 (2008)
- [4.7] S. J. Savory, G. Gavioli, R. I. Killey, and P. Bayvel, “Electronic compensation of chromatic dispersion using a digital coherent receiver,” *Optics Express*, vol. 15, no. 5, pp. 2120-2126 (2007)
- [4.8] S. J. Savory, “Digital signal processing options in long haul transmission,” *Proc. of OFC/NFOEC, San Diego*, OTuO3 (2008)
- [4.9] S. J. Savory, “Digital filters for coherent optical receivers,” *Optics Express*, vol. 16, no. 2, pp. 804-817 (2008)
- [4.10] S. J. Savory, “Digital coherent optical receivers: algorithms and subsystems,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 16, no. 5, pp. 1164-1179 (2010)
- [4.11] C. Laperle, B. Villeneuve, Z. Zhang, D. McGhan, H. Sun, M. O’Sullivan, “Wavelength division multiplexing (WDM) and polarization mode dispersion (PMD) performance of a coherent 40Gbit/s dual-polarization quadrature phase shift keying (DP-QPSK) transceiver,” *Proc. of OFC/NFOEC, Anaheim*, PDP16 (2007)
- [4.12] H. Sun, D.-T. Wu, K. Roberts, “Real-time measurements of a 40 Gb/s coherent system,” *Optics Express*, vol. 16, no. 2 pp. 873-879 (2008)
- [4.13] E. Yamazaki, S. Yamanaka, Y. Kisaka, T. Nakagawa, K. Murata, E. Yoshida, T. Sakano, M. Tomizawa, Y. Miyamoto, S. Matsuoka, H. Noguchi, K. Fukuchi, H. Onaka, K. Fukumitsu, K. Komaki, O. Takeuchi, Y. Sakamoto, H. Nkashima, T. Mizuochi, K. Kubo, Y. Miyata, H. Nishimoto, S. Hirano, and K. Onohara, “Fast optical channel recovery in field demonstration of 100-Gbit/s Ethernet over OTN using real-time DSP,” *Optics Express*, vol. 19, no. 14, pp. 13179-13184 (2011)
- [4.14] T. Kawasaki, M. Inami, Y. Sasakura, D. Shimazaki, M. Horiguchi, and K. Koda, “Development of 100-Gbit/s packet transport system,” *NTT Technical Review*, vol.

13, no. 3 (2015)

- [4.15] M. Tomizawa, A. Kaneko, and S. Kimura, "Device technology development for beyond 100G optical transport network," *NTT Technical Review*, vol. 14, no. 9 (2016)
- [4.16] Y. Kishiyama, A. Benjebbour, S. Nagata, Y. Okumura, T. Nakamura, "NTT DOCOMO 5G activities," *NTT DOCOMO Technical Journal*, vol. 17, no. 4 (2016)
- [4.17] *Cisco Global Cloud Index, 2015-2020*
- [4.18] G. Raybon, P. J. Winzer, A. A. Admiecki, A. H. Gnauck, A. Konczykowska, F. Jorge, J.-Y. Dupuy, A. Sureka, C. Scholz, R. Delbue, P. J. Pupalais, L. L. Buhl, C. R. Doerr, S. Chandrasekhar, B. Zhu, and D. W. Peckham, "8 x 320-Gb/s transmission over 5600 km using all-ETDM 80-Gbaud polarization multiplexed QPSK transmitter and coherent receiver," *Proc. of OFC/NFOEC, Los Angeles*, OTu2A.1 (2012)
- [4.19] G. Raybon, B. Guan, A. Admiecki, P. J. Winzer, N. Fontaine, S. Chen, P. J. Pupalais, R. Delbue, K. Doshi, B. Bhat, A. Blankman, A. Konczykowska, J.-Y. Dupuy, and F. Jorge, "160-Gbaud coherent receiver based on 100-GHz bandwidth 240-GS/s, analog-to-digital conversion," *Proc. of OFC, Los Angeles*, M2G.1 (2015)
- [4.20] W. Idler, F. Buchali, K. Schuh, N. Cameron, T. Brast, S. Schmid, and A. Steffan, "1 Tb/s-4 x 323 Gb/s subcarriers on 50GHz grid transmission over 480 km SMF with 22 GHz bandwidth semiconductor modulator," *Proc. of OFC, San Francisco*, Th4F.2 (2014)
- [4.21] H. Sanjoh, E. Yamada, and Y. Yoshikumi, "Optical orthogonal frequency division multiplexing using frequency /time domain filtering for high spectral efficiency up to 1 bit/s/Hz," *Proc. of OFC, Anaheim*, ThD1 (2002)
- [4.22] A. Ellis and F. C. G. Gunning, "Spectral density enhancement using coherent WDM," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 2, pp. 504-506 (2005)
- [4.23] W. Shieh, H. Bao, and Y. Tang, "Coherent optical OFDM: Theory and design," *Optics Express*, vol. 16, no. 2, pp. 504-506 (2008)
- [4.24] A. J. Lowery, L. B. Du, and J. Armstrong, "Performance of optical OFDM in ultralong-haul WDM lightwave systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 1, pp. 131-138 (2007)
- [4.25] S. L. Jansen, I. Morita, K. Forozesh, S. Randel, D. van den Born, and H. Tanaka, "Optical OFDM, a hype or is it for real?" *Proc. of ECOC, Brussels*, Mo.3.E.3 (2008)
- [4.26] A. Sano, E. Yamada, H. Masuda, E. Yamazaki, T. Kobayashi, E. Yoshida, Y.

- Miyamoto, R. Kudo, K. Ishihara, and Y. Takatori, "No-guard-interval coherent optical OFDM for 100-Gb/s long-haul WDM transmission," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 16, pp. 3705-3713 (2009)
- [4.27] E. Yamazaki, F. Inuzuka, K. Yonenaga, A. Takada, and M. Koga, "Compensation of interchannel crosstalk induced by optical fiber nonlinearity in carrier phase-locked WDM system," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no. 1, p. 9-11 (2007)
- [4.28] S. Yamamoto, K. Yonenaga, and T. Takahashi, "Suppression and compensation of linear/nonlinear crosstalk for spectrum-overlapped signal in carrier-phase-locked WDM," *Proc. of ECOC, Torino*, P4.01 (2010)
- [4.29] M. F. Huang, A. Tanaka, E. Ip, Y.-K. Huang, D. Qian, Y. Zhang, S. Zhang, P. N. Ji, I. B. Djordjevic, "Terabit/s Nyquist superchannels in high capacity fiber field trial using DP-16QAM and DP-8QAM modulation for regional and long-haul applications," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 4, pp. 776-782 (2014)
- [4.30] Y.-K. Huang, D. Qian, F. Yaman, T. Wang, e. Mateo, T. Inoue, Y. Inada, Y. Toyoda, T. Ogata, M. Sato, Y. Aono, and T. Tajima, "Real-time 400G superchannel transmission using 100-GbE based 37.5-GHz spaced subcarriers with optical Nyquist shaping over 3,600-km DMF link," *Proc. of OFC, Anaheim*, NW4E.1 (2013)
- [4.31] G. Bosco, A. Carena, V. Curri, P. Poggiolini, E. Torrenco, and F. Forghiere, "Investigation on the robustness of a Nyquist-WDM terabit superchannel to transmitter and receiver non-idealities," *Proc. of ECOC, Torino*, Tu.3.A.4 (2010)
- [4.32] J. Zhao, and A. Ellis, "A novel optical fast OFDM with reduced channel spacing equal to half the symbol rate per carrier," *Proc. of OFC/NFOEC, San Diego*, OMR1 (2010)
- [4.33] J. Zhao, and A. D. Ellis, "Advantage of optical fast OFDM over OFDM in residual frequency offset compensation," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, no. 24, pp. 2284-2287 (2012)
- [4.34] J.-X. Cai, C. R. Davidson, A. Lucero, H. Zhang, D. G. Foursa, O. V. Sinkin, W. W. Patterson, A. N. Pilipetskii, G. Mohs, and N. S. Bergano, "20 Tbit/s transmission over 6860 km with sub-Nyquist channel spacing," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 4, pp. 651-657 (2012)
- [4.35] K. Igarashi, T. Tsuritani, I. Morita, Y. Tsuchida, K. Maeda, M. Tadakuma, T. Saito, K. Watanabe, K. Imamura, R. Sugizaki, and M. Suzuki, "1.03-Exabit/s km super-Nyquist-WDM transmission over 7326-km seven-core fiber," *Proc. of*

- ECOC, San Diego*, PD3.E.3 (2010)
- [4.36] S. Chandrasekhar, and X. Liu, “Experimental investigation on the performance of closely spaced multi-carrier PDM-QPSK with digital coherent detection,” *Optics Express*, vol. 17, no. 24, pp. 21350-21361 (2009)
- [4.37] S. Yamamoto, K. Yonenaga, A. Sahara, F. Inuzuka, and A. Takada, “Achievement of subchannel frequency spacing less than symbol rate and improvement of dispersion tolerance in optical OFDM transmission,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 1, pp. 157-173 (2010)
- [4.38] C. Liu, J. Pan, T. Detwiler, A. Stark, Y. Hsueh, G. Chang, and S. E. Ralph, “Super receiver design for superchannel coherent optical systems,” *Proc. of SPIE*, vol. 8284 (2012)
- [4.39] J. Pan, C. Liu, T. Detwiler, A. J. Stark, Y. Hsueh, and S. E. Ralph, “Inter-channel crosstalk cancellation for Nyquist-WDM superchannel applications,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 24, pp. 3993-3999 (2012)
- [4.40] C. Liu, J. Pan, T. Detwiler, A. Stark, Y.-T. Hsueh, G.-K. Chang, and S. E. Ralph, “Joint digital signal processing for superchannel coherent optical systems: Joint CD compensation for joint ICI cancellation,” *Proc. of ECOC, Amsterdam*, Th.1.A.4 (2012)
- [4.41] C. Liu, J. Pan, T. Detwiler, A. Stark, Y.-T. Hsueh, G.-K. Chang, and S. E. Ralph, “Joint digital signal processing for superchannel coherent optical communication systems,” *Optics Express*, vol. 21, no. 7, pp. 8342-8356 (2013)
- [4.42] J. Pan, A. Stark, C. Liu, and S. E. Ralph, “Fractionally-spaced frequency domain linear crosstalk cancellation with spectral alignment techniques for coherent superchannel optical systems,” *Proc. of OFC, Anaheim*, OW4B.6 (2013)
- [4.43] N. Kaneda, T. Pfau, and J. Lee, “Frequency diversity MIMO detection for coherent optical transmission,” *Proc. of ECOC, London*, Th.2.C.1 (2013)
- [4.44] N. Kaneda, T. Pfau, and J. Lee, “Frequency diversity MIMO detection in polarization multiplexed coherent optical transmission,” *Proc. of OECC, Melbourne*, pp. 1051-1052 (2014)
- [4.45] M. Sato, R. Maher, D. Lavery, K. Shi, B. C. Thomsen, and P. Bayvel, “Frequency diversity MIMO detection for dual-carrier DP-16QAM transmission,” *Proc. of ECOC, Cannes*, Th.2.5.1 (2014)
- [4.46] S. Randel, R. Ryf, A. Sierra, P. J. Winzer, A. H. Gnauck, C. A. Bolle, R.-J. Essiambre, D. W. Peckham, A. McCurdy, and R. Lingle Jr., “6 x 56-Gb/s mode-division multiplexed transmission over 33-km few-mode fiber enabled by 6

- x 6 MIMO equalizer,” *Optics Express*, vol. 19, no. 17, pp. 16697-16707 (2011)
- [4.47] R. Ryf, S. Randel, A. H. Gnauck, C. Bolle, A. Sierra, S. Mumtaz, M. Esmaeelpour, E. C. Burrows, R.-J. Essiambre, P. J. Winzer, D. W. Peckham, A. H. McCurdy, and R. Lingle Jr., “Mode-division multiplexing over 96 km of few-mode fiber using coherent 6 x 6 MIMO processing,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 4, pp. 521-531 (2012)
- [4.48] K. Shibahara, T. Mizuno, H. Takara, A. Sano, H. Kawakami, D. Lee, Y. Miyamoto, H. Ono, M. Oguma, Y. Abe, T. Kobayashi, T. Matsui, R. Fukumoto, Y. Amma, T. Hosokawa, S. Matsuo, K. Saitoh, H. Nasu, and T. Morioka, “Dense SDM (12-core x 3-mode) transmission over 527 km with 33.2-ns mode-dispersion employing low-complexity parallel MIMO frequency-domain equalization,” *Proc. of OFC, Los Angeles*, Th5C.3 (2015)
- [4.49] E. Ip, and J. M. Kahn, “Compensation of dispersion and nonlinear impairments using digital backpropagation,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 20, pp. 3416-3425 (2008)
- [4.50] S. Oda, T. Tanimura, T. Hoshida, C. Ohshima, H. Nakashima, Z. Tao, and J. C. Rasmussen, “112 Gb/s DP-QPSK transmission using a novel nonlinear compensator in digital coherent receiver,” *Proc. of OFC/NFOEC, San Diego*, OThR6 (2009)
- [4.51] E. Yamazaki, H. Masuda, A. Sano, T. Yoshimatsu, T. Kobayashi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, R. Kudo, K. Ishihara, M. Matsui, and Y. Takatori, “Multi-staged nonlinear compensation in coherent receiver for 16,340-km transmission of 111-Gb/s no-guard-interval CO-OFDM,” *Proc. of ECOC, Vienna*, 9. 4. 6 (2009)
- [4.52] E. Yamazaki, H. Masuda, A. Sano, T. Yoshimatsu, T. Kobayashi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, R. Kudo, K. Ishihara, M. Matsui, and Y. Takatori, “Multi-staged nonlinear compensation in coherent receiver for 12015 km WDM transmission of 10-ch x 111 Gbit/s no-guard-interval co-OFDM,” *Electronics Letters*, vol. 45, no. 13 (2009)
- [4.53] R. Kudo, T. Kobayashi, K. Ishihara, Y. Takatori, A. Sano, and Y. Miyamoto, “Coherent optical single carrier transmission using overlap frequency domain equalization for long-haul optical systems,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 16, pp. 3721-3728 (2009)
- [4.54] K. Yonenaga, F. Inuzuka, S. Yamamoto, H. Takara, B. Kozicki, T. Yoshimatsu, A. Takada, and M. Jinno, “Bit-rate-flexible all-optical OFDM transceiver using variable multi-carrier source and DQPSK/DPSK ixed multiplexing,” *Proc. of*

OFC/NFOEC, San Diego, OWM1 (2009)

- [4.55] 戸毛邦弘, 山田裕介, 保莉和男, 富田茂, “支障移転時の光ファイバハンドリング作業が偏波変動に及ぼす影響,” 信学技報, OFT, 41 (11), pp. 31-34 (2005)
- [4.56] 山田裕介, 戸毛邦弘, 保莉和男, 富田茂, “支障移転作業時における偏波変動特性に関する検討,” 信学会総合大会, B-13-4 (2006)
- [4.57] S. Yamamoto, S. Yamanaka, A. Matsuura, T. Kobayashi, A. Iwaki, M. Suzuki, T. Inui, T. Sakano, M. Tomizawa, Y. Miyamoto, T. Kotanigawa, and A. Maeda, “PMD tolerance of 100-Gbit/s digital coherent PDM-QPSK in DSF-installed field testbed,” *Proc. of OECC, Kaohsiung*, pp. 212-213 (2011)

第5章 波長多重光伝送システムにおける同一チャンネルクロストークを考慮した光スイッチノード設計技術

5.1 研究の背景

インターネットトラフィックの急増に伴い、より高速かつ大容量な光伝送ネットワークの実現が求められている。これを実現するためには、高速な光信号を光周波数領域においてより高密度に多重し、伝送光ファイバの周波数利用効率を向上させなければならない。また一方で、トラフィックの需要に応じてより柔軟に光伝送ネットワークを制御するために、ROADM (Reconfigurable Optical Add Drop Multiplexer) システムや、OXC (Optical Cross-Connect) システムといった光スイッチ機能を有する光伝送ネットワークが求められている。そのようなネットワークでは、光ファイバ内で発生する信号品質劣化、すなわち伝送路に起因する信号品質劣化のみならず、光スイッチノードにおいて発生する信号品質劣化も考慮してシステム設計を行わなければならない。一般に光スイッチノードでは、光フィルタリングや、他の光信号とのクロストークによって信号品質が劣化する。限られた光周波数帯域内で、高速大容量、かつ高い機能性を実現するためには、より狭いチャンネル間隔で、すなわちより高密度に、光信号を波長多重しなければならない。これは、光フィルタリングやクロストークが信号品質劣化に対してより大きな影響を及ぼすことを意味する[5.1]。

光スイッチノード内では、チャンネル間およびチャンネル内クロストークが信号品質劣化の主要因のひとつとなる。チャンネル間クロストーク (異チャンネルクロストーク) は注目する光信号の光周波数とは異なる光周波数の光によって引き起こされるため、信号光と干渉することはない。したがって、チャンネル間クロストークによって生じる信号のパワー変動はわずかなものとなる[5.2]。一方、チャンネル内クロストーク (同一チャンネルクロストーク) は注目する光信号と同一の光周波数を有する光によって引き起こされるため、信号光と干渉する性質を持つ。これにより、信号光のパワーが大きく変動するため、大きな信号品質劣化が発生してしまう[5.2, 5.3]。この信号品質劣化により、光伝送ネットワークを構成する光スイッチノード数が制限されることになる。

光スイッチネットワークでは、チャンネル内クロストークは他の経路から到来する光信号の残存成分によって引き起こされるが[5.4–5.11]、本来であればこの残存成分は光スイッチノード内の AWG (Arrayed Waveguide Grating) や ILF (Interleave Filter)、WSS (Wavelength Selective Switch) といった波長選択フィルタによってブロックされなけれ

ばならないものである[5.12 – 5.19]。一般に、ブロックしきれなかった光信号の残存成分は広帯域なスペクトルを有するため、広帯域信号によって引き起こされるクロストークの影響を定量的に解析することが重要となる。

本章では、光スイッチネットワークにおいて広帯域な光スペクトルを有するチャンネル内クロストークが信号品質劣化に与える影響を分析し、広帯域光信号によって発生するチャンネル内クロストークと、それに起因した信号品質劣化の関係を解析的に導く。また、導かれた関係式が OXC システムを模擬した光スイッチネットワークに適用可能であることを、伝送実験を通して実証するとともに、チャンネル内クロストークに起因した信号品質劣化を抑圧するためには信号帯域全域で高い消光比が実現されている波長選択フィルタを用いる必要があることを示す。実験では、信号帯域全域で高い消光比を実現している波長選択フィルタを用いることで、44 Gb/s RZ-DQPSK (Return-to-Zero Differential-Quadrature-Phase-Shift-Keying) 信号に対して、波長選択フィルタにより構成される 24 段の光スイッチノードを、クロストークペナルティなしに伝送可能であることを実証する。また、理論解析から導出した広帯域クロストークと信号品質劣化の関係式を用いた、チャンネル内クロストークを考慮した光スイッチノードの設計法を示す。

5.2 光スイッチネットワークで発生するクロストーク

本節では、光スイッチネットワークで発生するチャンネル内クロストークについて説明する。図 5.1 に、リング構成の ROADM システムおよびメッシュ構成の OXC システムにおいてチャンネル内クロストークが発生する様子を模式的に示す。Point-to-point 構成の光伝送システムと異なり、リング構成やメッシュ構成の光伝送システムでは、一般的にネットワーク内に同一波長（同一チャンネル）の光信号が共存する状況が起こりうる。このような状況では、ネットワークを構成する光スイッチノードの内部で、本来ならばブロックされるべき光信号の残存成分に起因したチャンネル内クロストークが発生してしまう。

図 5.2 は、ROADM システムにおける一般的な光スイッチノードの構成を示している。ROADM システムでは、光スイッチノード内の光カプラによって光信号が分岐される。経路のひとつは光スイッチノードの drop ポートに接続されており、もうひとつは波長スイッチへ接続されている。波長スイッチは左から到来する光信号をブロックするとともに、add ポートから到来する光信号を合波する。この波長スイッチが信号帯域内全域で高い消光比を有していない場合は、左から到来する光信号を完全にはブロックしきれないため、光信号のサイドバンド成分が残存成分として残ってしまう。この残存成分は波長スイッチ内で add ポートから到来する光信号と干渉してしまうため、チャンネル内クロストークとして信号品質に甚大な影響を与えてしまう。

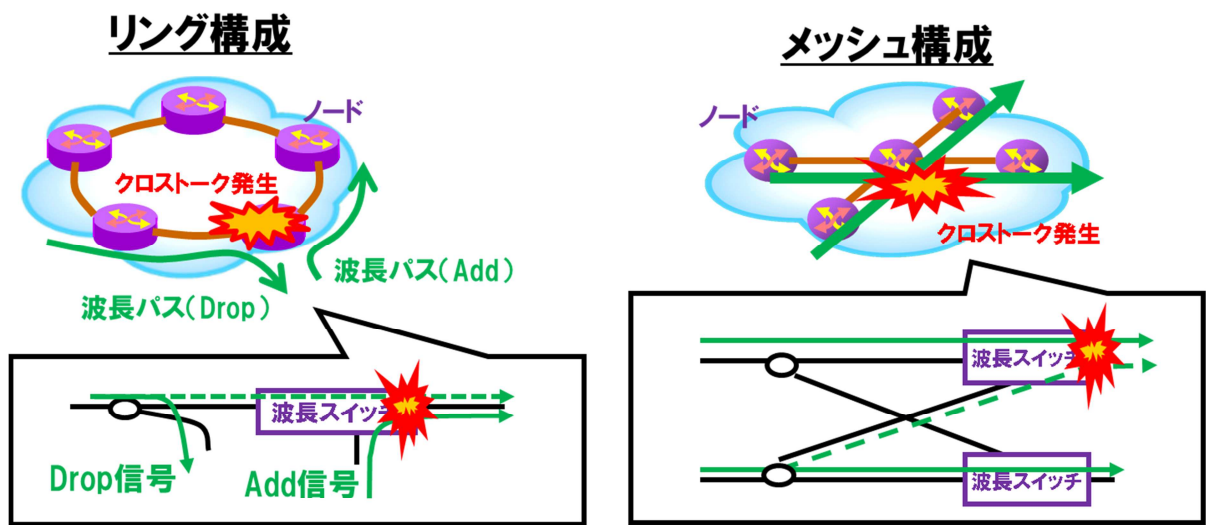


図 5.1: 波長多重光伝送システムを構成する光スイッチノード内部でチャンネル内クロストーク（同一チャンネルクロストーク）が発生する様子

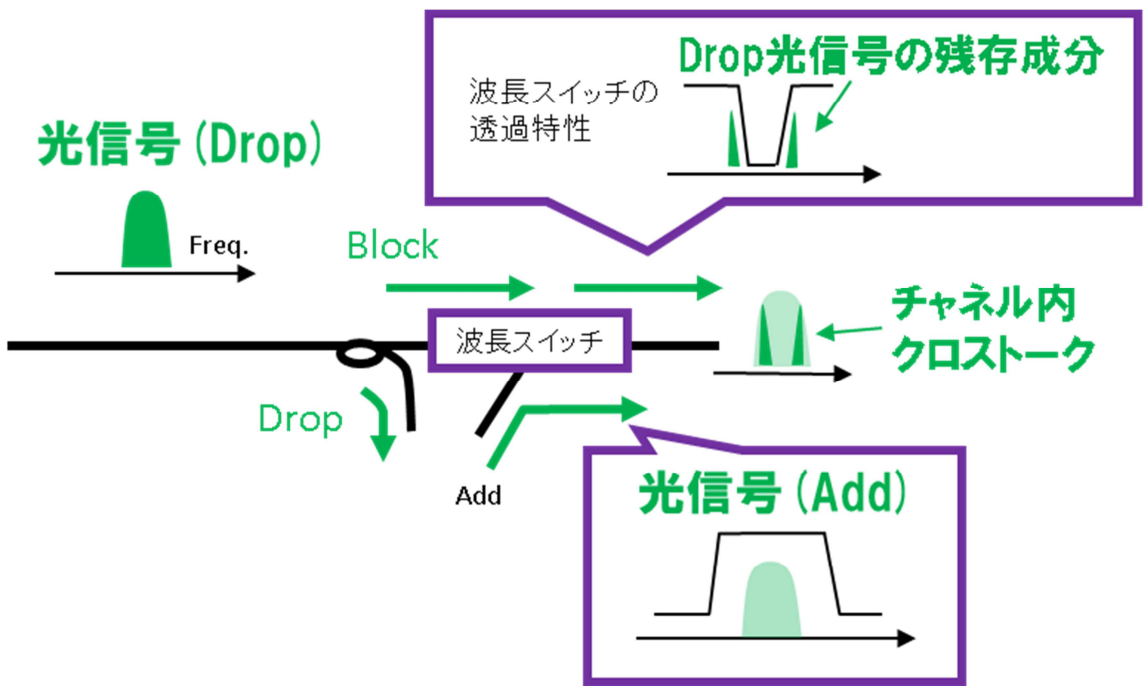


図 5.2: ROADN システムを構成する光スイッチノードの内部構成

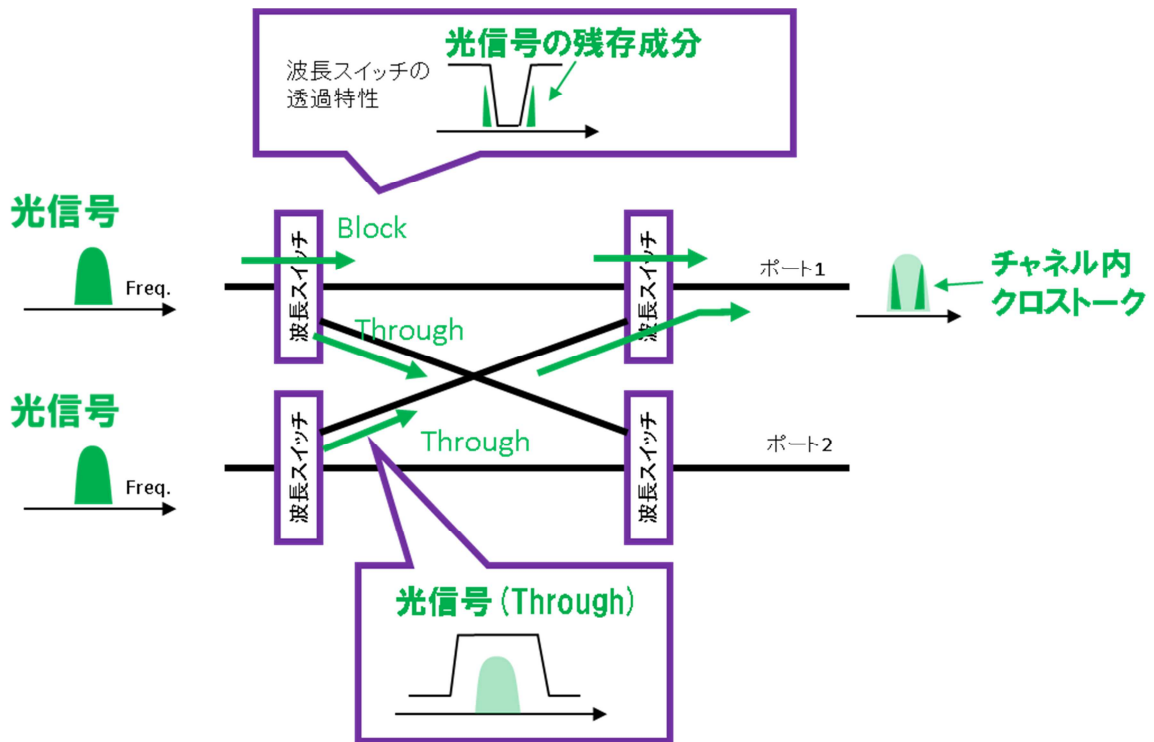


図 5.3: OXC システムを構成する光スイッチノードの内部構成

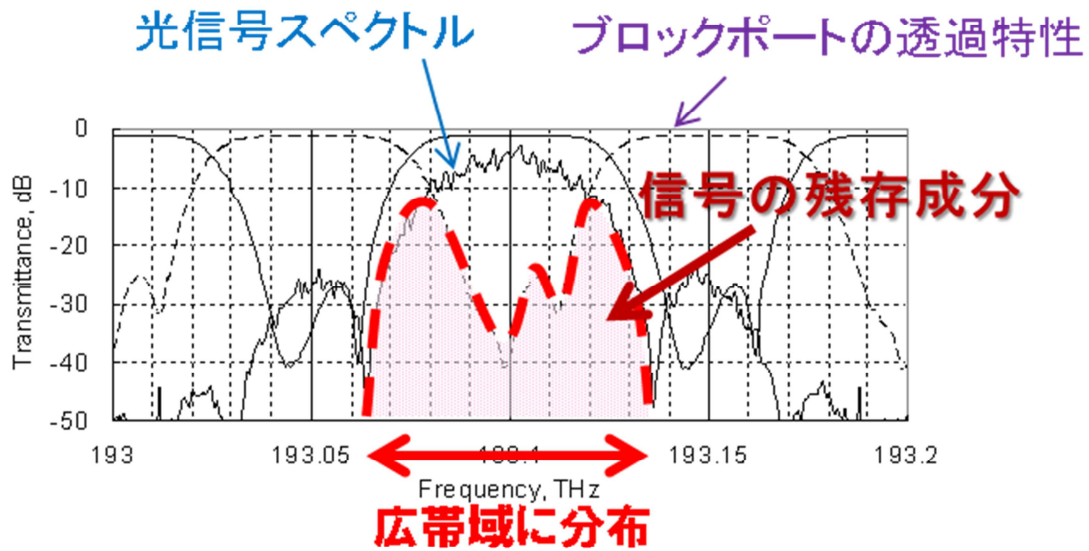


図 5.4: 広帯域クロストークの元となる光信号の残存成分

図 5.3 は、OXC システムにおける一般的な光スイッチノードの構成を示しており、光信号は 1 段目の波長スイッチによって二つの経路へ分岐される。経路のひとつはポート 1 に接続されており、もうひとつはポート 2 に接続されている。波長スイッチはポート 1 向けには光信号をブロックする一方で、ポート 2 向けには信号を透過させる。このとき、この光スイッチが信号帯域内全域で高い消光比を有していない場合は、ポート 1 向けの光信号を完全にはブロックしきれないため、光信号のサイドバンド成分が残存成分として残ってしまう。この残存成分は 2 段目の光スイッチ内で他の経路から到来する光信号と干渉してしまうため、チャンネル内クロストークとして信号品質に甚大な影響を与えてしまう。

図 5.4 は、インターリーブフィルタの透過特性の例を示している。インターリーブフィルタは、光スイッチノード内の波長スイッチとして使用される波長選択フィルタの一例として考えることができる。実線と破線はそれぞれスルーポートとブロックポートの透過率を示している。図に示されている信号スペクトルは、44 Gb/s RZ-DQPSK 信号の光スペクトルである。図より、インターリーブフィルタは信号のキャリア周波数である 193.1 THz では高い消光比を有している一方で、信号のサイドバンドに当たる周波数領域では高い消光比を有していないことが確認できる。キャリア周波数における消光比がおおよそ 40 dB であるのに対し、サイドバンドに当たる周波数領域における消光比は 25 dB 程度であり、このインターリーブフィルタが光信号のサイドバンド成分を十分に抑圧できないことを意味している。抑圧しきれなかったサイドバンド成分は残存成分として光スイッチノード内でチャンネル内クロストークを発生させ、信号品質を劣化させる要因となる。このように、広帯域なスペクトルを有する光信号が高密度に波長多重された光スイッチネットワークでは、光信号の残存成分によってチャンネル内クロストークが発生する可能性があり、このチャンネル内クロストークは信号帯域に相当する周波数広がりをもっている。

5.3 広帯域光信号によって生じるチャンネル内クロストーク

本節では、広帯域信号によって生じるチャンネル内クロストークが信号品質に与える影響について、定量的な解析を行う。

5.3.1 広帯域クロストークがパワー変動に与える影響

前節で見た通り、同一チャンネルクロストークの元となる光信号の残存成分は、光スイッチノードを構成する波長スイッチの透過特性に起因して、光周波数領域に広帯域に分布する形状となる。広帯域に分布した光信号は、フーリエ変換の関係を通じて、図 5.5 に示すような異なる光周波数の線スペクトルを有する連続光が光周波数軸上に連続的に分布したもの

とみなすことができる。このモデル化により、広帯域クロストークを光周波数軸上に連続的に分布した各連続光と信号光との干渉の重ね合わせとして扱うことが可能となるため、広帯域クロストークが重畳された信号光のパワー P を以下の式で表現することが可能となる[5.20]。

$$P = \mu_s - 2 \sum_k \sqrt{\mu_s} \sqrt{\mu_k} \cos(2\pi(f_s - f_k)t + \Delta\phi_k) \dots (5.1)$$

ここで、 μ_s はクロストークが重畳される前の信号光パワーであり、 μ_k は k 番目の連続光のパワーである。また、ここでは信号光パワーは連続光のパワーより十分に大きいとしている($\mu_s \gg \mu_k$)。 f_s は信号光のキャリア周波数、 f_k は k 番目の連続光の光周波数である。 $\Delta\phi_k$ は信号光と k 番目の連続光との位相差である。右辺第二項が、広帯域クロストークに起因した信号光のパワー変動に相当する。上式が示す通り、クロストークが重畳された光信号のパワーは互いの光位相の関係に依存する[5.1, 5.21]。一般の光伝送システムでは、異なる光送信器から送出される光信号はそれぞれの光送信器に具備されたレーザー光源から送出された連続光に変調を施すことで生成されるものであるため、たとえ同一の光伝送システム内であっても、光信号同士の光位相の関係は互いに無相関である。したがって、信号光と、それに重畳される広帯域クロストークである光信号の残存成分の間においても、光位相の関係は互いにランダムなものと考えられる。また、光信号は伝送システム内を伝搬する過程において、光ファイバ伝送路の有する波長分散や非線形光学効果、光スイッチノードの透過特性などに起因して、様々な光位相の変化を被ることとなる。このような状況では、光信号の残存成分を構成する各連続光は互いにインコヒーレント、すなわち互いの光位相に相関がないものと考えられるため、ひとつひとつの連続光が信号光に与えるパワー変動はインコヒーレントに多重されると仮定できる。この仮定により、式(5.1)における和分の項は二乗和の平方根として扱うことができ、広帯域クロストークが重畳された信号光パワーを以下のように表すことができる。

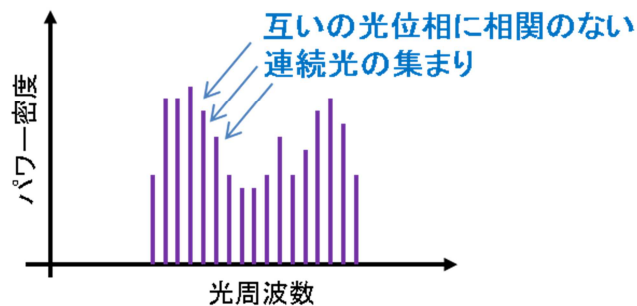


図 5.5: 連続光による広帯域クロストークのモデル化

$$\mu_s - 2 \sqrt{\sum_k \mu_s \mu_k} \leq P \leq \mu_s + 2 \sqrt{\sum_k \mu_s \mu_k} \dots (5.2)$$

実際は、広帯域クロストークを構成する連続光は周波数領域に連続的に分布しているため、連続光間の光周波数間隔は微小量として扱うことが可能である。これに伴い、式(5.2)の和分は積分として扱うことができる。

$$\sqrt{\sum_k \mu_s \mu_k} \approx \mu_s \sqrt{\int \varepsilon(f) df} \dots (5.3)$$

$$\varepsilon(f) = \frac{\mu(f)}{\mu_s} \dots (4.4)$$

ここで、 $\mu(f)$ は広帯域クロストークのスペクトルパワー密度である。これより、広帯域クロストークに起因したパワー変動は近似的に以下のように表すことができる。

$$\mu_s(1 - 2\sqrt{\varepsilon_{total}}) \leq P \leq \mu_s(1 + 2\sqrt{\varepsilon_{total}}) \dots (5.5)$$

ここで ε_{total} は、広帯域クロストークのパワーと、クロストークが重畳される前の信号光パワーの比であり、以下の式で表される。

$$\varepsilon_{total} = \int \varepsilon(f) df \dots (5.6)$$

図 5.4 に示す通り、光スイッチネットワークで発生する広帯域クロストークは、他の光信号のサイドバンドの残存成分に由来したものである。この残存サイドバンド成分は、本来であれば他の経路を伝送する光信号が波長スイッチのブロックポートを透過してきたものであり、波長スイッチのブロックポートが光信号を十分に抑圧することができない場合に生じるものである。一方、クロストークが重畳される前の光信号は、波長スイッチのスルーポートを透過してきたものである。したがって、式(5.4)における $\varepsilon(f)$ は、以下のように表すことができる。

$$\varepsilon(f) = \frac{\alpha S(f) F_{block}(f)}{\int S(f) F_{through}(f) df} \dots (5.7)$$

ここで、 $S(f)$ は信号光のスペクトルパワー密度である。 $F_{block}(f)$ と $F_{through}(f)$ はそれぞれ波長スイッチのブロックポートとスルーポートの透過率である。 $\varepsilon(f)$ はクロストークのパワーと信

号光のピークパワーの比で定義されるものである。式(5.7)における右辺の分母はスルーポートから到来する信号光の平均パワーであり、 α は信号の duty 比である。 μ_s が信号光の平均パワーではなくピークパワーであるため、式(5.7)において α が必要となる。例えば、duty 比 50%の RZ-DQPSK 信号の場合、 α は 0.5 である。式(5.7)は、広帯域クロストークによって引き起こされるパワー変動は、信号光スペクトルと波長スイッチの透過率によって決定されることを意味している。

5.3.2 広帯域クロストークによる信号品質劣化

広帯域クロストークの影響を考慮した光伝送システム設計を行うためには、広帯域クロストークが信号品質に与える影響を定量的に解析することが重要である。これまでの研究では、よりシンボル間距離の長い変調方式がより高いクロストーク耐力を有することが、実験を通して確認されている[5.22 – 5.24]。本研究では、この特性を解析的に導出する。

図 5.6、図 5.7 に、OOK (On-Off Keying) 信号と DPSK (Differential Phase Shift Keying) 信号のコンステレーションを示す。これらの図では、式(5.5)の P に対して平方根を取ることによって、信号を光電界として表現している。 $\mu_s^{1/2}\epsilon_{total}^{1/2}$ が光電界におけるクロストークの振幅に相当する。クロストークによる信号品質劣化、すなわちクロストークペナルティは、「クロストークにより信号品質劣化が発生している状況において、クロストークが存在していない状況と同等のビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) を実現するために必要な信号光パワーの増分」と定義される[5.25]。このときの BER は、クロストークに伴うパワー変動やシンボル間距離に依存する。これは、コンステレーション上で同じシンボル間距離を維持するために必要となる信号光パワーの増分が、クロストークペナルティに相当するものであることを意味している。

OOK 信号の場合、信号光のピークパワーを μ_s とすると、クロストークが存在していない状況におけるシンボル間距離は $\mu_s^{1/2}$ となる。クロストークに伴うパワー変動が発生している状況におけるシンボル間距離は、図 5.6 に示すように $\mu_s^{1/2} - 2\mu_s^{1/2}\epsilon_{total}^{1/2}$ となる。クロストークが発生している状況においてシンボル間距離 $\mu_s^{1/2}$ を実現する信号光パワーを μ'_s と定義すると、以下の式が得られる。

$$\sqrt{\mu'_s} = \sqrt{\mu'_s}(1 - 2\sqrt{\epsilon_{total}}) \quad \dots (5.8)$$

クロストークペナルティは μ'_s/μ_s と表すことができるので、クロストークペナルティは $1/(1 - 4\epsilon_{total}^{1/2})$ となる。ここで、 $\epsilon_{total}^{1/2}$ は微量であるとして、 $\epsilon_{total}^{1/2}$ の高次の項を無視している。多段に接続された光スイッチノードにおいてクロストークの影響を受ける場合は、それぞれ

のクロストークに起因したパワー変動がインコヒーレントに多重される形となるため、シンボル間距離は $\mu_s^{1/2} - 2\mu_s^{1/2}N^{1/2}\varepsilon_{total}^{1/2}$ となる。したがって、広帯域なスペクトルを有する光信号の残存成分に起因したクロストークペナルティは dB 表記で以下のように表すことができる。

$$p = -10 \log(1 - 4\sqrt{N\varepsilon_{total}}) \quad \dots (5.9)$$

ここで、 N は光スイッチノードの数である。

次に、DPSK 信号に対してのクロストークペナルティを導出する。図 5.7 に示すように、クロストークが発生していない状況における DPSK 信号に対するシンボル間距離は、 $2\mu_s^{1/2}$ である。クロストークが発生している状況におけるシンボル間距離は、 $2(\mu_s^{1/2} - \mu_s^{1/2}\varepsilon_{total}^{1/2})$ である。クロストークが発生している状況下でシンボル間距離 $2\mu_s^{1/2}$ を実現する信号光パワーを μ'_s とすると、以下の式が得られる。

$$2\sqrt{\mu_s} = 2\sqrt{\mu'_s}(1 - \sqrt{\varepsilon_{total}}) \quad \dots (5.10)$$

これより、クロストークペナルティ p は以下の式で表すことができる。

$$p = -10 \log(1 - 2\sqrt{N\varepsilon_{total}}) \quad \dots (5.11)$$

式(5.9)と式(5.11)を比較することで、DPSK 信号に対するクロストークペナルティと同じペナルティを OOK 信号に対して実現するためには、6 dB 高い消光比が必要になることがわかる。これは、OOK 信号よりも DPSK 信号の方がクロストークに対する耐力が 6 dB 高いことを意味しており、OOK 信号が DPSK 信号と同じ BER を実現するためには、信号ピークパワーを 6 dB 向上させなければならないことに対応している。この結果は、これまでに報告された実験結果とも整合している[5.22, 5.23]。

図 5.8 は、DQPSK 信号のコンステレーションを示している。クロストークが存在しない場合におけるシンボル間距離は $\mu_s^{1/2}(e^{j\pi/4} - e^{j3\pi/4})$ であり、クロストークが存在する場合におけるシンボル間距離は $\mu_s^{1/2}(e^{j\pi/4} - e^{j3\pi/4}) - 2\mu_s^{1/2}\varepsilon_{total}^{1/2}$ である。クロストークが存在する状況においてシンボル間距離 $\mu_s^{1/2}(e^{j\pi/4} - e^{j3\pi/4})$ を実現するために必要となる信号光パワーを μ'_s と定義すると、以下の式が得られる。

$$\sqrt{\mu_s}(e^{j\pi/4} - e^{j3\pi/4}) = \sqrt{\mu'_s}(e^{j\pi/4} - e^{j3\pi/4} - 2\sqrt{\varepsilon_{total}}) \quad \dots (5.12)$$

これより、クロストークペナルティは以下となる。

$$p = -10 \log(1 - 2\sqrt{2N\varepsilon_{total}}) \quad \dots (5.13)$$

式(5.11)、式(5.13)より、DQPSK 信号は DPSK 信号よりもクロストークに対する耐性が低いことが確認できる。この結果についても、これまでの報告された実験結果と整合したものとなっている[5.24]。

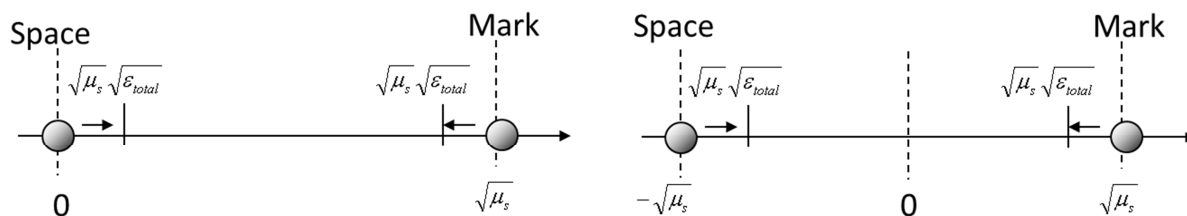


図 5.6: OOK 信号のコンステレーション

図 5.7: DPSK 信号のコンステレーション

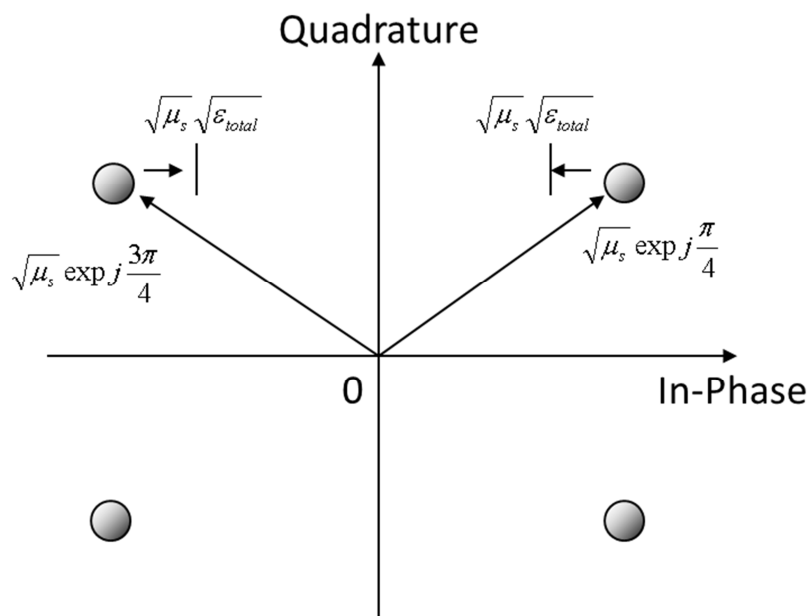


図 5.8: DQPSK 信号のコンステレーション

5.3.3 クロストークペナルティの周波数依存性

連続光によって引き起こされるクロストークペナルティの周波数依存性について、数値シミュレーションを用いて評価を行う。シミュレーションでは、44 Gb/s RZ-DQPSK 信号並びに、44 Gb/s NRZ-DQPSK 信号を用いる。信号光のピークパワーは-7 dBm、シンボルレートは 22 Gbaud とする。連続光のパワーは-30 dBm、線幅は 10 MHz であり、受信器の 3 dB 帯域は 15.4 GHz である。RZ-DQPSK と NRZ-DQPSK それぞれに対して、クロストークが発生していない状況において 10^{-12} の BER となるように ASE (Amplified Spontaneous Emission) を付与する。図 5.9 に示すように、連続光の光周波数は信号光のキャリア周波数とは異なるものとする。この系を用いて、連続光の光周波数がクロストークによる信号品質劣化にどのような影響を与えるかを評価する。図 5.10 は、連続光の信号光に対する相対周波数と、連続光によるクロストークに起因して生じる BER の関係を示している。図が示すように、シンボルレートよりも大きい相対周波数をもつ連続光は、ほとんどクロストークペナルティを発生させない。このような連続光によって生じる信号パワー変動の周期は、信号の変調周期よりも短いため、受信器に実装された電気フィルタによって除去される。一方、光信号のシンボルレートよりも小さい相対周波数をもつ連続光は、クロストークペナルティを発生させる。これは、広帯域光信号によって生じるクロストークペナルティを評価するためには、光信号のキャリア周波数近傍の連続光のみならず、光信号のシンボルレートよりも小さい相対周波数をもつ連続光すべての影響も考慮しなければならないことを意味する。したがって、式(4.6)、式(4.7)における積分範囲は、信号帯域と概ね等しいものとなる。この結果より、光スイッチノードで発生する広帯域光信号に起因したクロストークを抑圧するため

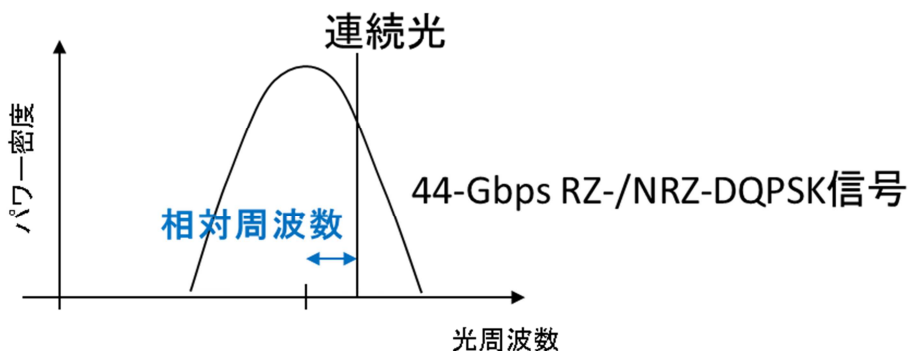


図 5.9: 数値シミュレーションにおける光信号と連続光の関係

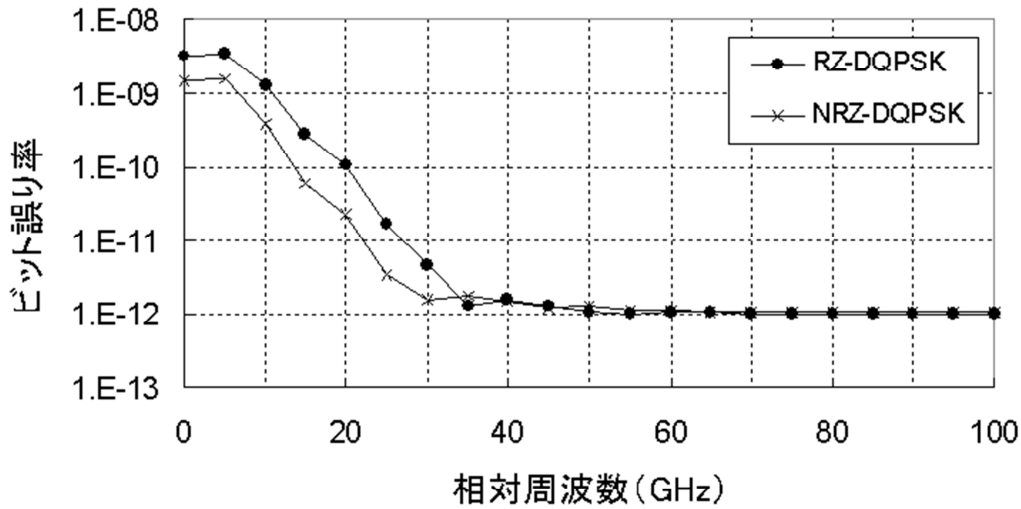


図 5.10: 連続光によるクロストークが信号品質に与える影響

には、信号帯域全域において高い消光比を有する光スイッチを用いなければならないことがわかる。

図 5.10 は、NRZ-DQPSK 信号は RZ-DQPSK 信号に比べてわずかにクロストークに対する耐力が高いことを示している。これは、NRZ-DQPSK 信号ではシンボル周期内でピークパワーが維持される一方で、RZ-DQPSK 信号では信号判定のタイミングでのみピークパワーが実現されることに起因していると考えられる。連続光のパワーは時間的に一定である。したがって、RZ-DQPSK 信号は NRZ-DQPSK 信号よりもクロストークの影響を受けやすいといえる。

5.4 伝送実験による解析の検証とシステム設計

本節では、伝送実験を通じて光スイッチノードで発生する広帯域クロストークに起因したペナルティを測定することで、前節で導出したクロストークペナルティを示す式(5.13)が光スイッチネットワークに適用可能であることを確認する。

5.4.1 実験構成

図 5.11 に実験構成を、図 5.12 に OXC システムの模式図を示す。図 5.12 に示すように、

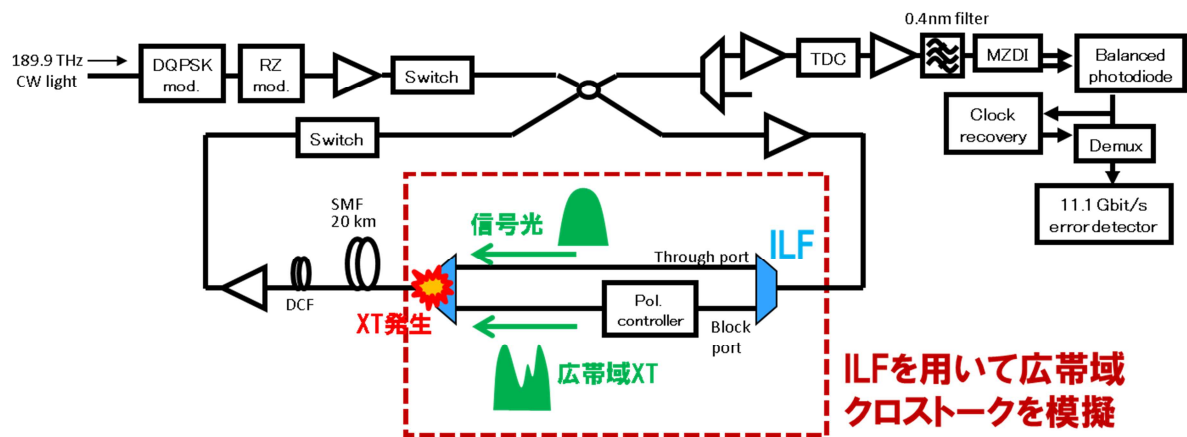


図 5.11: 実験構成

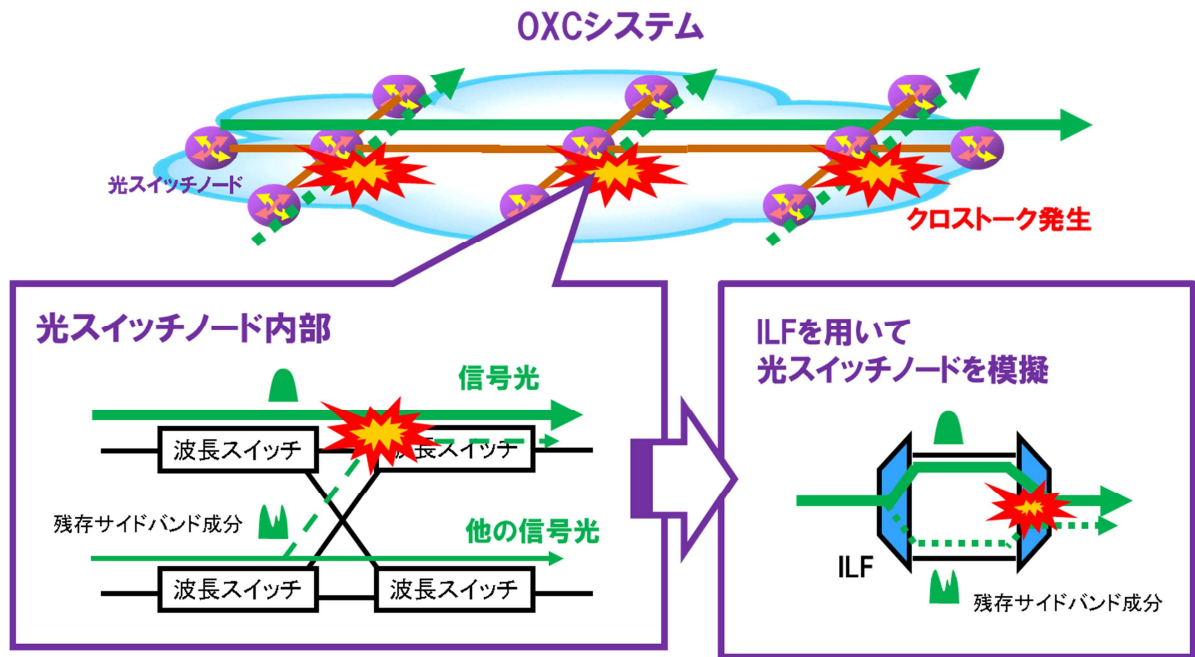


図 5.12: 実験で模擬する OXC システム

OXC システムは複数の光スイッチノードから構成されており、光スイッチノードは 2 段に配置された波長スイッチから構成されている。1 段目の波長スイッチでは光信号の方路が決定され、2 段目の波長スイッチにおいて他の経路から到来する光信号と多重される。光信号は 2 段目の波長スイッチを透過する際に、本来十分に抑圧されているべきである他の経路から到来する光信号の残存成分と重畳されることで、広帯域クロストークの影響を受けること

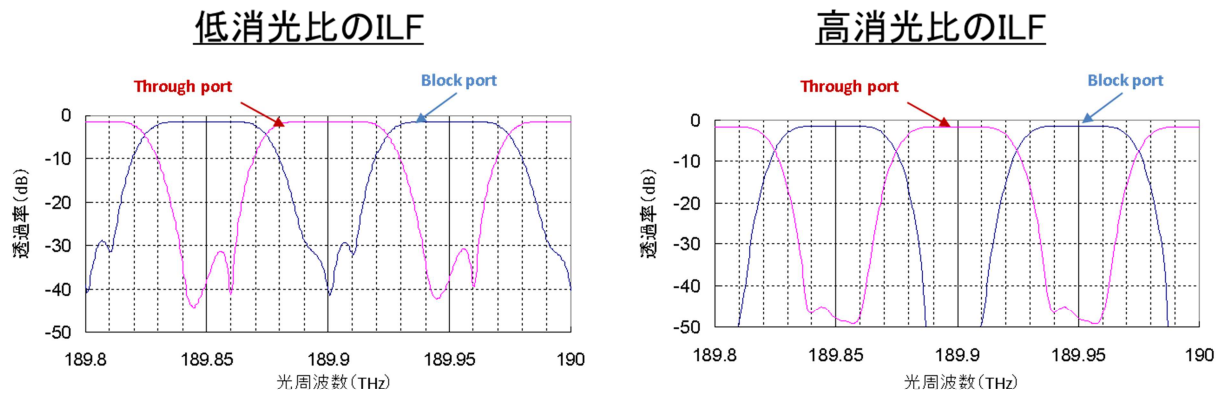


図 5.13: 実験で使用する ILF の透過特性

になる。最悪の場合、信号光は伝送中に透過するすべての光スイッチノードで広帯域クロストークの影響を受けることになる。同様の影響は、2 段の ILF から構成される系を用いて模擬することができる。図 5.11 に示す実験系では、伝送路中に 2 段の ILF から構成される系を挿入し、周回系を構築することで、複数の光スイッチノードから構成される OXC システムを模擬している。前節で議論した通り、広帯域クロストークから受ける影響として、隣接チャンネルからのクロストークよりもチャンネル内クロストークの方がより大きなペナルティを発生させる。したがって本実験では、他の経路から到来する同一チャンネルの信号、つまり注目する光信号と同一のキャリア周波数をもつ光信号の残存成分に起因して発生する広帯域クロストークの影響を評価する。

実験で用いる光信号は、duty 比 50% の 44 Gb/s RZ-DQPSK 信号であり、キャリア周波数は 189.9 THz である。2 段構成の ILF が光スイッチノードを模擬しており、ここで他の経路から到来する光信号の残存成分によって広帯域クロストークが発生する。ILF の周波数間隔は 50 GHz である。周回系により 24 ノードの光スイッチノードを透過する系を模擬している。周回系は 2 台の EDFA (Erbium-Doped Fiber Amplifier) と 2 台の ILF、偏波コントローラ、20 km の SMF (Single-Mode Fiber) ならびに DCF (Dispersion Compensation Fiber) から構成されている。1 段目の ILF で偶数チャンネルの光信号と奇数チャンネルの光信号を異なる経路に分波し、2 段目の ILF でそれらを合波する。光信号の残存成分に起因する広帯域クロストークは 2 段目の ILF で発生し、これにより信号品質が劣化する。TDC (Tunable Dispersion Compensator) は、DCF で補償しきれなかった残留分散による光信号波形劣化を補償するために用いる。受信器では透過帯域 0.4 nm の光フィルタを用いて ASE を除去する。MZI (Mach-Zehnder Interferometer) は RZ-DQPSK 信号の同相成分と直交成分を分離するために使用する。分離されたそれぞれの信号成分は、平衡受光器 (Balanced Photo-Diode) によって検波される。

実験では、2種類の異なる ILF を用いる。図 5.13 に、それぞれの ILF の透過特性を示す。一つの ILF は消光比 ϵ_{total} が -33.1 dB であるため、消光比の低い波長スイッチから構成された光スイッチノードを模擬する際に用いる。もう一つの ILF は消光比 ϵ_{total} が -43.5 dB であるため、消光比の高い波長スイッチから構成された光スイッチノードを模擬する際に用いる。ここで用いている ϵ_{total} は、RZ-DQPSK 信号の duty 比も考慮に入れた値である。低消光比 ILF の 3 dB 帯域幅は 48 GHz、高消光比 ILF の 3 dB 帯域幅は 44 GHz である。周回系内の偏波コントローラを調整し、最悪偏波の場合に対してクロストークペナルティの評価を行った。光信号に重畳するデータとして、15 段の疑似ランダム系列 (PRBS: Pseudo Random Binary Sequence) を用いている。

5.4.2 実験結果と解析式を用いたシステム設計

図 5.14、図 5.15 に実験結果を示す。図 5.14 は、周回数と $BER = 10^{-3}$ におけるクロストークペナルティの関係を示している。■ならびに◆のプロットが実験結果を示しており、実線が式(5.13)から導出された理論曲線を示している。図が示す通り、理論曲線と実験結果はよく一致しており、式(5.13)が OXC システムに適用可能であることが確認できる。また図 5.14 は、光スイッチネットワークにおけるクロストークペナルティが、通過する光スイッチノード数の平方根に概ね比例することを示している。これらの結果から、広帯域クロストークがインコヒーレントな連続光から構成されているという仮定や、光スイッチノードを通過するたびに付加されるクロストークに起因した信号パワー変動はインコヒーレントに多重されるという仮定が、実際の光スイッチネットワークに対して成立することを確認した。

クロストークペナルティが小さい領域に比べ、クロストークペナルティが大きい領域では特に理論曲線と実験結果がよく一致している様子が確認できる。これは、クロストークペナルティが小さい領域では、残留分散やフィルタリングによる軽微なペナルティが顕在化し、クロストークペナルティのみを評価することが難しくなることに起因したものと考えられる。高い消光比を有する光スイッチノードを用いた場合は、周回数が 24 であっても、クロストークペナルティは 0.5 dB 未満である。一方、低消光比の光スイッチノードを用いた場合は、1.5 dB ものクロストークペナルティが発生する。

図 5.15 は、消光比 ϵ_{total} とクロストークペナルティの関係を示しており、プロットが実験結果、実線が式(5.13)から導出された理論曲線を示している。ここで用いている消光比 ϵ_{total} は光スイッチノードの透過特性と光信号スペクトルから算出される値であるため、式(5.13)を用いることで、要求されるシステム性能を満足するために求められる光スイッチノードの消光比や透過特性を試算することが可能となる。例えば、24 ノード伝送において 1 dB 未満のクロストークペナルティが求められるシステム設計の場合、要求されるシステム性能を満

足するためには、消光比 ϵ_{total} が-37 dB未満である光スイッチノードを用いてシステムを構築しなければならない。これは、同一チャンネルクロストークを考慮した光スイッチノード設計に相当する。また、消光比 ϵ_{total} が-37 dBの光スイッチノードを用いて24ノード伝送を想定したシステムを構築する場合は、同一チャンネルクロストークに対して1 dBのペナルティを割り当てなければならない。これは、同一チャンネルクロストークを考慮した光伝送システム設計に相当する。

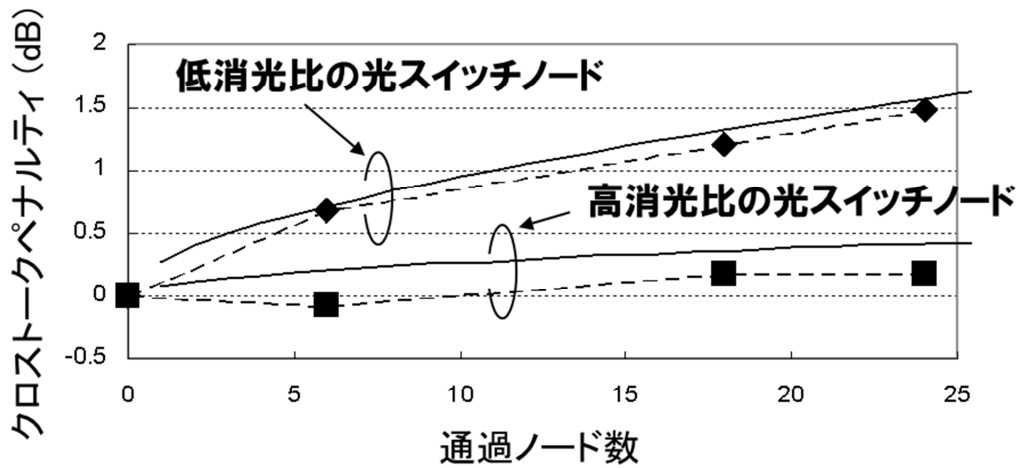


図 5.14: 通過ノード数とクロストークペナルティの関係

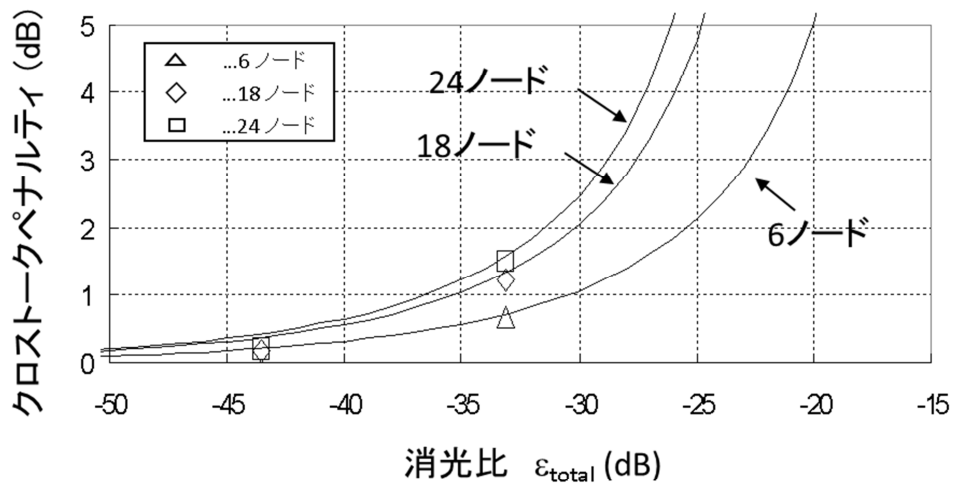


図 5.15: 消光比とクロストークペナルティの関係

5.5 まとめ

本章では、光スイッチネットワークにおいて同一チャンネルクロストークが信号品質に与える影響についての分析を行い、光スイッチノードで発生する広帯域クロストークに起因したペナルティと光スイッチノードの消光比の関係を解析的に導出した。周回系を用いた伝送実験により、導出した関係式が OXC システムに適用可能であることを実証した。また、信号帯域全域で高い消光比を有する光スイッチを用いて光スイッチノードを構成することで、24 周回の 44 Gb/s RZ-DQPSK 信号伝送においても、0.5 dB 未満の小さなクロストークペナルティを実現できることを示した。また、解析的に導出した関係式を用いることで、同一チャンネルクロストークが信号品質に与える影響を考慮した光スイッチノード設計および、光伝送システム設計が可能であることを示した。

参考文献

- [5.1] P. J. Winzer, M. Pfenningbauer, R.-J. Essiambre, “Coherent crosstalk in ultradense WDM systems,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 4, pp. 1734-1744 (2005)
- [5.2] E. L. Goldstein, L. Eskildsen, and A. F. Elrefaie, “Performance implications of component crosstalk in transparent lightwave network,” *Photonics Technology Letters*, vol. 6, no. 5, pp. 657-660 (1994)
- [5.3] Y. Shen, K. Lu, and W. Gu, “Coherent and incoherent crosstalk in WDM optical networks,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 17, no. 5, pp. 759-764 (1999)
- [5.4] H. Takahashi, K. Oda, H. Toba, “Impact of crosstalk in an arrayed-waveguide multiplexer on N x N optical interconnection,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 14, no. 6, pp. 1097-1105 (1996)
- [5.5] J. Zhou, R. Cadceddu, E. Casaccia, C. Cavazzoni, and M. J. O’Mahony, “Crosstalk in multiwavelength optical cross-connect,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 14, no. 6, pp. 1423-1435 (1996)
- [5.6] J. D. Downie, and A. B. Ruffin, “Analysis of signal distortion and crosstalk penalties induced by optical filters in optical networks,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, no. 9, pp. 1876-1886 (2003)
- [5.7] M. Gustavsson, L. Gillner, and C. P. Larsen, “Statistical analysis of interferometric crosstalk: Theory and optical network examples,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 15, no. 11, pp. 2006-2019 (1997)

- [5.8] K.-P. Ho, C.-K. Chan, F. Tong, and L. K. Chen, "Exact analysis of homodyne crosstalk induced penalty in WDM networks," *Photonics Technology Letters*, vol. 10, no. 3, pp. 457-458 (1998)
- [5.9] K.-P. Ho, "Analysis of co-channel crosstalk interference in optical networks," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 4, pp. 383-385 (1998)
- [5.10] H. K. Kim, and S. Chandrasekhar, "Dependence of in-band crosstalk penalty on the signal quality in optical network systems," *Photonics Technology Letters*, vol. 12, no. 9, pp. 1273-1274 (2000)
- [5.11] N. S. Moon, T. Sakamoto, Y. Takushima, and K. Kikuchi, "Experimental verification of Gaussian approximation model of multiple intraband crosstalk in wavelength-division multiplexed networks using recirculating fiber loop," *Photonics Technology Letters*, vol. 13, no. 9, pp. 1038-1040 (2001)
- [5.12] S. Frisken, "Advances in liquid crystal on silicon wavelength selective switching," *Proc. of OFC/NFOEC, Anaheim, OWV4* (2007)
- [5.13] J.-C. Tsai, S. Huang, D. Hah, H. Toshiyoshi, and M. C. Wu, "Wavelength-selective switch with long-term stability and repeatability," *Photonics Technology Letters*, vol. 16, no. 4, pp. 1041-1043 (2004)
- [5.14] B. P. Keyworth, "ROADM subsystem & technologies," *Proc. of OFC, OWB5* (2005)
- [5.15] Y. Sakamaki, T. Kawai, M. Fukutoku, T. Kataoka, and K. Suzuki, "Full-add/drop C/D/C-less ROADM achieved by developing arrayed optical amplifiers with a shared pump laser," *Proc. of ECOC, Amsterdam, P3. 03* (2012)
- [5.16] Y. Ikuma, K. Suzuki, N. Nemoto, E. Hashimoto, O. Moriwaki, and T. Takahashi, "8 x 24 wavelength selective switch for low-loss transponder aggregator," *Proc. of OFC, Los Angeles, Th5A. 4* (2015)
- [5.17] K. Suzuki, Y. Ikuma, E. Hashimoto, K. Yamaguchi, M. Itoh, and T. Takahashi, "Ultra-high port count wavelength selective switch employing waveguide-based I/O frontend," *Proc. of OFC, Los Angeles, Tu3A. 7* (2015)
- [5.18] N. Nemoto, Y. Ikuma, K. Suzuki, O. Moriwaki, T. Watanabe, M. Itoh, T. Takahashi, "8 x 8 wavelength cross connect with add/drop ports integrated in spatial and planar optical circuit," *Proc. of ECOC, Valencia, Tu. 3. 5. 1* (2015)
- [5.19] B. Corcoran, C. Zhu, J. Schroeder, L. Zhuang, B. Foo, M. Burla, W. Beeker, A. Leinse, C. Roeloffzen, A. Lowery, "A wavelength selective switch for optical add/drop multiplexing of sub-bands within Nyquist WDM super-channels," *Proc. of ECOC, Valencia, Tu. 3. 5. 2* (2015)
- [5.20] J. C. Attard, J. E. Mitchell, and C. J. Rasmussen, "Performance analysis of

- interferometric noise due to unequally powered interferers in optical network,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 4, pp. 1692-1703 (2005)
- [5.21] I. T. Monroy, E. Tangdiongga, R. Jonker, and H. de Waardt, “Interferometric crosstalk reduction by phase scrambling,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 18, no. 5, pp. 637-645 (2000)
- [5.22] X. Liu, Y.-H. Kao, M. Movassaghi, and R. C. Giles, “Tolerance to in-band coherent crosstalk of differential phase-shift-keyed signal with balanced detection and FEC,” *Photonics Technology Letters*, vol. 16, no. 4, pp. 1209-1211 (2004)
- [5.23] X. Liu, R. C. Giles, Y.-H. Kao, and M. Movassaghi, “High tolerance to coherent crosstalk of differential-phase-shift-keying,” *Proc. of OFC, Los Angeles*, FN3 (2004)
- [5.24] A. Agrawal, P. Toliver, T. Banwell, R. Menendez, J. Jackel, and S. Etemad, “Impact of coherent crosstalk on DQPSK in a coherent OCDM system,” *Proc. of OFC/NFOEC, San Diego*, OMR5 (2008)
- [5.25] R. Rawaswami and K. N. Sivarajan, *Optical Networks: A Practical Perspective*, San Mateo, CA: Morgan Kaufmann, vol. 220, p. 204 (1998)

第6章 波長多重光伝送システムにおける偏波モード分散を考慮した光ファイバ伝送路設計技術

6.1 研究の背景

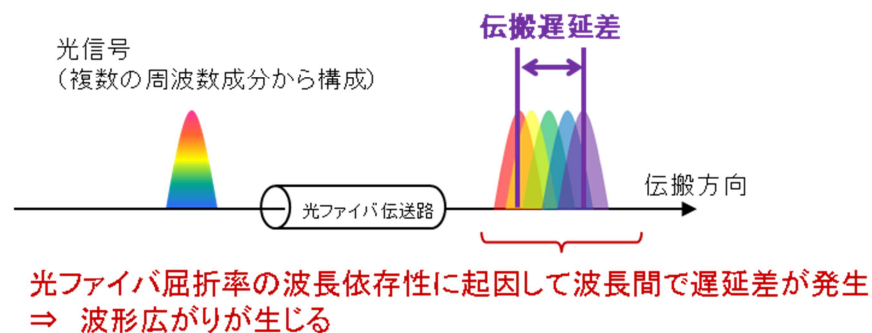
データトラフィックの増大に対応するために、チャンネル当たりの伝送速度が 100 Gb/s 以上の高速大容量光伝送システムの実現が必要となる。一方で、伝送速度の増大に伴い、光ファイバ伝送路が有する分散に起因した波形広がりや信号品質劣化に与える影響が大きくなる。光ファイバ伝送路が有する分散は主に二つあり、ひとつが波長分散（CD: Chromatic Dispersion）、もうひとつが偏波モード分散（PMD: Polarization Mode Dispersion）である。CD は光ファイバ伝送路の屈折率が波長依存性を有することに起因した分散であり、これにより、波長によって光ファイバ中の伝搬速度に差が生じることとなる。一般に光信号は光周波数領域に広がりを持ったスペクトル形状であるため、CD に起因して光信号を構成する波長ごとに伝搬速度に差が生じ、結果として光波形が時間領域に広がってしまう[6.1]。PMD は光ファイバ伝送路が複屈折を有することに起因した分散であり、これによって光信号を構成する偏波成分間で光ファイバ中の伝搬速度に差が生じることとなる。一般に光信号の偏波状態（SOP: State of Polarization）は光ファイバ伝送路がもつ偏波軸（PSP: Principle State of Polarization）と一致していないため、PMD によって光信号を構成する 2 つの直交する偏波成分間で伝搬速度に差が生じ、結果として光波形が時間領域に広がってしまう[6.2, 6.3]。

分散に起因した信号品質劣化は、光波形広がりや時間的に隣接する光信号と干渉し、シンボル間干渉（ISI: Inter-Symbol Interference）が発生することで生じる。光信号の伝送速度を向上するためには信号の変調速度を増大するアプローチが一般的であるが、変調速度を増大させることで、光信号のパルス間隔に相当する変調周期は変調速度に反比例して小さくなる。したがって、伝送信号が高速であるほど、分散に起因した波形広がりによって大きな信号品質劣化が生じることとなる。また、光信号のスペクトル幅は変調速度に比例して大きくなるため、CD に起因した波形広がりや信号品質劣化は変調速度に比例する。以上から、CD に起因した信号品質劣化は変調速度の 2 乗に比例して大きくなり、PMD に起因した信号品質劣化は変調速度に比例して大きくなることからわかる[6.3]。図 6.1 に CD および PMD によって発生する波形広がりや信号品質劣化のイメージを、図 6.2 に伝送速度と変調周期の関係を示す。

一般に、CD に起因した伝搬遅延差は PMD に起因した伝搬遅延差よりも大きく、信号品質に与える影響も大きい。光ファイバ伝送路が有する CD は時間的に変化せず、安定しているため、CD に起因した波形広がりや信号品質劣化は常に一定とみなすことができる。そのため、光ファイバ伝送路が有する CD と逆の波長分散特性を有する光学媒体を用いることで、CD に起因

した波形広がりをもとに戻すことが可能である。商用で運用されている光伝送システムでは、分散補償ファイバ（DCF: Dispersion Shifted Fiber）や可変分散補償器（TDC: Tunable Dispersion Compensator）によって CD に起因した光波形広がりを補償している[6.3]。一方で、商用に敷設された光ファイバ伝送路が有する PMD は時間的に変化する性質を持つ[6.4, 6.5]。また、上で見たように、PMD による波形広がりには光信号の SOP にも依存するため、光学媒体を用いて動的に補償することが極めて困難である。PMD が信号品質に与える影響は、10 Gb/s 程度の光信号に対しては問題とならないが、100 Gb/s 以上の高速な光信号に対してはその影響が顕著となり、伝送可能距離を制限する主要因となりうる。

波長分散による光波形広がり



偏波モード分散による光波形広がり

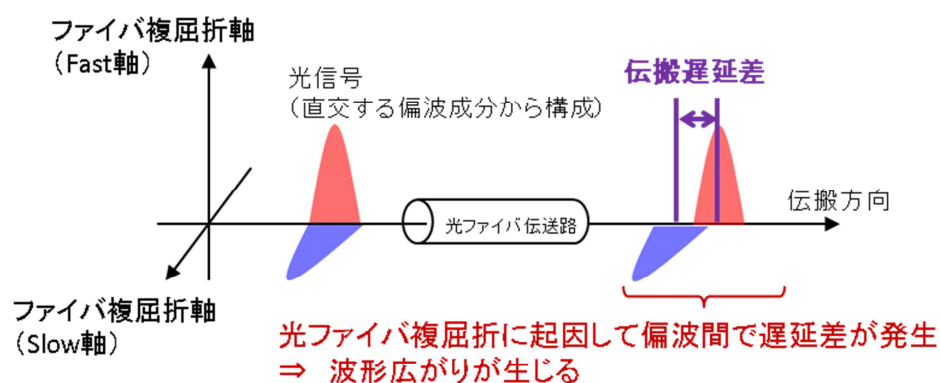


図 6.1: 波長分散および偏波モード分散に起因した光波形広がり

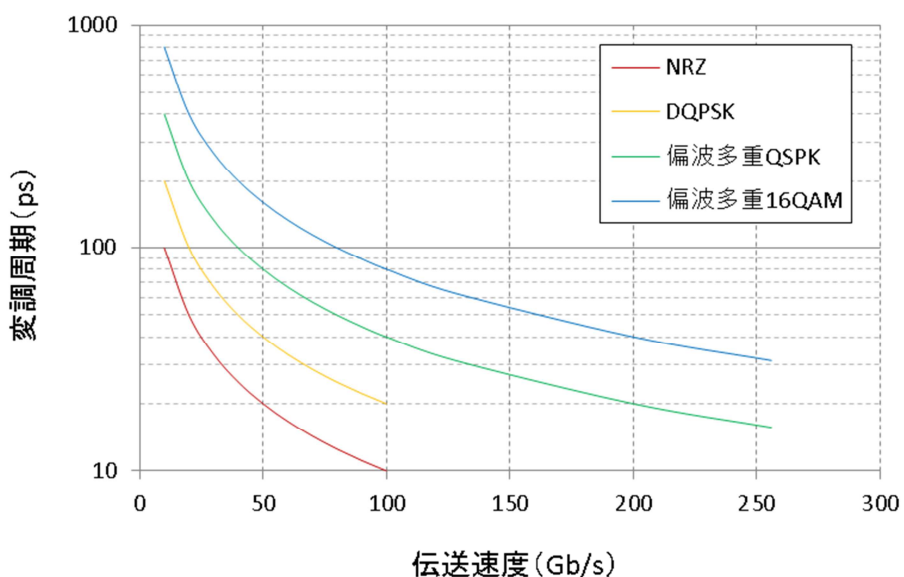


図 6.2: 伝送速度と変調周期の関係

第1章で見たように、光伝送システムの大容量化を実現するためには伝送速度の向上が重要である。しかし図 6.2 に示すように、伝送速度の向上は変調周期の減少に対応するため、大容量化された光伝送システムでは PMD に起因した ISI によって信号品質が大きく劣化する恐れがある。大容量化された光伝送システムを、高い信頼性、安定性のもとで運用するためには、システムを構成する光ファイバ伝送路の PMD 考慮した、適切なシステム設計手法を確立することが重要となる。本章では、光伝送システムが実現可能な信頼性と光ファイバ伝送路が有する PMD の関係を明確化することで、システムが所望の信頼性を実現するために課せられる光ファイバ伝送路の PMD に対する条件や、与えられた光ファイバ伝送路を用いて構成したシステムが実現可能な信頼性の値を定量的に導出するための光伝送システム設計法を示す。

6.2 光ファイバ伝送路の偏波モード分散

100 Gb/s 以上の高速な光信号伝送では光ファイバ伝送路が有する PMD の影響が顕著となり、伝送可能距離を制限する主要因となりうる。このような状況において、PMD に起因した波形劣化の補償を可能にする光伝送方式として、コヒーレント検波とデジタル信号処理を

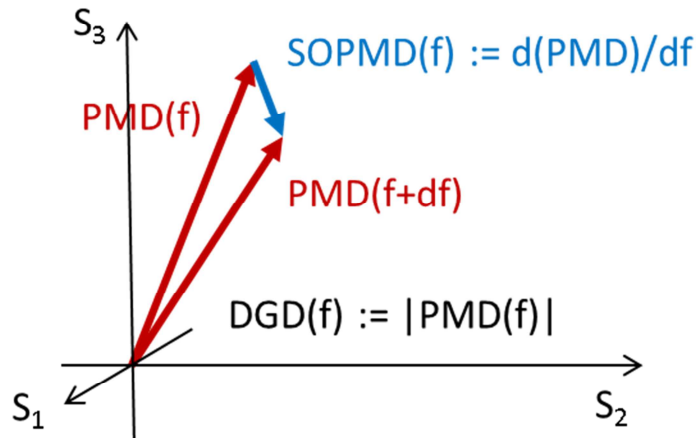


図 6.3: Stokes ベクトルを用いた PMD の表現

組み合わせた、デジタルコヒーレント光伝送方式が注目されている[4.1 – 4.15]。デジタルコヒーレントシステムはコヒーレント検波した光信号データに対してデジタル信号処理を適用することで PMD に起因した波形劣化の補償を可能とする。これによりデジタルコヒーレントシステムは高い PMD 耐力を有するが、補償可能な PMD 量はデジタル信号処理の回路規模に依存するため、実装上の実現性を考慮すると、補償可能な PMD 量は限定的であるといえる[6.6]。したがって、PMD に起因した波形劣化を部分的に補償することが可能なデジタルコヒーレントシステムにおいても、そのシステム設計においてシステムが許容可能な PMD 量を規定することは極めて重要である。

PMD を解析的に表現する手法として、Stokes ベクトルを用いた方法が知られている[6.2, 6.7]。図 6.3 に、PMD を Stokes ベクトルによって表現したイメージを示す。図に示した 3 次元実ベクトル空間は Stokes 空間と呼ばれる。その基底 S_1, S_2, S_3 はそれぞれ、水平直線偏波、45 度直線偏波、右回り円偏波に対応しており、任意の偏波状態は、水平直線偏波、45 度直線偏波、右回り円偏波の線形結合で記述することができる。 S_1, S_2, S_3 はそれぞれ Jones 行列を用いて以下のように表現することができ、これらの行列は Pauli 行列と呼ばれる。

$$\sigma_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}, \quad \sigma_2 = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, \quad \sigma_3 = \begin{pmatrix} 0 & -j \\ j & 0 \end{pmatrix} \dots (6.1)$$

PMD ベクトルの大きさは直交する二つの偏波間の伝搬遅延差 (DGD: Differential Group Delay) を、ベクトルの向きは PMD を有する光学媒体の PSP の slow 軸を示す。光伝送シ

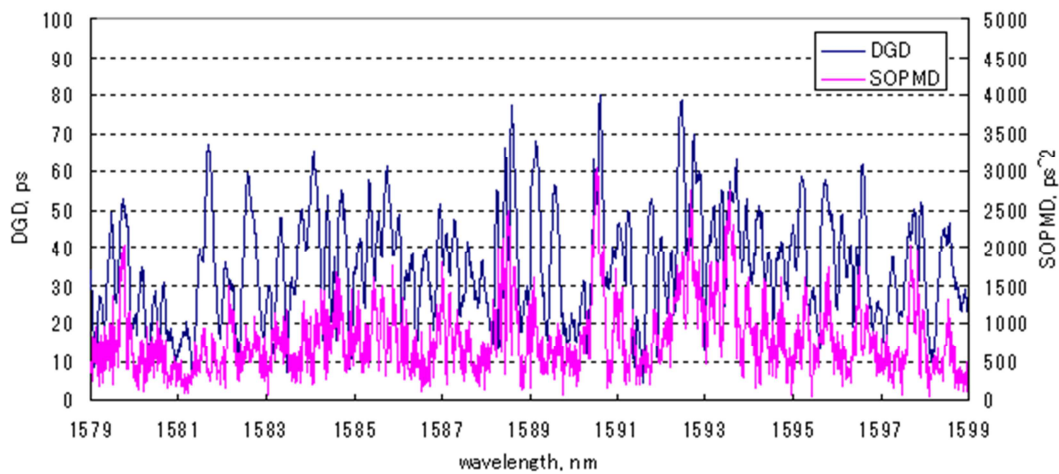


図 6.4: DGD と SOPMD の波長依存性

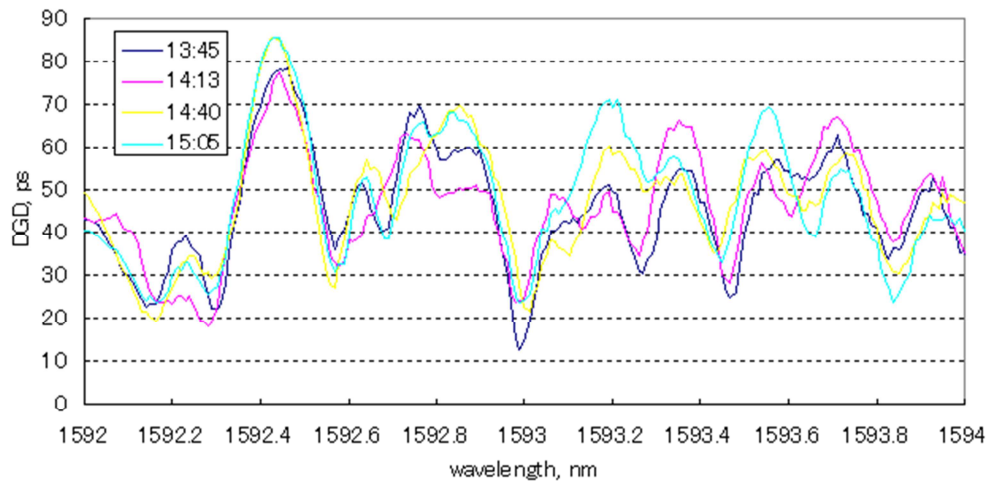


図 6.5: DGD の経時変化

システムにおいては、PMD を有する光学媒体は主として光ファイバ伝送路であるので、以下では光ファイバ伝送路が有する PMD について議論する。

光ファイバ伝送路の PMD は一般に複雑な波長依存性を有しており、その波長依存性に起因して 2 次 PMD (SOPMD: Second Order PMD) を有する。PMD が波長依存性を有しているため、PMD の大きさに相当する DGD も波長依存性を有する[6.8 – 6.12]。図 6.4 に、フィールド環境に敷設された光ファイバ伝送路の DGD と SOPMD の波長依存性を示す。図から、敷設ファイバの DGD および SOPMD は非常に複雑な波長依存性を有していることが見て取れる。デジタルコヒーレントシステムで用いられる代表的な伝送信号である 128 Gb/s

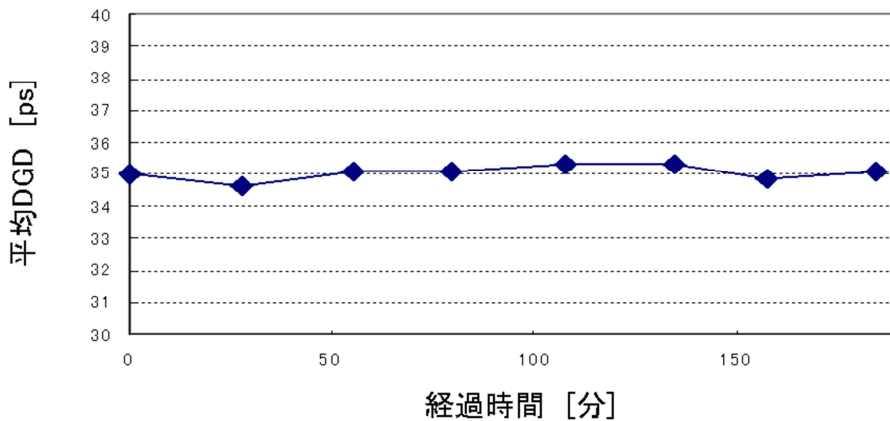


図 6.6: 平均 DGD 値の経時変化

PDM-QPSK 信号のスペクトル帯域幅はおよそ 0.4 nm であるため、DGD の値は光信号帯域内で一定でないことがわかる。これより、光信号は DGD のみならず、SOPMD から影響を受けることが想定される。また、PMD は波長領域と時間領域の間にエルゴード性を有していることが知られており、波長領域に対する統計的性質と時間領域に対する統計的性質を同一視することが可能である[6.4, 6.13]。これは、各波長における PMD およびその大きさである DGD が時間変化することを意味する[6.5, 6.14]。図 6.5 に、DGD の経時変化を示す。図には、異なる時刻に測定した DGD 値をプロットしている。30 分程度であれば、ピーク的位置が変化するなどの大きな変動は見られない。しかし、変化は非常にゆっくりであるものの、明らかな時間変動が存在していることが見て取れる。また、変化は波長方向に対する平行移動などの規則的な変化ではなく、各波長において独立に変化している。このように、特定の波長における DGD 値はランダムに時間変化してしまうため、光ファイバ伝送路の PMD 特性を表す指標として DGD を用いるのは不適切であるといえる。一方で、各波長における DGD に対して波長平均をとった値は、時間的に変化しないことが知られている[6.2]。図 6.6 に、平均 DGD 値の経時変化を示す。図が示すように、約 3 時間にわたって系の平均 DGD 値はほとんど変化することがなく、その変化は±1ps 未満という微小なものである。平均 DGD 値は時間変化しないパラメータであるため、光ファイバ伝送路の PMD の特徴を表す指標として用いるのに適しており、システム設計においても重要な役割を果たす。

6.3 システム不稼働率の算出

解析的な検討に基づき、波長領域に対する DGD の発生頻度は Maxwell 分布に従うこと

が知られている。したがって、PMD のエルゴード性を介して、ある波長においてある DGD 値が発生する確率 $T(DGD)$ は、DGD の平均値 (\overline{DGD}) をパラメータとして以下の式で表される [6.2, 6.15 – 6.17]。

$$T(DGD) = \frac{32DGD^2}{\pi^2\overline{DGD}^3} \exp\left(-\frac{4DGD^2}{\pi\overline{DGD}^2}\right) \dots (6.2)$$

波長領域に対する SOPMD の発生頻度も同様に、解析的な検討に基づき tanh-sech 分布に従うことが知られており、エルゴード性を介することで、ある波長においてある SOPMD 値が発生する確率 $S(SOPMD)$ は、DGD の平均値をパラメータとして以下の式で表される [6.2, 6.15 – 6.17]。

$$S(SOPMD) = \frac{32SOPMD}{\pi\overline{DGD}^4} \tanh\left(\frac{4SOPMD}{\overline{DGD}^2}\right) \operatorname{sech}\left(\frac{4SOPMD}{\overline{DGD}^2}\right) \dots (6.3)$$

ここから、ある DGD 値や SOPMD 値よりも大きい DGD や SOPMD が発生する確率 (outage 確率) を定義することができる。DGD に対する outage 確率 O_T と、SOPMD に対する outage 確率 O_S は、以下の式として解析的に記述することが可能である。

$$O_T(DGD) = \int_{DGD}^{\infty} T(t) dt \dots (6.4)$$

$$O_S(SOPMD) = \int_{SOPMD}^{\infty} S(s) ds \dots (6.5)$$

式(6.2)、式(6.3)からわかるように、DGD や SOPMD の統計的性質は、DGD の平均値のみによって決定される。したがって、DGD と SOPMD に対する outage 確率も、光ファイバ伝送路の平均 DGD 値のみによって決定することが可能である。

デジタルコヒーレントシステムにおいても信号品質劣化を伴わずに補償可能な PMD 量は限定的であるため、PMD を考慮したシステム設計を行うためには、システムが許容可能な DGD 値や SOPMD 値の上限を規定しなければならない。上記のように、ある波長において発生する DGD や SOPMD の値は確率的に記述されるものであるため、PMD を考慮したシステム設計を行う際には、決定論に基づくシステム設計ではなく、outage 確率を用いた確率論に基づくシステム設計が必要となる。光信号は DGD と SOPMD の両方から影響を受けるため、PMD を考慮したシステム設計を行うためには、図 6.7 に示すように、DGD の outage 確率と SOPMD の outage 確率の両方を考慮した設計を行わなければならない。システムが

正常に稼働する領域を領域 A とすると、システムが正常に稼働しない確率、すなわちシステム不稼働率は、領域 A の外側の DGD 値、SOPMD 値が発生する確率 (TOP: Total Outage Probability) で表すことができる。領域 A の上側が発生する確率は O_S 、領域 A の右側が発生する確率は O_T であるので、TOP は以下のように表すことができる。

$$TOP(DGD, SOPMD)$$

$$= O_T(DGD) + O_S(SOPMD) - \int_{DGD}^{\infty} dt \int_{SOPMD}^{\infty} ds JPDF(t, s) \quad \dots (6.6)$$

右辺第 3 項は領域 B の発生確率を表しており、 $JPDF$ は DGD と SOPMD の同時発生確率密度 ($JPDF$: Joint Probability Density Function) である。右辺第 1 項と第 2 項の和によって領域 B の発生確率が二重にカウントされてしまうため、右辺第 3 項により領域 B の発生確率を差し引かなければならない。TOP の値を求めるためには領域 B の発生確率を求めなければならない。領域 B の発生確率を求めるためには、 $JPDF$ を定式化しなければならない。

SOPMD は DGD の波長依存性に相当する物理量であるため、DGD と SOPMD は互いに相関をもった量となり、その発生確率は独立した確率分布とならない。図 6.8 に、フィールド敷設ファイバの、様々な波長における DGD と SOPMD の測定値をプロットしたグラフを示す。図より、DGD と SOPMD の間には正の相関があり、無相関ではないことが確認でき

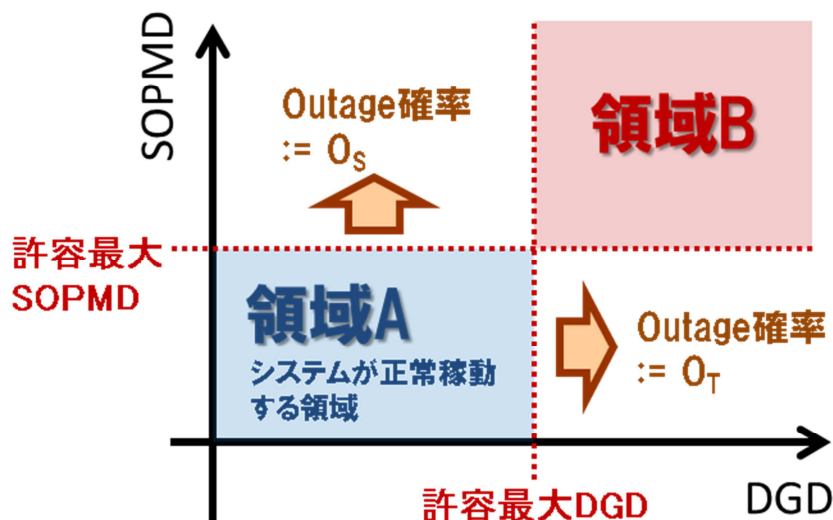


図 6.7: DGD および SOPMD の発生確率とシステム不稼働率

る。これはすなわち、DGD と SOPMD の同時発生確率は、DGD の発生確率 $T(DGD)$ と SOPMD の発生確率 $S(SOPMD)$ の単純な積の形で表すことができないことを意味する。

DGD と SOPMD の同時発生確率を表す JPDF は解析的に記述することができないことが知られているため[6.2, 6.17 – 6.22]、ここでは近似式を用いて評価を行う。JPDF の近似式として以下の式が知られており、この式は指数の誤差として ± 0.2 の精度で正しいことが確認されている[6.23]。

$$JPDF(x, y) = 10^{B_y^T(y)WB_x(x)} \quad \dots (6.7)$$

$$x = \frac{DGD}{DGD}, \quad y = \frac{SOPMD}{DGD^2} \quad \dots (6.8)$$

上式は、 $0 < x < 5.5$, $0 < y < 11$ の領域において成り立つ近似式であり、 B_x , B_y , W は以下で表現されるベクトルおよび行列である。

$$B_x(x) = \begin{pmatrix} (0.05 + x)^{-0.2} \\ 1 \\ x \\ x^2 \\ x^3 \\ \frac{1}{10} \end{pmatrix}, \quad B_y(y) = \begin{pmatrix} e^{-6y} \\ e^{-y} \\ 1 \\ y \\ y^2 \\ \frac{y^3}{100} \end{pmatrix} \quad \dots (6.9)$$

$$W = \begin{pmatrix} -6.84413 & 7.26557 & -3.75161 & 1.52517 & -2.05542 \\ 10.7254 & -17.2916 & 3.79351 & -0.886757 & 1.03959 \\ -13.0791 & 21.067548 & -4.33893 & 0.208947 & -0.657333 \\ 5.87094 & -13.2708 & 5.65587 & -1.31861 & 1.13062 \\ -0.912859 & 1.53578 & -0.798822 & 0.230175 & -0.218831 \\ 3.97736 & -6.91356 & 3.69591 & -1.13612 & 1.12773 \end{pmatrix} \quad \dots (6.10)$$

ここでは、近似式(6.7)の精度を維持するため、式(6.10)を有効数字 6 桁で記載している。

式(6.7)によって得られる確率分布を、図 6.9 に示す。ここでは、平均 DGD 値を 1 に規格化している。図は、ある DGD と SOPMD が同時に発生する確率密度を示しており、例えば領域 A の発生確率は、領域 A 内の確率密度を積分することによって算出することができる。式(6.7)を用いることで、TOP、すなわち領域 A の外側の DGD および SOPMD が発生する確率と、領域 B の発生確率を比較することができる。表 6.1 に、TOP と領域 B の発生確率の比較を示す。表が示すように、領域 B の発生確率は、TOP に比べて 2 桁から 4 桁も小さい値であることがわかる。これはすなわち、TOP を算出するための式である式(6.6)におい

て、右辺第3項による寄与が無視できるほど小さいことを意味している。これにより、TOPを算出するための式を以下のように簡略化することができる。

$$TOP(DGD, SOPMD) \approx O_T(DGD) + O_S(SOPMD) \dots (6.11)$$

右辺第1項と第2項は、式(6.2)から式(6.5)を用いて解析的に記述することができるので、システムの不稼働率を表すTOPを解析的に記述することが可能となる。また、 O_T や O_S は、光伝送システムを構成する光ファイバ伝送路の平均DGD値と、システムが許容可能なDGD値、SOPMD値のみで決定することが可能な値であるので、光ファイバ伝送路の平均DGD値と、システムが許容可能なDGD値、SOPMD値を与えることで、システムの信頼性に相当するシステム不稼働率を解析的に算出することができる。

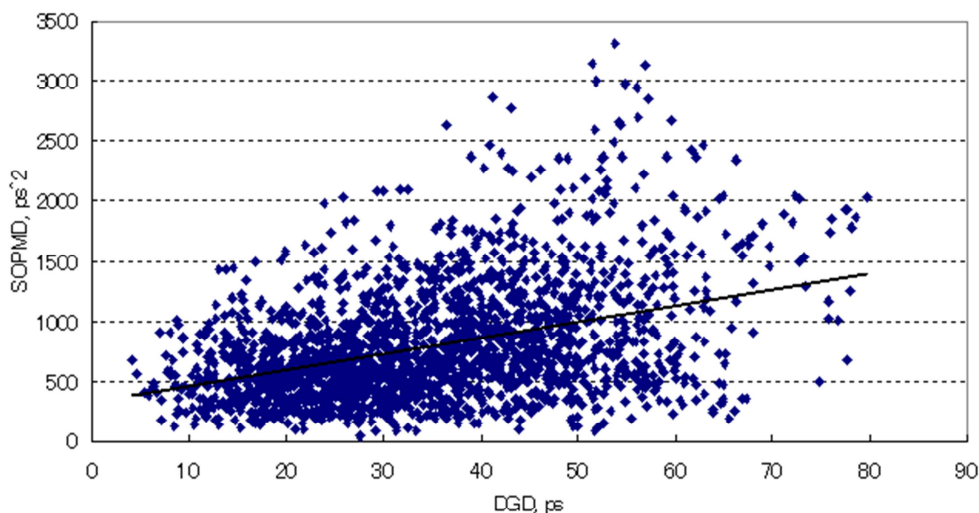


図 6.8: DGD と SOPMD の相関

TOP	領域Bの発生確率
3E-5	5E-7
3E-9	2E-12
3E-12	4E-16

表 6.1: TOP と領域 B の発生確率の比較

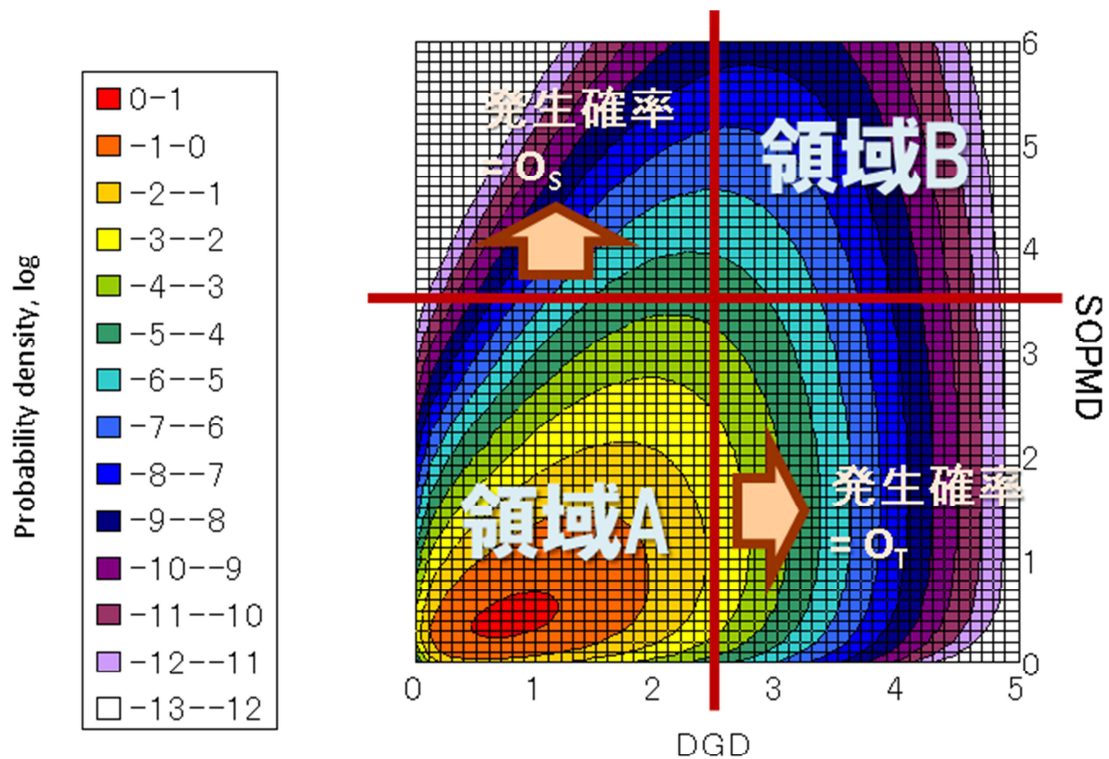


図 6.9: DGD と SOPMD の同時発生確率密度分布

6.4 PMD 耐力評価に基づく光ファイバ伝送路設計

本節では、フィールド環境に構築したデジタルコヒーレントシステムの PMD 耐力を評価し、システムが所望の信頼性を実現するために必要となる光ファイバ伝送路の PMD に対する条件を、式(6.11)を用いて明確化する。

6.4.1 フィールド敷設ファイバを用いた PMD 耐力評価系

デジタルコヒーレントシステムの PMD 耐力を評価し、システムが許容可能な DGD 値、SOPMD 値を明確化するため、大きな PMD を有するフィールドテストベッドを構築した。図 6.10 に、フィールド環境に構築した PMD 耐力評価系の構成を示す。評価系は、拠点 A

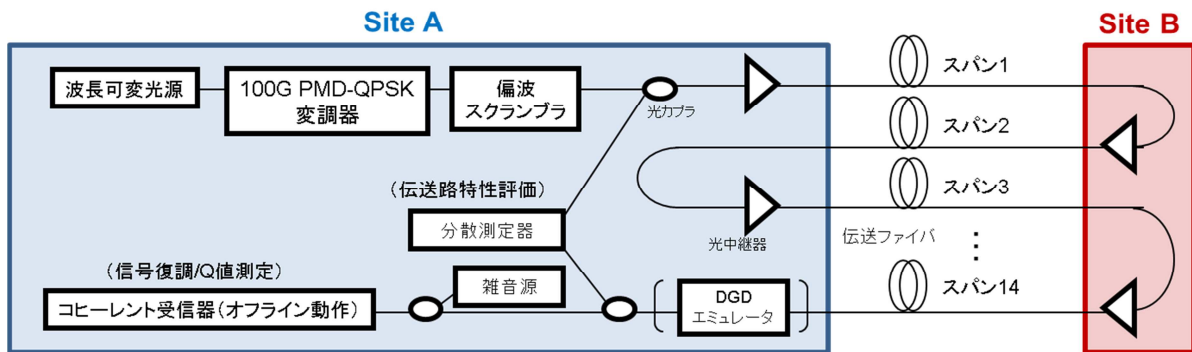


図 6.10: PMD 耐力評価系

と拠点 B を結ぶ 48.4 km の分散シフトファイバ (DSF: Dispersion-Shifted Fiber) から構成される 14 スパンの光ファイバ伝送路を用いて構築されている。スパン損失は 12.8dB から 14.5 dB であり、総伝送距離は 677 km である。波長分散は L 帯内において 1634 ps/nm から 2653 ps/nm であり、平均 DGD 値は 36.6 ps である。受信側で光雑音 (ASE: Amplified Spontaneous Emission) を付加することで着信 OSNR (Optical Signal-to-Noise Ratio) を 19 dB としている。系の DGD と SOPMD の測定には、多中継分散測定法を用いた[6.24]。デジタルコヒーレントシステムで広く用いられている冗長度 20%の軟判定誤り訂正符号 (SD-FEC: Soft Decision Forward Error Correction) を想定し、128 Gb/s 偏波多重 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 信号に対する PMD 耐力評価を行った。光源線幅は 100 kHz、受信側のデジタル信号処理 (DSP: Digital Signal Processing) には適応 FIR (Finite Impulse Response) フィルタを用いており、タップ数は T/2 間隔で 13 タップである。受信器でコヒーレント検波された信号は、DSP によって波長分散に起因した波形劣化が補償されたうえで、適応 FIR フィルタによって偏波分離と PMD に起因した波形劣化補償が同時に実行される。

6.4.2 評価系の PMD 特性

図 6.11 に、評価系の DGD を測定した結果を示す。測定波長は 1579 nm から 1599 nm で、0.005 nm 間隔で 4000 点のデータを取得している。図の横軸は DGD の値、縦軸は 4000 点のうち何点かその DGD 値であったか、すなわち DGD の発生頻度を示している。棒線が実測値を、実線が式(6.2)から求めた理論値を示している。理論値の算出には、平均 DGD 値 36.6 ps を用いている。図が示すように、実測値と理論値が非常によく一致していることが確認できる。これは、実際のフィールド環境に敷設された光ファイバ伝送路から構成された系に

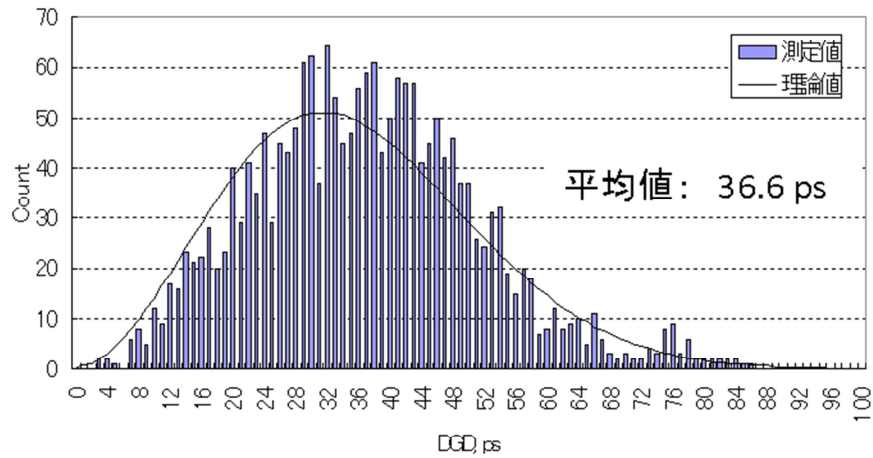


図 6.11: DGD の発生確率分布

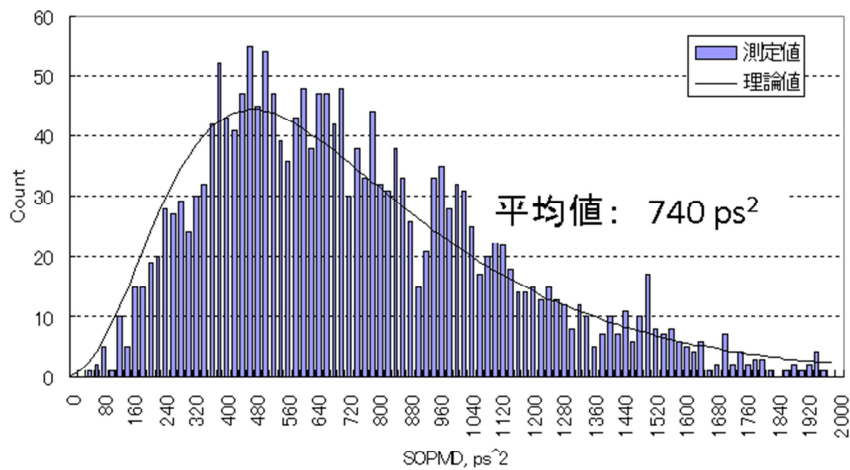


図 6.12: SOPMD の発生確率分布

対してであっても、系の平均 DGD 値を測定することで、その系における DGD の発生確率を式(6.2)から算定することが可能であることを意味する。

図 6.12 に、評価系の SOPMD を測定した結果を示す。測定波長および測定間隔は図 6.11 と同様である。棒線が実測値を、実線が式(6.3)から求めた理論値を示している。理論値の算出には、DGD の場合と同様に平均 DGD 値 36.6 ps を用いている。図が示すように、SOPMD に対しても、実測値と理論値が非常によく一致していることが確認できる。これは、実際の

フィールド環境に敷設された光ファイバ伝送路から構成された系に対してであっても、系の平均 DGD 値を測定することで、その系における SOPMD の発生確率を式(6.3)から算定することが可能であることを意味する。また、測定結果から得られた SOPMD の平均値は 740 ps² である。一方、理論的な解析から、SOPMD の平均値と DGD の平均値は以下の関係となることが知られている [6.2]。この関係式を用いて系の平均 DGD 値から算出される平均 SOPMD 値は 777 ps² であり、実測値である 740 ps² との差はわずか 5% 未満である。

$$\overline{SOPMD} = \left(\frac{2G}{\pi}\right) \overline{DGD}^2 \quad \dots (6.12)$$

$$G = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} t \operatorname{sech} t \, dt \quad \dots (6.13)$$

ここで、 G は Catalan 定数であり、その値はおよそ 0.92 である。以上の結果から、実フィールド環境に対してであっても、系の平均 DGD 値のみで系の PMD 特性を記述することが可能であり、平均 DGD 値のみを測定しておけば、系の DGD および SOPMD の発生確率を算出することが可能であることがわかった。

図 6.5、図 6.6 で見たように、各波長における DGD の値は経時変化する一方で、その波長平均である平均 DGD 値は経時変化しない。また、式(6.2)、式(6.3)で見たように、DGD や SOPMD の統計的な性質は平均 DGD 値のみで決定される。したがって、一度光ファイバ伝送路の平均 DGD 値を測定しておけば、この値に基づいてシステム設計を行うことが可能となる。さらに Maxwewll 分布の性質から、系全体の平均 DGD 値と各スパンの平均 DGD 値には以下の関係が成り立つため [6.2, 6.25, 6.26]、運用者はあらかじめ各スパンの光ファイバ伝送路の平均 DGD 値を測定しておくだけで、システム設計を行うことができる。

$$\overline{DGD}^2 = \frac{8}{3\pi} \sum_i \overline{DGD}_i^2 \quad \dots (6.14)$$

ここで、 \overline{DGD}_i はスパン i における DGD の平均値である。

6.4.3 128Gb/s 偏波多重 QPSK 信号の PMD 耐力

図 6.10 に示した系を用いて 128 Gb/s 偏波多重 QPSK 信号の PMD 耐力を評価した結果を、図 6.13 に示す。この測定では、送信側に設置した偏波スクランブラによっておよそ 150 rad/ms の偏波回転を与えることで、系の PSP と光信号の偏波状態との関係をランダム化し

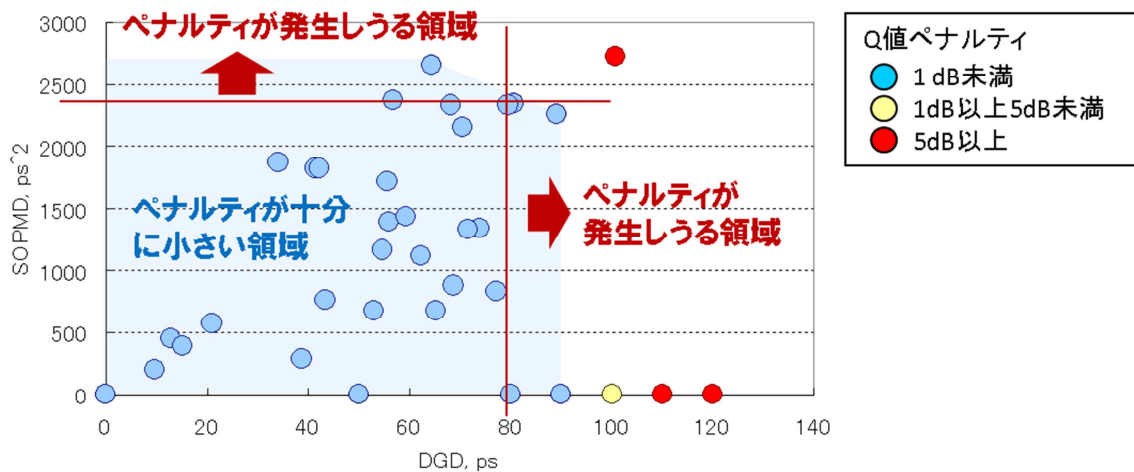


図 6.13: PMD 耐力評価結果

ている。グラフの横軸は DGD の値を、縦軸はその時の SOPMD の値を示しており、DGD および SOPMD による Q 値ペナルティが 1 dB 未満のものを青色のプロット、1 dB 以上 5 dB 未満のものを黄色のプロット、5 dB 以上のものを赤色のプロットで表している。図が示すように、DGD の値が大きい領域では、SOPMD の値が小さい場合であっても、大きな信号品質劣化が発生していることがわかる。また、DGD の値が小さい領域では、SOPMD の値が大きい場合であっても、信号品質劣化がほとんど発生していない。一方で、DGD が大きい領域では、SOPMD の値が大きいほど、より大きな信号品質劣化が発生している。

光伝送システムが PMD に対して許容できる信号品質劣化を仮に 1 dB とすると、本評価結果から、システムが許容可能な DGD の値は 80 ps、SOPMD の値は 2400 ps²であることがわかる。この結果をもとに、128 Gb/s 偏波多重 QSPK 信号を伝送する光伝送システムが許容可能な平均 DGD 値を算出する。式(6.11)は、システムが許容可能な DGD および SOPMD の値と、システム不稼働率に相当する TOP の関係を与える式となっており、運用者が実現したい所望のシステム不稼働率を与えることで、そのシステムが許容可能な系の平均 DGD 値を得ることができる。以下では、一般的な不稼働率の指標として、 $TOP = 3 \times 10^{-9}$ を用いることとする。この値は、システムを 10 年間稼働させた際に、不稼働となる時間が 1 秒未満であるような信頼性に相当する。

表 6.2 に、系の平均 DGD 値と、システム不稼働率が 3×10^{-9} の範囲内で発生しうる最大の DGD 値、SOPMD 値の関係を示す。この表は、式(6.11)をもとに作成している。今、システムが許容可能な DGD および SOPMD の最大値は、それぞれ 80 ps、2400 ps²である。したがって表 6.2 から、平均 DGD 値が 20 ps 以上の系に対しては、所望のシステム不稼働率である 3×10^{-9} を実現することができないことがわかる。図 6.14 に、式(6.11)を用いて算

TOP	平均DGD [ps]	最大DGD [ps]	最大SOPMD [ps ²]
3E-9	10	42	600
	15	63	1350
	20	84	2400
	25	105	3750
	30	126	5400

表 6.2: 平均 DGD と最大 DGD および最大 SOPMD の関係

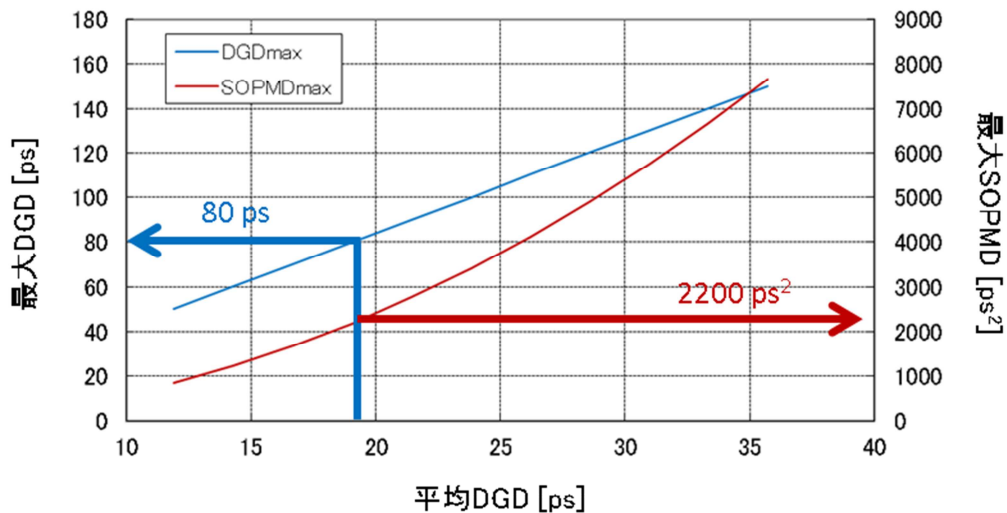


図 6.14: 平均 DGD と最大 DGD および最大 SOPMD の関係

出した、 $TOP = 3 \times 10^{-9}$ における平均 DGD 値と、そのとき発生しうる最大の DGD 値、SOPMD 値の関係を示す。この図が示すように、平均 DGD が 19 ps 以下の系に対してであれば、 3×10^{-9} 以下の不稼働率でシステムを運用することが可能となる。このように、PMD を考慮した確率論に基づいた伝送システム設計を行うことにより、適用を考えている光伝送システムが所望の信頼性を実現するために光ファイバ伝送路に課せられる条件（システムが許容可能な平均 DGD 値）を、明確化することが可能となる。

TOP	f(TOP)	g(TOP)
3E-17	5.8	9.9
3E-12	4.8	7.7
3E-9	4.2	6.0
3E-7	3.7	4.7
3E-5	3.1	3.5
3E-3	2.5	2.3

表 6.3: TOP と係数の関係

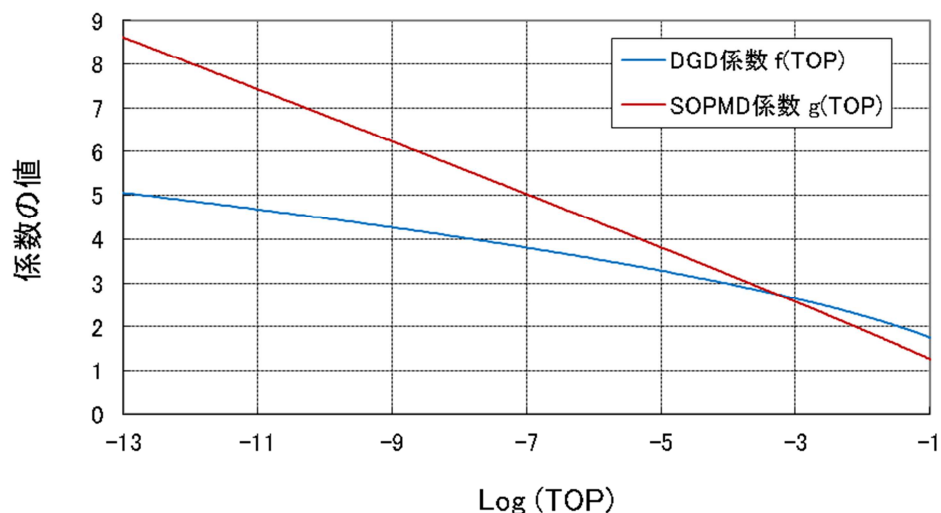


図 6.15: TOP と係数の関係

また逆に、図 6.14 から、与えられた伝送系で所望の不稼働率を実現するために光伝送方式に求められる PMD 耐力を導くことも可能である。例えば、平均 DGD 値が 35 ps の伝送系に対して不稼働率が 3×10^{-9} 以下となる光伝送システムを実現するためには、およそ 150 ps の DGD と、およそ 7500 ps² の SOPMD が同時に発生した場合であっても、信号品質が劣化しないような光伝送方式が必要となる。このように、PMD を考慮した確率論に基づく光伝送システム設計を行うことにより、所望の系で所望の信頼性を実現するために必要となる光伝送方式のスペックを明確化することが可能となる。

式(6.2)と式(6.4)、式(6.3)と式(6.5)、および式(6.11)から、平均 DGD 値と、ある TOP を想

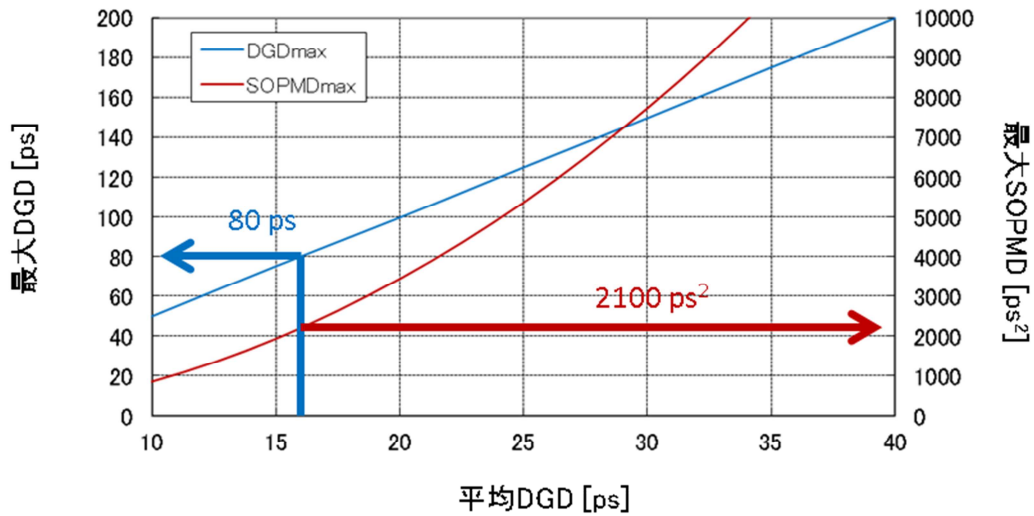


図 6.16: TOP=10⁻¹³における平均 DGD と最大 DGD および最大 SOPMD の関係

定した際に発生しうる DGD および SOPMD の最大値の関係が以下の式として得られる。

$$DGD_{max} = f(TOP)\overline{DGD}, \quad SOPMD_{max} = g(TOP)\overline{DGD}^2 \quad \dots (6.15)$$

ここで、 $f(TOP)$ および $g(TOP)$ は TOP によって決まる係数であり、代表的な TOP に対しては、表 6.3 に示す値をとなる。図 6.15 に、TOP と係数 $f(TOP)$ および $g(TOP)$ の関係を示す。この関係式を用いることで、任意の TOP に対して、図 6.14 に相当するグラフを作成することが可能となる。このグラフを用いることで、平均 DGD 値と、そのときに所望の不稼働率の範囲内で発生しうる DGD および SOPMD の最大値を導くことができる。つまり、光伝送方式の PMD 耐力（許容可能な DGD 値および SOPMD 値）がわかっているならば、任意の TOP に対してシステムが許容可能な系の PMD 特性（許容可能な平均 DGD 値）を明確化することが可能となる。例えば、運用者が不稼働率 1×10^{-13} という非常に高信頼なシステムを実現したいと考えた場合、図 6.15 を用いることで、このときの DGD 係数および SOPMD 係数がそれぞれ 5.0 と 8.6 であることがわかる。これらの係数を用いることで、式(6.15)から、平均 DGD 値と、不稼働率 1×10^{-13} の範囲内で発生しうる最大の DGD および SOPMD の値との関係として、図 6.16 が得られる。例えば光伝送システムの PMD 耐力、すなわち信号品質劣化なく伝送可能な DGD 値および SOPMD 値がそれぞれ 80 ps と 2100 ps² であった場合、図 6.16 より、平均 DGD 値が 16 ps 以下であるような光ファイバ伝送路であれば、 1×10^{-13} 以下の不稼働率を実現することが可能となる。これは、所望の信頼性を実現するため

に課せられる光ファイバ伝送路の条件を定量的に明確化したことに相当しており、このような方法で PMD を考慮した光伝送システム設計を行うことで、システムの適用可否判断や、所望の系に対して所望の信頼性を実現するために必要となる光伝送システムのスペックを設計することが可能となる。

6.5 まとめ

本章では、光伝送システムにおいて偏波モード分散 (PMD) が光信号品質に与える影響と、光ファイバ伝送路の PMD がもつ統計的性質について考察したうえで、光伝送システムの信頼性指標である TOP の具体的な算出方法を示した。また、デジタルコヒーレントシステムの代表的な伝送方式である 128 Gb/s 偏波多重 QPSK 信号伝送方式に対する PMD 耐力評価を実施し、128 Gb/s 偏波多重 QPSK 信号伝送方式が許容可能な DGD 値、SOPMD 値がそれぞれ 80 ps、2400 ps²であることを、フィールドテストベッドを用いた伝送実験により明確化した。さらにこの評価結果に基づき、光ファイバ伝送路の平均 DGD 値が 19 ps 以下であれば 3×10^{-9} 以下のシステム不稼働率を、平均 DGD 値が 16 ps 以下であれば 1×10^{-13} 以下のシステム不稼働率を実現することが可能であることを示した。また、この手法を用いることで、所望の系に対して所望の不稼働率を実現するための光伝送システム設計が可能であることを示した。

参考文献

- [6.1] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, London, U.K.: Academic (1992)
- [6.2] J. N. Damask, *Polarization Optics in Telecommunications*, Springer (2004)
- [6.3] 松田俊哉, 松岡伸治, “東名阪基幹伝送路に導入した 40G-DWDM システムの開発,” NTT 技術ジャーナル, 4月号, pp. 58-61 (2008)
- [6.4] C. D. Angelis, A. Galtarossa, G. Gianello, F. Matera, and M. Schiano, “Time evolution of polarization mode dispersion in long terrestrial links,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 10, no. 5, pp. 552-555 (1992)
- [6.5] L. E. Nelson, S. L. Woodward, S. Foo, X. Zhou, M. D. Feuer, D. Hanson, D. McGhan, H. Sun, M. O. Sullivan, and P. D. Magill, “Performance of a 46-Gbps dual-polarization QPSK transceiver with real-time coherent equalization over high PMD fiber,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 3, pp. 158-167 (2009)

- [6.6] C. Laperle, B. Villeneuve, Z. Zhang, D. McGhan, H. Sun, and M. O'Sullivan, "Wavelength division multiplexing (WDM) and polarization mode dispersion (PMD) performance of a coherent 40Gbit/s dual-polarization quadrature phase shift keying (DP-QPSK) transceiver," *Proc. of OFC/NFOEC, Anaheim*, PDP16 (2007)
- [6.7] P. K. A. Wai and C. R. Menyuk, "Polarization mode dispersion, decorrelation, and diffusion in optical fibers with randomly varying birefringence," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 14, no. 2, pp. 148-157 (1996)
- [6.8] L. E. Nelson, S. L. Woodward, M. D. Feuer, X. Zhou, and P. D. Magill, "Performance of a 46-Gbps dual-polarization QPSK transceiver in a high-PMD fiber transmission experiment," *Proc. of OFC/NFOEC, San Diego*, PDP19 (2008)
- [6.9] G. J. Foschini, R. M. Jopson, L. E. Nelson, and H. Kogelnik, "The statistics of PMD-induced chromatic fiber dispersion," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 14, no. 2, pp. 148-157 (1996)
- [6.10] L. E. Nelson, R. M. Jopson, H. Kogelnik, and G. J. Foschini, "Measurement of depolarization and scaling associated with second-order polarization mode dispersion in optical fibers," *Photonics Technology Letters*, vol. 11, no. 12, pp. 1614-1616 (1999)
- [6.11] R. M. Jopson, L. E. Nelson, and H. Kogelnik, "Measurement of second-order polarization-mode dispersion vectors in optical fibers," *Photonics Technology Letters*, vol. 11, no. 9, pp. 1153-1155 (1999)
- [6.12] D. L. Peterson Jr., B. C. Ward, K. B. Rochford, P. J. Leo, and G. Simer, "Polarization mode dispersion compensator field trial and field fiber characterization," *Optics Express*, vol. 10, no. 14, pp. 614-621 (2002)
- [6.13] ITU-T Recommendation G.650.2, *Definitions and test methods for statistical and non-linear related attributes of single-mode fibre and cable*.
- [6.14] M. Daikoku, T. Miyazaki, I. Morita, T. Hattori, H. Tanaka, F. Kubota, and M. Suzuki, "160 Gb/s-based field transmission experiments using polarizer-based PMD compensator with optical power monitor," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 5, pp. 451-461 (2009)
- [6.15] G. J. Foschini and C. D. Poole, "Statistical theory of polarization dispersion in single mode fibers," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 9, no. 11, pp. 1439-1456 (1991)
- [6.16] G. J. Foschini, L. E. Nelson, R. M. Jopson, and H. Kogelnik, "Probability density of second-order polarization mode dispersion including polarization dependent

- chromatic fiber dispersion,” *Photonics Technology Letters*, vol. 12, no. 3, pp. 293-295 (2000)
- [6.17] V. Musara, L. Wu, A. Leitch, S. Younsi, and M. Zghal, “Statistical characterization of first-order and second-order polarization mode dispersion in a deployed buried optical fibre cable,” *Proc. of IEEE AFRICON, Nairobi*, (2009)
- [6.18] J. N. Damask, G. Gray, P. Leo, G. Simer, K. Rochford, and D. Veasey, “Method to measure and estimate total outage probability for PMD-impaired systems,” *Photonics Technology Letters*, vol. 15, no. 1, pp. 48-50 (2003)
- [6.19] G. Biondini, W. L. Kath, and C. R. Menyuk, “Importance sampling for polarization-mode dispersion: Techniques and applications,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, no. 4, pp. 1201-1215 (2004)
- [6.20] H. H. Yaffe and D. L. Peterson Jr., “Experimental determination of system outage probability due to first-order and second-order PMD,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 11, pp. 4155-4161 (2006)
- [6.21] A. Klekamp, B. Franz, and H. Buelow, “PMD tolerance enhancement by adaptive receiver for 43Gb/s DPSK NRZ- and RZ-modulation,” *Proc. of ECOC, Berlin*, 3. 1. 4 (2007)
- [6.22] R. Younce and J. Larikova, “Equalization of direct detected 100G pol-muxed transmission with PMD impairments,” *Proc. of AOE, SuA4* (2007)
- [6.23] B. L. Heffner, “Simplified calculation of system outage caused by polarization-mode dispersion,” *Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 12, pp. 1069-1071 (2008)
- [6.24] A. Matsuura, T. Matsuda, T. Seki, H. Takechi, H. Maeda, A. Naka, and K. Oda, “Field PMD measurements of a new 900-km repeatered submarine system designed for 43 G WDM transmission,” *Proc. of SubOptic, THU3A02* (2010)
- [6.25] S. R. Desbruslais and P. R. Morkel “Simulation of polarization mode dispersion and its effects in long-haul optically amplified lightwave systems,” *Proc. of IEE Colloquium on International transmission System, London* (1994)
- [6.26] S. J. Savory, “Digital filters for coherent optical receivers,” *Optics Express*, vol. 16, no. 2, pp. 804-817 (2008)

第7章 トラフィック変動に応じた波長パス増減設 技術

7.1 研究の背景

インターネットを用いた情報通信基盤の拡大および浸透により、データトラフィックは顕著な成長を続けている[7.1]。特に、多くのISP (Internet Service Provider) の接続点となっているIX (Internet Exchange) やISPのバックボーンネットワークでは膨大な量のデータトラフィックが流通しており、ネットワーク設備費用の観点から、このようなネットワークではネットワークリソースを有効に利用することが重要となる。現状のIXは、主に大容量のレイヤ2 (L2: Layer 2) スイッチを用いたL2ネットワークによって構築されており、ISPのバックボーンネットワークはルータを用いたレイヤ3 (L3: Layer 3) ネットワークによって構成されている[7.2]。一方で、今後も続くであろうデータトラフィックの増大を考慮すると、L2ネットワークやL3ネットワークよりも大容量のトラフィックを収容することが可能な、波長パスネットワークを適用するという方法が考えられる。また、インターネットトラフィックやモバイルトラフィックなどの大容量トラフィックを収容する波長多重光伝送システムにおいても、システムの高機能化に伴い、リング構成やメッシュ構成のネットワークトポロジをもつシステムが実用化され、波長パスネットワークとして運用されている[7.12 – 7.14]。

波長パスネットワークが伝送する通信トラフィックは一般に、社会活動に伴った時間変動を示す[7.1, 7.3]。図7.1に示すように、通信トラフィックはその性質によって異なる変動特性を示すことが想定されるため、トラフィックの変動に応じた波長パス増減設を行うことで、ネットワークリソース、すなわち波長パスリソースを有効に利用することが可能となる。このような状況のもと、動的な波長パス増減設を実現する技術が盛んに検討されている[7.4 – 7.6]。これらの技術は、波長パスに収容されているトラフィック量をモニタすることで、トラフィック量の変化に応じた動的な波長パス増減設を行う。トラフィック量の変化に応じて波長パスの増減設を判断する具体的な方法として、統計的な情報に基づいて増減設を判断する方式が提案されている[7.6]。この方式は、これまで取得した過去 n 回分のトラフィックモニタ値のうち、特定の回数がからかじめ規定された閾値を超過した場合に増設し、特定の回数がからかじめ規定された閾値を下回った場合に減設を行う方式となっている。トラフィックの変動特性に応じた最適な n の値を用いることで、トラフィックの短期的なランダム変動に影響されることなく、非ランダムな長期変動にのみ追従するパス増減設を実現する。しかし、実際のデータトラフィックの長期変動特性は刻一刻と時間変化するため、たとえ最適な n の値を用いたとしても、図7.2に示すような不必要な増設や誤った減設を行ってしまうことがありえる。波長パ

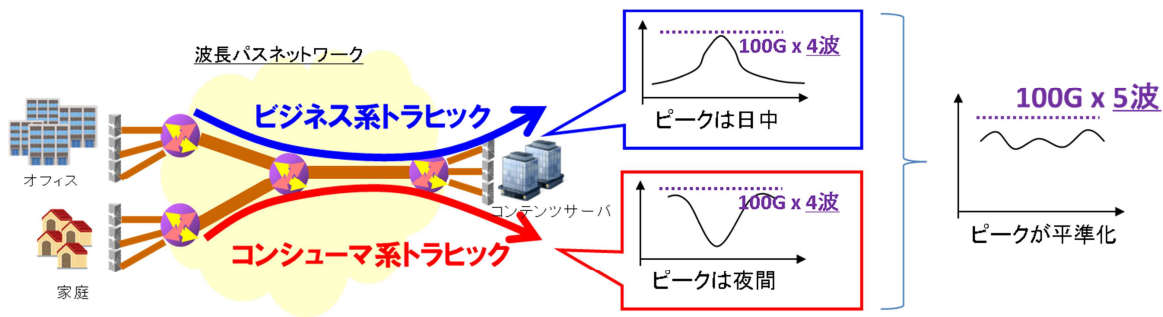
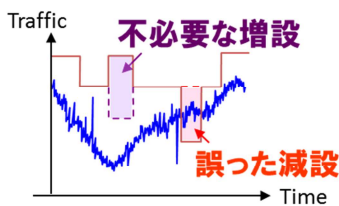


図 7.1: 波長パスネットワークを流れる通信トラヒック

不適切なパス増減設



理想的なパス増減設

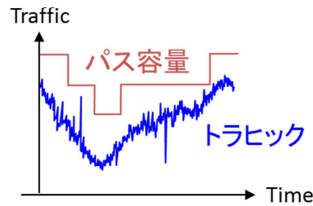


図 7.2: 不適切なパス増減設と理想的なパス増減設

スを含む一般的なパス増減設は、その完了までに通常数秒から数分の時間を要するものであるため、不必要なパス増設はネットワークリソースの効率的な運用を妨げるだけでなく、ネットワーク制御の不安定化や管理・運用の煩雑化につながる。また、誤った減設はパケットロスにつながるため、ネットワークの信頼性を低減する要因となりうる。したがって、より高信頼なパス増減設を実現するためには、時間的に変化するデータトラヒックの変動特性に対して動的に対応可能なパス増減設判断方法が必要となる。

本章では、適応デジタルフィルタを用いたパス増減設判断法を提案する。トラヒック量の時系列データに対して適応デジタルフィルタ処理を適用することで、トラヒックの変動特性を動的に抽出し、非ランダムな変動に応じたパス増減設判断を実現する。数値シミュレーションにより IX を流通する実トラヒックデータに対する提案方式の適用性を実証するとともに、原理確認実験により提案方式の実現性を示す。

7.2 インターネットトラフィックの特徴

図 7.3 に実際の IX で流通されているデータトラフィック量の時間推移を、図 7.4 にそのパワースペクトルを示す。図 7.3 に示すように、IX で流通されているデータトラフィックは、時間オーダーで変動する長期変動成分と秒オーダーで変動する短期変動成分で構成されている。図 7.3 に示されるデータトラフィックの時間推移から長期変動成分を除去したもの、すなわち短期変動成分のみの時間推移を、図 7.5 に示す。また、図 7.5 の点線の範囲内の時間推移データに対するヒストグラムを図 7.6 に、パワースペクトルを図 7.7 に示す。図 7.6 より、短期変動成分のヒストグラムはガウス分布となっていることが確認できる。さらに図 7.7 より、短期変動成分のスペクトル形状は平坦であり、白色雑音のスペクトル特性と同様であることが確認できる。したがって、トラフィック量の時間推移から長期変動成分を除去したもの、すなわち短期変動成分は、ランダムに変動する成分であり、白色ガウス雑音とみなすことができる。一般に、インターネットトラフィックは自己相似形を用いてモデル化される [7.7]。しかし、IX などのリンク容量に対してトラフィックがひっ迫しておらず、輻輳が発生していないネットワークに対しては、よく知られたポワソン着呼のモデルが適用可能である [7.8]。そのため、IX で流通されているトラフィックは、長期的な変動にガウス分布に従うランダムな短期変動成分が重畳された形の変動を示すものと考えられる。

図 7.8 に、データトラフィックをランダムな短期変動成分と非ランダムな長期変動成分に分解した様子を表す模式図を示す。このような特性を有するトラフィックに対しては、低域透過フィルタ (LPF: Low Pass Filter) を用いることで効果的に長期変動成分のみを抽出することが可能である。しかし一方で、図 7.9 に示すように、トラフィックの長期変動特性は 1 日の中でも時間帯によっては緩やかに変化することもあれば、急峻に変化することもある。例えば、適切でないカットオフ周波数を有する LPF をデータトラフィックの時系列データに適用

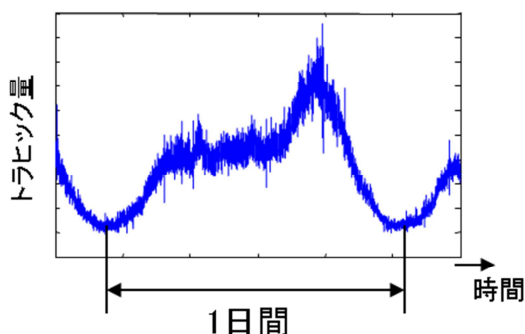


図 7.3: トラフィックの時間推移

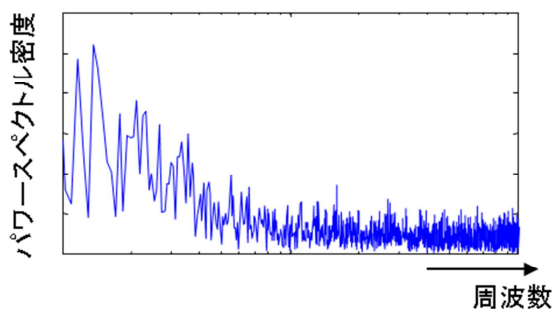


図 7.4: トラフィックのパワースペクトル

した場合、図 7.10 に示すように、適切なランダム変動成分の除去や、長期変動成分の適切な抽出が実施できないといった事象が発生する。したがって、トラヒックの変動特性が刻一刻と変化するような状況であっても、ランダムな変動成分のみを除去し、非ランダムな長期変動成分のみを抽出する方法が必要となる。このような状況を鑑みたうえで、適応デジタルフィルタを用いて動的に LPF のカットオフ周波数を最適化する方法を提案する。

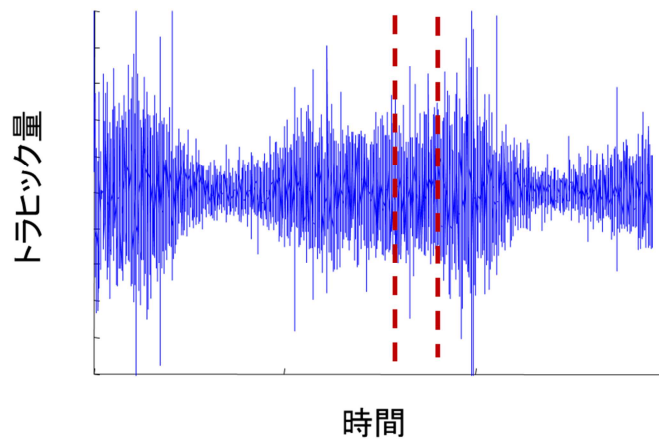


図 7.5: トラヒックの短期変動成分

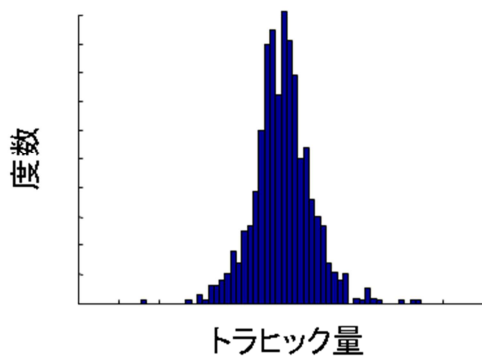


図 7.6: 短期変動成分のヒストグラム

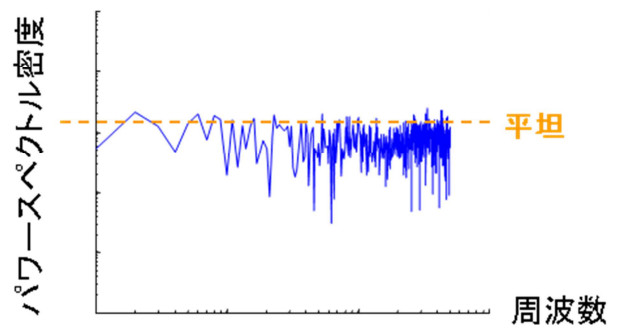


図 7.7: 短期変動成分のパワースペクトル

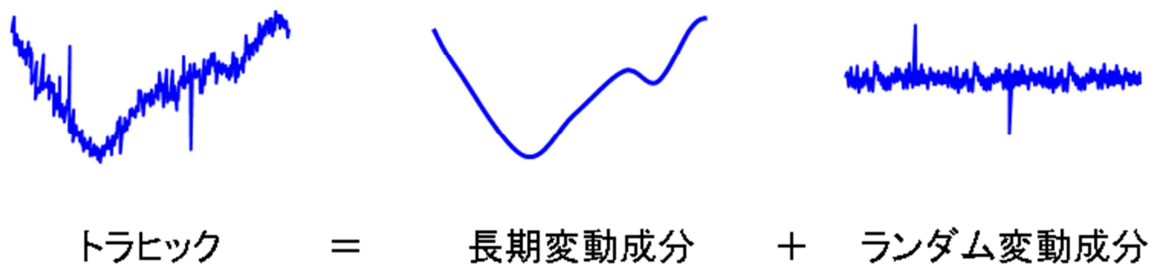


図 7.8: トラヒックの分解

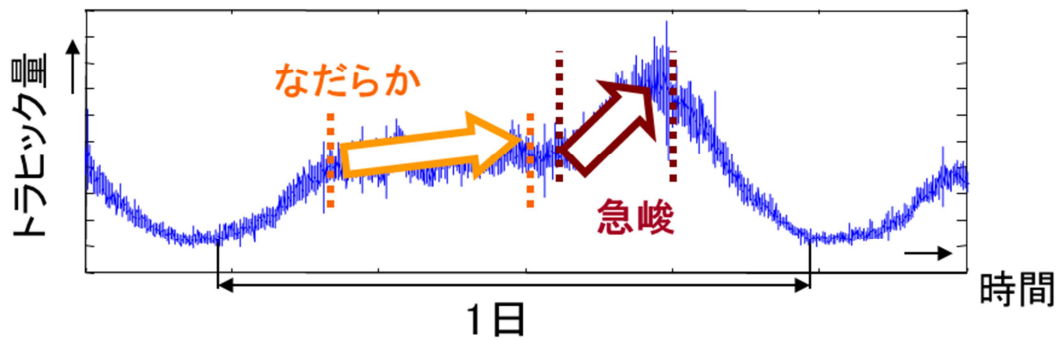


図 7.9: 1日を通したトラヒックの変動特性

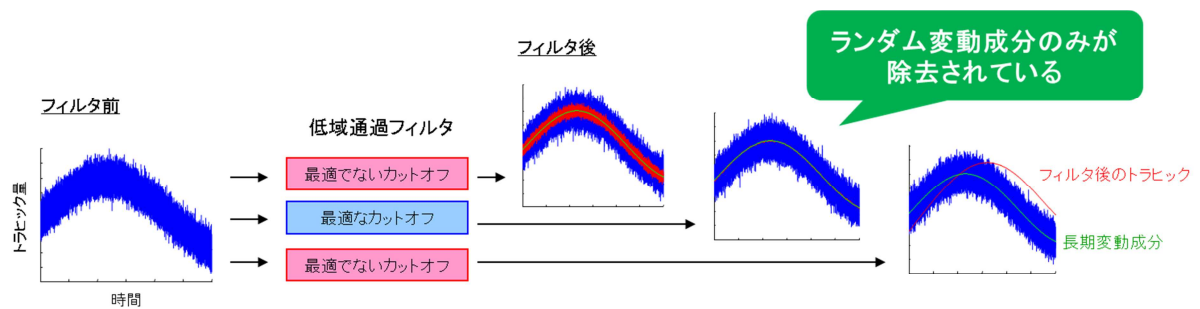


図 7.10: 最適なカットオフと最適でないカットオフ

7.3 適応デジタルフィルタを用いたパス増減設判断法

従来の適応デジタルフィルタは、既知の参照信号に基づいて、データ信号に重畳された雑音成分を除去し、信号成分のみの抽出を実現する。しかし、IX や ISP のバックボーンネットワークで流通されるインターネットトラフィックに対しては、非ランダムな長期変動成分を抽出することが必要であり、一般にそれは未知の変動成分である。提案方式では、トラフィックモニタ値の時系列データに対して自己相関をとることで、トラフィック変動が有するランダム変動成分の特徴を表す統計量である分散値を動的に算出し、その値を参照信号として適応デジタルフィルタ処理を実行する。この方法により、適応的に最適化されたカットオフ周波数をもつ LPF を実現することができ、未知の長期変動成分を抽出することが可能となる。

図 7.11 に適応デジタルフィルタ処理によるランダム成分の除去のイメージを示すとともに、図 7.12 に適応デジタルフィルタ処理を用いたパス増減設判断の流れを示す。トラフィックモニタから取得したデータトラフィックの時系列情報に対してデジタル信号処理を適用することにより、トラフィックのランダム変動成分と非ランダム変動成分を抽出する。非ランダム変動成分に基づいたパス増減設判断を行うことで、不必要な増設や誤った減設を行うことなくパス増減設を実行することが可能となる。また、トラフィックから抽出したランダム変動成分を、増減設判断を実行する際のマージンとして活用することで、ランダム変動に基づく突発的なトラフィックの増大に対応することが可能となる。

図 7.13 に、非ランダムな長期変動成分のみに追従してパス増減設判断を実現するための適応デジタルフィルタの機能ブロック構成を示す。本方式では、 i 番目のデータトラフィックモニタ値 $x(i)$ と $i-1$ 番目のデータトラフィックモニタ値 $x(i-1)$ から、以下の式を用いてランダム変動成分の分散値 σ_s^2 を算出し、この値をランダム変動成分の特徴量とする。

$$\sigma_s^2 = E \left[(x(i) - x(i-1))^2 \right] \quad \dots (7.1)$$

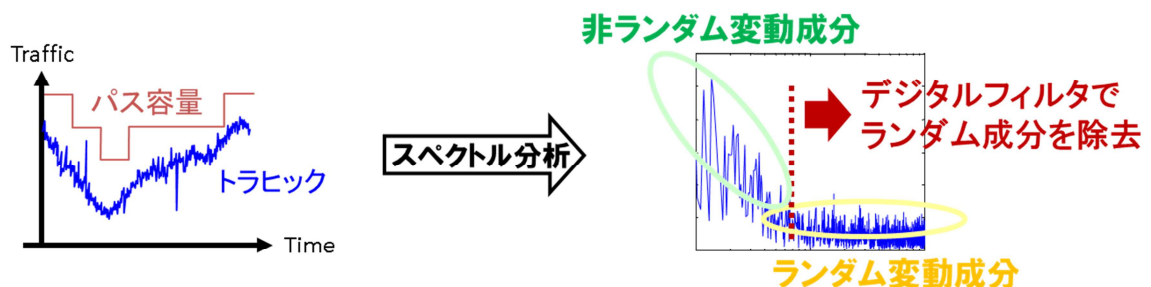


図 7.11: 適応デジタルフィルタを用いたランダム変動成分の除去

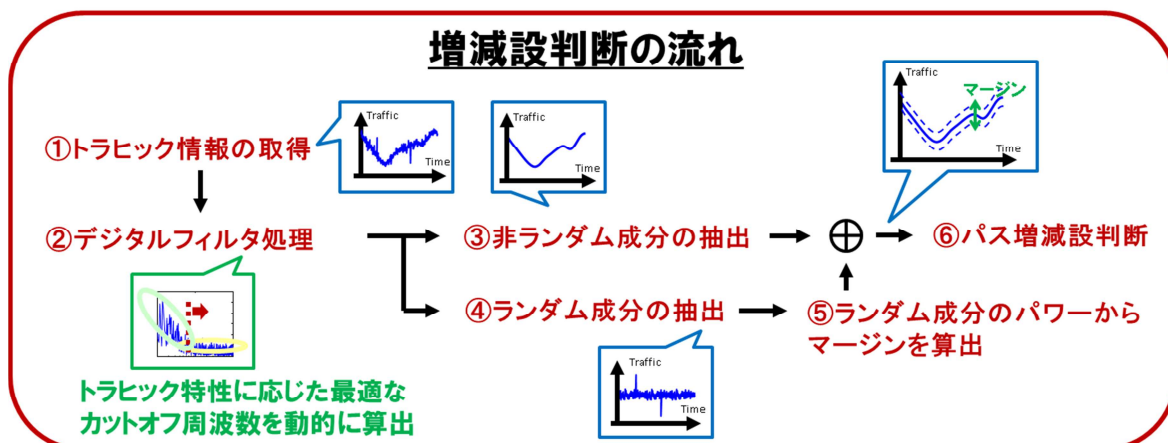


図 7.12: 適応デジタルフィルタを用いたパス増減設判断の流れ

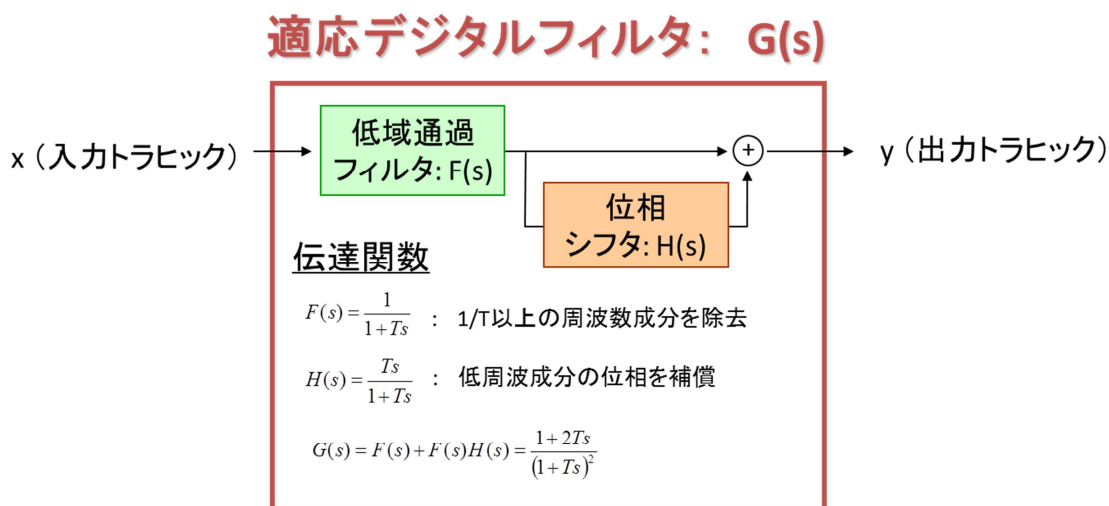


図 7.13: 適応デジタルフィルタの構成

ここで、 $E[.]$ は平均操作を表す。一方、データトラフィックモニタ値 $x(i)$ とフィルタ後のデータ $y(i)$ との差分から、以下の式を用いて、適応デジタルフィルタによって除去された成分のパワー σ_d^2 を算出し、この値を適応デジタルフィルタの特徴量とする。

$$\sigma_d^2 = E \left[(x(i) - y(i))^2 \right] \quad \dots (7.2)$$

適応デジタルフィルタがデータトラヒックのランダム変動成分のみを除去できている場合
に限り、特徴量 σ_s^2 と σ_d^2 が等しい値となる。したがって、特徴量 σ_s^2 と σ_d^2 の差が小さくなる
ように適応デジタルフィルタのカットオフ周波数を変化させていくことにより、最適なカッ
トオフ周波数が実現され、ランダム変動成分のみを除去するフィルタ処理を実行することが
可能となる。

図 7.13 に、適応フィルタの内部構成を示す。適応フィルタは LPF と位相シフタから構成
されており、それぞれの伝達関数 $F(s)$ 、 $H(s)$ は、以下のとおりである。

$$F(s) = \frac{1}{1 + Ts}, \quad H(s) = \frac{Ts}{1 + Ts} \quad \dots (7.3)$$

適応デジタルフィルタ全体の伝達関数 $G(s)$ は、

$$G(s) = F(s) + F(s)H(s) = \frac{1 + 2Ts}{(1 + Ts)^2} \quad \dots (7.4)$$

であり、透過特性は図 7.14 のようになる。LPF は $1/T$ 以上の高周波成分を除去する処理に
対応しており、位相シフタは低周波領域における処理遅延を補償する処理に対応している。
図 7.15 に、位相シフタを適用しなかった場合と適用した場合それぞれに対する、フィルタ

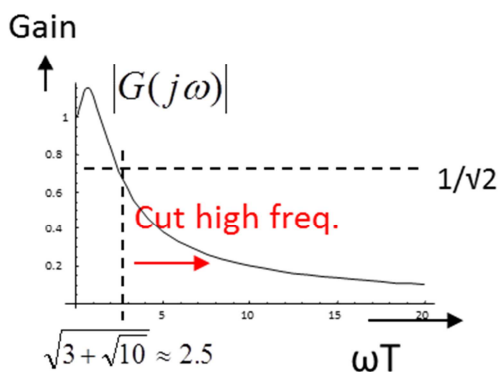


図 7.14: 適応デジタルフィルタの
透過特性

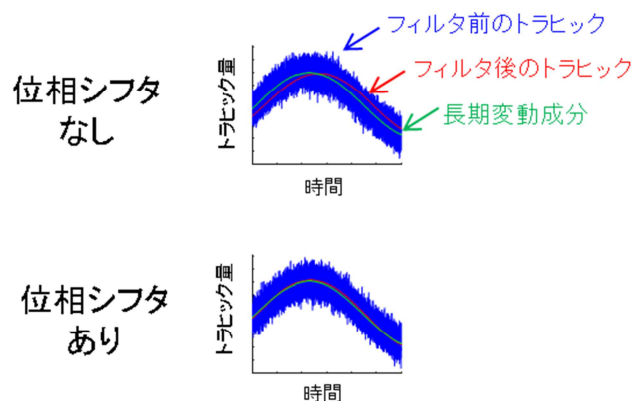


図 7.15: 位相シフタの効果

後のトラヒックを示す。青色のプロットがフィルタ前のトラヒックを、赤色のプロットがフィルタ後のトラヒックを、緑色のプロットが非ランダム変動成分のみを抽出したトラヒックを示している。位相シフタを適用しなかった場合、適応デジタルフィルタからの出力が本来抽出されるべき長期変動成分に対して遅れを持った応答となってしまふ。位相シフタを適用することでフィルタ処理に伴う処理遅延が補償され、フィルタ後のトラヒックが非ランダム変動成分のみを抽出したものと一致する。本方式では、特徴量 σ_s^2 と σ_d^2 の差が小さくなるようにフィルタ内部のパラメータ T を動的に制御する。これにより、トラヒックの変動特性が時間的に変化する場合においてもトラヒック変動のランダム成分のみを除去し、非ランダムな長期変動成分のみを抽出する適応デジタルフィルタ処理を実現する。パラメータ T の制御まで含めた適応デジタルフィルタを用いたパス増減設判断システムを、図 7.16 に示す。図 7.4 に示したように、提案方式は、対象とするデータトラヒックのランダム変動成分が高周波領域に局在していることを前提とした方式となっている。また、図 7.16 に示すように、式 (7.2) に基づいて抽出したランダム変動成分を、パス増減設を判断する際のマージンとして用いる。そのため、仮にトラヒックの動特性としてランダムでない短期変動成分を有するようなデータトラヒックに対して提案方式を適用した場合は、その短期変動成分をランダム変動成分とみなして適応制御が行われるため、その成分に対して追従性を有するような増減設判断とはならず、パス増減設判断をする際のマージンとして扱われることとなる。

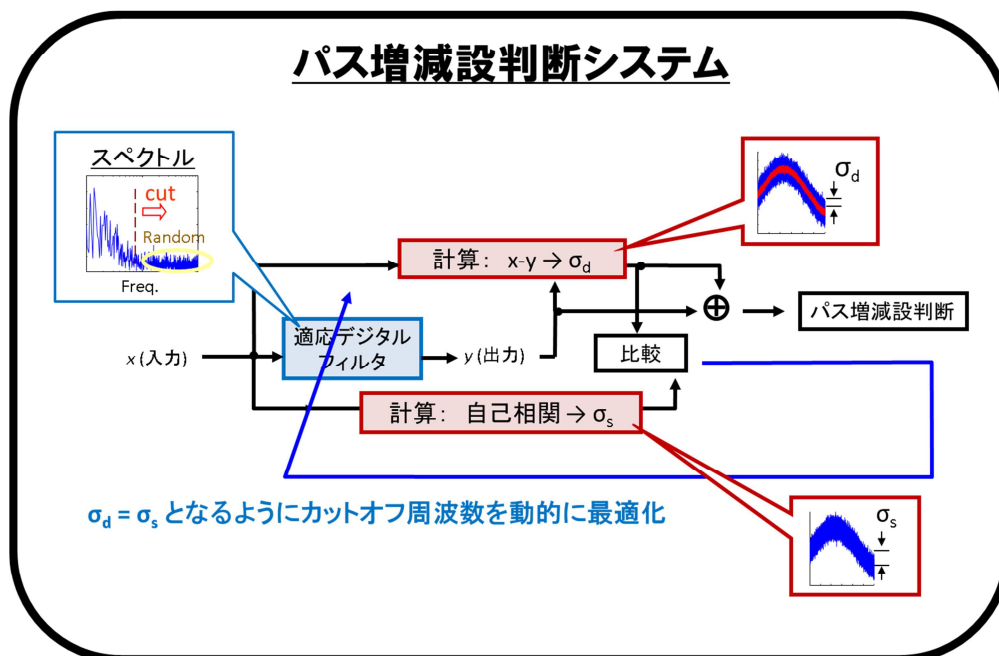


図 7.16: 適応デジタルフィルタを用いたパス増減設判断システム

7.4 実トラヒックに対する適応フィルタ判断法の適用

提案方式の実トラヒックへの適用性を評価するために、IX で流通されている実トラヒックデータを用いた数値シミュレーションを実施した。図 7.17 に、図 7.3 に示した実データトラヒックに対して、従来方式として知られる統計判断法を適用した場合[7.4]、提案方式である適応フィルタ判断法を適用した場合それぞれにおける、パス容量の推移を示す。図 7.18 に、統計判断法における判断サンプル数 n と、不必要な増減設の発生回数およびビットロス数の関係を示す。緑色のプロットは、なだらかな領域に対して統計判断法を適用した際に発生した不必要な増減設判断の回数と、判断に用いたサンプル数 n との関係を表している。青色のプロットは、急峻な領域に対して統計判断法を適用した際に発生したビットロスと、判断に用いたサンプル数 n との関係を表している。図が示すように、 n にどのような値を選んだとしても、不必要な増減設や、誤った減設が発生してしまうことが確認できる。例えば $n = 16$ の場合は、トラヒック変動が緩やかな領域においてランダム変動成分に追従した判断を行ってしまっているために、不必要な増減設が発生している。 $n = 400$ の場合は、トラヒック変動が急峻な領域において、パス増設判断がトラヒックの急峻な変動に追いつくことがで

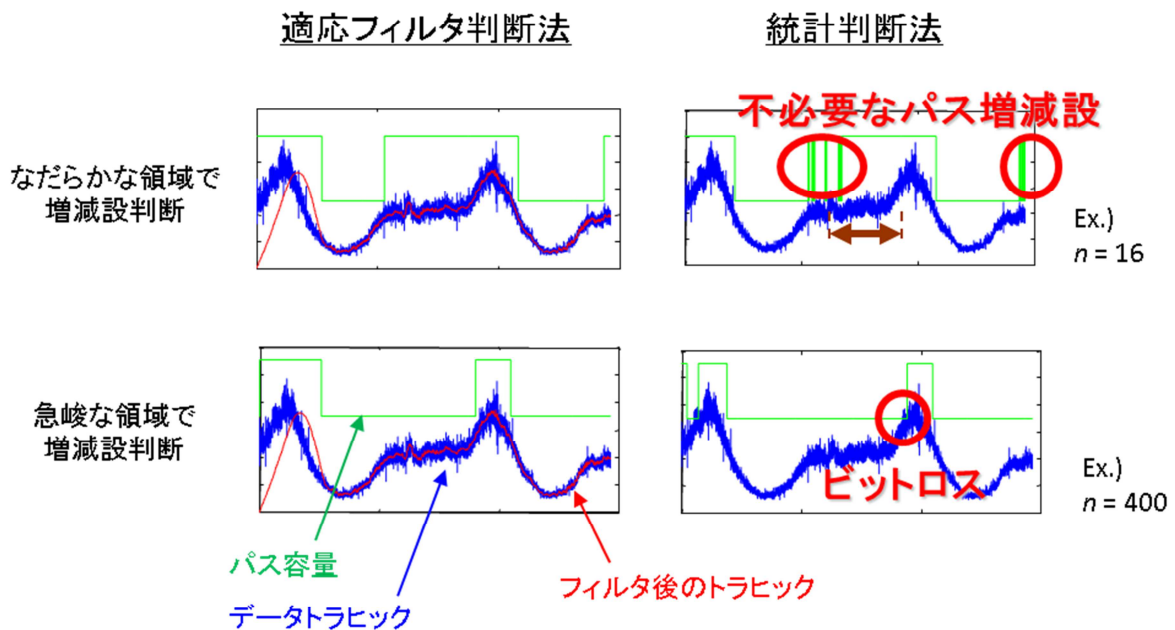


図 7.17: 実トラヒックデータに対する各パス増減設判断法の適用

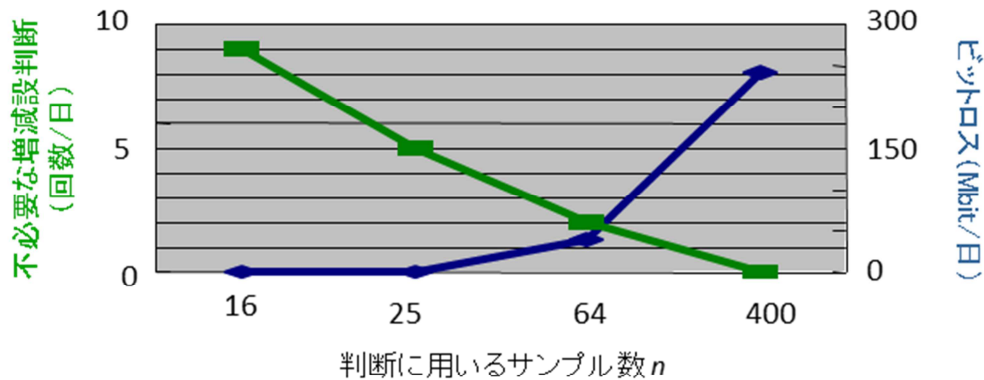


図 7.18: 統計判断法における判断サンプル数 n とパス増減設特性の関係

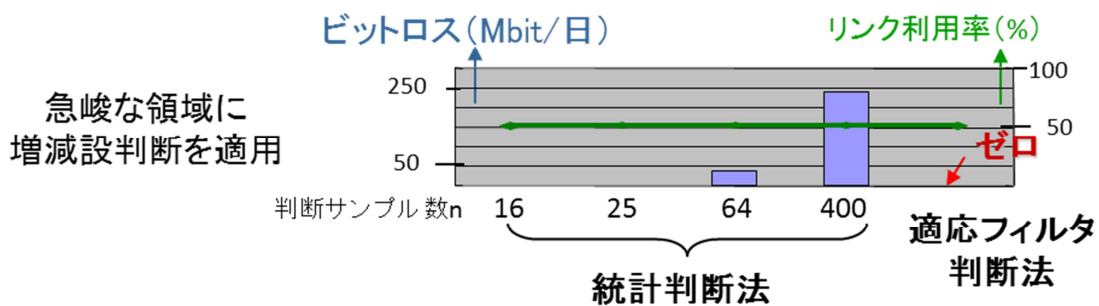
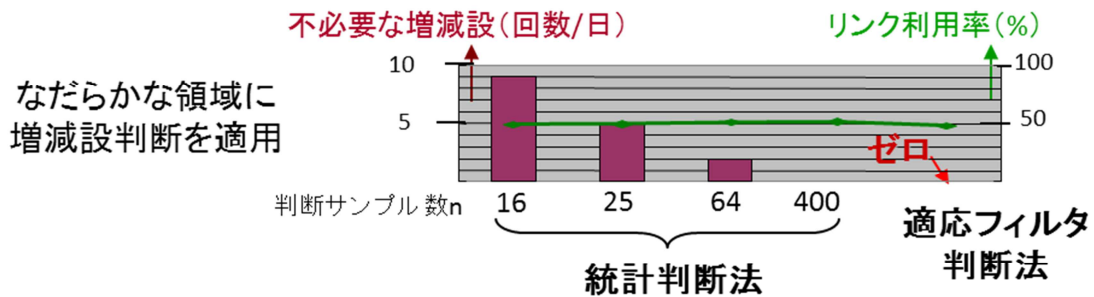


図 7.19: 各パス増減設判断法を適用した際のリンク利用率

きず、その結果としてビットロスが発生している。一方、適応フィルタ判断法を適用した場合は、トラフィック変動が緩やかな領域においても不必要な増減設は発生しておらず、トラフィック変動が急峻な領域においてもビットロスが発生していない。図 7.19 は、それぞれの判

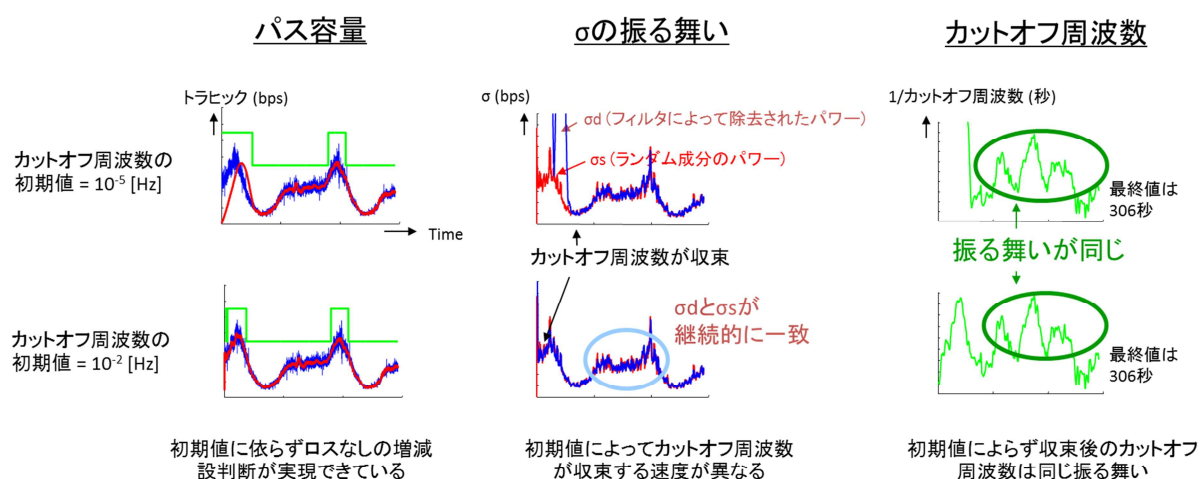


図 7.20: カットオフ周波数の初期値がパス増減設判断に与える影響

断法における不必要な増減設判断の発生回数とリンク利用率の関係および、ビットロス数とリンク利用率の関係を示している。ここで、リンク利用率はパス容量に対するトラヒック量の比率としている。統計判断法では、 n にどのような値を選んだとしても不必要な増減設とビットロスのどちらかが発生している一方で、適応フィルタ判断法では、どちらも発生させることなくパス増減設が実行されている。また、リンク利用率についても、適応フィルタ判断法は統計判断法と同等のリンク利用率を実現している。これは、適応フィルタ判断法がリンク利用率を低減させることなく、より信頼性の高い増減設判断を実現していることを意味する。

図 7.3 に示した実トラヒックに対して、異なるカットオフ周波数を初期値として適応フィルタ判断法を適用した際の、パス増減設の様子、トラヒック変動の特徴量 σ_s と適応フィルタの特徴量 σ_d の時間推移、およびカットオフ周波数の時間推移を、図 7.20 に示す。図より、カットオフ周波数の初期値によらず、ビットロスを発生させることなくパス増減設判断が実行できていることが確認できる。また、収束するまでの時間に差はあるものの、カットオフ周波数が一旦収束したのちは、常に σ_s とほぼ同等の σ_d が実現されており、適応的にカットオフ周波数を最適化することで、トラヒックの変動特性によらずに常時ランダム変動成分のみの除去が実現できていることが確認できる。収束してからのカットオフ周波数は、カットオフ周波数の初期値によらず同一の推移を示している。これは、カットオフ周波数の初期値を厳密に設定しなくとも、適応フィルタ判断法を安定に動作させることが可能であることを示している。

7.5 原理確認実験による適応フィルタ判断法の実現性検証

適応フィルタ判断法の実現性を実証するために、原理確認実験を実施した。本実験では、急峻なトラフィック変動と緩やかなトラフィック変動を模擬する二種類のイーサネットトラフィックを用意し、それぞれに対する適応フィルタ判断法の適用性を検証した。図 7.21 に、本実験の系構成を示す。トラフィック生成器からイーサネットトラフィックが送出され、二つの SDH/SONET ノードから構成されるネットワークを伝送する。ノード間には STM-16 のリンクが張られ、その中に VC-4 の時分割多重 (TDM: Time Division Multiplexing) パスが収容される。STM-16 のリンク容量は 2.4 Gbps であり、VC-4 のパス容量は 150 Mbps である。パス増減設コントローラは 2 秒おきにトラフィック量をモニタし、適応フィルタ判断法に基づいて TDM パスの増減設を実行する。ノード間のパス生成、削除は、GMPLS (Generalized Multi-Protocol Label Switching) によるノード間制御により実施される[7.9,

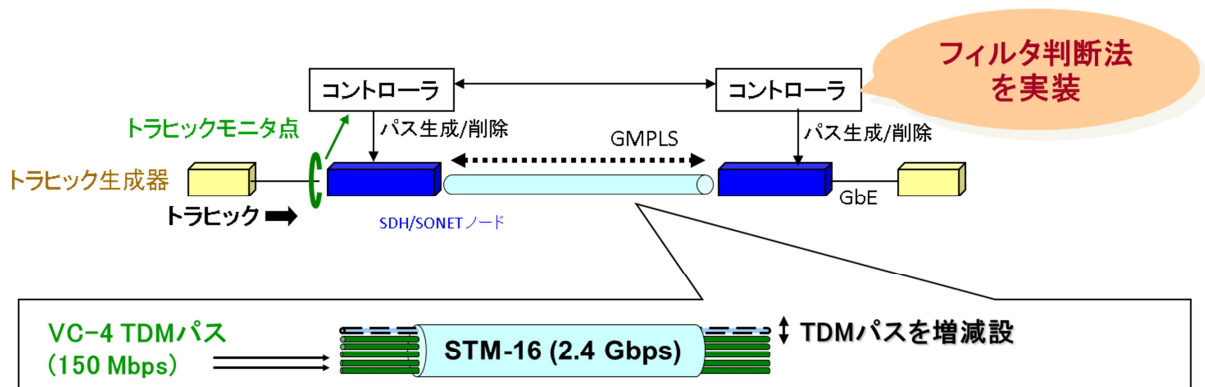


図 7.21: 原理確認実験のための系構成

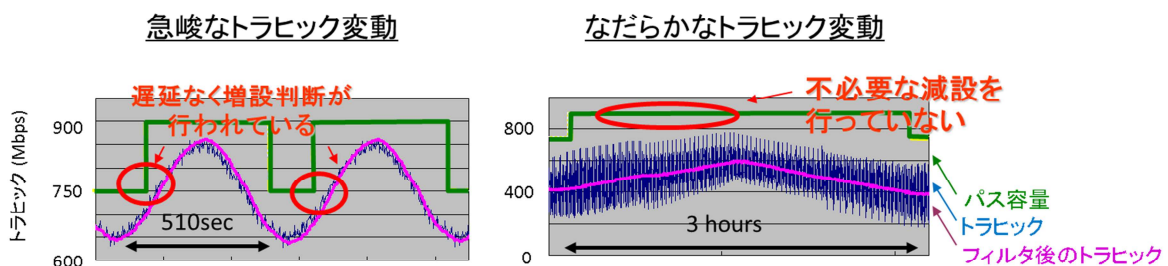


図 7.22: 模擬トラフィックに対するパス増減設判断

6.10]。パス増減設時の瞬間的なビットロスの発生を避けるために、LCAS (Link Capacity Adjustment Scheme) を適用している[7.11]。

急峻なトラヒック変動を模擬したイーサネットトラヒックと、緩やかなトラヒック変動を模擬したイーサネットトラヒックを、図 7.22 に示す。急峻なトラヒックはランダムな短期変動成分と非ランダムな長期変動成分から構成されており、長期変動成分は 510 秒の間に 650 Mbps から 850 Mbps までトラヒック量が増加する。ランダム変動成分の標準偏差は 10 Mbps である。緩やかなトラヒックも同様にランダムな短期変動成分と非ランダムな長期変動成分から構成されており、長期変動成分は 3 時間で 400 Mbps から 600 Mbps までトラヒック量が増加する。ランダム変動成分の標準偏差は 100 Mbps である。これらのトラヒック変動に応じて、TDM パスの増減設が行われる。

図 7.22 に記載されている実線は、適応デジタルフィルタ処理後のデータトラヒックであり、破線は、適応フィルタ判断法を適用した際のパス容量の時間推移を示している。分オーダーの急峻なトラヒック変動、時間オーダーの緩やかなトラヒック変動それぞれに対して、適応デジタルフィルタ処理により適切にランダム変動成分が除去され、非ランダムな長期変動成分のみが抽出できていることが確認できる。また、不必要な増減設やフレームロスを発生させることなく、トラヒック変動に応じた適切なパス増減設が実現されていることが確認できる。本実験では、トラヒック生成器のイーサフレームカウンタにより、フレームロスが発生していないことを確認している。

7.6 まとめ

本章では、トラヒック変動に応じて適切に波長パス増減設を実行するための増減設判断法として、適応デジタルフィルタを用いたパス増減設判断法を提案した。この適応フィルタ判断法を用いることで時間的に変化するトラヒックの変動特性を動的に抽出することが可能となり、トラヒックの非ランダムな長期変動成分のみに追従する、安定したパス増減設が可能となる。本方式は、トラヒックのランダムな変動に影響を受けないため、ランダム変動に起因した不必要なパス増減設が発生することがない。また、非ランダムな変動成分に対しては高い追従性を有しているため、分オーダーの急峻な変動特性を有するトラヒックに対してもビットロスを発生させることのないパス増減設が実現される。

IX に流通する実トラヒック情報を用いた数値シミュレーションにより、適応フィルタ判断法の実トラヒックへの適用性を検証した。適応フィルタ判断法を適用することで、実トラヒックに対しても、不必要なパス増減設やビットロスを発生させることのない、安定かつ高信頼なパス増減設が実現可能であることを示した。また、原理確認実験により、リアルタイムにモニタしたトラヒックデータに基づいて適応フィルタ判断法を動作させることで、急峻

な変動特性を有するトラヒックに対して、フレームロスが発生することのない高信頼なパス増減設が実現可能であることを実証した。同じく、緩やかな変動特性を有するトラヒックに対して、ランダム変動成分に追従することのない、安定したパス増減設が実現可能であることを実証した。

参考文献

- [7.1] 総務省 総合通信基盤局, “我が国のインターネットにおけるトラヒックの集計結果,” http://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news/01kiban04_02000119.html (2017)
- [7.2] C. Metz, “Inerconnecting ISP networks,” *IEEE Internet Computing*, vol. 5, no. 2, pp. 74-80 (2001)
- [7.3] Y. Tarui, “Analyzing the impact of major social events on InternetExchange traffic,” *Proc. of NANOG*, 38 (2006)
- [7.4] Y. Okazaki, A. Watanabe, T. Takahashi, and Y. Tsukishima, “Network resource evaluations of photonic network employing capacity adjustment capability,” *Proc. of ECOC, Rimini, We2*. 4. 3 (2003)
- [7.5] T. Tsuritani, M. Miyazawa, T. Otani, and H. Tanaka, “Dynamic bandwidth modification for L2 switches by interacting with traffic monitoring and GMPLS control plane,” *Proc. of ECOC, Glasgow, Tu3*. 4. 4 (2005)
- [7.6] I. Shake, M. Fukutoku, O. Moriwaki, T. Kurahashi, Y. Tarui, Y. Tsukishima, and W. Imajuku, “Experiments on optical link capacity adjustment for photonic IX,” *Proc. of ECOC, Glasgow, Tu3*. 4. 3 (2005)
- [7.7] W. E. Leland, M. S. Taqqu, W. Willinger, and V. Wilson, “On the self-similar nature of Ethernet traffic (extended version)” *IEEE/ACM Transactions on Networking*, vol. 2, no. 1, pp. 1-15 (1994)
- [7.8] K. Fukuda, “Phase transition phenomena in Internet traffic – Obsevation and possible causes” *NTT Technical Review*, vol. 2, no. 10, pp. 28 – 34 (2004)
- [7.9] *Generarized Multi-Protocol Label Switching (GMPLS) Signaling Functional Description*, IETF RFC3471 (2003)
- [7.10] OIF-UNI, *Extentions for user network interface (UNI) 1.0 Signaling Release 2*, OIF-UNI-01.0-R2-RSVP (2004)
- [7.11] ITU-T Reccomendation G.7042/Y.1305, *Link capacity adjustment scheme (LCAS) for virtual concatenated signals*.
- [7.12] E. Yamazaki, S. Yamanaka, Y. Kisaka, T. Nakagawa, K. Murata, E. Yoshida, T.

- Sakano, M. Tomizawa, Y. Miyamoto, S. Matsuoka, H. Noguchi, K. Fukuchi, H. Onaka, K. Fukumitsu, K. Komaki, O. Takeuchi, Y. Sakamoto, H. Nkashima, T. Mizuochi, K. Kubo, Y. Miyata, H. Nishimoto, S. Hirano, and K. Onohara, "Fast optical channel recovery in field demonstration of 100-Gbit/s Ethernet over OTN using real-time DSP," *Optics Express*, vol. 19, no. 14, pp. 13179-13184 (2011)
- [7.13] T. Kawasaki, M. Inami, Y. Sasakura, D. Shimazaki, M. Horiguchi, and K. Koda, "Development of 100-Gbit/s packet transport system," *NTT Technical Review*, vol. 13, no. 3 (2015)
- [7.14] M. Tomizawa, A. Kaneko, and S. Kimura, "Device technology development for beyond 100G optical transport network," *NTT Technical Review*, vol. 14, no. 9 (2016)

第8章 結論

急増するデータ通信需要に対応するため、光ファイバ伝送路に複数の異なる波長の光信号を収容することで大容量データの長距離伝送を実現する「波長多重光伝送システム」の研究が盛んにおこなわれている。本研究では、波長多重光伝送システムのさらなる大容量化、高機能化を実現するための技術的課題の解決について検討した。以下に、研究の成果として得られた本論文の内容を総括し、今後の展望について述べる。

8.1 総括

第1章では、研究の背景として、モバイルトラヒックやデータセンタトラヒックに起因した通信トラヒックの成長について述べるとともに、これまでのトラヒック成長を支えてきた波長多重光伝送システムの進展について説明した。波長多重光伝送システムは主に大容量化・高機能化を軸に進化しており、今後のさらなる大容量化・高機能化の実現に向けた課題として、「隣接チャンネルクロストークの抑圧技術」、「同一チャンネルクロストークを考慮した光スイッチノード設計技術」、「偏波モード分散を考慮した光ファイバ伝送路設計技術」、「トラヒック変動に追従する適応型波長パス増減設技術」の確立が重要であることを説明した。

第2章では、波長多重光伝送システムの実現可否や適用領域の明確化を行う際に根幹となる光伝送システム設計について概説するとともに、第1章で抽出した課題の位置づけを示した。その中で、隣接チャンネルクロストークに対しては、光送受信方式の工夫によりその影響を抑圧、補償する技術を確立することが重要であること、偏波モード分散や同一チャンネルクロストークに対しては、それらを考慮したシステム設計法を確立することでシステムの適用領域を明確化することやシステムに対して要求されるスペックを明確化することが重要であることを説明した。

第3章では、波長多重光伝送システムで広く用いられている遅延検波方式における、隣接チャンネルクロストーク抑圧技術について論じた。光信号の高密度多重を実現する技術として、光 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式が知られている。この光 OFDM 信号をさらに高密度配置する技術として、高密度光 OFDM (DOFDM: Dense OFDM) 方式を新たに提案した。この方式は、隣接チャンネル間の周波数直交性を可能な限り維持した形で光信号の高密度配置を行うことで、隣接チャンネルクロストークの影響を最小限に抑えた高密度化を可能とする方式であるが、実装上は受信器の電気帯域やタイミングジッタに起因した隣接チャンネルクロストークが発生する。発生する隣接チャンネルクロストークは可干渉性を有するクロストークであるため、信号品質に大きな影響を与えるものとなりうる。一方で、一般に遅延検波方式ではその動特性に起因し、光の直交偏波成分にデー

タ情報を重畳する偏波分割多重 (PDM: Polarization Division Multiplexing) 方式を用いることが困難である。この点に着目し、隣接チャンネル間の偏波を直交化することで可干渉性を有していた隣接チャンネルクロストークを非可干渉なクロストークに変換する、偏波直交光 DOFDM 方式を考案した。実証実験を通し、非可干渉化することで隣接チャンネルクロストークが信号品質に与える影響が大きく低減され、1dB 未満の軽微なペナルティで 20% の高密度化が可能であることを示した。また、光 DOFDM を含む一般の光 OFDM 方式では、光ファイバ伝送路中を光 OFDM 信号が伝搬することで、伝送路が有する波長分散に起因して隣接チャンネル間の周波数直交性が破れ、隣接チャンネルクロストークが発生してしまうことを示した。この課題に対しても、隣接チャンネル間の偏波直交化を適用することにより、隣接チャンネルクロストークによる信号品質劣化を抑圧することが可能であることを示した。さらに、光送信器において隣接チャンネル間のシンボルタイミングの最適化を図ることで周波数直交性の破れを最小化する方式を提案し、偏波直交化技術との併用により、高密度に波長多重された光 OFDM 信号であっても単一チャンネル信号と同程度の高い伝送性能を実現可能であることを伝送実験により実証し、この方法の有用性を明らかにした。

第 4 章では、特に近年、海底伝送や県間伝送などの長距離波長多重光伝送システムで導入が始まったコヒーレント検波方式における、隣接チャンネルクロストーク抑圧技術について検討した。コヒーレント検波方式では高速なデジタル信号処理との併用により動的な波形劣化補償が可能であるため、PDM 方式が用いられることが一般的である。そのため、遅延検波方式に対する隣接チャンネルクロストークの抑圧技術として適用した偏波直交化のアプローチを適用することができない。しかし一方で、コヒーレント検波方式では光信号の有する偏波、光位相といった光電界情報を維持したままの形でデジタル信号処理を適用することが可能である。この点に着目し、隣接する複数の波長チャンネルの光信号に対して MIMO (Multiple Input Multiple Output) 信号処理を適用することで波長多重の高密度化に起因した隣接チャンネルクロストークによる信号品質劣化を補償する方式を、新たに提案した。提案方式を適用することで、波長多重の高密度化に起因した隣接チャンネルクロストークによる信号品質劣化の影響を低減することが可能であり、コヒーレント検波方式における信号復調で必須となる偏波分離機能や分散補償機能に影響を与えることなく長距離伝送への適用が可能であることを、伝送実験を通じて実証した。また、コヒーレント検波方式の伝送距離長延化技術として盛んに検討されているデジタル逆伝搬法 (DBP: Digital Back Propagation) を用いた非線形劣化補償技術と提案方式との親和性に関する検証を行い、非線形劣化に対する DBP の補償性能に影響を与えることなく、隣接チャンネルクロストークに起因した信号品質劣化を低減することが可能であることを示した。

第 5 章では、波長多重光伝送システムの多方路化に起因して発生する同一チャンネルクロストークが信号品質に与える影響を考慮した、光スイッチノードに対する設計技術について検討した。波長多重光伝送システムが多方路化し、その構成がリング型やメッシュ型のトポ

ロジとなることで、従来の Point-to-point 構成の波長多重光伝送システムでは発生しえなかった同一チャンネルクロストークの発生メカニズムについて解説し、その同一チャンネルクロストークが光周波数領域に広帯域に分布することを示した。その上で、広帯域に分布する同一チャンネルクロストークを、インコヒーレントに重なり合った異なる光周波数を有する連続光 (CW: Continuous Wave) の集合体としてモデル化し、同一チャンネルクロストークが信号品質に与える影響を解析的に考察した。この考察に基づき、同一チャンネルクロストーク量と信号品質劣化量の関係式を導出するとともに、伝送実験による検証を行い、この関係式が多中継系の波長多重光伝送システムに適用可能であることを実証した。また、この関係式を用いることで、伝送システムの適用領域を明確化することが可能であるとともに、所望の伝送系に適用するために光スイッチノードに要求されるスペック、具体的には光スイッチの消光比およびノード構成を規定することが可能であることを示した。

第 6 章では、光ファイバ伝送路が有する偏波モード分散 (PMD: Polarization Mode Dispersion) が信号品質に与える影響を考慮した、光ファイバ伝送路に対する設計技術について検討した。PMD に起因した信号品質劣化は波長多重光伝送システムを高速化する際に顕著となるため、1 波当たり 100 Gb/s を超えるような高速な光信号を伝送する波長多重光伝送システムでは PMD の影響を考慮したシステム設計が重要となる。光ファイバ伝送路が有する PMD の統計的性質に基づき、1 次の PMD である DGD (Differential Group Delay) と 2 次の PMD である SOPMD (Second Order PMD) の同時発生確率を考慮したシステム不稼働率の算出方法を考案し、システム不稼働率を基準としたシステム設計法を示した。また、実フィールド環境に敷設された光ファイバ伝送路の偏波モード分散を評価し、理論解析から得られた統計性と同様の統計的性質を有することを確認するとともに、実環境に構築したデジタルコヒーレントシステムの DGD および SOPMD に対する耐力評価を行った。DGD/SOPMD 耐力と光ファイバ伝送路が有する DGD の波長平均値のみからシステムの不稼働率を一意に算出することが可能であることを示すとともに、許容可能なシステム不稼働率を規定することで、システムの適用領域、すなわち光ファイバ伝送路の PMD に課される条件を規定することが可能であることを示した。

第 7 章では、トラフィック変動に応じた適応的な波長パス増減設技術について検討した。実データトラフィックの時間推移情報に対するスペクトル解析および統計分布解析により、トラフィック変動が短周期のランダム変動成分と長周期の非ランダム変動成分から構成されることを示すとともに、安定的な波長パス増減設を実現するためには非ランダム変動成分のみに対して追従性を有するパス増減設判断法の確立が必要であることを示した。データトラフィックの時間推移情報に対して適応デジタルフィルタ処理を施すことで非ランダム変動成分のみの抽出を実現し、安定なパス増減設を実現する方式を提案した。実トラフィックデータに対して提案方式を適用することにより、ランダム変動成分に引きずられた不必要な増設や、ビットロスを引き起こす誤った減設判断を発生させることなく、トラフィックの動特性に適応的に

追従する安定なパス増減設が実現されることを示した。また、提案方式を実装したパス増減設システムを構築し、実トラヒックを模擬した時間変動トラヒックに対する動作検証により、適応的なパス増減設の実現性を実証した。

以上のとおり、本論文では波長多重光伝送技術のさらなる大容量化・高機能化に向けた課題を解決するアプローチとして、光送受信方式、光伝送システム設計、光ネットワーク制御といった多様な観点から検討を行い、それぞれの検討において新規方式を提案するとともに、伝送実験及び数値シミュレーション等による検証によって、本研究で提案・考案した方法の有効性を明らかにした。第3章および第4章の検討を通じて、伝送性能への影響を抑えた波長多重の高密度化技術を確立し、第5章および第6章の検討を通じて、光伝送システムの大容量化・高機能化において特に問題となる同一チャンネルクロストークおよび偏波モード分散に起因した信号品質劣化が発生する環境下での伝送システムの実現を可能とする光スイッチノード設計法および光ファイバ伝送路設計法を確立した。これら第3章から第6章までの検討を通して光伝送システムの大容量化・高機能化実現に向けた要素技術を確立するとともに、第7章の検討を通じて、これら要素技術によって実現される大容量・高機能光伝送システムに対するネットワークリソースの効率化を可能とする、動的なネットワーク運用制御技術を確立した。

8.2 今後の展望

序章で示した通り、今後も我々のライフスタイルに大きな影響を与える新たな通信サービスが生み出され、データ通信に対する需要はますます増大していくものと考えられる。本論文では、大容量データ通信の基盤技術として広く用いられている波長多重光伝送システムに焦点を絞り、大容量化・高機能化について検討した。現在も波長多重光伝送システムに関する研究は日々進展を見せており、例えば Probabilistic Shaping/ Geometric Shaping 技術や多次元変調技術、符号化変調技術を用いることで、通信容量の理論限界を示すシャノン限界に迫る光送受信方式の確立に向けた検討がされている[8.1 – 8.7]。波長多重技術を適用した光ファイバ信号伝送がシャノン限界を迎えるような状況においてもなお、さらなるデータ通信需要に対応するためには、新たな信号伝送方式の実現が必要となる。波長多重光伝送の後継を担う技術として、一つの光ファイバクラッド内に複数のコアを持つマルチコアファイバ (MCF: Multi-Core Fiber) を用いた光信号伝送を行うことで伝送容量の大容量化を図る方式や、少数の伝搬モードを有するマルチモードファイバ (FMF: Few Mode Fiber) を用いてそれぞれの伝搬モードに異なるデータ情報を重畳して伝送容量の大容量化を図る方式といった、空間多重 (SDM: Space Division Multiplexing) 光伝送技術が検討され始めている[8.8 – 8.11]。また、光の持つ量子性を利用することで古典的な通信容量限界を打破する量子

光通信技術も、将来の信号伝送技術として基礎検討が開始されている[8.12 – 8.17]。これらの技術は次世代の大容量伝送システムの実現を担うものとして期待されているが、現状において実用化の目途はたっていない。今後もデータ通信需要の増大が見込まれる中、経済的かつ高信頼な次世代大容量伝送システムの実現に向け、基礎研究による要素技術の積み上げを加速していくことが重要である。

参考文献

- [8.1] C. E. Shannon, “A mathematical theory of communication,” *Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379-423 (Part I), pp. 623-656 (Part II) (1948)
- [8.2] C. Lin, Z. Qu, T. Liu, D. Zou, and I. Djordjevic, “Experimental study of capacity approaching general LDPC coded non-uniform shaping modulation format,” *Proc. of ACP, Wuhan*, AF3A. 1 (2016)
- [8.3] Z. Qu, C. Lin, T. Liu, and I. Djordjevic, “Experimental investigation of GF(3²) nonbinary LDPC-coded non-uniform 9-QAM modulation format,” *Proc. of ECOC, Duesseldorf*, Th. 2. P2. SC3. 12 (2016)
- [8.4] M. Nakamura, F. Hamaoka, A. Matsushita, K. Horikoshi, H. Yamazaki, M. Nagatani, A. Sano, A. Hirano, and Y. Miyamoto, “96-GBaud coded 8-dimensional 16QAM transmission over 5,252 km using iterative soft-output decoding,” *Proc. of ECOC, Duesseldorf*, W. 2. D. 2 (2016)
- [8.5] M. Nakamura, F. Hamaoka, A. Matsushita, H. Yamazaki, M. Nagatani, A. Sano, A. Hirano, and Y. Miyamoto, “120-GBaud coded 8 dimensional 16QAM WDM transmission using low-complexity iterative decoding based on bit-wise log likelihood ratio,” *Proc. of OFC, Los Angeles*, W4A. 3 (2017)
- [8.6] M. Nakamura, F. Hamaoka, A. Matsushita, K. Horikoshi, H. Yamazaki, M. Nagatani, A. Sano, A. Hirano, and Y. Miyamoto, “Coded eight-dimensional QAM technique using iterative soft-output decoding and its demonstration in high baud-rate transmission,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 35, no. 8, pp. 1369-1375 (2017)
- [8.7] A. Naka, “A mathematical theory of communication,” *IEICE Communication Express*, vol. 5, no. 1, pp. 3-55 (2017)
- [8.8] H. Takara, H. Ono, Y. Abe, H. Masuda, K. Takenaga, S. Matsuo, H. Kubota, K. Shibara, T. Kobayashi, and Y. Miyamoto, “1000-km 7-core fiber transmission of 10 x 96-Gb/s PDM-16QAM using Raman amplification with 6.5 W per fiber,”

Optics Express, vol. 20, no. 9, pp. 10100-10105 (2012)

- [8.9] H. Takara, A. Sano, T. Kobayashi, H. Kubota, H. Kawakami, A. Matsuura, Y. Miyamoto, Y. Abe, H. Ono, K. Shikama, Y. Goto, K. Tsujikawa, Y. Sasaki, I. Ishida, K. Takenaga, S. Matsuo, K. Saitoh, M. Koshihara, and T. Morioka, "1.01-Pb/s (12 SDM/ 222 WDM/ 456 Gb/s) crosstalk-managed transmission with 91.4b/s/Hz aggregate spectral efficiency," *Proc. of ECOC, Amsterdam*, Th. 3. C. 1 (2012)
- [8.10] A. Li, X. Chen, A. A. Amin, J. Ye, and W. Shieh, "Space-division multiplexed high-speed superchannel transmission over few-mode fiber," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 24, pp. 3953-3964 (2012)
- [8.11] S. Randel, "Space division multiplexed transmission," *Proc. of OFC, Anaheim*, OW4F. 1 (2013)
- [8.12] P. Hausladen, R. Jozsa, B. Schumacher, M. D. Westmoreland, and W. K. Wootters, "Classical information capacity of a quantum channel," *Physical Review A*, vol. 54, no. 3, pp. 1869-1876 (1996)
- [8.13] B. Schumacher and M. D. Westmoreland, "Sending classical information via noisy quantum channels," *Physical Review A*, vol. 56, no. 1, pp. 131-138 (1997)
- [8.14] A. S. Holevo, "The capacity of the quantum channel with general signal states," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 1, pp. 269-273 (1998)
- [8.15] C. H. Bennett and P. W. Shor, "Quantum information theory," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 6, pp. 2724-2742 (1998)
- [8.16] M. Takeoka, H. Krovi, and S. Guha, "Achieving the Holevo capacity of a pure state classical-quantum channel via unambiguous state discrimination," *Proc. of IEEE International Symposium on Information Theory, Istanbul*, pp. 166-170 (2013)
- [8.17] M. Takeoka, S. Guha, and M. Wilde, "The squashed entanglement of a quantum channel," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 60, no. 8, pp. 4987-4998 (2014)

謝辞

本論文をまとめるに当たり、懇切なご指導を賜りました東京工業大学工学院水本哲弥教授に謹んで感謝の意を表します。また貴重なご教示、ご助言を頂戴しました同大学同学院西山伸彦准教授、同大学科学技術創成研究院荒井滋久教授、植之原裕行教授、庄司雄哉准教授に厚く感謝の意を表します。

本研究は日本電信電話株式会社において行われたものであり、多くの方々にご指導とご協力をいただきました。本研究の機会を与えていただくとともに、懇切なご指導をいただきました未来ねっと研究所川村龍太郎所長、フォトニックネットワーク研究部富澤将人部長に感謝申し上げます。また、常日頃よりご指導と有益なご助言をいただきました光処理方式研究グループ福德光師グループリーダー及び、研究のいろはをご指導いただきましたユビキタスデータ処理研究グループ社家一平グループリーダーに、心より感謝申し上げます。光伝送に関する数値シミュレーションや伝送実験に関し基礎からご指導いただきましたNTT エレクトロニクス米永一茂様、NTT 未来ねっと研究所犬塚史一主任研究員、伝送システム設計に関するご指導ならびにご助言をいただきました茨城大学那賀明准教授、NTT 未来ねっと研究所山崎悦史主任研究員、宮本裕上席特別研究員、NTT エレクトロニクス佐原明夫様、伝送実験に関してご協力いただきましたNTT 未来ねっと研究所川上広人研究主任、乾哲郎主任研究員、松浦暁彦研究主任、小林孝行主任研究員、濱岡福太郎主任研究員、NTT デバイスイノベーションセンタ橋詰泰彰主任研究員、吉松俊英主任研究員、山中祥吾主任研究員、NTT ネットワークサービスシステム研究所齋藤航平研究員に御礼申し上げます。また、研究を進めるに当たり課題整理にご協力いただいたNTT 未来ねっと研究所増田陽研究員、谷口寛樹研究員、学位取得に関するご助言を賜りましたNTT 未来ねっと研究所河合伸悟主任研究員、NTT 先端集積デバイス研究所山崎裕史特別研究員に感謝申し上げます。

本研究を進めるに当たり様々なご指導とご協力を賜りました全ての方々及び、学位取得のため大学院への入学を許し陰ながらに支えてくれた妻、折に触れ激励の言葉をくれた母、義父に、この場をお借りして厚く御礼申し上げます。

本研究に関連する研究業績

【学術誌（主著）】

- [1] S. Yamamoto, I. Shake, T. Kurahashi, Y. Tarui, W. Imajuku, Y. Tshukishima, K. Sasayama, O. Moriwaki, and M. Fukutoku, “Theoretical and experimental study of statistical- decision method for link-capacity adjustment,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 9, pp. 2864 – 2873 (2007)
- [2] S. Yamamoto, T. Yoshimatsu, H. Takara, T. Komukai, Y. Hashizume, H. Kubota, H. Masuda, M. Jinno, and A. Takada, “Influence of intrachannel crosstalk with frequency dependence on signal degradation in optical switch network,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 24, pp. 5716 – 5722 (2009)
- [3] S. Yamamoto, K. Yonenaga, A. Sahara, F. Inuzuka, and A. Takada, “Achievement of subchannel frequency spacing less than symbol rate and improvement of dispersion tolerance in optical OFDM transmission,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 1, pp. 157 – 163 (2010)
- [4] S. Yamamoto, K. Saito, F. Hamaoka, T. Matsuda, A. Naka, and H. Maeda, “Characteristics investigation of high-speed multi-carrier transmission using MIMO-based crosstalk compensation in homodyne detection scheme,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no.11, pp. 2824 – 2832 (2016)

【国際会議（主著）】

- [1] S. Yamamoto, I. Shake, T. Kurahashi, Y. Tarui, M. Fukutoku, W. Imajuku, and K. Sasayama, “Theoretical and experimental study of statistical decision method for link capacity adjustment in photonic IX,” *Proc. of OFC/NFOEC, Anaheim, OThQ5* (2007)
- [2] S. Yamamoto, I. Shake, T. Kurahashi, and Y. Tarui, “Traffic driven path capacity adjustment utilizing adaptive digital filter,” *Proc. of ECOC, Berlin*, 7. 5. 4 (2007)
- [3] S. Yamamoto, T. Yoshimatsu, H. Takara, T. Komukai, Y. Hashizume, H. Kubota, H. Masuda, M. Jinno and A. Takada, “Suppression of impairment due to intra-channel channel crosstalk using wavelength selective filter with broadband channel isolation,” *Proc.of IEEE LEOS Annual Meeting, Orange County, TuH3* (2008)
- [4] S. Yamamoto, K. Yonenaga, A. Sahara, F. Inuzuka, and T. Takara, “Experiment on optical OFDM transmission with frequency spacing of subchannels at 80%

- of symbol rate,” *Proc. of OECC, Hong Kong, ThJ4* (2009)
- [5] S. Yamamoto, K. Yonenaga, and T. Takahashi, “Suppression and compensation of linear/ nonlinear crosstalk for spectrum-overlapped signal in carrier-phase-locked WDM,” *Proc. of ECOC, Torino*, P4.01 (2010)
- [6] S. Yamamoto, S. Yamanaka, A. Matsuura, T. Kobayashi, A. Iwaki, M. Suzuki, T. Inui, T. Sakano, M. Tomizawa, Y. Miyamoto, T. Kotanigawa, and A. Maeda, “PMD tolerance of 100-Gbit/s digital coherent PDM-QPSK in DSF-installed field testbed,” *Proc. of OECC, Kaohsiung*, pp. 212 – 213 (2011)
- [7] S. Yamamoto, T. Inui, H. Kawahara, S. Yamanaka, T. Kawai, T. Ono, K. Mori, M. Suzuki, A. Iwaki, T. Kataoka, M. Fukutoku, T. Nakagawa, T. Sakano, M. Tomizawa, Y. Miyamoto, S. Suzuki, K. Murata, T. Kotanigawa, and A. Maeda, “Hybrid 40-Gb/s and 100-Gb/s PDM-QPSK DWDM transmission using real-time DSP in filed testbed,” *Proc. of OFC, Los Angeles, JW2A.4* (2012)
- [8] S. Yamamoto, K. Saito, A. Naka, H. Maeda, “Compatibility between nonlinear compensation and crosstalk compensation using MIMO processing in super-high-density multi-carrier transmission system,” *Proc. of ECOC, Valencia, Th.2.5.3* (2015)

【国内学会（主著）】

- [1] 山本秀人, 倉橋智彦, 樽井行保, 福德光師, 社家一平, 今宿互, 笹山浩二, “光 IX における TDM/光パス連携可変容量技術の検証,” 信学会総合大会 (2006)
- [2] 山本秀人, 社家一平, 倉橋智彦, 樽井行保, “適応デジタルフィルタを用いたパス容量増減判断法,” 信学会総合大会 (2007).
- [3] 山本秀人, 吉松俊英, 高良秀彦, 小向哲郎, 橋詰泰彰, 久保田寛和, 増田浩次, 神野正彦, 高田篤, “広帯域なチャネル抑圧比を有する波長選択フィルタによるチャネル内クロストークの抑圧” 信学会ソサイエティ大会 (2008)
- [4] 山本秀人, 米永一茂 佐原明夫, 犬塚史一, 高田篤, “シンボルレートより小さなサブキャリア周波数間隔を有する光 OFDM 伝送実験,” 信学会ソサイエティ大会 (2009)
- [5] 山本秀人, 米永一茂, 佐原明夫, 犬塚史一, 高田篤, “光 OFDM 信号における狭帯域化の実現と波長分散耐力の改善,” 信学会 OCS 研究会 (2009)
- [6] 山本秀人, 米永一茂, 高橋哲夫, “スペクトル重なりを有する高密度 WDM 伝送における光搬送波位同期の影響,” 信学会総合大会 (2010)
- [7] 山本秀人, 米永一茂, 高橋哲夫, “スペクトル重なりを有する高密度 WMD 伝送における光搬送波位同期と予等化を用いた線形・非線形クロストークの抑圧と補

償,” 信学会総合大会 (2011)

- [8] 山本秀人, 乾哲郎, 川上広人, 山中祥吾, 坂野寿和, 河合武司, 小野隆, 岩城亜弥子, 中川匡夫, 小谷川喬, “敷設ファイバを用いたリアルタイム 40G/100G PDM-QPSK 混在 DWDM フィールド伝送実験,” 信学会総合大会 (2012)
- [9] 山本秀人, 乾哲郎, 川上広人, 山中祥吾, 坂野寿和, 河合武司, 小野隆, 岩城亜弥子, 中川匡夫, 小谷川喬, “商用敷設ファイバから構成されるフィールド環境における 40G/100G 混在 PDM-QPSK リアルタイム DWDM 伝送特性評価,” 信学会 OCS 研究会 (2012)
- [10] 山本秀人, 齋藤航平, 那賀明, 前田英樹, “MIMO 処理による信号間クロストーク補償を用いた超高密度マルチキャリア偏波多重 QPSK 信号の伝送特性評価,” 信学会総合大会 (2015)

【外部表彰】

- [1] Optoelectronics and Communications Conference (OECC2011) Best Paper Award
- [2] 2011 年度電子情報通信学会 学術奨励賞
- [3] 2015 年度電子情報通信学会 業績賞「大容量レイヤ統合トランスポートシステムの研究開発」(那賀明氏, 山崎悦史氏とともに共同受賞) (2016 年 5 月)