



HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	IM-DD伝送方式のAPN適用に向けた伝送距離拡大の研究
Author(s)	田中, 康就
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(工学)
Dissertation Number	甲第16995号
Issue Date	2026-03-25
DOI	https://doi.org/10.14943/doctoral.k16995
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/99839
Type	doctoral thesis
File Information	Tanaka_Yasunari.pdf, 全文



博士論文

IM-DD 伝送方式の APN 適用に向けた
伝送距離拡大の研究

北海道大学大学院情報科学院

田中 康就

目次

目次.....	I
第 1 章 序論.....	1
1-1 研究背景	1
1-1-1 光通信の変遷.....	1
1-1-2 家庭向け光アクセスシステム（PON システム）の概要.....	2
1-1-3 データセンタを活用したサービス需要の高まり	3
1-1-4 大容量・低遅延・低消費電力・プロトコルフリーネットワークの 要求.....	4
1-1-5 新たな光通信基盤となるオールフォトニクスネットワーク（APN）の概要.....	5
1-2 本研究の目的および課題	7
1-2-1 はじめに.....	7
1-2-2 伝送距離拡大に関する課題.....	7
1-2-3 制御信号のプロトコルフリー化及び制御信号の抽出に関する課題	7
1-3 本論文の概要	8
1-4 参考文献	10
第 2 章 IM-DD 伝送方式を APN に適用する際の技術課題.....	14
2-1 はじめに	14
2-2 強度変調直接検波（IM-DD）伝送方式の概要.....	14
2-3 IM-DD 伝送方式を適用した光アクセスシステム	15
2-4 APN への IM-DD 伝送方式の適用における技術課題	15
2-4-1 波長分散.....	15
2-4-2 プロトコルフリー伝送.....	20
2-5 まとめ	20
2-6 参考文献	21
第 3 章 零分散波長推定技術の検討	24
3-1 はじめに	24
3-2 波長分散への対処	24
3-3 零分散波長推定技術の原理	25
3-4 伝送実験による零分散波長推定技術の検証.....	26
3-4-1 波長分散に起因するノッチ周波数の確認	26
3-4-2 伝送実験.....	36
3-5 結論	42
3-6 参考文献	43

第4章 零分散波長推定技術の光アクセスシステムへの適用	45
4-1 はじめに	45
4-2 零分散波長推定技術をシステムへ適用する際の課題	45
4-3 ファイバパラメータ無依存の零分散波長推定手法の検討	47
4-3-1 提案手法の原理	47
4-3-2 実験構成	50
4-3-3 実験結果	50
4-4 トランシーバへの実装可否の検討	55
4-5 伝送前の周波数スペクトルの汎用化の検討	60
4-6 最小受信感度におけるノッチ周波数の取得の可否	63
4-7 ノッチ周波数と波長分散ペナルティの関係	65
4-8 零分散波長推定技術の光アクセスシステムへ適用する際の運用フロー	67
4-9 一心双方向伝送への拡張の検討	68
4-10 まとめ	75
4-11 参考文献	76
第5章 長距離伝送用デバイスへの制御信号の重畳の検討	77
5-1 はじめに	77
5-2 プロトコルフリー通信のための AMCC 信号の利用の提案	77
5-3 APN の光直結における AMCC 信号の途中抽出方法の提案	80
5-4 SOA 集積型 EA-DFB レーザへ AMCC 信号を重畳する方式の提案と課題	81
5-5 AMCC 信号の光重畳方式と電気重畳方式	84
5-5-1 実験構成	84
5-5-2 実験結果	85
5-6 APN における主信号と制御信号の長距離伝送	91
5-6-1 実験構成	91
5-6-2 実験結果	92
5-7 まとめ	94
5-8 参考文献	95
第6章 結論	96
謝辞	98
発表論文	99

第1章 序論

1-1 研究背景

1-1-1 光通信の変遷

光通信技術は、情報通信分野における最も重要な技術の一つとして社会基盤の基礎、発展に大きく貢献している。光通信技術とは、情報を 0 及び 1 で表現されるデジタル信号に変換し、それを光信号として光ファイバを通じて伝送する通信技術である。この方式は、電気信号に比べて桁違いの帯域幅と低損失を実現することから、長距離・大容量通信を支える基盤技術として確立されている。

光通信の概念は 1960 年代に遡る。1960 年に Maiman によって世界初のレーザが発明され、安定した光源としての可能性が示された [1]。しかし当初、光信号を長距離にわたって伝送するための媒体は存在せず、空气中伝搬やレンズ系光路では損失が極めて大きく、実用化には至らなかった。その転機となったのが、1966 年に英国の Charles K. Kao と George A. Hockham による「光ファイバ通信の可能性」の提案である [2]。Kao は、光ファイバの損失を 20 dB/km 以下に低減できれば光通信が実現可能であることを理論的に示し、この研究は光通信時代の幕開けとされた。1970 年には Corning 社の Kapron らが世界で初めて 20 dB/km を下回る低損失光ファイバを報告し [3]、光通信の実現への道が開かれた。同時期に半導体レーザ（特に InGaAsP 系レーザ）の研究が進展し、安定した単一波長光を生成できる光源として通信用途に適用可能となった [4]。これら光ファイバ技術とレーザ技術の両輪の進歩が、光通信を現実のものとしたのである。1980 年代には、光ファイバの製造技術や接続技術、光検出器（PIN フォトダイオード、APD）などの受信技術が急速に発展し、商用光通信システムが実用化された。特に、単一モードファイバの登場は、長距離通信における分散の影響を低減し、広帯域化を実現する上で大きなブレークスルーとなった。また、波長多重（WDM: Wavelength Division Multiplexing）技術の登場により、複数の波長を同一ファイバに多重化することが可能となり、通信容量は飛躍的に向上した [5]。1990 年代から 2000 年代にかけては、光増幅器（特に Er ドープファイバアンプ: EDFA）の実用化が進み、光信号を電気信号に変換することなく中継・増幅できるようになった [6]。これにより、光通信ネットワークの長距離化と信頼性向上が同時に達成された。また、デジタル信号処理（DSP）技術の進展により、偏波多重、位相変調、コヒーレント検波などの高度な変調・復調方式が実現され、超大容量・超長距離通信の時代へと進化した [7-9]。

近年では、400 Gbit/s や 800 Gbit/s といった超高速伝送技術の実用化に加え、データセンタ間接続（DCI: Data Center Interconnect）や、5G/6G ネットワークを支えるメトロ・アクセスネットワークにおける光通信の適用が急速に拡大している [10]。また、光電子融合技

術（Silicon Photonics）による小型・低消費電力デバイスの開発も進み、光通信はもはや長距離通信のみならず、デバイスレベル・チップ間通信にまで広がりつつある [11]。

このように、光通信技術は「光ファイバ技術」「レーザ光源技術」「光受光デバイス」「光信号処理技術」の進化の積み重ねによって発展してきた。今後も、社会のデジタル化・クラウド化・AI 化が進展する中で、光通信のさらなる高性能化・高効率化は不可欠であり、その基盤技術に関する研究開発は引き続き極めて重要である。このようにして、光通信技術は現在のインターネット社会を支えている。

1-1-2 家庭向け光アクセスシステム（PON システム）の概要

実際の光通信技術を一般ユーザがインターネットサービスを利用するにあたっては、家庭向けの光アクセスシステムに着目すると、Fiber to the Home（FTTH）が広く利用されている [12, 13]。図 1-1 に FTTH を利用したネットワーク構成を示す。FTTH では、通信事業者の局舎から各家庭まで光ファイバを直接敷設し、局舎内に設置された局側装置と、ユーザ宅内に設置される加入者装置との間で光信号を用いた通信を行う。これにより、利用者は通信キャリアのネットワークを経由してインターネットに接続できる。光ファイバを用いる FTTH は、無線やメタル回線（DSL 等）と比較して極めて大容量かつ低遅延の通信が可能であるという優位性がある。しかし、光ファイバを各家庭まで敷設するため、1 ユーザが局舎から家庭までを専用の光ファイバで占有する構成や、1 ユーザが局側装置を占有する構成では、設備コストが高くなるという課題がある。一方で、一般家庭の通信トラフィックは常時大容量を必要としない場合が多いため、光ファイバの利用効率の観点で課題がある。この問題を解決するため、FTTH では複数ユーザが 1 本の光ファイバおよび局側装置を共有する方式が採用されており、これが Passive Optical Network（PON）システムである [13]。PON システムでは、局側に Optical Line Terminal（OLT）、ユーザ側に Optical Network Unit（ONU）を配置し、途中に設けられた光スプリッタを介して 1 つの OLT に複数の ONU を接続する。これにより、伝送路および局側設備の共用化が可能となり、ユーザ 1 人あたりのコストを大幅に削減できる。このような 1 対多の接続構成は Point-to-Multipoint（P2MP）接続と呼ばれ、コスト効率を重視するアクセスネットワークで一般的に採用されている。図 1-2 に日本国内における固定系ブロードバンドサービス等の契約数推移を示す [14]。FTTH は 2003 年ごろから急激に普及しており、2024 年度末時点では国内世帯におけるカバー率は 97.08%と極めて高く、全国的に高速で安定した光アクセスサービスが普及している [15]。このような発展により、近年ではインターネットを介して提供されるサービスの多様化と高機能化が急速に進展している。

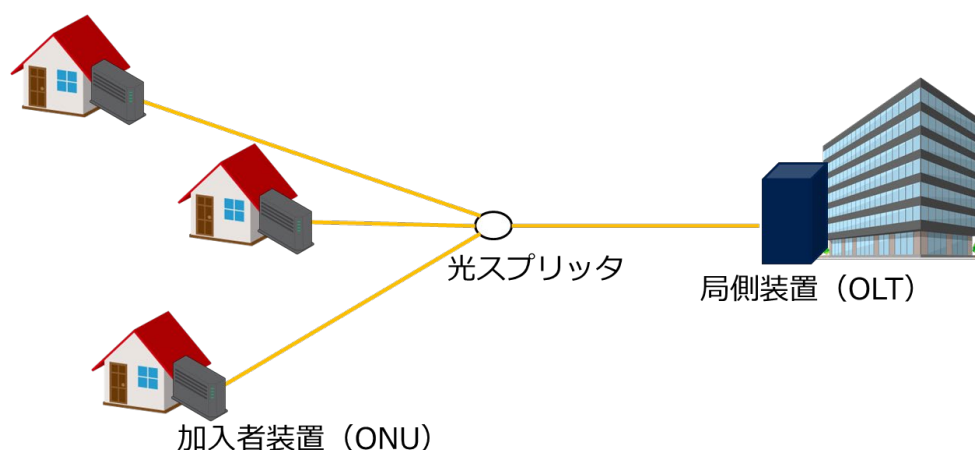


図 1-1 FTTH を利用したネットワーク構成.

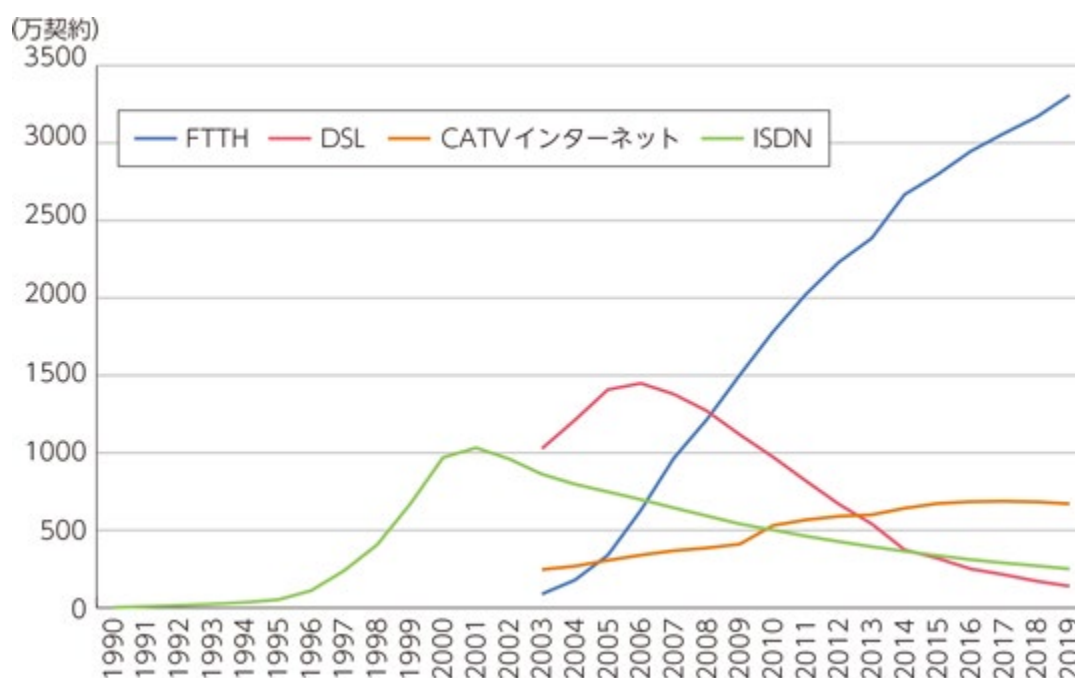


図 1-2 固定系ブロードバンドサービス等の契約数推移 [14].

<https://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/r03/html/nd102100.html>

1-1-3 データセンタを活用したサービス需要の高まり

インターネットを介して提供される多様なサービスをユーザが利用する際には、通信ネットワークを通じてサービス提供事業者が保有するサーバにアクセスする必要がある。従来は、事業者は自社内にサーバを設置・運用する構成が一般的であったが、現在では大規模なデータセンタの設備を活用するケースが主流となっている [16]。データセンタには多数の計算機資源や大容量ストレージが集約されており、利用者は必要に応じてこれらを仮想的に組み合わせ、柔軟なサーバ環境を構築することが可能である。クラウドコンピュー

ティングの発展とともに、このような仮想化基盤を用いた「サービスとしてのコンピューティング（XaaS）」が拡大し、企業は需要変動に応じてシステム規模を柔軟に拡張・縮小できるようになった [17]。さらに、保守やセキュリティ管理をデータセンタ事業者に委ねることにより、サービス提供者は自社の人的・技術的リソースを本来業務に集中できるという利点がある。加えて、近年のデータセンタは人工知能（AI : Artificial Intelligence）や機械学習向けの高性能 GPU サーバ群を備えており、これらを利用することで企業は大規模データ解析や生成 AI 技術を迅速に導入できる環境が整っている [18]。ChatGPT をはじめとする生成 AI の普及は、データセンタが単なる計算・記憶リソースの提供拠点に留まらず、知的処理のプラットフォームとして社会インフラ化していることを示している。今後も AI や IoT、メタバースなどの分野でデータセンタの重要性は一層高まることが予想される。

1-1-4 大容量・低遅延・低消費電力・プロトコルフリーネットワークの

要求

1-1-3 節で述べたデータセンタの大規模化における課題も生じている。計算資源の集中は地政学的リスクの増大や電力需要の局所集中を引き起こし、災害発生時のサービス停止リスクを高める要因ともなる。これを受け、近年ではデータセンタを小規模化し、地理的に分散配置する「分散型データセンタアーキテクチャ」への移行が進められている [19, 20]。このような構成では、利用者の近傍に設置された小型データセンタ（エッジデータセンタ）がデータの一次処理を担い、上位の中継網に流れるトラフィックを削減することができる。また、地域分散により、電力や災害リスクの分散化も実現可能である。しかし、分散配置された複数のデータセンタを統合的に制御・連携させるためには、高速かつ低遅延で信頼性の高いネットワークが不可欠である。特に、広域に分布するデータセンタ間を接続して仮想的に一体化するには、キャリアネットワークの大容量化・低遅延化が重要な課題となる。通信キャリアが保有する広域光ネットワークは、分散データセンタの相互接続に適した基盤として期待されており、今後のキャリアネットワークは「データセンタ収容型インフラ」としての役割を強化していくことが求められている。

また、サービスの拡大に伴って、従来ネットワークへ繋がっていなかった様々なデバイスが繋がることになり、新たなサービスが創出されている。代表的なものとして、サイバーフィジカルシステムやスマートファクトリー、遠隔医療、自動運転などである [21-24]。このようなサービスが創出されるにあたり、それぞれのデバイスにおいてプロトコルが異なるネットワークで通信されている。一方で、これらのデバイスで収集したデータを処理して制御を行う場合は、プロトコルフリーなネットワークにする必要がある。また、サービスによってはスケールアップに伴い大量のデバイスを使用することが想定されるため、個々のデバイスにおける消費電力も削減してネットワーク接続を実現する必要がある。

このような潮流を背景に、ネットワークには単に大容量・高信頼性だけでなく、データセンタやサービス形態の多様化に伴い、大容量・低遅延・低消費電力・プロトコルフリーネットワークが求められている。

1-1-5 新たな光通信基盤となるオールフォトニクスネットワーク（APN）

の概要

1-1-4 節で述べたような様々なサービスに対応可能な大容量・低遅延・低消費電力・プロトコルフリーな新たな通信基盤を確立するため、NTT は IOWN（Innovative Optical and Wireless Network）構想を提案した [25]。IOWN の主な目的は、大容量・低遅延・低消費電力の通信およびコンピューティング基盤の構築と、その基盤上で提供される多様な新サービスの実現である。

IOWN の構成要素の一つである APN（All-Photonics Network）は、光波長多重（WDM）ネットワークによるフォトニクススペースのデータ転送を基本概念としている。APN では、インターネットプロトコル（IP）ベースのネットワークなど、従来のプロトコル依存型ネットワークで行われていた集約やルーティングなどの電氣的処理を最小限に抑えることで、消費電力と遅延の削減を図り、直接的な光接続を実現する。これにより、従来は電気スイッチ（SW）の帯域幅によって制限されていた伝送容量を飛躍的に向上させることが可能となる [26, 27]。

さらに、APN は IP ネットワーク、光伝送ネットワーク、Ethernet などのプロトコルに依存しない多様なネットワークサービスを提供可能であり、データ中心型アーキテクチャの実現に向けて、各種機能の統合が可能となる。

APN は、ローカルフルメッシュネットワークのエッジに配置された複数の光ゲートウェイ（Ph-GW: Photonic Gateway）と、ローカルフルメッシュネットワークとコアフルメッシュネットワークの境界に配置された複数の光交換機（Ph-EX : Photonic Exchange）で構成される [26-29]。図 1-3 に APN の構成を示す。Ph-GW は、アクセスネットワークに接続された多様なユーザ端末をプロトコルに依存せずに APN へ接続する機能を有し、APN コントローラによる波長割り当てにより、各ユーザ端末およびサービスに対して個別の波長を割り当てることで、高速・大容量・低遅延のエンドツーエンド光パスを提供する。

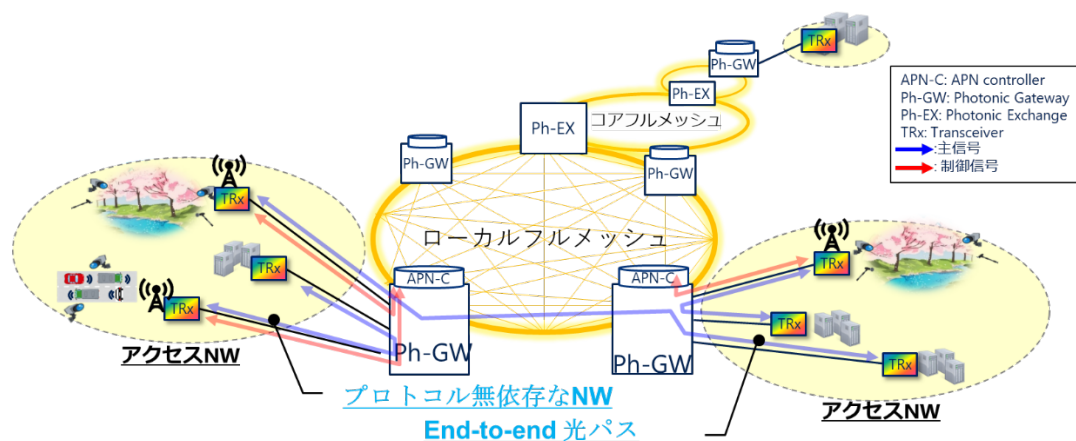


図 1-3 APN の構成

2023 年 3 月にはユーザ間でエンドエンドの光直結による大容量・低遅延の APN サービスが開始された [30]。このサービスにおける伝送容量は 100 Gbit/s で月額 200 万円程度の料金である。一方で、一般家庭向けに提供されている PON サービスが 1 Gbit/s で月額数千円であり、PON サービスと比較すると APN サービスの利用料金は高く、現状ではユーザが限定される課題がある。そのため、今後の本格的な普及に向けては経済的な APN の実現が求められる。

現在の APN におけるネットワークコストが高い要因の一つとしてトランシーバ価格が挙げられる。現在の APN サービスでは、大容量・超長距離伝送を想定し、デジタルコヒーレント伝送方式の光トランシーバが使用されている [31]。デジタルコヒーレント伝送は、1 波長あたり 100 Gbit/s 以上の信号を 1 万 km 以上の伝送を実現可能な方式である。一方で、従来の PON サービスなどで使用されている数十 km 以内の伝送距離に対応した強度変調直接検波(IMDD: Intensity Modulation and Direct Detection)方式は、デジタルコヒーレント方式に比べて低コストで低消費電力である [32]。このため、伝送速度や伝送距離の要求が比較的緩いユーザに対しては IMDD 方式を適用することで経済的な APN を実現できる可能性がある。

1-2 本研究の目的および課題

1-2-1 はじめに

本研究では、現在の APN サービスの経済化を実現することを目標に、IM-DD 伝送方式の APN 適用に向けた研究を行う。現在の APN で使用されているデジタルコヒーレント方式よりも低コストかつ低消費電力の IM-DD 伝送方式を APN に適用可能にすることで、10 Gbit/s から 100 Gbit/s 程度のサービスを数十 km 以内で利用するユーザに対する利用料金を抑えることを目指す。しかしながら、IM-DD 伝送方式を APN に適用にあたり、大きく 2 つの課題がある。

1-2-2 伝送距離拡大に関する課題

第一に、伝送距離に関する課題である。IM-DD 伝送方式はデジタルコヒーレント伝送方式よりも伝送距離が制限される。光信号が光ファイバ中を伝搬するにあたり、波長分散（CD: Chromatic Dispersion）が生じる [33]。波長分散は、光ファイバ中で異なる波長の光が異なる速度で伝搬する現象であり、光信号の時間波形（パルス）を広げ、隣接シンボル間の干渉（ISI: Inter-Symbol Interference）を引き起こす。デジタルコヒーレント伝送方式はこの波長分散による波形劣化を完全に補償できるが、IM-DD 伝送方式ではこの波長分散による波形劣化を完全に補償することが困難であるため、デジタルコヒーレント伝送方式よりも伝送距離が制限される。伝送速度が 1 Gbit/s 程度で PON システムのように伝送距離が 20 km 以内であれば、この波長分散による波形劣化の影響はビット幅が大きいと軽微で済んでいた。一方で、APN では従来よりも高速信号である 10 Gbit/s から 100 Gbit/s 程度の信号が想定される。さらに途中の光電変換を行わずエンドエンドで直接光接続するため、伝送距離も従来よりも拡大することが想定される。このため、主信号、制御信号ともに長距離伝送を実現することが課題となる。

1-2-3 制御信号のプロトコルフリー化及び制御信号の抽出に関する課題

第二に、制御信号のプロトコルフリー化に関する課題である。APN は IP ネットワーク、光伝送ネットワーク、Ethernet などのプロトコルに依存しない多様なネットワークサービスを提供可能とするため、プロトコルに依存しない制御信号を伝送する必要がある [28]。また、従来の方式は In-band 方式と呼ばれ、主信号フレームの中に制御信号をいれる方式が使用されており、ルーターなどで光電変換する際にフレーム処理を行うことで制御信号を取り出していた。一方で、APN では途中の光電変換を行わないため、フレーム内の制御信号を取り出すことができないという問題がある。このため、制御信号をプロトコルフリーで伝送し、さらにその制御信号を途中で抽出する方法を検討することが課題となる。

1-3 本論文の概要

本研究は全6章からなる。

第1章では、光通信の変遷から始まり、多種多様なサービスの拡大に伴い、新たな通信基盤となるAPNの概要、およびその経済化に向けた方針について述べた。また、伝送方式に着目するにあたり、経済的なIM-DD伝送方式をAPNに適用するにあたり、伝送距離拡大に関する課題と制御信号のプロトコルフリー化に関する課題について説明した。

第2章では、IM-DD伝送方式の概要を説明する。IM-DD伝送方式の原理及びシステムへの適用例について述べる。また、IM-DD伝送方式で伝送距離が制限される要因となる波長分散についても述べ、従来技術についても整理する。

第3章では、IM-DD伝送方式で伝送距離が制限される課題を解決するため、波長分散を低減するための零分散波長推定技術の提案を行う。光ファイバには波長分散が零になる零分散波長が1点だけ存在するが、その値を推定する必要があることを説明する。次に、光ファイバの零分散波長を推定し、発振波長を零分散波長に合わせることで波長分散を低減する提案手法を理論的に示し、実機でも確認する。

第4章では、3章で述べた零分散波長推定技術を零分散波長推定技術の光アクセスシステムへ適用することを提案する。零分散波長推定技術を実運用上で利用するにあたっての課題を整理し、それぞれの課題への解決策を示す。

第5章では、APNにおける制御信号のプロトコルフリー化、光直結における制御信号の抽出方法及び長距離伝送を同時に解決するための制御信号の重畳方法及びネットワーク構成の提案を行う。プロトコルフリーな制御信号を実現する方法として、従来の主信号フレームに制御信号を重畳するIn-band方式とは異なり、主信号とは別の信号として重畳するOut-band方式であるAMCC信号の利用を提案する。また、APNにおける長距離伝送を実現するためにはバジェットの拡大が必要であるため、送信器には半導体光増幅器が集積されたデバイスの利用が候補となるが、このデバイスに対して上記のAMCC信号を重畳する際に電気重畳方式と光重畳方式の2つの方式が考えられる。この2つの方式において、どちらが信号品質の観点で優れているかを実機で確認し、APNに適用する送信側の手法を提案する。さらに、重畳したAMCC信号をAPNコントローラで受信し、主信号をユーザまで伝送するネットワーク構成を提案する。さらに、そのネットワーク構成で主信号と制御信号の伝送距離を最大限にする手法についても実機で確認する。

最後に第6章で結論を述べる。

以上のように、本研究では経済的なIM-DD伝送方式をAPNに適用するにあたり、伝送距離拡大に関する課題と制御信号のプロトコルフリー化に関する課題の2つについて検討する。一つ目の検討では、IM-DD伝送方式で課題となる波長分散による波形劣化を解決するため、波長分散自体を低減する零分散波長推定技術を提案し、理論と実機の双方で検討する。二つ目の検討では、APNにおける長距離伝送を実現しつつ制御信号のプロトコルフリー化を同時に解決するための制御信号の重畳方法及びネットワーク構成の提案を行う。

制御信号として使用する AMCC 信号を長距離用デバイスに重畳する際の最適な重畳方式を信号品質の観点で実機により確認する。また、ネットワークを管理する APN コントローラ側で制御信号を受信すると同時に主信号をユーザまでエンドエンドの光直結で接続する APN のネットワーク構成を提案する。さらに、主信号の主信号と制御信号の伝送距離を最大限にすることを目指す。

1-4 参考文献

- [1] T. H. Maiman, "Stimulated optical radiation in ruby masers," *Nature*, vol. 187, no. 4736, pp. 493–494, Jul. 1960.
- [2] K. C. Kao and G. A. Hockham, "Dielectric-fibre surface waveguides for optical frequencies," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 113, no. 7, pp. 1151–1158, Jul. 1966.
- [3] F. P. Kapron, D. B. Keck, and R. D. Maurer, "Radiation losses in glass optical waveguides," *Applied Physics Letters*, vol. 17, no. 10, pp. 423–425, Nov. 1970.
- [4] I. Hayashi, M. B. Panish, P. W. Foy, and S. Sumski, "Junction lasers which operate continuously at room temperature," *Applied Physics Letters*, vol. 17, no. 3, pp. 109–111, Aug. 1970.
- [5] H. Ishio, J. Minowa, and K. Nosu, "Review and status of wavelength-division-multiplexing technology and its application to optical networks," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 2, no. 4, pp. 448–463, Aug. 1984.
- [6] E. Desurvire, J. R. Simpson, and P. C. Becker, "High-gain erbium-doped traveling-wave fiber amplifier," *Optics Letters*, vol. 12, no. 11, pp. 888–890, Nov. 1987.
- [7] E. M. Ip and J. M. Kahn, "Fiber Impairment Compensation Using Coherent Detection and Digital Signal Processing," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 502–519, Feb. 15, 2010.
- [8] 財団法人機械システム振興協会, "コヒーレント光通信システムに関する調査研究報告書 – 要旨 –, 2010.
<https://hojo.keirin-autorace.or.jp/seikabutu/seika/21nx/bhu/zp/21-10koho-07.pdf>
- [9] 宮本裕, 吉野修一, 岡田顕, "将来の大容量通信インフラを支える超高速通信技術", *NTT 技術ジャーナル*, vol. 19, no. 3, pp. 10–15, 2019 年.
<https://journal.ntt.co.jp/wp-content/uploads/2020/06/JN20190308-1.pdf>
- [10] Ethernet Alliance, "2024 Ethernet Roadmap"
<https://ethernetalliance.org/wp-content/uploads/2024/03/2024-Ethernet-Roadmap-Digital-Version-March-2024.pdf>
- [11] D. Thomson, A. Zilkie, J. E. Bowers, T. Komljenovic, G. T. Reed, L. Vivien, D. Marris-Morini, E. Cassan, L. Viot, J.-M. Fédéli, J.-M. Hartmann, J. H. Schmid, D.-X. Xu, F. Boeuf, P. O'Brien, G. Z. Mashanovich, and M. Nedeljkovic, "Roadmap on silicon photonics" *Journal of Optics*, vol. 18, no. 7, 073003, Jun. 2016.
- [12] Dawid Nowak and John Murphy, "FTTH: The Overview of Existing Technologies", in *Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE)*, 2005.

- [13] NTT アクセスサービスシステム研究所, "GE-PON 技術", NTT 技術ジャーナル, vol. 17, no. 8, pp. 71-74, 2005.
<https://journal.ntt.co.jp/backnumber2/0508/files/jn200508071.pdf>
- [14] 総務省, 「固定系ブロードバンドサービス等の契約数推移」, 2021 年.
<https://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/r03/html/nd102100.html>
- [15] 総務省, 「FTTH 世帯カバー率の推移(全国)」, 2024 年 .
https://www.soumu.go.jp/main_content/001025310.pdf
- [16] NTT 東日本, 「データセンターとは 情報システム担当者向けに基礎知識を徹底解説」, 2022 年 12 月.
<https://business.ntt-east.co.jp/service/coworkstorage/column/datacenter/index.html>
- [17] Intra-mart, 「XaaS のメリットから代表的な種類までをご紹介します」, 2022 年 6 月.
<https://www.intra-mart.jp/im-press/useful/xaas>
- [18] K. Hazelwood, S. Bird, D. Brooks, S. Chintala, U. Diril, D. Dzhulgakov, M. Fawzy, B. Jia, Y. Jia, A. Kalro, J. Law, K. Lee, J. Lu, P. Noordhuis, M. Smelyanskiy, L. Xiong, and X. Wang, "Applied Machine Learning at Facebook: A Datacenter Infrastructure Perspective," *2018 IEEE International Symposium on High Performance Computer Architecture (HPCA)*, Vienna, Austria, pp. 620-629, 2018.
- [19] G. Pujolle, A. Azzouni and T. M. T. Nguyen, "An Intelligent Edge Embedded Data Center," 2024 IEEE 13th International Conference on Cloud Networking (CloudNet), Rio de Janeiro, Brazil, pp. 1-5, 2024.
- [20] M. Y. uddin and S. Ahmad, "A Review on Edge to Cloud: Paradigm Shift from Large Data Centers to Small Centers of Data Everywhere," 2020 International Conference on Inventive Computation Technologies (ICICT), Coimbatore, India, pp. 318-322, 2020.
- [21] Y. Zhou, F. R. Yu, J. Chen and Y. Kuo, "Cyber-Physical-Social Systems: A State-of-the-Art Survey, Challenges and Opportunities," in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 22, no. 1, pp. 389-425, 2020.

- [22] T. Padmashree and S. S. Nayak, "5G Technology for E-Health," 2020 Fourth International Conference on I-SMAC (IoT in Social, Mobile, Analytics and Cloud) (I-SMAC), Palladam, India, pp. 211-216, 2020.
- [23] P. M. Joe Prathap, M. D. Kumar, K. U. Kiran, M. V. Sai Praneeth, L. S. Beevi and W. V. Dani, "Advancements in Autonomous Vehicle Object Detection and Tracking Systems," 2024 5th International Conference for Emerging Technology (INCET), Belgaum, India, pp. 1-8, 2024.
- [24] P. A. Okeme, A. D. Skakun and A. R. Muzalevskii, "Transformation of Factory to Smart Factory," 2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus), St. Petersburg, Moscow, Russia, pp. 1499-1503. 2021.
- [25] 岩科 滋, 荒金 陽助, 南端 邦彦, 進藤 勝志, 藤原 正勝, "IOWN (Innovative Optical and Wireless Network) 構想実現に向けた取り組み", NTT 技術ジャーナル, 特集号, pp. 34-37, 2020.
- [26] 齊藤純一郎, 茶木悠紀子, "APN サービス提供に向けた取り組み", NTT 技術ジャーナル, vol. 35, no. 7, 2023.
- [27] H. Kawahara, T. Seki, S. Suda, M. Nakagawa, H. Maeda, Y. Mochida, Y. Tsukishima, D. Shirai, T. Yamaguchi, M. Ishizuka, Y. Kaneko, K. Koshiji, K. Honda, T. Kanai, K. Hara, and S. Kaneko, "Optical Full-mesh Network Technologies Supporting the All- Photonics Network", NTT Technical Review, vol. 18, no. 5, pp.24-29, 2020.
- [28] K. Honda, T. Kanai, Y. Tanaka, K. Hara, S. Kaneko, J. Kani, and T. Yoshida, "Photonic Gateway for Direct and Protocol-Independent End-to-End User Connections," 2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), San Francisco, CA, USA, pp. 1-3, 2021.
- [29] T. Kanai, S. Kaneko, K. Hara, J. Kani and T. Yoshida, "In-Line Protocol-Independent Control and Management Method in End-to-End Optical Connections via Photonic Gateway," 2021 European Conference on Optical Communication (ECOC), Bordeaux, France, pp. 1-4, 2021.
- [30] 日経クロステック, 「超低遅延 100Gbps サービスが月額 198 万円、NTT の IOWN サービスが始動」, 2023 年 3 月 6 日.
<https://xtech.nikkei.com/atcl/nxt/column/18/01537/00721/>

- [31] 日本電信電話株式会社, NTT コミュニケーションズ株式会社, "オープン仕様に基づく IOWN APN において 1Tbps 級光ネットワークの自動設定を実現～光波長回線をオンデマンドに即時に提供する技術を OFC2025 で実演～", 2025 年 3 月 31 日.
<https://group.ntt.jp/newsrelease/2025/03/31/250331a.html>
- [32] BUSINESS NETWORK, "IOWN APN を「より経済的に」 つくばフォーラム 2025 に見る光通信の進化", 2025 年 5 月 16 日.
<https://businessnetwork.jp/article/27457/>
- [33] Y. Tanaka, K. Hara, T. Kanai, S. Kanazawa, T. Shindo, M. Nada, H. Nakamura, J. Kani, K. Sano, and T. Yoshida, "Zero-Dispersion Wavelength Estimation and Optimization Method for Penalty-Free and Equalizer-Free 53-Gbps/ λ IM-DD Transmission Over 100 Km," in Journal of Lightwave Technology, vol. 42, no. 6, pp. 1844-1852, 15 March 15, 2024.

第2章 IM-DD 伝送方式を APN に適用する際の技術課題

2-1 はじめに

本章では、強度変調直接検波（IM-DD: Intensity Modulation and Direct Detection）伝送方式の概要と、それをオールフォトニクスネットワーク（APN）へ適用する際の技術課題について検討する。始めに、IM-DD 伝送方式の基本原則、変調方法（直接変調・外部変調）、およびシステム構成の利点について述べる。次に、IM-DD 伝送方式が従来の光アクセスシステム、特に PON システムにおいて中核技術として採用されてきた背景と、APN における役割について述べる。さらに、APN で要求される高速・長距離伝送を実現する上で主要な技術課題となる波長分散について、その原理と信号品質への影響を説明する。また、従来の制御信号伝送で用いられる In-band 方式に触れ、APN が目指すプロトコルフリー伝送において、この方式が適用困難となる課題を明らかにする。

2-2 強度変調直接検波（IM-DD）伝送方式の概要

IM-DD 方式は、光通信システムにおいて最も基本的かつ広く用いられている伝送方式の一つである。IM-DD 方式では、送信したい電気信号を光強度（光パワー）の変化として光源に印加し、光検出器により受光した光強度を電気信号として直接検波する。図 2-1 に電気信号と出力される光信号の関係を示す。これにより、光の振幅強度から 01 信号を取得することが可能となる。また、光波の位相や周波数を利用しない点も特徴のひとつである。

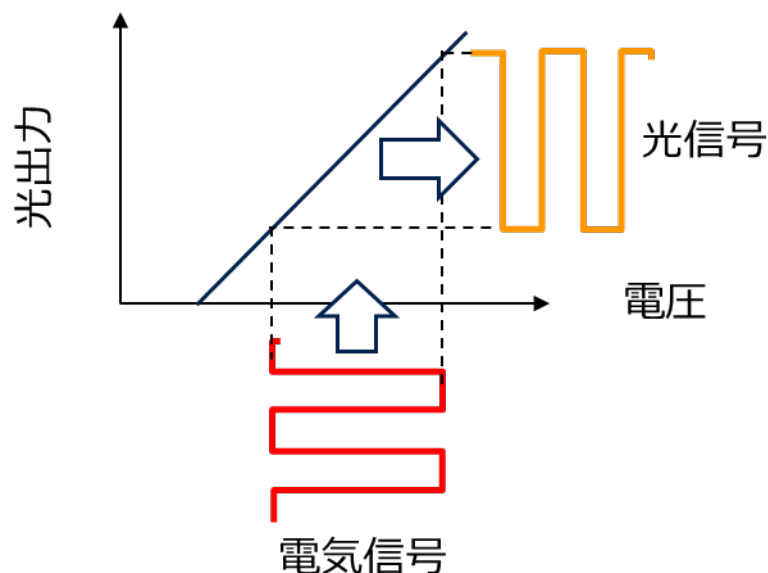


図 2-1 電気信号と出力される光信号の関係

この方式の最大の利点として、システム構成が簡易であり低コストに実現できる点が挙げられる。変調・検波において複雑な光干渉や位相制御を必要としないため、装置構成を小型化・低消費電力化しやすく、大量導入が求められるアクセス系や短距離伝送に適して

いる。光源としては、ファブリ・ペロー型レーザ（FP-LD）、分布帰還型レーザ（DFB-LD）などがあり、受信器としては、PIN フォトダイオードまたはアバランシェフォトダイオード（APD）などがある [1-3]。IM-DD 方式における変調手法は、大きく直接変調方式（DM: Direct Modulation）と外部変調方式（EM: External Modulation）の2つに分類される。直接変調方式では、半導体レーザの駆動電流を変調することにより、レーザ発振光の出力強度を変化させる。直接変調方式は変調器を別途必要としないため構成が最も簡素であり、小型化・低コスト化・低消費電力化が容易であるが、レーザ内部のキャリア密度変動に起因する周波数チャープ（chirp）が発生し、伝送路中の波長分散との相互作用によって信号劣化が生じるため、高速長距離伝送への適用には限界がある。外部変調方式では、レーザを定常出力で動作させ、その出力光を外部変調器によって変調する構成をとり、周波数チャープも小さく抑えられるため高速長距離伝送に適している。代表的な外部変調器として、電界吸収型変調器（EAM: Electro-Absorption Modulator）とマッハツェンダ干渉型変調器（MZM: Mach-Zehnder Modulator）が挙げられる。

次節では、この IM-DD 方式が実際に適用されている光アクセスシステムの構成について述べる。

2-3 IM-DD 伝送方式を適用した光アクセスシステム

IM-DD 方式はそのシンプルさから、光ファイバ通信の初期段階より主流技術として発展してきた。特に、PON システムにおいては、経済性・信頼性・運用容易性の観点から現在に至るまで中核技術として採用され続けている [4, 5]。近年では、データセンタ内接続や短距離トランシーバなど、コヒーレント方式と比較してコスト効率が重視される分野でも再び注目されている [6, 7]。また、NTT が提唱する APN は、光のまま情報をエンドツーエンドで伝送し、従来の電気信号変換を極力排除することにより、超低遅延・超低消費電力・高セキュリティなネットワークを実現する構想である [8, 9]。APN では、トランスポート層からアクセス層に至るまで光信号が直接的に伝送されるため、伝送方式の簡素さと高効率性が要求される。この観点から、IM-DD 方式は、特にエッジノードやアクセス網、さらに装置間の短距離光接続において重要な役割を担うと考えられている。

次節において、IM-DD 伝送における主要な技術課題である波長分散の影響とその対策について詳述する。

2-4 APN への IM-DD 伝送方式の適用における技術課題

2-4-1 波長分散

APN への IM-DD 方式の適用を行う際、従来のネットワークよりも長距離伝送、大容量伝送になることが予想される。IM-DD 方式で高速信号を長距離伝送する際の重要な課題として波長分散（CD: Chromatic Dispersion）が挙げられる [1, 2, 10-12]。波長分散は、光ファイ

バ中で異なる波長の光が異なる速度で伝搬する現象であり、図 2-2 のように光信号の時間波形（パルス）を広げ、隣接シンボル間の干渉（ISI: Inter-Symbol Interference）を引き起こすため、ビット誤り率に大きな影響を及ぼす。

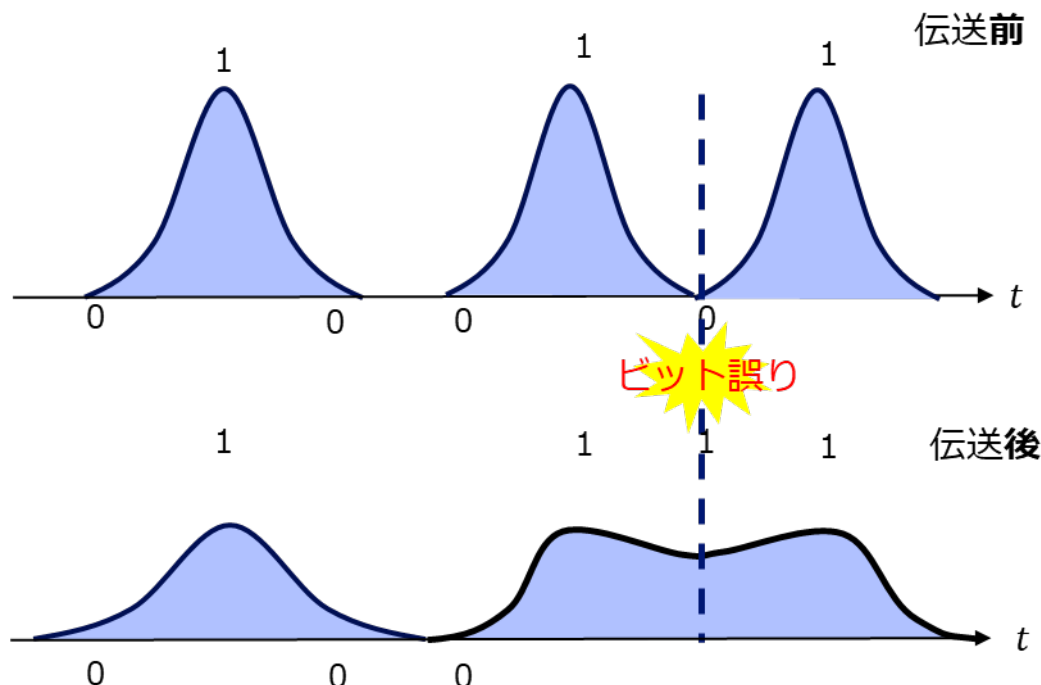


図 2-2 波長分散による波形劣化.

波長分散の原理について説明する。光ファイバ中の光の伝搬は、マクスウェル方程式から導かれる波動方程式に従う。光の角周波数を ω 、変調信号の周波数を f 、伝搬定数を $\beta(\omega)$ 、送信器のチャープを α 、距離を L 、波長分散係を D とすると、単一モードファイバ中を伝搬する光電界 E は以下のように表される。

$$E \propto (1 + j\alpha)e^{j\frac{\pi\lambda^2 DLf^2}{c}}e^{-i\omega t}$$

$$D \equiv -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \frac{d^2\beta(\omega)}{d\omega^2}$$

上式から、波長分散係数 D と距離 L によってパルス波形が広がり、ビット誤りに影響を及ぼす。特に IM-DD 方式では、光の位相情報を利用せず強度のみを検波するため、波長分散による波形劣化が直接受信信号の品質を支配する。また、波長分散は波長分散係数 D [ps/nm/km]と距離 L [km]の掛け算であるため、伝送距離が長くなるほど波長分散の影響が大きくなる。

波長分散によって引き起こされる波形歪みにより、伝送距離が制限されるため、波長分散の対処が重要な課題となる。この課題を解決する方法として、3つのアプローチが考えられる。1つ目は波長分散による波形歪みを軽減すること、2つ目は分散耐性を高めるこ

と、そして 3 つ目は波長分散自体を低減することである。最初のアプローチについては、送信側で波形歪みを事前に補償する IQ マッハツェンダ変調器 の使用、伝送路上で分散補償モジュールの使用、受信側で波形歪みを軽減する 3 次非線形 Volterra フィルタやリカレントニューラルネットワークなどのデジタル信号処理 (DSP) 等が検討されている [13-21]。2 つ目のアプローチについては、シングルサイドバンド/残留側波帯変調や N 値パルス振幅変調 (PAM-N) などの技術を使用することが検討されている [22-24]。3 つ目のアプローチは、光ファイバの零分散波長 (ZDW: Zero-Dispersion Wavelength) に近い発振波長を使用することで可能となる [25, 26]。

波長分散は、伝送路である光ファイバの主に材料分散 (Material Dispersion) と構造分散 (Waveguide Dispersion) の 2 つの要因から構成され、材料分散はガラス材料の屈折率 $n(\lambda)$ が波長によって変化するために生じる分散であり、構造分散は光ファイバのコアとクラッド屈折率の差やコアの分布計上といった構造に起因する分散である。図 2-3 に光アクセスで主に使用されているシングルモードファイバにおける各波長の分散を示す [27]。

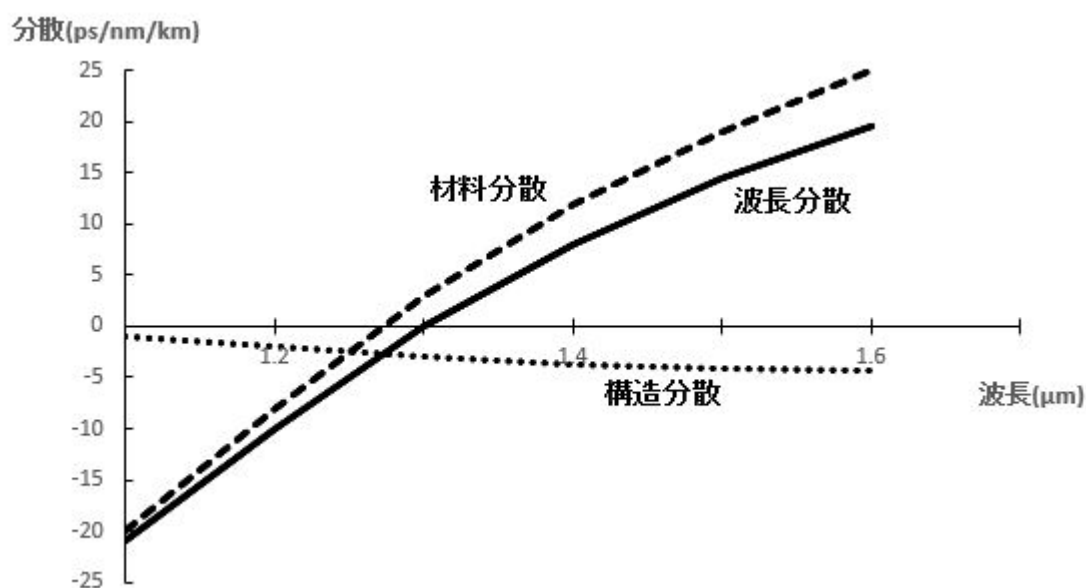


図 2-3 波長に対する材料分散、構造分散、波長分散 [27].

<https://www.fiberlabs.co.jp/tech-explan/about-dispersion-compensating/>

ガラスの屈折率が波長 λ に依存することから各波長における速度が異なるため、波長分散でパルス生じることが分かる。また、波長分散は波長ごとに値が異なり、波長分散が零になる波長が存在することが分かる。この値を零分散波長と呼ぶ。零分散波長は光ファイバの種類によって異なり、例えば光アクセスではシングルモードファイバがよく利用されており、零分散波長の値は 1310 nm 近傍であり、分散シフトファイバは零分散波長の値を

1550 nm 近傍にシフトさせている。また、1310 nm 近傍の波長帯を O 帯（Original band）と呼び、1260 nm から 1360 nm の波長のことを指す。

O 帯の波長を使用することで波長分散自体が低減できるため、IM-DD 伝送方式においては O 帯の波長は多く利用されている。しかしながら、波長分散の値が他の波長帯に比べて小さいにも関わらず、信号の高速化によって小さな波長分散の値も無視できなくなっている。例えば 50 Gbaud PAM4 信号では、分散耐性は [28]では-85~37 ps/nm、[29]では-73~34 ps/nm である。図 2-4 と図 2-5 に ITU-T G.652.D 準拠のシングルモードファイバにおける波長ごとの波長分散のグラフと各ベンダにおける波長分散の値を示す [30]。例えば 1360 nm 付近では波長分散係数の値が 5 ps/nm/km を超えることもあるため、40 km の伝送距離では分散耐力を超えてしまう恐れがある。このように、零分散波長に近い O 帯の波長を使用しても高速信号になると伝送距離が制限される。

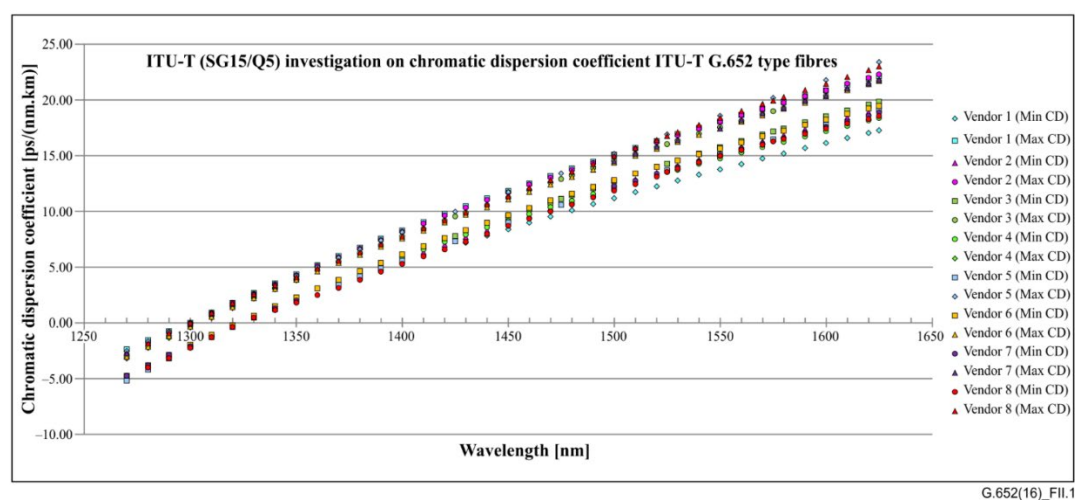


図 2-4 ITU-T G.652.D 準拠のシングルモードファイバにおける波長ごとの波長分散の値 [30].

ITU-T SG15/Q5 Chrom. Dispersion data gathering G.652 type fibre manufacturers															Date: 2015-04-21	
Chromatic Dispersion Coefficient [ps/(nm.km)]																
Wavelength (nm)	Vendor 1 (Min CD)	Vendor 1 (Max CD)	Vendor 2 (Min CD)	Vendor 2 (Max CD)	Vendor 3 (Min CD)	Vendor 3 (Max CD)	Vendor 4 (Min CD)	Vendor 4 (Max CD)	Vendor 5 (Min CD)	Vendor 5 (Max CD)	Vendor 6 (Min CD)	Vendor 6 (Max CD)	Vendor 7 (Min CD)	Vendor 7 (Max CD)	Vendor 8 (Min CD)	Vendor 8 (Max CD)
1270	-4.96	-2.36	-4.82	-2.83	-4.74	-3.14	-4.83	-3.18	-5.18	-2.54	-4.80	-3.05	-4.70	-2.76	-3.99	-1.83
1280	-3.99	-1.56	-3.87	-1.88	-3.79	-2.18	-3.87	-2.26	-4.18	-1.68	-3.83	-2.12	-3.80	-1.82	-3.16	-0.92
1290	-3.05	-0.77	-2.96	-0.94	-2.86	-1.25	-2.94	-1.34	-3.19	-0.83	-2.89	-1.21	-2.90	-0.91	-2.25	0.00
1300	-2.12	0.00	-2.06	-0.02	-1.96	-0.33	-2.03	-0.43	-2.17	-0.01	-1.97	-0.32	-2.10	-0.10	-1.28	0.92
1310	-1.23	0.91	-1.18	0.88	-1.08	0.56	-1.14	0.46	-1.28	0.89	-1.07	0.55	-1.20	0.84	-0.32	1.77
1320	-0.35	1.81	-0.33	1.76	-0.22	1.44	-0.28	1.33	-0.35	1.75	-0.20	1.41	-0.40	1.68	0.48	2.60
1330	0.45	2.68	0.50	2.62	0.61	2.29	0.56	2.19	0.49	2.61	0.65	2.24	0.50	2.50	1.17	3.42
1340	1.19	3.53	1.31	3.47	1.43	3.13	1.38	3.03	1.25	3.41	1.49	3.06	1.30	3.30	2.49	4.88
1350	1.92	4.37	2.10	4.29	2.23	3.94	2.19	3.85	2.01	4.25	2.30	3.86	2.00	4.08	3.13	5.59
1360	2.63	5.19	2.87	5.10	3.01	4.75	2.97	4.65	2.75	5.04	3.10	4.64	2.80	4.90	3.87	6.33
1370	3.32	5.99	3.55	5.90	3.79	5.51	3.73	5.44	3.47	5.83	3.88	5.39			4.59	7.05
1380	4.00	6.78	4.28	6.68	4.55	6.27	4.47	6.21	4.17	6.58	4.65	6.13			5.29	7.77
1390	4.67	7.54	4.98	7.44	5.29	7.02	5.19	6.97	4.88	7.39	5.41	6.86			5.96	8.49
1400	5.32	8.30	5.68	8.19	6.02	7.76	5.91	7.72	5.58	8.14	6.15	7.58			6.61	9.20
1410	5.96	9.04	6.37	8.92	6.74	8.48	6.60	8.45			6.88	8.30				
1420	6.58	9.76	7.05	9.65	7.44	9.19	7.27	9.18			7.60	9.01				
1425					7.79	9.55			7.31	9.97						
1430	7.20	10.47	7.72	10.35	8.14	9.89	7.94	9.89			8.31	9.71			7.29	9.91
1440	7.80	11.17	8.31	11.05	8.82	10.58	8.58	10.58			9.00	10.40			7.99	10.64
1450	8.39	11.86	8.99	11.73	9.50	11.26	9.18	11.27	8.98	11.71	9.67	11.08			8.71	11.35
1460	8.97	12.53	9.66	12.41	10.16	11.93	9.79	11.94			10.33	11.76			9.35	12.11
1470	9.54	13.19	10.32	13.07	10.82	12.59	10.40	12.61			10.98	12.42			9.98	12.82
1475					11.15	12.92			10.60	13.40						
1480	10.10	13.84	10.96	13.72	11.45	13.22	10.99	13.26			11.61	13.08			10.63	13.54
1490	10.65	14.48	11.59	14.36	12.10	13.87	11.57	13.90			12.23	13.73			11.26	14.27
1500	11.19	15.10	12.21	14.99	12.74	14.51	12.13	14.53	12.16	15.16	12.83	14.37	12.30	14.50	11.87	14.99
1510	11.72	15.72	12.82	15.61	13.36	15.14	12.68	15.15			13.42	15.00	12.80	15.20	12.45	15.68
1520	12.24	16.33	13.42	16.23	13.98	15.76	13.21	15.76			14.00	15.63	13.40	15.80	13.11	16.40
1525					14.28	16.06			13.66	16.89					13.55	16.79
1530	12.76	16.93	14.01	16.83	14.59	16.37	13.74	16.36			14.56	16.25	14.00	16.40	13.84	17.12
1540	13.26	17.51	14.59	17.43	15.18	16.97	14.27	16.94			15.12	16.85	14.50	17.00	14.40	17.76
1550	13.76	18.09	15.16	18.02	15.76	17.56	14.78	17.52	15.10	18.56	15.66	17.45	15.00	17.50	14.94	18.39
1560	14.25	18.66	15.73	18.60	16.33	18.14	15.28	18.10			16.20	18.05	15.60	18.20	15.50	19.01
1570	14.73	19.22	16.28	19.18	16.89	18.71	15.78	18.66			16.73	18.63	16.10	18.80	15.99	19.63
1575					17.17	18.99			16.48	20.20					16.29	19.93
1580	15.20	19.78	16.82	19.76	17.45	19.27	16.27	19.21			17.24	19.21	16.60	19.30	16.49	20.25
1590	15.67	20.32	17.36	20.33	17.99	19.83	16.75	19.76			17.75	19.77	17.10	19.90	16.95	20.88
1600	16.13	20.86	17.89	20.89	18.53	20.37	17.23	20.30	17.81	21.81	18.25	20.33	17.60	20.40	17.46	21.45
1610	16.59	21.39	18.41	21.45	19.06	20.91	17.70	20.83			18.75	20.89	18.10	21.00	17.89	22.08
1620	17.03	21.91	18.92	22.01	19.58	21.44	18.17	21.36			19.23	21.43	18.60	21.50	18.31	22.69
1625	17.25	22.17	19.17	22.28	19.84	21.71	18.40	21.62	19.09	23.38	19.47	21.70	18.90	21.80	18.60	23.01

図 2-5 各ベンダにおけるシングルモードファイバにおける波長ごとの波長分散の値[30].

そのため、高速信号を長距離伝送するためには、波長分散を限りなく零にする必要があるため、発振波長を零分散波長に合わせる必要がある。一方で、図 2-4 に示す通り、標準シングルモードファイバの零分散波長は特定の値に決まっていないことが分かる。標準シングルモードファイバの零分散波長の値は ITU-T の標準化で規定されており、1300 nm から 1324 nm と幅を持っている。そのため、光ファイバの零分散波長の値に発振波長を合わせるためには、零分散波長の値を事前に知る必要がある。零分散波長の値を測定するためには、光パルス試験器（OTDR: Optical Time Domain Reflectometer）などの専用の装置を使用する必要があるが、専用の装置を開通の度にユーザ拠点に持っていき測定する方法では運用コストが上がる問題がある。そのため、専用の装置を使用せず、零分散波長の値を推定する方法が課題となる。

2-4-2 プロトコルフリー伝送

従来の光通信システムにおいて、制御信号は主信号フレームに重畳される In-band 方式により伝送されてきた。この方式では、主信号フレームと同じ信号構造やフレーム内に、制御・監視用チャンネルがオーバーヘッドとして重畳されて伝送される方式である。制御信号は主信号と同一の光信号内に埋め込まれているため、ルーターや中継装置において光電変換を行った後、フレーム処理でオーバーヘッドを読み取ることによって制御情報を抽出する構成が一般的である。

しかしながら、この In-band 方式は、途中で光電変換を行うことを前提としており、APN のように光信号を電気信号に変換せずに中継する構成では、フレーム処理が不可能となり、制御信号の抽出が困難となる。このため、制御信号の プロトコルフリー化 および Out-band 方式 による新たな伝送・抽出手法の検討が必要不可欠である。

2-5 まとめ

本章では、IM-DD 伝送方式の概要と、それを APN へ適用する上での技術課題について検討した。

まず、IM-DD 伝送方式が光強度を変調・直接検波する方式であり、システム構成が簡易かつ低コストである利点を有すること、また変調方式として直接変調と外部変調があることを示した。

次に、この IM-DD 方式を APN へ適用する際の主要な技術課題として、波長分散とプロトコルフリー伝送の 2 点を特定した。

波長分散については、高速・長距離伝送において波形歪みを引き起こし、伝送距離を制限する主要因であることを述べた。対策として零分散波長近傍の O 帯を利用しても、50 Gbaud PAM4 信号などの高速信号では分散耐性が厳しく、伝送距離が制限される可能性を指摘した。特に、標準シングルモードファイバの零分散波長は 1300 nm から 1324 nm と幅を持つため、発振波長を零分散波長に精密に合わせる必要があるが、専用装置を用いずに零分散波長を推定する手法が課題であることを明らかにした。

2-6 参考文献

- [1] 小西 良弘, 山本 杲也, 「光ファイバ通信技術」 日刊工業新聞社, 1995 年.
- [2] 羽鳥 光俊, 青山 友紀, 小林 郁太郎, 「光通信工学 (1)」, コロナ社, 1998 年.
- [3] 天野 博史, 「この 1 冊で大丈夫! アクセスネットワークのすべて」, オーム社, 2017 年.
- [4] R. Bonk, E. Harstead and A. Bender, "100 Gbit/s IM-DD Passive Optical Networks – Candidate Transceiver Technology, Parameters and Chromatic Dispersion Analysis," 2024 IEEE Opto-Electronics and Communications Conference (OECC), Melbourne, Australia, pp. 1-3, 2024.
- [5] R. Bonk D. Geng, D. Khotimsky, D. Liu, X. Liu, Y. Luo, D. Nessel, V. Oksman, R. Strobel, W. V. Hoof, and J. S. Wey, "50G-PON: The First ITU-T Higher-Speed PON System," in IEEE Communications Magazine, vol. 60, no. 3, pp. 48-54, March 2022.
- [6] X. Zhou, "IM-DD vs. Coherent in Datacenters: A Revisit in 2025," 2025 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), San Francisco, CA, USA, pp. 1-28, 2025.
- [7] F. Chang and R. C. Yu, "Relative Cost Analysis on IM-DD vs Coherent for 800G-LR 10km," IEEE P802.3df, Nov. 2022.
- [8] 齊藤純一郎, 茶木悠紀子, "APN サービス提供に向けた取り組み", NTT 技術ジャーナル, vol. 35, no. 7, 2023.
- [9] H. Kawahara, T. Seki, S. Suda, M. Nakagawa, H. Maeda, Y. Mochida, Y. Tsukishima, D. Shirai, T. Yamaguchi, M. Ishizuka, Y. Kaneko, K. Koshiji, K. Honda, T. Kanai, K. Hara, and S. Kaneko, "Optical Full-mesh Network Technologies Supporting the All- Photonics Network", NTT Technical Review, vol. 18, no. 5, pp.24-29, 2020.
- [10] G.P. アグラワール, 「非線形ファイバー光学」, 吉岡書店, 2004 年.
- [11] G. P. Agrawal, "Fiber-Optic Communication Systems", Wiley, 2021.
- [12] 井上 恭, 「ファイバー通信のための非線形光学」, 森北出版, 2011 年.
- [13] P. Torres-Ferrera, G. Rizzelli, H. Wang, V. Ferrero and R. Gaudino, "Experimental Demonstration of 100 Gbps/ λ C-Band Direct-Detection Downstream PON Using Non-Linear and CD Compensation with 29 dB+ OPL Over 0 Km–100 Km," in Journal of Lightwave Technology, vol. 40, no. 2, pp. 547-556, 15 Jan.15, 2022.
- [14] M. Verplaetse, L. Breyne, J. Van Kerrebrouck, P. Ossieur and G. Torfs, "Electronic Dispersion Precompensation of Direct-Detected NRZ Using Analog Filtering," in IEEE Photonics Technology Letters, vol. 31, no. 22, pp. 1771-1774, 15 Nov.15, 2019.
- [15] H. Taniguchi, S. Yamamoto, Y. Kisaka, S. Kanazawa, T. Yoshimatsu, Y. Ishikawa and K. Mizuno, "84-GBaud/ λ PAM-4 Transmission over 20-km using 4- λ LAN-WDM TOSA and ROSA with

- MLSE Based on Nonlinear Channel Estimation," 2020 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), San Diego, CA, USA, pp. 1-3, 2020.
- [16] X. Huang, D. Zhang, X. Hu, C. Ye and K. Zhang, "Recurrent Neural Network based Equalizer with Embedded Parallelization for 100Gbps/ λ PON," 2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), San Francisco, CA, USA, pp. 1-3, 2021.
- [17] H. Sugahara, K. Fukuchi, A. Tanaka, Y. Inada and T. Ono, "6,050km transmission of 32 /spl times/ 42.7 Gb/s DWDM signals using Raman-amplified quadruple-hybrid span configuration," Optical Fiber Communication Conference and Exhibit, Anaheim, CA, USA, pp. FC6-FC6, 2022.
- [18] J. -X. Cai, M. Nissov, C. R. Davidson, Y. Cai, A. N. Pilipetskii, H. Li, M. A. Mills, R -M. Mu, U. Feiste, L. Xu, A. J. Lucero, D. G. Foursa, and Neal S. Bergano, "Transmission of thirty-eight 40 Gb/s channels (>1.5 Tb/s) over transoceanic distance," Optical Fiber Communication Conference and Exhibit, Anaheim, CA, USA, pp. FC4-FC4, 2002.
- [19] H. Ooi, K. Nakamura, Y. Akiyama, T. Takahara, T. Terahara, Y. Kawahata, H. Isono, and G. Ishikawa, "40-Gb/s WDM transmission with virtually imaged phased array (VIPA) variable dispersion compensators," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 20, no. 12, pp. 2196-2203, Dec. 2002.
- [20] K. Tanizawa, H. Matsuura, K. Ogawa, T. Kaneko, E. Banno, K. Uesaka, S. Takasaka, H. Iwai, K. Ota, H. Kuwatsuka, Y. Oikawa, T. Yagi, H. Shoji, and S. Namiki, "Autonomous Parametric Tunable Dispersion Compensation for Dynamic Optical Switching," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 27, no. 15, pp. 1589-1592, 1 Aug.1, 2015.
- [21] M. Shirasaki, H. Isono, and S. Cao, "Dispersion compensation using the virtually imaged phased array," in *Proc. 5th Asia-Pacific Conf. 4th Optoelectron. Commun. Conf. Commun.*, vol. 2, pp. 1367-1370, 1999.
- [22] J. Potet, M. Gay, L. Bramerie, M. Thual, I. N. Cano, G. Caruso, R. Rosales, D. Nasset, F. Saliou, G. Simon, and P. Chanclou, "Real-Time DSP-Free 100 Gbit/s/ λ PAM-4 Fiber Access Link Using EML and Direct Detection," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 34, no. 17, pp. 895-898, 1 Sept.1, 2022.
- [23] S. T. Le, K. Schuh, F. Buchali, T. Drenski, A. Hills, M. King and T. Sizer, "Optical Single-Sideband Direct Detection Transmissions: Recent Progress and Commercial Aspects," 2020 European Conference on Optical Communications (ECOC), Brussels, Belgium, pp. 1-4, 2020.
- [24] Y. Zhu, L. Li, X. Miao and W. Hu, "Time Skew-based Filter-free VSB Nyquist PAM-4/6 Generation and 80km SSF Transmission with Direct Detection," 2020 European Conference on Optical Communications (ECOC), Brussels, Belgium, pp. 1-5, 2020.
- [25] J. P. Turkiewicz, "Analysis of the SSF zero-dispersion wavelength location and its influence on high capacity 1310 nm transmission," 2013 Optical Fiber Communication Conference and

- Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), Anaheim, CA, USA, pp. 1-3, 2013.
- [26] C. St-Arnault, Z. Wei, R. G. Castrejón, S. Bernal, E. Berikaa, W. Li, A. Nikic, B. Qiu, and D. V. Plant, "Practical Fiber Dispersion-Induced Limitations in 400, 200 and 100 Gbps/λ IM/DD WDM Systems in O-band at 40 km," ECOC 2024; 50th European Conference on Optical Communication, Frankfurt, Germany, pp. 17-20, 2024.
- [27] ファイバーラボ, "波長分散・材料分散・構造分散とは",
<https://www.fiberlabs.co.jp/tech-explan/about-dispersion-compensating/>
- [28] R. C. Yu and F. Chang, "Feasibility of 800G LR4 and 800G ER8 with PAM4 IMDD", IEEE 802.3 B400G Study Group, August 19, 2021.
https://www.ieee802.org/3/B400G/public/21_08/yu_b400g_01a_210819.pdf
- [29] F. Bottoni and R. Nering, "CD tolerance analysis of 100G x 1ch BiDi 40-km", P802.3dk "Greater than 50 Gb/s Bidirectional Optical Access PHYs" Meeting, 2023.
https://www.ieee802.org/3/dk/public/2309/3dk_Bottoni_2309_1.pdf
- [30] "Characteristics of a single-mode optical fibre and cable", Recommendation ITU-T G.652, 2024.
<https://www.itu.int/rec/T-REC-G.652>

第3章 零分散波長推定技術の検討

3-1 はじめに

本章では、第2章で特定した技術課題のうち、IM-DD 伝送方式の長距離化を制限する波長分散（CD: Chromatic Dispersion）の問題 [1-9]に対処するため、専用の測定器を必要としない簡易な零分散波長（ZDW: Zero-Dispersion Wavelength）推定技術について検討する。始めに、波長分散による信号劣化への対処として、発振波長を光ファイバの ZDW に一致させることの重要性と、ZDW を簡易に推定する技術の必要性について述べる。次に、波長分散によって生じる受信信号の周波数フェージング（ノッチ周波数）に着目し、このノッチ周波数から ZDW を算出する基本原理を提案する。さらに、提案手法の有効性を検証するため、53.125 Gbps NRZ 信号を用いた伝送実験の結果を示す。実験によりノッチ周波数が受信信号から検出可能であることを確認し、PRBS パターンの種類や FFT サイズが推定精度に与える影響を評価する。最後に、本手法により推定した ZDW（推定精度 ± 1 nm）に発振波長を調整することで、100 km 伝送後の波長分散ペナルティがほぼゼロに抑圧され、ペナルティフリー伝送が実現可能であることを実証する。

3-2 波長分散への対処

2章で述べた通り、波長分散は、光ファイバの分散パラメータ D とファイバ長 L の積に依存する。 D の値は、3次のセルマイヤーによる式 3-1 のように表される [10, 11]。

$$D = \frac{S_0}{4} \left(\lambda_1 - \frac{\lambda_0^4}{\lambda_1^3} \right) \quad (1)$$

λ_1 は発振波長、 λ_0 は零分散波長、 S_0 は光ファイバの分散スロープである。この式から分かるように、発振波長を ZDW に合わせると、 D の値はほぼゼロになるため、波形歪みを抑制することができる。したがって、波長分散によって引き起こされる波形歪みの問題を解決するためには、光ファイバの ZDW の値を知ることが重要である。標準シングルモードファイバ (SSMF) の ZDW は ITU-T G.652 で 1300 nm から 1324 nm の範囲と規定されている [10]。そのため、ZDW 値が不明な光ファイバを使用する場合、発振波長を ZDW に合わせることができない。ZDW を測定した光ファイバを使用してネットワーク構築を行う場合、管理コストが生じる問題がある。また、測定されていない光ファイバを使用したネットワークに適用するためには、専用の測定器を用意して ZDW を測定する必要が生じるが、運用コストが生じる問題がある。そのため、簡易な方法で ZDW を推定する技術が必要である。次節では、専用の測定器をせずユーザ間の光ファイバの ZDW を推定する手法を提案する。

3-3 零分散波長推定技術の原理

前節で、波長分散係数 D は発振波長と零分散波長（ZDW）の差によって決定され、発振波長を ZDW に合わせると、 D の値はほぼゼロになることを説明した。この性質を利用し、波長分散係数 D から ZDW を推定することを考える。

まず、変調した光信号を直接検波したとき、受信電気信号の周波数スペクトル（FS: Frequency Spectrum）において、波長分散によって特定の周波数が減衰する現象が現れる。これを周波数フェージングと呼び、周波数領域で見るとノッチとして現れることが知られている。図3-1に周波数フェージングで生じるノッチ周波数を示す。このノッチ周波数 f_n は波長分散 DL と関係があり、次式で表されることが知られている [11, 12]。

$$D = \frac{c}{2Lf_n^2\lambda_1^2} \left(1 + 2n - \frac{2}{\pi} \arctan \alpha \right) \quad (2)$$

ここで、 c は光速、 α は送信器のチャープパラメータ、 λ_1 は発振波長、 L はファイバ距離である。次に、ZDW λ_0 、発振波長 λ_1 の関係を式(3)で表し、分散係数 D を3次のセルマイヤー式からテイラー展開で近似することによって式(4)が得られる。

$$\lambda_0 = \lambda_1 + \Delta\lambda \quad (3)$$

$$D = \frac{S_0}{4} \left(\lambda_1 - \frac{\lambda_0^4}{\lambda_1^3} \right) = \frac{S_0}{4} \left(\lambda_0 + \Delta\lambda - \lambda_0 \left(1 + \frac{\Delta\lambda}{\lambda_0} \right)^{-3} \right) \approx S_0 \Delta\lambda \quad (4)$$

ここで、 S_0 は分散スロープである。これにより、ZDW λ_0 は式(5)となる。

$$\lambda_0 = \lambda_1 + \frac{D}{S_0} \quad (5)$$

以上より、分散係数 D を受信信号から検出されるノッチ周波数から算出し、分散スロープの値で割ることで ZDW からのシフト量である $\Delta\lambda$ が計算でき、ZDW を求めることが可能となる。次節では実際に主信号を伝送してノッチ周波数が取得可能か実機で確認する。

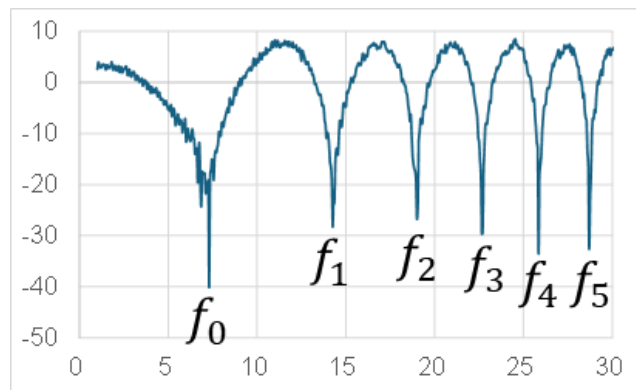


図 3-1 周波数フェージングで生じるノッチ周波数.

3-4 伝送実験による零分散波長推定技術の検証

3-4-1 波長分散に起因するノッチ周波数の確認

前節で、波長分散に起因するノッチ周波数から零分散波長（ZDW）を推定する手法を提案した。本節では、その理論を実機で確認する。

図 3-2 に実験系を示す。送信器には、波長 $\lambda_1 = 1303.73$ nm の半導体光増幅器（SOA）統合型電界吸収変調分布帰還（EA-DFB）レーザ（AXEL: SOA assisted extended reach EA-DFB laser）を使用した [13]。53.125 Gbps の PRBS $2^{15}-1$ の NRZ 信号を送った。伝送距離は、 $L = 0$ km (Back-to-Back: BtB)、80 km、100 km でそれぞれ行った。伝送後の信号は受信器の APD で受信され、TIA から出力された受信信号の波形は、200 GS/s、量子化ビット数 8 のデジタルストレージオシロスコープ（DSO）で取得し、FFT サイズ 512 で FS を作成した。

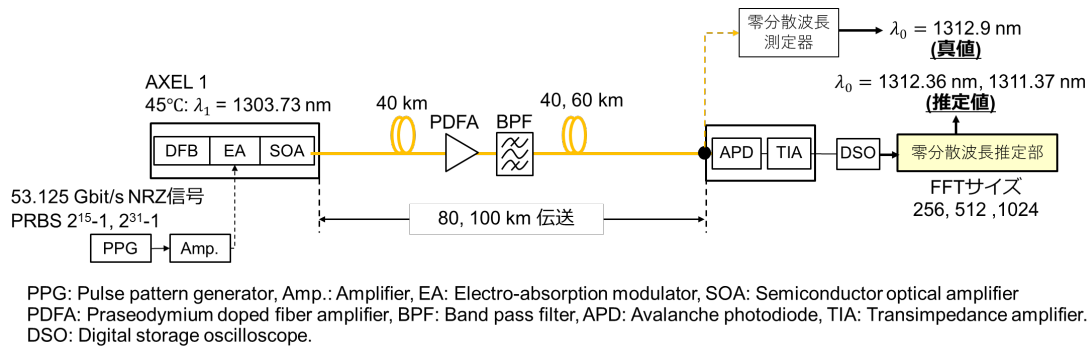
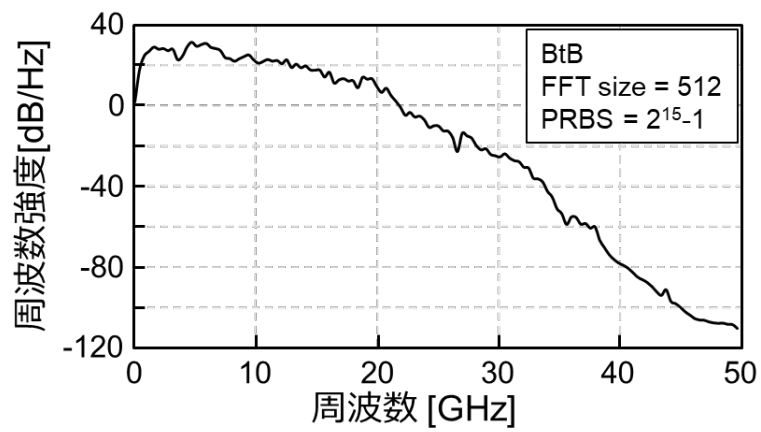
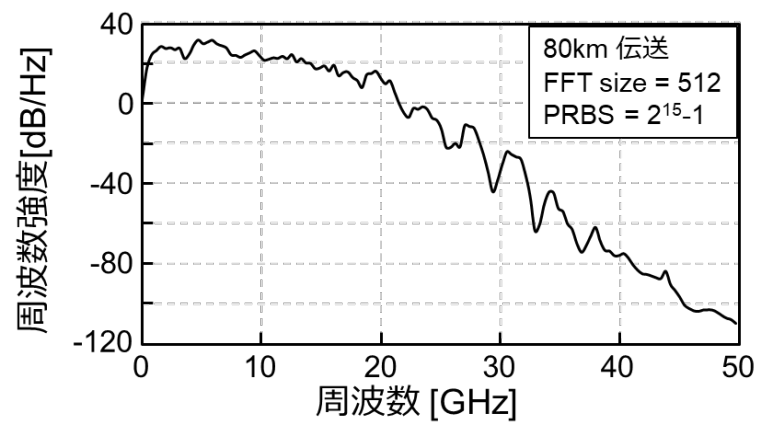


図 3-2 実験系.

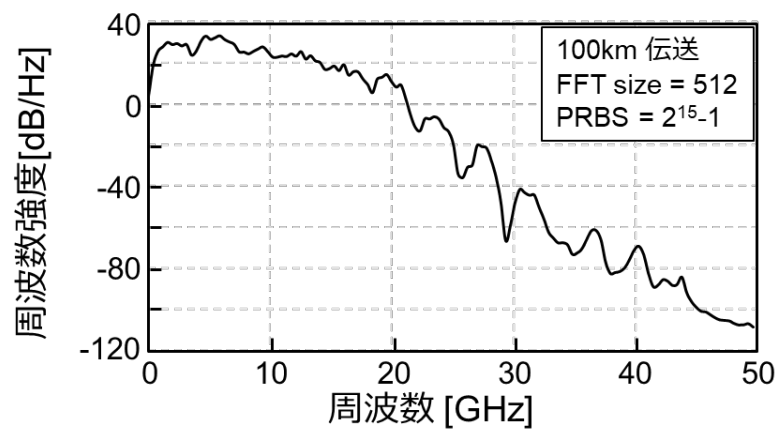
図 3-3(a)に BtB の FS、図 3-3(b)、(c)に $L = 80$ km, 100km の FS、図 3-4 (a), (b)に伝送後の FS と BtB の FS を除算した結果を示す。伝送後の FS は波長分散によって特定の周波数成分が減衰していることが分かる。よって、主信号を送ったときの FS から特有のノッチ周波数の出現を確認することができた。また、図 3-4(b)に示すように、ノッチ周波数は図 3-4(a)よりも低い周波数側に出現している。これは、式(1)により f_0^2 と L が反比例の関係にあるためである。したがって、理論的に L が長くなるほど f_0 は小さくなる結果と一致する。



(a)

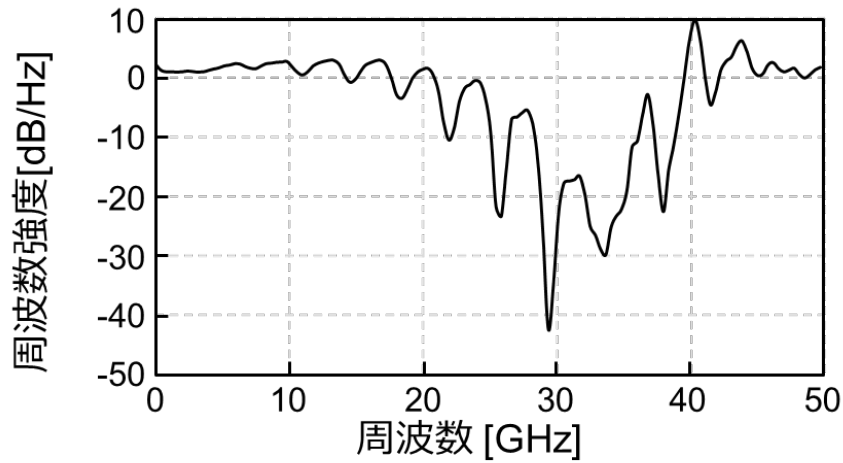


(b)

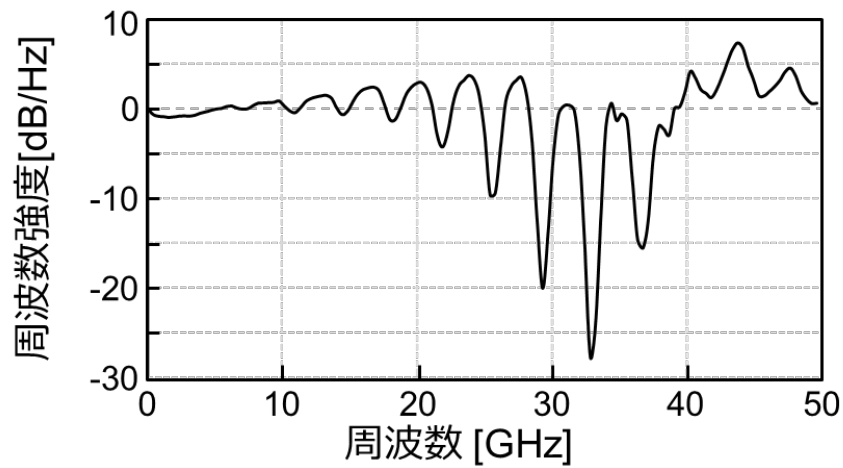


(c)

図 3-3 周波数スペクトル(FS): (a) BtB, (b) $L = 80$ km, (c) $L = 100$ km.



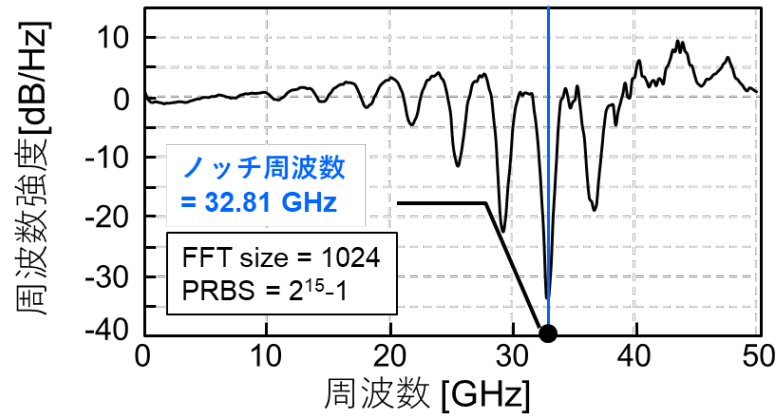
(a)



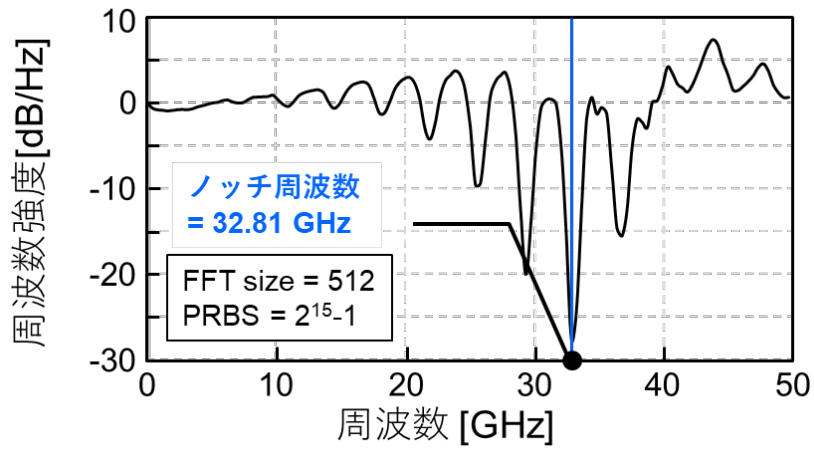
(b)

図 3-4 伝送後の FS と BtB の FS を除算した結果: (a) $L = 80$ km, (b) $L = 100$ km.

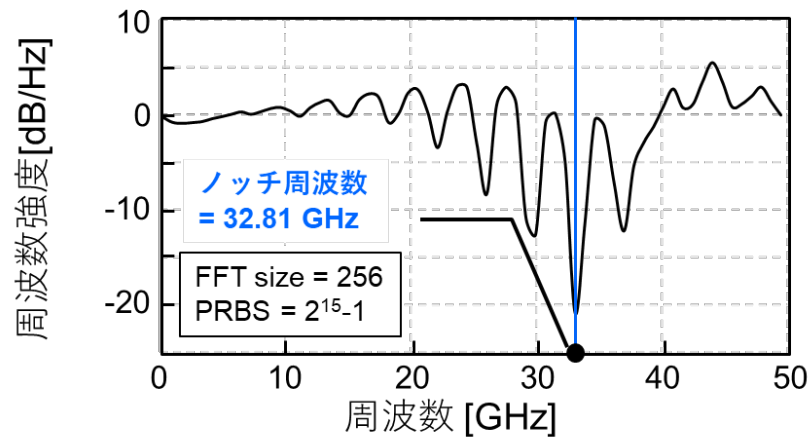
主信号を伝送することでノッチ周波数を検出可能であることを確認したため、次に信号中の周波数成分および FFT サイズを変化させてノッチ周波数への影響を解析した。図 3-5(a), (b), (c)に、PRBS を $2^{15}-1$ 、 $L = 80$ km で FFT サイズを 256、512、1024 とした場合の伝送後 FS と BtB FS の除算結果、図 3-6(a), (b), (c) に、PRBS を $2^{31}-1$ 、 $L = 80$ km で FFT サイズを 256、512、1024 とした場合の伝送後 FS と BtB FS の除算結果を示す。



(a)



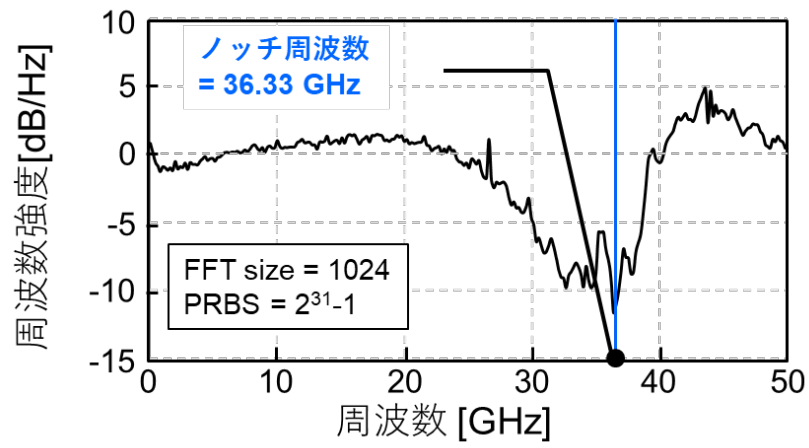
(b)



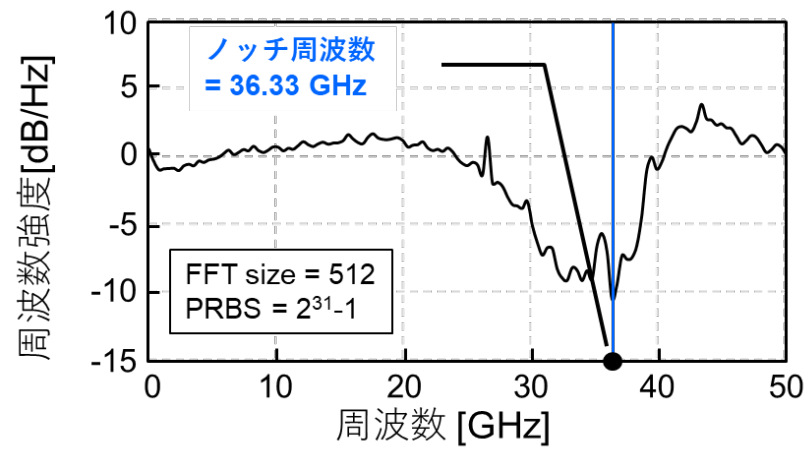
(c)

図 3-5 PRBS を $2^{15}-1$ 、 $L = 80$ km における FFT サイズを変化させたときの FS:

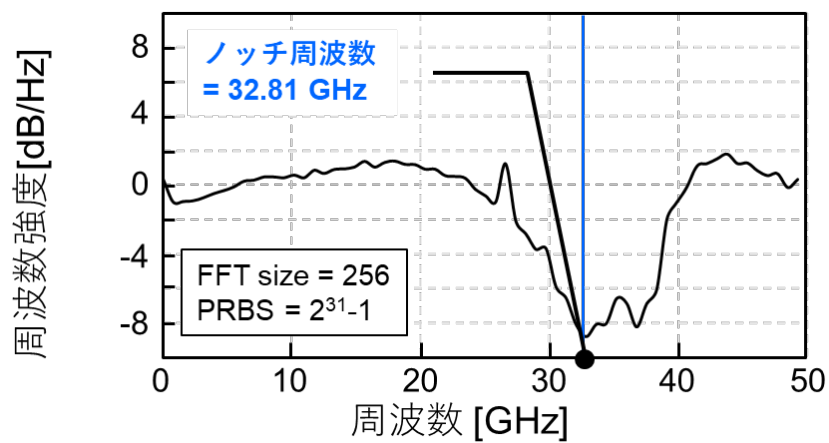
(a) FFT サイズ = 1024, (b) FFT サイズ = 512, (c) FFT サイズ = 256.



(a)



(b)

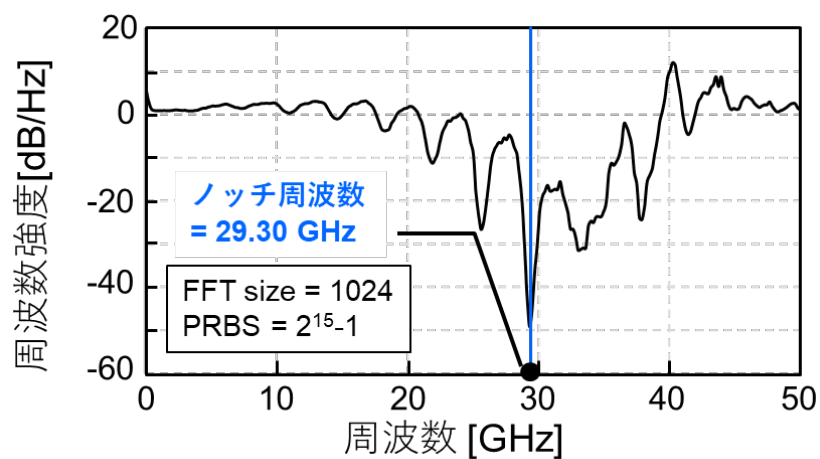


(c)

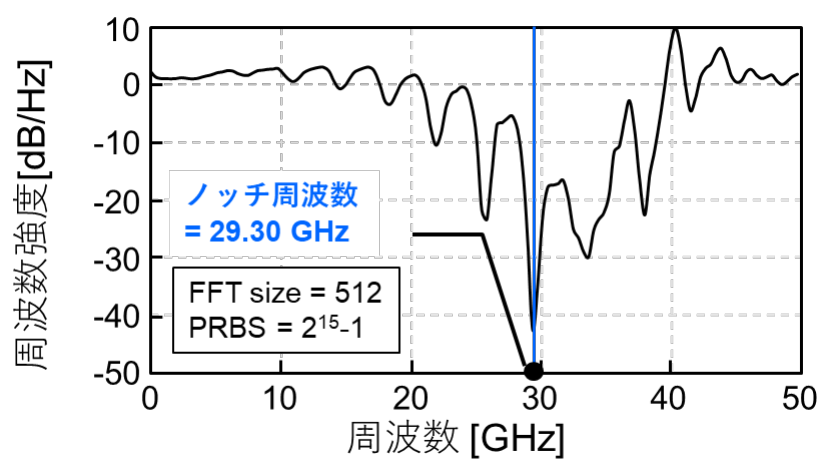
図 3-6 PRBS を $2^{31}-1$ 、 $L = 80$ km における FFT サイズを変化させたときの FS:
 (a) FFT サイズ = 1024, (b) FFT サイズ = 512, (c) FFT サイズ = 256.

図 3-5(a)～(c)に示すように、PRBS $2^{15}-1$ の場合、FFT サイズ 1024、512、256 においてノッチ周波数 f_0 はそれぞれ 32.81 GHz であった。一方、PRBS $2^{31}-1$ の場合、図 3-6(a)～(c)に示すように、 f_0 はそれぞれ 36.33、36.33、および 32.81 GHz であった。

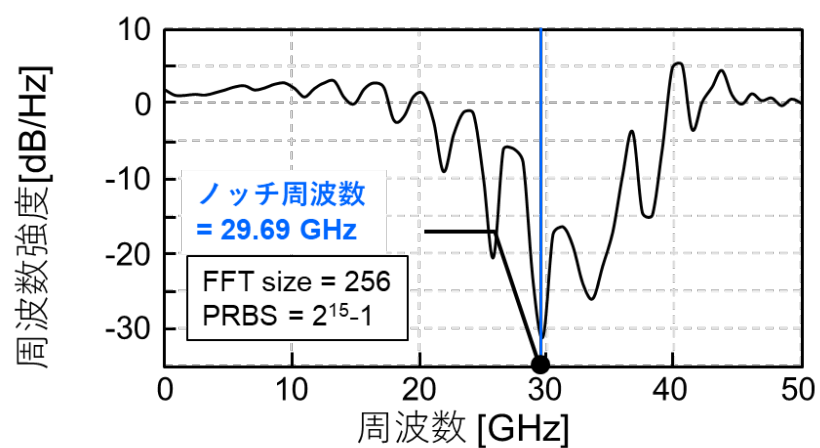
同様に、図 3-7(a), (b), (c)に、PRBS を $2^{15}-1$ 、 $L = 100$ km で FFT サイズを 256、512、1024 とした場合の伝送後 FS と BtB FS の除算結果、図 3-8(a), (b), (c) に、PRBS を $2^{31}-1$ 、 $L = 10$ km で FFT サイズを 256、512、1024 とした場合の伝送後 FS と BtB FS の除算結果を示す。



(a)

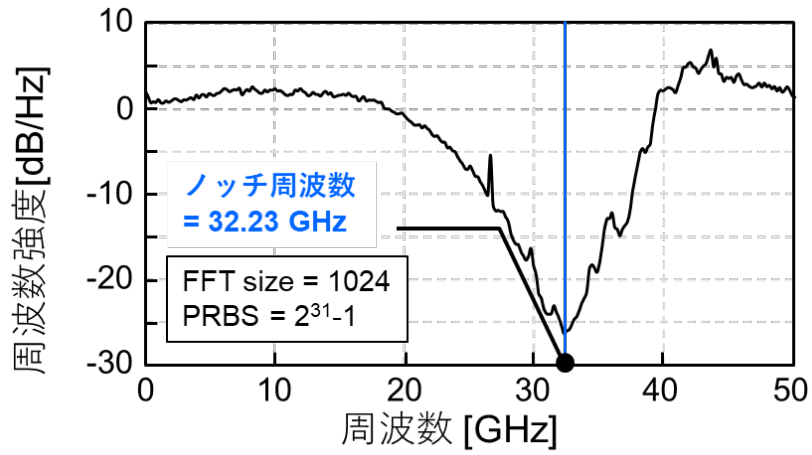


(b)

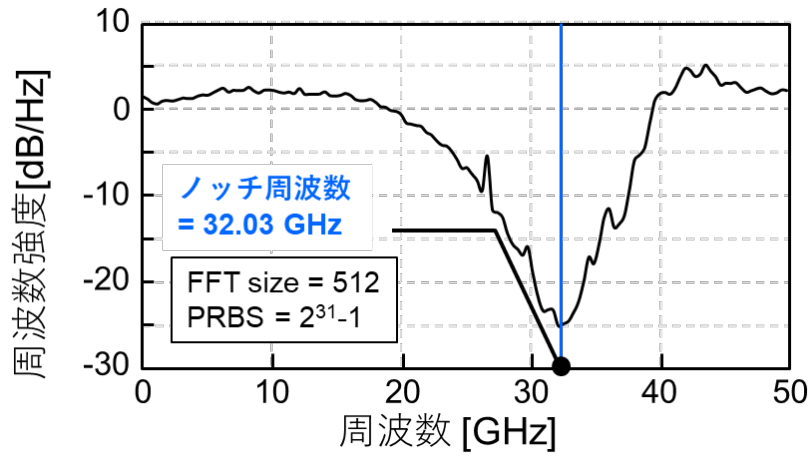


(c)

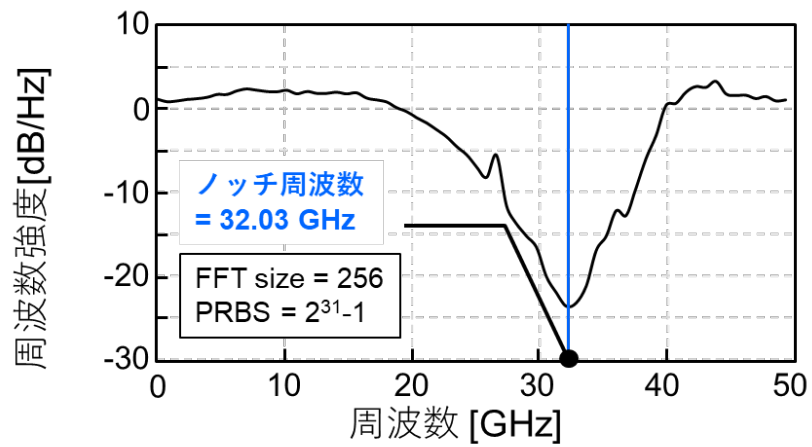
図 3-7 PRBS を $2^{15}-1$ 、 $L = 100$ km における FFT サイズを変化させたときの FS:
(a) FFT サイズ = 1024, (b) FFT サイズ = 512, (c) FFT サイズ = 256.



(a)



(b)



(c)

図 3-8 PRBS を $2^{31}-1$ 、 $L = 100$ km における FFT サイズを変化させたときの FS:
(a) FFT サイズ = 1024, (b) FFT サイズ = 512, (c) FFT サイズ = 256.

図 3-7(a)～(c)に示すように、PRBS $2^{15}-1$ の場合、FFT サイズ 1024、512、256 においてノッチ周波数 f_0 はそれぞれ 29.30、29.30、29.69 GHz であり、PRBS $2^{31}-1$ の場合、図 3-8(a)～(c)に示すように、 f_0 はそれぞれ 32.23、32.03、32.03 GHz であった。

f_0 の値は PRBS の種類によって異なるものの、信号の最小周波数成分間隔は十分に小さいことが分かる。PRBS の段数の違いによる周波数成分の刻み幅の差が影響している場合、例えば、PRBS $2^{15}-1$ の場合、信号は $53/(2^{15}-1)$ Gbps の整数倍の周波数成分であるため、 f_0 の値の差は実験結果よりも小さくなることが予想される。したがって、この差異は PRBS の影響ではなく、信号データ中の雑音の影響によるものであると考えられる。また、FFT サイズは信号中に含まれる周波数成分のパワーに大きな影響を与えないため、FFT サイズを変化させても周波数の分解能に影響を与えるだけであり、ノッチ位置に大きな変動は見られなかった。

次に、 f_0 の変動によって生じる ZDW の推定誤差を評価した。分散パラメータ D を式(2)から求めるためには送信器のチャープ α の値が必要であるため、分散シフトファイバを通じて主信号から複数のノッチを取得することで算出した [11, 12]。得られた α の値は $\alpha=0.48$ であり、真値との誤差は 7.7%以内であると考えられる [11]。 S_0 の値は、ITU-T G.652 で規定される範囲の平均値である $S_0 = 0.0825$ ps/nm²/km を用いた。真値は 80 km および 100 km のいずれにおいても 0.0874 であり、その差は 0.0049 (誤差 5.7%) であった。表 3-1 に、 $L = 80$ km における f_0 から推定された ZDW、ZDW 測定装置で得られた真値、および推定誤差、表 3-2 に、 $L = 100$ km における f_0 から推定された ZDW、ZDW 測定装置で得られた真値、および推定誤差を示す。伝送距離、FFT サイズ、PRBS 値による推定誤差はいずれも真値に対して ± 1 nm 以内であることが確認された。以上の結果から、提案手法によって推定精度が ± 1 nm 以内で ZDW を推定できることが明らかになった。

表 3-1 $L = 80$ km における f_0 から推定された ZDW、真値、推定誤差.

80 km		実験 (提案手法)		真値	推定誤差
PRBS	FFT	f_0 (GHz)	λ_0 (nm)	λ_0 (nm)	$\delta\lambda$ (nm)
15	256	32.81	1312.57	1311.52	1.05
	512	32.81	1312.57		1.05
	1024	32.81	1312.57		1.05
31	256	32.81	1312.57		1.05
	512	36.33	1310.94		-0.58
	1024	36.33	1310.94		-0.58

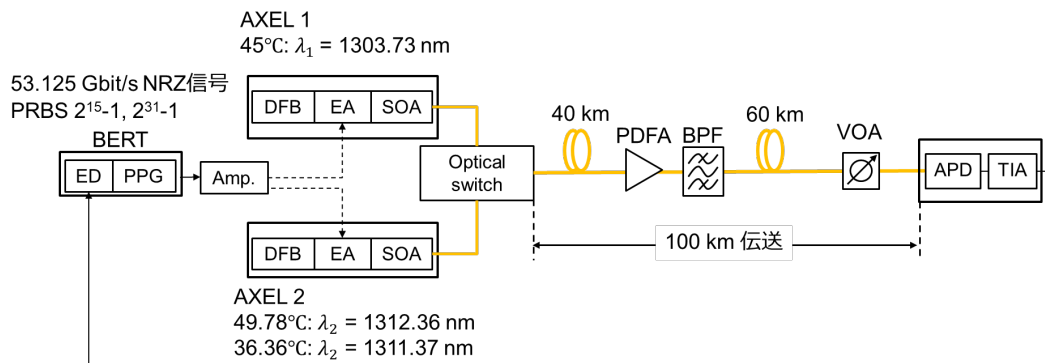
表 3-2 $L = 100 \text{ km}$ における f_0 から推定された ZDW、真値、推定誤差.

100 km		実験 (提案手法)		真値	推定誤差
PRBS	FFT	$f_0 \text{ (GHz)}$	$\lambda_0 \text{ (nm)}$	$\lambda_0 \text{ (nm)}$	$\delta\lambda \text{ (nm)}$
15	256	29.69	1312.36	1312.20	0.16
	512	29.30	1312.59		0.39
	1024	29.30	1212.59		0.39
31	256	32.03	1311.15		-1.06
	512	32.23	1311.06		-1.15
	1024	32.23	1311.06		-1.15

3-4-2 伝送実験

本節では、前節で推定した ZDW を用いて実際に波長分散による信号品質劣化を低減できることを実験で示す。図 3-9 に実験構成を示す。本実験では、固定波長の AXEL を 2 つ配列し、ひとつは前節で使用した波長で発振する AXEL を、もう一つは推定した ZDW に最も近い発振波長を有する AXEL を使用した。推定時に使用した発振波長 λ_1 は、45 °C 時に 1303.73 nm である。推定した ZDW に合わせた発振波長 $\lambda_0 = \lambda_1 + \Delta\lambda$ は、49.78 °C 時に 1312.36 nm、または 36.36 °C 時に 1311.15 nm である。本実験構成では、温度調整により発振波長を推定した ZDW に合わせた。

提案手法における PRBS の違いによる誤差の影響を評価するため、ビットレート 53.125 Gbps の NRZ 信号 (PRBS $2^{15}-1$ および $2^{31}-1$) をパルスパターン発生器 (PPG: Pulse Pattern Generator) から生成した。PPG 出力信号は電気増幅器により増幅した後、AXEL の EA に入力した。光信号はプラセオジウム添加ファイバ増幅器 (PDFA) により増幅し、バンドパスフィルタ (BPF) によって増幅された自然放出光 (ASE) を除去した。光信号は、総距離 100 km の SSMF を通して 50 Gbps 級 APD-TIA により受信した [14]。受信信号の BER は符号誤り率測定器 (ED: Error Detector) を用いてリアルタイムに測定した。100 km の SSMF は 2 本の SSMF で構成しており、ZDW の真値が 1312.2 nm となる 1 本の擬似的な 100 km の SSMF とみなせることを専用の装置を用いて測定して確認した。表 3-3 に PRBS $2^{15}-1$ および $2^{31}-1$ における推定値、真値、推定誤差をまとめる。



BERT: Bidirectional Encoder Representations from Transformers, PPG: Pulse pattern generator, ED: Error detector
Amp.: Amplifier, EA: Electro-absorption modulator, SOA: Semiconductor optical amplifier
PDFA: Praseodymium doped fiber amplifier, BPF: Band pass filter, VOA: Variable optical attenuator
APD: Avalanche photodiode, TIA: Transimpedance amplifier.

図 3-9 実験系.

図 1-2 ZDW の推定値、真値、推定誤差.

100 km		実験（提案手法）		真値	推定誤差
PRBS	FFT	f_0 (GHz)	λ_0 (nm)	λ_0 (nm)	$\delta\lambda$ (nm)
15	256	29.69	1312.36	1312.20	0.16
31	256	32.03	1311.15		-1.06

図 3-10 に PRBS $2^{15}-1$ の BER、図 3-11 に PRBS $2^{15}-1$ のアイパターンの結果を示す。各波長での BtB における BER の違いは、温度や駆動電流値の差による素子内部の熱雑音の違い、すなわち信号対雑音比（SNR）の違いによるものである。図 3-10 の PRBS $2^{15}-1$ では、波長調整前の $\lambda_1 = 1303.73$ nm において、BER = 1×10^{-2} （HD-LDPC-FEC）時の波長分散ペナルティは 1.5 dB であった。一方、提案手法により推定した ZDW に対応する $\lambda_0 = \lambda_1 + \Delta\lambda = 1312.36$ nm では、波長分散ペナルティは 0.2 dB まで低減した。

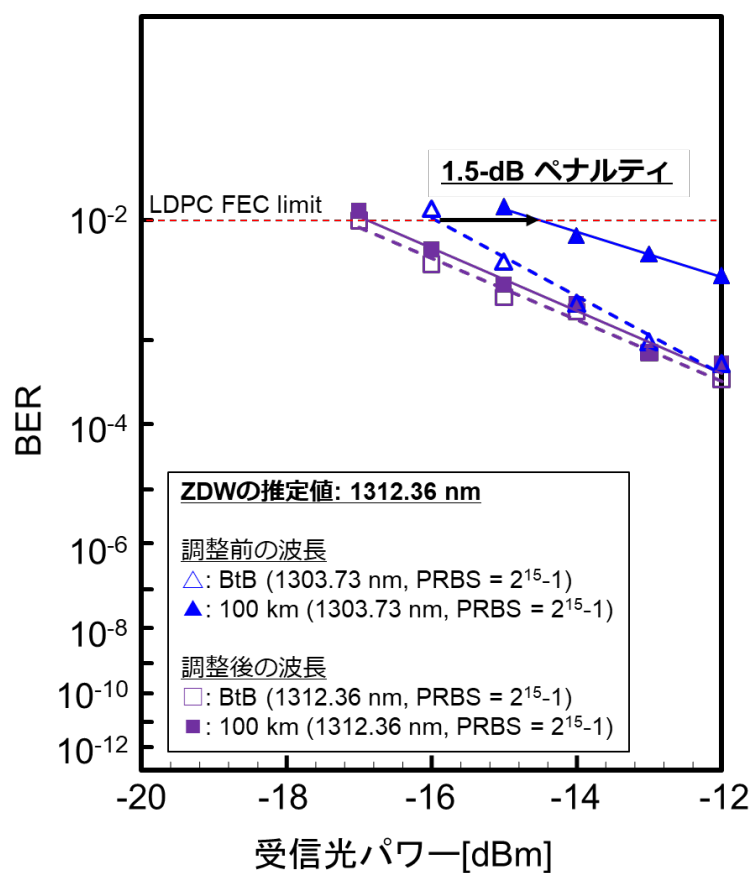


図 3-10 PRBS $2^{15}-1$ の BER.

零分散波長の真値: 1312.20 nm		
	$\lambda = 1303.73$ nm	$\lambda = 1312.36$ nm
BtB		
100-km 伝送		

図 3-11 図 3-10 に PRBS $2^{15}-1$ のアイパターン.

図 3-12 に PRBS $2^{31}-1$ の BER、図 3-13 に PRBS $2^{31}-1$ のアイパターンの結果を示す。PRBS $2^{31}-1$ のときも同様に、各波長での BtB における BER の違いは SNR の違いによるものである。PRBS $2^{31}-1$ では、波長調整前の $\lambda_1 = 1303.73 \text{ nm}$ で波長分散ペナルティが 1.4 dB であったのに対し、推定した ZDW である $\lambda_0 = \lambda_1 + \Delta\lambda = 1311.15 \text{ nm}$ では波長分散ペナルティはほぼ無視できる程度であった。また、発振波長 1311.15 nm の方が 1312.36 nm の場合よりもペナルティが小さい理由として、パルス圧縮効果によるものと考えられる。以上の結果より、提案手法を用いることで、専用の測定装置を追加することなく ZDW を推定でき、さらに発振波長を推定した ZDW に調整することにより、100 km において 53.125 Gbps/ λ のペナルティフリー伝送を実現できた。

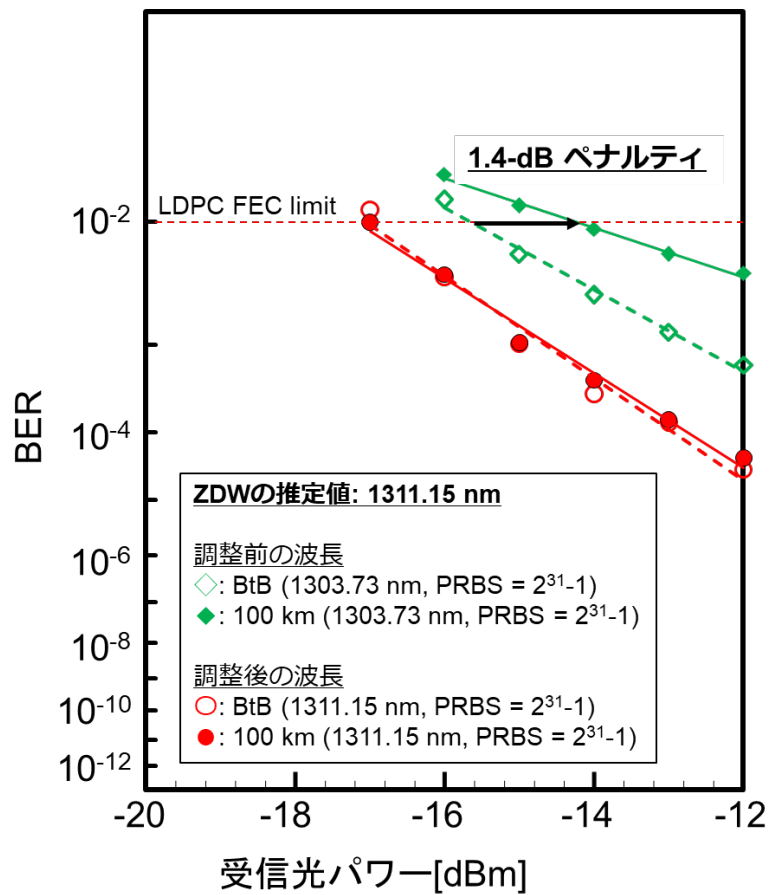


図 3-12 PRBS $2^{31}-1$ の BER.

零分散波長の真値: 1312.20 nm		
	$\lambda = 1303.73$ nm	$\lambda = 1311.15$ nm
BtB		
100-km 伝送		

図 3-13 PRBS $2^{31}-1$ のアイパターン.

上記で実証したように、この手法の特徴は波長分散によって生じる固有のノッチ周波数 f_0 を用いて ZDW を推定し、発振波長を調整することで波長分散を低減できる点にある。分散係数 D は、発振波長と式 (2) から (4) による ZDW の真値に依存するため、場合によってはノッチ周波数を検出できないことがある。例えば、発振波長の値と ZDW の真値が同じ場合、 $D = 0$ となりノッチが発生しない。さらに、提案手法は一般的な送信器/受信器のみで構成されるため、ノッチ周波数の出現条件は主信号のボーレート B 内に限定される。したがって、提案手法では、発振波長値と ZDW 真値に基づくノッチ周波数 f_0 の出現位置を明確化することが重要である。

図 3-14 に、実験で使用した AXEL と同様に $L = 100\text{km}$ 、 $\alpha = 0.48$ でノッチが出現する場合、50 GHz 帯域内でノッチが出現する領域を示す。横軸は ZDW の実測値、縦軸は発振波長の値である。横軸は ZDW の真の値、縦軸は発振波長の値である。ノッチ周波数が現れる位置は、これら二つの値のずれの量によって異なる。グラフの空白領域は、ノッチ周波数が 50 GHz 以上（主信号のボーレートより高い領域）に現れる範囲を示している。これは ZDW と初期発振波長の差が $\pm 3\text{ nm}$ 以内で、前述の条件下ではノッチが検出されない領域である。しかし、図 3-10, 3-12 に示すように、ZDW の実測値と初期発振波長の差が 8.47 nm ($> 3\text{ nm}$) の場合、ペナルティは最大 1.5 dB であるため、ノッチ周波数が検出できなくても波長分散によるペナルティは 1.5 dB 以内に抑制される。一方、ZDW と初期発振波長の差が $\pm 3\text{ nm}$ を超える場合、ノッチ周波数は 50 GHz 以内に現れるが、提案手法を用いることでペナルティのない伝送が実現される。

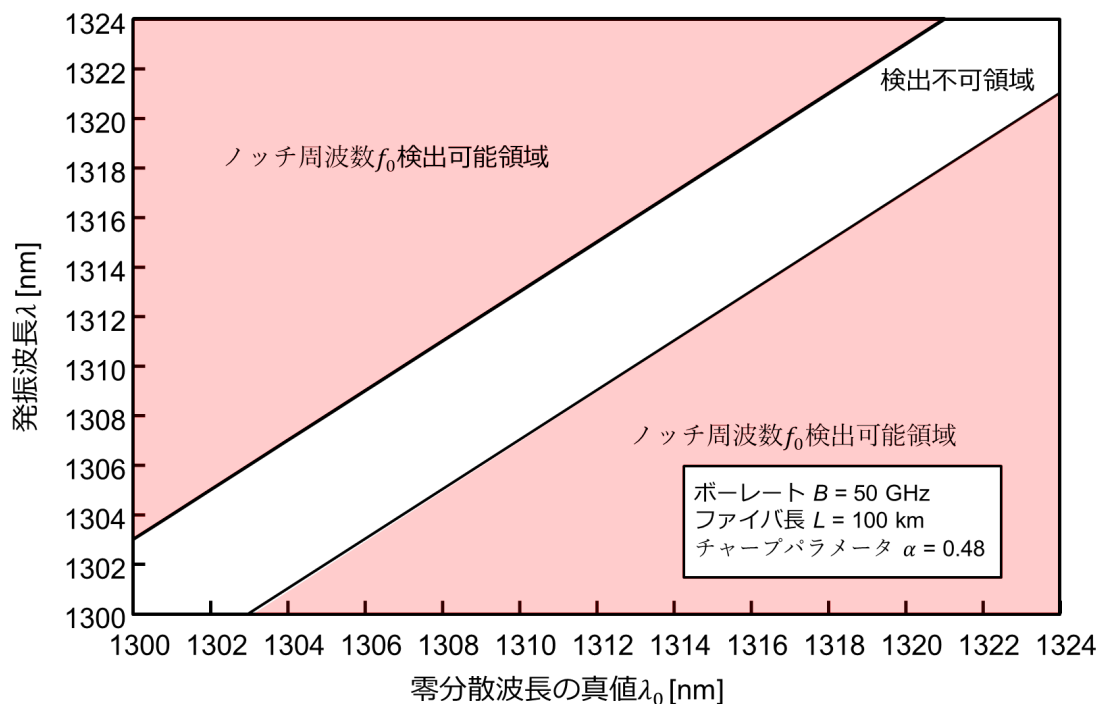


図 3-14 50 GHz 帯域内でノッチが出現する領域。

3-5 結論

本章では、第 2 章で特定した技術課題の一つである波長分散に対処するため、専用の測定器を必要としない簡易な零分散波長（ZDW）推定技術を提案し、その有効性を実験的に検証した。

まず、波長分散係数が発振波長と ZDW の差に依存することに着目し、波長分散によって生じる受信電気信号の周波数スペクトル上の周波数フェージング（ノッチ周波数）から分散係数を算出し、ZDW を推定する原理を提案した。

次に、本提案手法の有効性を検証するため、53.125 Gbps の NRZ 信号を用いた伝送実験を行った。80 km および 100 km の SSMF 伝送後の受信信号において、周波数スペクトル上に理論と一致するノッチ周波数が生じることを実機で確認した。さらに、このノッチ周波数の測定値、および既知のパラメータを用いて ZDW を算出した結果、PRBS パターンの種類や FFT サイズによらず、専用の測定器による真値に対し ± 1 nm 以内の精度で ZDW を推定できることを明らかにした。

最後に、本手法の伝送品質改善効果を検証した。推定した ZDW（真値 1312.2 nm に対し、推定値 1311.15 nm）に発振波長を調整した伝送実験を行った結果、調整前の波長（1303.73 nm）では 100 km 伝送後に 1.4 dB の波長分散ペナルティが生じていたのに対し、調整後の波長ではペナルティをほぼ無視できるレベルまで低減できることを実証した。

以上の結果から、提案手法によって専用の測定器を用いることなく光ファイバの ZDW を ± 1 nm の精度で推定可能であり、その推定値に基づき発振波長を調整することで、53.125 Gbps/ λ 信号の 100 km ペナルティフリー伝送が実現できることを確認した。

3-6 参考文献

- [1] P. Torres-Ferrera, G. Rizzelli, H. Wang, V. Ferrero and R. Gaudino, "Experimental Demonstration of 100 Gbps/ λ C-Band Direct-Detection Downstream PON Using Non-Linear and CD Compensation with 29 dB+ OPL Over 0 Km–100 Km," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 40, no. 2, pp. 547-556, 15 Jan.15, 2022.
- [2] M. Verplaetse, L. Breyne, J. Van Kerrebrouck, P. Ossieur and G. Torfs, "Electronic Dispersion Precompensation of Direct-Detected NRZ Using Analog Filtering," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 31, no. 22, pp. 1771-1774, 15 Nov.15, 2019.
- [3] H. Taniguchi, S. Yamamoto, Y. Kisaka, S. Kanazawa, T. Yoshimatsu, Y. Ishikawa and K. Mizuno, "84-GBaud/ λ PAM-4 Transmission over 20-km using 4- λ LAN-WDM TOSA and ROSA with MLSE Based on Nonlinear Channel Estimation," 2020 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), San Diego, CA, USA, pp. 1-3, 2020.
- [4] X. Huang, D. Zhang, X. Hu, C. Ye and K. Zhang, "Recurrent Neural Network based Equalizer with Embedded Parallelization for 100Gbps/ λ PON," 2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), San Francisco, CA, USA, pp. 1-3, 2021.
- [5] J. Potet, M. Gay, L. Bramerie, M. Thual, I. N. Cano, G. Caruso, R. Rosales, D. Nasset, F. Saliou, G. Simon, and P. Chanclou, "Real-Time DSP-Free 100 Gbit/s/ λ PAM-4 Fiber Access Link Using EML and Direct Detection," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 34, no. 17, pp. 895-898, 1 Sept.1, 2022.
- [6] S. T. Le, K. Schuh, F. Buchali, T. Drenski, A. Hills, M. King and T. Sizer, "Optical Single-Sideband Direct Detection Transmissions: Recent Progress and Commercial Aspects," 2020 European Conference on Optical Communications (ECOC), Brussels, Belgium, pp. 1-4, 2020.
- [7] Y. Zhu, L. Li, X. Miao and W. Hu, "Time Skew-based Filter-free VSB Nyquist PAM-4/6 Generation and 80km SSMF Transmission with Direct Detection," 2020 European Conference on Optical Communications (ECOC), Brussels, Belgium, pp. 1-5, 2020.
- [8] J. P. Turkiewicz, "Analysis of the SSMF zero-dispersion wavelength location and its influence on high capacity 1310 nm transmission," 2013 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), Anaheim, CA, USA, pp. 1-3, 2013.
- [9] C. St-Arnault, Z. Wei, R. G. Castrejón, S. Bernal, E. Berikaa, W. Li, A. Nikic, B. Qiu, and D. V. Plant, "Practical Fiber Dispersion-Induced Limitations in 400, 200 and 100 Gbps/ λ IM/DD WDM Systems in O-band at 40 km," ECOC 2024; 50th European Conference on Optical Communication, Frankfurt, Germany, pp. 17-20, 2024.
- [10] "Characteristics of a single-mode optical fibre and cable", Recommendation ITU-T G.652, 2024.
<https://www.itu.int/rec/T-REC-G.652>

- [11] F. Devaux, Y. Sorel and J. F. Kerdiles, "Simple measurement of fiber dispersion and of chirp parameter of intensity modulated light emitter," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 11, no. 12, pp. 1937-1940, Dec. 1993.
- [12] R. Hui and M. O'Sullivan, "Fiber-Optic Measurement Techniques", Academic Press, 2022.
- [13] T. Shindo, W. Kobayashi, N. Fujiwara, Y. Ohiso, K. Hasebe, H. Ishii, and M. Itoh, "High Modulated Output Power Over 9.0 dBm With 1570-nm Wavelength SOA Assisted Extended Reach EADFB Laser (AXEL)," in *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 23, no. 6, pp. 1-7, Art no. 1500607, 2017.
- [14] M. Nada, T. Yoshimatsu, Y. Muramoto, T. Ohno, F. Nakajima and H. Matsuzaki, "106-Gbit/s PAM4 40-km Transmission Using an Avalanche Photodiode With 42-GHz Bandwidth," 2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC), San Diego, CA, USA, pp. 1-3, 2018.

第4章 零分散波長推定技術の光アクセスシステムへの適用

4-1 はじめに

本章では、IM-DD 伝送方式における波長分散による伝送距離が制限される課題について、第3章で提案した零分散波長（ZDW）推定技術を発展させ、実運用の光アクセスシステムへ適用するために必要となる手法の高度化と、実用上の課題解決について検討する。初めに、第3章で提案した基本原理を実システムへ適用する上で想定される、ファイバパラメータ（伝送距離・分散スロープ）への依存性、光トランシーバへの低リソース実装、事前の BtB（Back-to-Back）参照測定の実証の必要性、低 S/N（Signal-to-Noise）比耐性、および一心双方向（BiDi: BiDirectional）伝送への適用性といった技術課題を明確にする。次に、これらの課題を解決するため、2つの異なる波長のノッチ周波数比を用いることでファイバパラメータに依存しない新たな ZDW 推定理論を提案し、50 Gbps PAM4 信号による実験でその有効性を実証する。さらに、光トランシーバへの実装を想定し、低量子化ビット数・低サンプリング周波数条件下での動作検証、および実運用コストを削減するために BtB 参照測定をシミュレーションで代替する手法の検証結果を示す。加えて、最小受信感度付近の低 S/N 比条件下での推定可否や、ZDW 近傍（ノッチ周波数が帯域外）の場合の実用的な運用フローについても提案する。最後に、本技術を BiDi 伝送へ拡張するため、推定した ZDW に基づきシステムの許容波長範囲を算出する手法を提案し、100 Gbps PAM4 信号によるイコライザ不要の 60 km BiDi 伝送を実証した結果について述べる。

4-2 零分散波長推定技術をシステムへ適用する際の課題

3章では、波長分散によって生じる固有のノッチ周波数から零分散波長（ZDW）を推定し、専用装置を用いずに送信器／受信器構成のみで発振波長を ZDW に調整する手法を提案した。提案手法を実機で確認するため、ZDW の短波長側に位置する2つの発振波長を用いて ZDW を推定した。伝送した受信信号を量子化ビット数8ビット、サンプリング周波数 200 GS/s のアナログデジタルコンバータ（ADC）が搭載されたデジタルストレージオシロスコープで取得した。取得したデータに対して高速フーリエ変換（FFT）を実行して周波数スペクトルを取得し、事前に保有している Back-to-Back（BtB）の周波数スペクトルとの除算をとることで、伝送によって周波数成分が減衰することを確認した。さらに、周波数スペクトルの最小値をノッチ周波数 f_0 として取得し、ノッチ周波数 f_0 と、実験で使用した伝送距離 L 、送信器のチャープパラメータ α 、発振波長 λ_1 、光速 c 、さらに、標準化で規定されている分散スロープ S_0 の平均値を用いることで ZDW を推定した。

しかしながら、提案手法を実運用上で使用することを考えると、提案手法には複数の課題がある。

1つ目として、提案手法の汎用性を高めるためには、ZDW の短波長側または長波長側のいずれかの発振波長を用いても ZDW を推定可能であることが望ましい。

2 目として、実用化を考慮すると、事前に既知であるべきパラメータの数は可能な限り削減すべきである。より正確に ZDW を推定するためには、伝送距離 L や分散スロープ S_0 の値のようなファイバパラメータは実運用上取得することが困難であるため、これらのパラメータを使用しないことが望ましい。

3 目として、将来的に光トランシーバへの実装を目指す場合、量子化ビット数が 5~6 ビット、有効サンプリング周波数がボーレートの 1~2 倍、あるいはそれ以下の条件でも手法が機能することが求められる。これは、コヒーレントトランシーバにおける 32 Gbaud のデュアル偏波 QPSK 信号に対して、DSP の有効ビット数 (ENOB) が約 5 ビットでサンプリング周波数が 64 GS/s であること、IM-DD トランシーバにおける 100 Gbaud NRZ 信号に対して ENOB が 6 ビットで 100 GS/s、112 Gbaud PAM4 信号に対して ENOB が 6 ビットで 112 GS/s であることに起因する [1-3]。

4 目として、実験による BtB の周波数スペクトルを事前に取得しているため、運用コストを削減するためには、事前に実験で BtB の周波数スペクトルを取得することが不要であることが望ましい。

5 目として、BER が良好なノイズが少ない受信信号のデータを使用していたが、実運用上を考慮すると最小受信感度付近の $BER = 10^{-2}$ 付近の受信信号のデータで ZDW を推定できることが望ましい。

6 目として、波長分散が顕著であることを前提としているが、実用化を考慮すると、波長分散が小さい場合でも推定が可能か、推定できない場合は波長分散ペナルティの影響はどの程度なのか、また、それらを考慮した推定手法の使用方法や運用フローを検討する必要がある。

7 目として、ZDW は 1 点しかないため [4]、一心双方向ネットワークに適用する場合、波長の割り当て方法を検討する必要がある。

上記の課題をそれぞれ解決していき、最後に提案手法を実運用に適用する際の運用フローをまとめる。始めに、次節では提案手法の理論を新たに構築し、ファイバパラメータ無依存で、かつ、発振波長と ZDW の位置関係に依存しない ZDW 推定手法を検討する。

4-3 ファイバパラメータ無依存の零分散波長推定手法の検討

4-3-1 提案手法の原理

ファイバパラメータ無依存で、かつ、発振波長と ZDW の位置関係に依存しない ZDW 推定手法を検討する。始めに、波長分散によって特定の周波数が減衰する理論を整理する。伝送後の電界 E と受信した電界強度 I は次式で表される [5-7]。

$$E \propto (1 + j\alpha)e^{j\frac{\pi\lambda^2 DLf^2}{c}}$$

$$I = |E|^2 \propto \cos\left(\frac{\pi\lambda^2 DLf^2}{c} + \arctan \alpha\right)$$

この式から、特定の周波数に対して電界強度が 0 となる条件は以下となる。

$$\cos\left(\frac{\pi\lambda^2 DLf^2}{c} + \arctan \alpha\right) = 0$$

これを解くと、

$$\frac{\pi\lambda^2 DLf^2}{c} + \arctan \alpha = \pm \frac{\pi}{2} (1 + 2n)$$

但し、 n は 0 以上の整数である。この式から、ある波長 λ_i における波長分散係数 D_i について、電界強度が 0 となる特定の周期的な周波数を f_n とすると、

$$f_{ni}^2 = \frac{c}{2D_i\lambda_i^2 L} \left(\pm 1 \pm 2n - \frac{2}{\pi} \arctan \alpha_i \right)$$

となる。 $\forall n$ に対して、 $f_{ni}^2 > 0$ であるので、 D_i の符号によって括弧の中の値が決まる。よって、1 番目のノッチ周波数 f_{0i}^2 に着目すると、 f_{0i}^2 は次式で与えられる。

$$f_{0i}^2 = \begin{cases} \frac{c}{2D_i\lambda_i^2 L} \left(+1 - \frac{2}{\pi} \arctan \alpha_i \right) & (D_i > 0) \\ \frac{c}{2D_i\lambda_i^2 L} \left(-1 - \frac{2}{\pi} \arctan \alpha_i \right) & (D_i < 0) \end{cases} \quad (1)$$

また、波長分散 $D_i L$ はセルマイヤーの近似式を用いて以下で表される。

$$D_i L = \frac{S_0 L}{4} \left(\lambda_i - \frac{\lambda_0^4}{\lambda_i^3} \right) \quad (2)$$

この式を式(1)に代入し、2 つの波長 λ_a, λ_b における式(1)を両辺で割ることで、次式が得られる。

$$\frac{f_{0a}^2}{f_{0b}^2} = \frac{\left(\lambda_b - \frac{\lambda_0^4}{\lambda_b^3} \right) \lambda_b^2 \left(\pm 1 - \frac{2}{\pi} \arctan \alpha_a \right)}{\left(\lambda_a - \frac{\lambda_0^4}{\lambda_a^3} \right) \lambda_a^2 \left(\pm 1 - \frac{2}{\pi} \arctan \alpha_b \right)} \quad (3)$$

この式から ZDW λ_0 について解くと、 A, B をそれぞれ式(5)、(6)で定義すると、以下で表される。

$$\lambda_0 = \begin{cases} \lambda_{0(A-,B-)} = \left(\frac{A_- \lambda_a^4 - B_- \lambda_b^4}{A_- - B_-} \right)^{\frac{1}{4}} & (\lambda_b < \lambda_0, \lambda_a < \lambda_0) \\ \lambda_{0(A-,B+)} = \left(\frac{A_- \lambda_a^4 - B_+ \lambda_b^4}{A_- - B_+} \right)^{\frac{1}{4}} & (\lambda_b < \lambda_0, \lambda_0 < \lambda_a) \\ \lambda_{0(A+,B-)} = \left(\frac{A_+ \lambda_a^4 - B_- \lambda_b^4}{A_+ - B_-} \right)^{\frac{1}{4}} & (\lambda_0 < \lambda_b, \lambda_a < \lambda_0) \\ \lambda_{0(A+,B+)} = \left(\frac{A_+ \lambda_a^4 - B_+ \lambda_b^4}{A_+ - B_+} \right)^{\frac{1}{4}} & (\lambda_0 < \lambda_b, \lambda_0 < \lambda_a) \end{cases} \quad (4)$$

$$A = \begin{cases} A_- = f_{0a}^2 \lambda_b \left(-1 - \frac{2}{\pi} \arctan \alpha_b \right) & (\lambda_b < \lambda_0) \\ A_+ = f_{0a}^2 \lambda_b \left(1 - \frac{2}{\pi} \arctan \alpha_b \right) & (\lambda_0 < \lambda_b) \end{cases} \quad (5)$$

$$B = \begin{cases} B_- = f_{0b}^2 \lambda_a \left(-1 - \frac{2}{\pi} \arctan \alpha_a \right) & (\lambda_a < \lambda_0) \\ B_+ = f_{0b}^2 \lambda_a \left(1 - \frac{2}{\pi} \arctan \alpha_a \right) & (\lambda_0 < \lambda_a) \end{cases} \quad (6)$$

上式から、 λ_0 のパラメータにファイバパラメータの距離 L や分散スロープ S_0 が記載されていないことが分かる。これにより、ファイバパラメータ無依存で ZDW を推定する理論式を形式化することが可能となった。

また、上式は、それぞれ発振波長 λ_a および λ_b と ZDW λ_0 との関係に応じて異なる形式を取る。発振波長 λ_a および λ_b がそれぞれ λ_0 より大きい場合と小さい場合の組み合わせにより、 λ_0 の推定値は合計4通り得られる。これにより、発振波長が ZDW より短波側もしくは長波側でも λ_0 が計算できる。

ここで、 λ_0 の値は未知であるため、発振波長が ZDW より短波側もしくは長波側であるかの情報は事前に取得できないことに注意したい。よって、ZDW の候補が4つ出てくるとになるため、この候補から絞り込みを行う方法を検討する。

4つの候補から絞り込みを行うための条件は以下となる。

1. 計算した4つの ZDW がそれぞれの式における発振波長との大小関係が一致していない候補は除外する。
2. ZDW の値が標準化で規定されている下記の範囲に該当しない場合はその候補を除外する。

$$1300 < \lambda_0 < 1324 \quad (8)$$

3. 分散スロープ S_0 と距離 L の積の値は以下で求められる。この値は必ず正であり、システムで想定されている最大の伝送距離 $L_{\max}$ と標準化で規定されている分散スロープ $S_{0\max}$ の値の積よりも小さくなる。この範囲に該当しない場合はその候補を除外する。

$$S_0L = \frac{2cB_{\pm}}{f_{0a}^2 f_{0b}^2 (\lambda_a^4 - \lambda_0^4)} \quad (0 < S_0L < S_{0\max}L_{\max}) \quad (9)$$

以上の条件から、ZDW の値を 1 つに絞り込むことが可能となる。図 4-1 に、4 つの候補から 1 つの ZDW を絞り込む概念を示す。各発振波長に対し、波長分散 DL が正負の 2 通り取れることを●で示している。それぞれの波長に対する 2 点を結び、 $DL=0$ となる横軸との交点が ZDW λ_0 となる。このとき、条件 1 では、 $\lambda_a, \lambda_b, \lambda_0$ の大小関係がそれぞれ計算した式の条件に合っているかを確認する。条件 2 では、標準化で規定されている ZDW の範囲（水色の範囲）に横軸との交点が生じるかを確認する。条件 3 では、結んだ線分の傾きが正で、かつ、傾きが急峻でないことを確認する。これにより、候補を 1 つに絞ることが可能となる。

以上より、本手法は、ZDW の短波長側または長波長側のいずれかの発振波長を用いても ZDW を推定可能であり、発振波長と ZDW の関係が事前に不明であっても、各式の条件に基づいて ZDW を一意に特定することができる。また、導出した式から分かるように、本手法は多値変調（PAM4 など）の変調方式に依存せず適用可能である。

次節では、50 Gbps PAM4 信号を用いて上記の理論に基づいて実機で ZDW を推定し、提案手法が実現可能であることを示す。

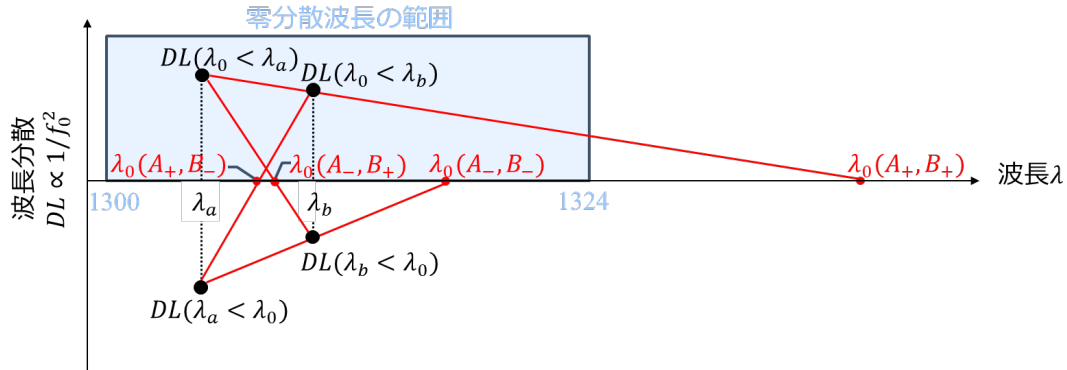
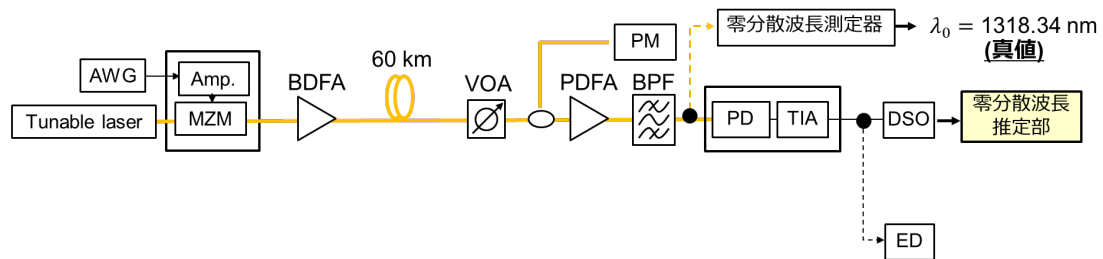


図 4-1 4 つの候補から 1 つの ZDW を絞り込む概念図.

4-3-2 実験構成

図 4-2 に、ZDW を推定するために用いた実験構成を示す。波長可変レーザは発振波長 $\lambda_a = 1300 \text{ nm}$ および $\lambda_b = 1305 \text{ nm}$ を出力し、任意波形発生器から生成した 50-Gbps PRBS $2^{11}-1$ PAM4 信号を、いずれの波長の場合も電気増幅器を介してマッハツェンダ変調器 (MZM) に入力した。変調信号はビスマスドープ光ファイバ増幅器 (BDFA) で増幅された後、60 km の光ファイバを伝送し、プラセオジウムドープファイバ増幅器 (PDFA) およびバンドパスフィルタ (BPF) を通過して受信器に入力された。受信信号の周波数スペクトル (FS) は、200 GS/s のサンプリング周波数と量子化ビット数 8 ビットを有するデジタルストレージオシロスコープにより取得した。

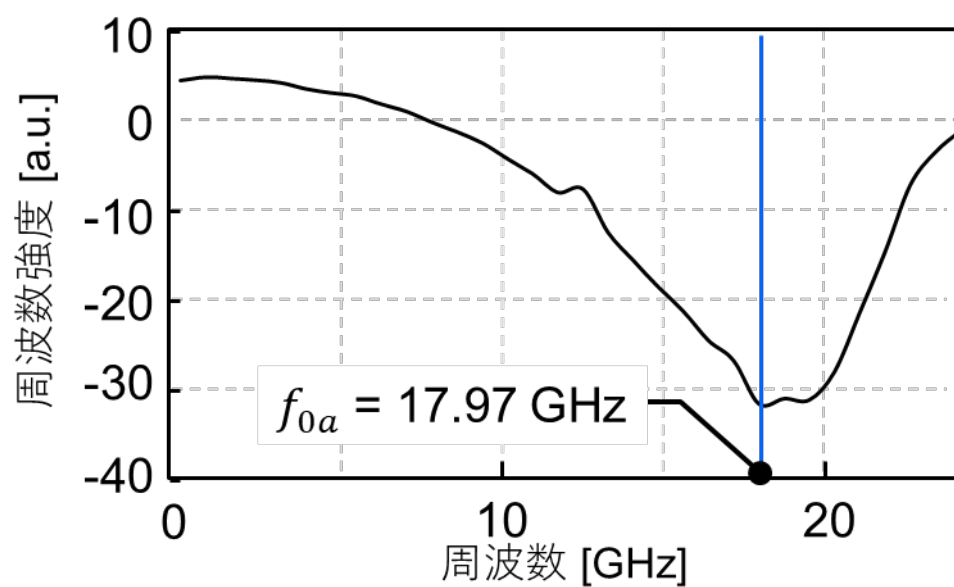


AWG: Arbitrary waveform generator, Amp.: Amplifier, MZM: Mach-Zehnder modulator, BDFA: Bismuth-doped optical fiber amplifier, VOA: Variable optical attenuator, PDFA: Praseodymium doped fiber amplifier, BPF: Band pass filter, PM: Power monitor, PD: Photodiode, TIA: Transimpedance amplifier, DSO: Digital storage oscilloscope, ED: Error detector.

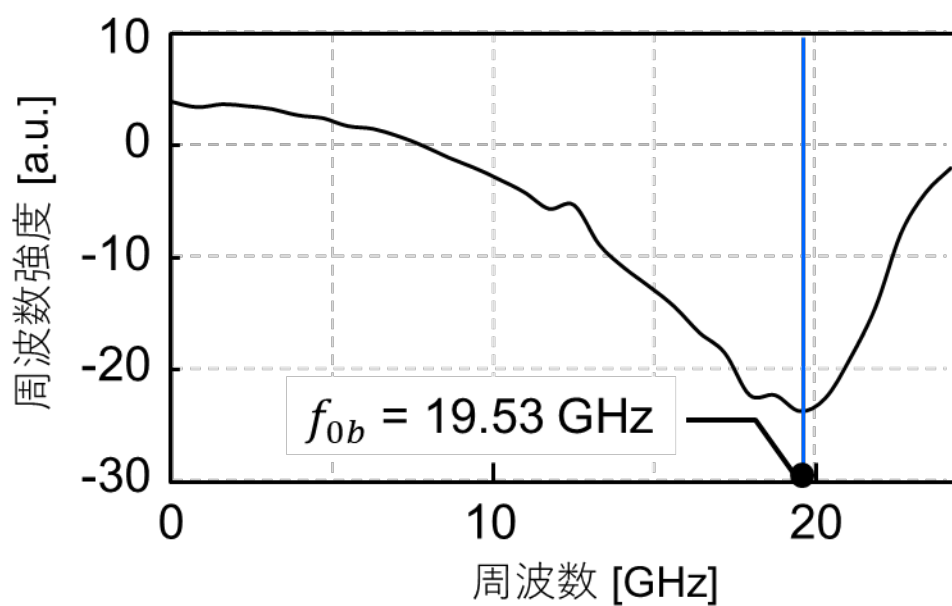
図 4-2 実験系/

4-3-3 実験結果

図 4-3 に、各波長における 60 km 伝送後の FS を BtB FS で除算して得られた PAM4 信号の FS (FFT サイズ 256) を示す。PAM4 信号においてノッチ周波数 f_{0a} および f_{0b} が得られ、それぞれ 17.97 GHz、19.53 GHz であった。



(a)



(b)

図 4-3 伝送後の FS を BtB FS で除算して得られた PAM4 信号の FS;
(a) $\lambda_a = 1300 \text{ nm}$, (b) $\lambda_b = 1305 \text{ nm}$.

ZDW の真値は ZDW 測定装置により取得した。チャープパラメータの値は、分散シフトファイバで分散量を大きくかけることで複数のノッチ周波数を出現させることで求められ、その結果、 $\alpha_a = -1.12$ 、 $\alpha_a = -1.41$ を得た [5]。表 4-1 に、 λ_0 、 S_0L 、条件、および Step 5 における条件の結果を示す。各 λ_0 は 1317.56、1304.11、1301.27、1347.23 nm であり、各 S_0L は 7.11、-102.12、99.95、-9.29 ps/nm² であった。条件 (8) から $\lambda_0 = 1347.23$ nm を除外した。さらに、条件 (7) の $0 < S_0L$ から $S_0L = -102.12$ 、-9.29 ps/nm² を除外し、条件 $S_0L < S_{0\max}L_{\max}$ から $S_0L = 99.95$ ps/nm² を除外した。これは、この値が 1000 km を超える伝送距離 L を与え、IM-DD 伝送システムの典型的な 100 km 未満の伝送距離と一致しないためである。以上より、発振波長と ZDW の関係が事前に不明であっても、ZDW は $\lambda_0 = 1317.56$ nm のみが妥当であり、一意に決定できる。

表 4-1 4つの式における λ_0 、 S_0L と、Step 5 における条件の結果。

	A_-, B_-	A_-, B_+	A_+, B_-	A_+, B_+
条件	$\lambda_b < \lambda_0$ $\lambda_a < \lambda_0$ $0 < S_0L < S_{0\max}L_{\max}$ $1300 < \lambda_0 < 1324$	$\lambda_b < \lambda_0$ $\lambda_0 < \lambda_a$ $0 < S_0L < S_{0\max}L_{\max}$ $1300 < \lambda_0 < 1324$	$\lambda_0 < \lambda_b$ $\lambda_a < \lambda_0$ $0 < S_0L < S_{0\max}L_{\max}$ $1300 < \lambda_0 < 1324$	$\lambda_0 < \lambda_b$ $\lambda_0 < \lambda_a$ $0 < S_0L < S_{0\max}L_{\max}$ $1300 < \lambda_0 < 1324$
λ_0	1317.56	1304.11	1301.27	1347.23
S_0L	7.11	-102.12	99.95	-9.29
条件を満たすか	○	×	×	×

表 4-2 にノッチ周波数 f_{0a} 、 f_{0b} 、推定した ZDW (λ_{0est})、ZDW の真値 λ_0 および推定精度 $\delta\lambda$ をまとめる。真値は 1318.34 nm、推定値は 1317.56 nm、推定誤差は -0.78 nm であった。

表 4-2 ノッチ周波数 f_{0a} 、 f_{0b} 、推定した ZDW (λ_{0est})、ZDW の真値 λ_0 および推定精度 $\delta\lambda$ 。

実験 (提案手法)			真値	推定誤差
1300 nm f_{0a} (GHz)	1305 nm f_{0b} (GHz)	λ_{0est} (nm)	λ_0 (nm)	$\delta\lambda$ (nm)
17.97	19.53	→ 1317.56	1318.34	-0.78

提案手法における推定精度は、式 (6) に示すように光ファイバ長 L や λ_a と λ_b の差分には依存せず、 λ_a と λ_b の絶対精度に依存する。例えば、本実験系において系統誤差として ± 1 nm または ± 0.1 nm (両波長が同方向に 1 nm または 0.1 nm シフト) を仮定すると、推定誤差はそれぞれ -1.78 nm と 0.22 nm、または -0.68 nm と -0.88 nm となる。一方、ランダム誤差 (両波長が逆方向にずれる場合) では、推定誤差はそれぞれ -6.79 nm、+5.20 nm、または -0.18 nm、-1.38 nm となる。これらの結果は、推定精度が系統誤差よりもランダム誤差に強く依存し、1 nm の場合よりも 0.1 nm の場合の方が影響は小さくなる。ただし、提案手法では波長可変レーザの使用を想定しており、波長誤差は最大でも 0.1 nm 程度に抑制され

ると期待される。そのため、発振波長精度が推定精度に与える影響は小さいと考えられる。さらに、異なるファイバや異なる発振波長を用いた場合にも同様の推定精度が得られると考えられる。これらの結果は、提案手法が光ファイバパラメータに依存せずに ZDW を推定でき、PAM4 のような高次多値変調にも適用可能であることを示す。また、ノッチ周波数は波長分散による左右の側波帯間における位相差を直接検波することで生じる現象であるため、PAM4 信号や NRZ 信号といった変調方式に依存せずに提案手法が適用できることも確認された。

次に、推定した ZDW を利用して波長分散ペナルティを低減できることを実験的に示す。実験構成は図 4-2 と同一である。本手法により得られた推定した ZDW $\lambda_{0est} = 1317.56 \text{ nm}$ および短波長側として設定した $\lambda_a = 1300 \text{ nm}$ を用いて、波長分散ペナルティの比較を行った。受信信号のビット誤り率 (BER) はエラーデテクタにより測定した。

図 4-4 に BER の結果、図 4-5 にアイパターンの結果を示す。白抜き印が伝送前 (BtB) の BER、黒塗り印が伝送後の BER を示し、丸印が最悪値である λ_a の場合、四角印が推定した ZDW λ_{0est} である。図 4-5 に示すように、 λ_a では伝送後の波形が波長分散により劣化したため、 $\text{BER} = 1 \times 10^{-2}$ (HD-LDPC-FEC 閾値) における波長分散ペナルティは 3.1 dB であった。一方、提案手法により得られた推定した ZDW λ_{0est} を使用した場合、図 4-5 に示すように伝送後の波形劣化が生じなかったため、波長分散ペナルティはほぼゼロであった。

以上の結果から、本手法を用いることで、ペナルティフリーかつイコライザフリーの伝送が実現可能であることが確認された。

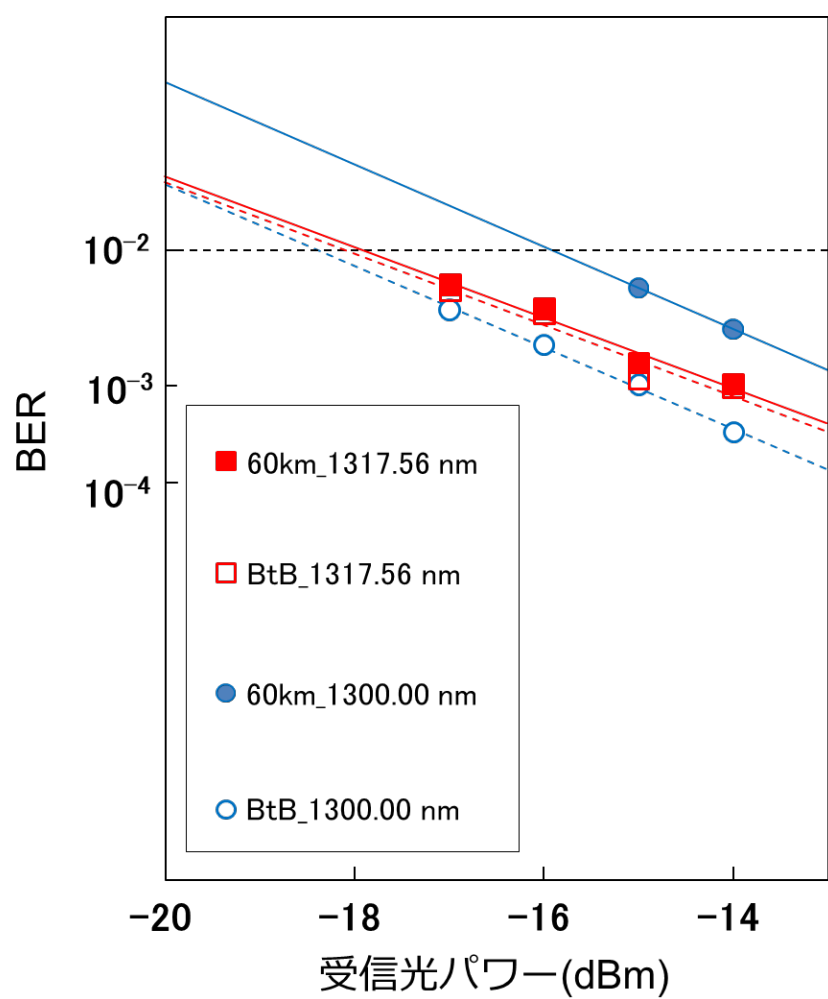


図 4-4 BER の実験結果.

零分散波長の真値: $\lambda_0 = 1318.34 \text{ nm}$		
	$\lambda_a = 1300.00 \text{ nm}$	$\lambda_{0est} = 1317.56 \text{ nm}$
BtB		
60-km 伝送		

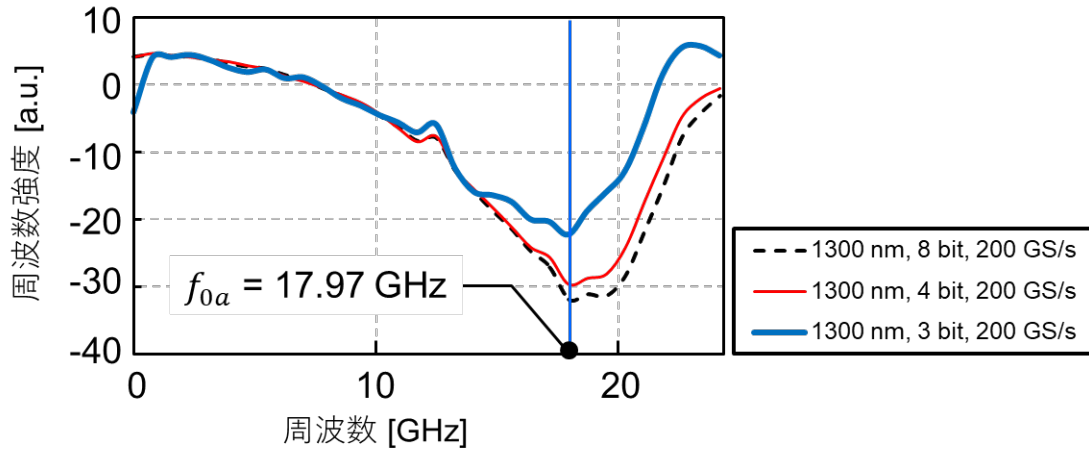
図 4-5 アイパターンの実験結果.

4-4 トランシーバへの実装可否の検討

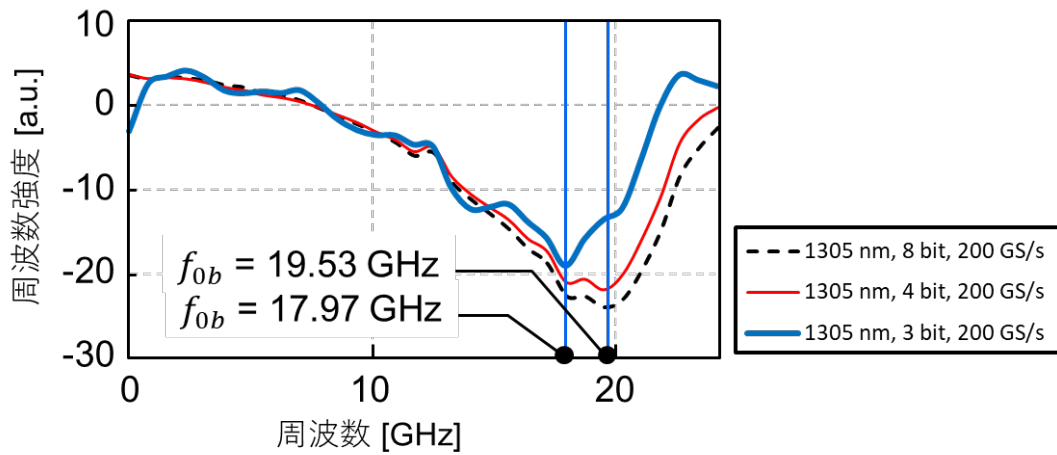
本節では、実用化の観点から、光トランシーバに搭載される DSP による軽量の信号処理で ZDW が推定可能かについて議論する。具体的には、量子化ビット数を 8 から 3 ビットに、サンプリング周波数を 200 GS/s から 50 GS/s に低減した場合に、ノッチ周波数の値が変化するかどうかを検証する。

光伝送システムにおいて、伝送するボーレートに対応する電気帯域幅を持つ受信器が使用されることが想定される。本研究で使用した受信器の帯域幅は 50 GHz であるため、DSP 内でローパスフィルタを適用して高周波成分を除去し、エイリアシングの影響を受けないようにした。具体的には、伝送後の波形データに対してロールオフ率 0.1 のルートレイズドコサインフィルタを適用し、受信器の帯域を 25 GHz になるように模擬した。

図 4-6(a)、(b)に、発振波長 $\lambda_a = 1300$ nm および $\lambda_b = 1305$ nm において、量子化ビット数を 8 ビットから 4 ビットおよび 3 ビットに低減し、サンプリング周波数を 200 GS/s に固定した場合の FS を示す。



(a)

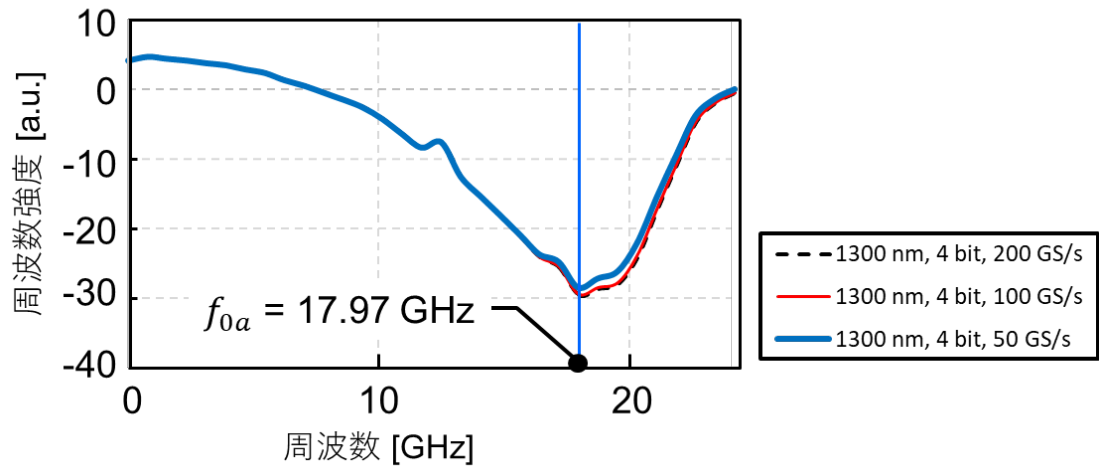


(b)

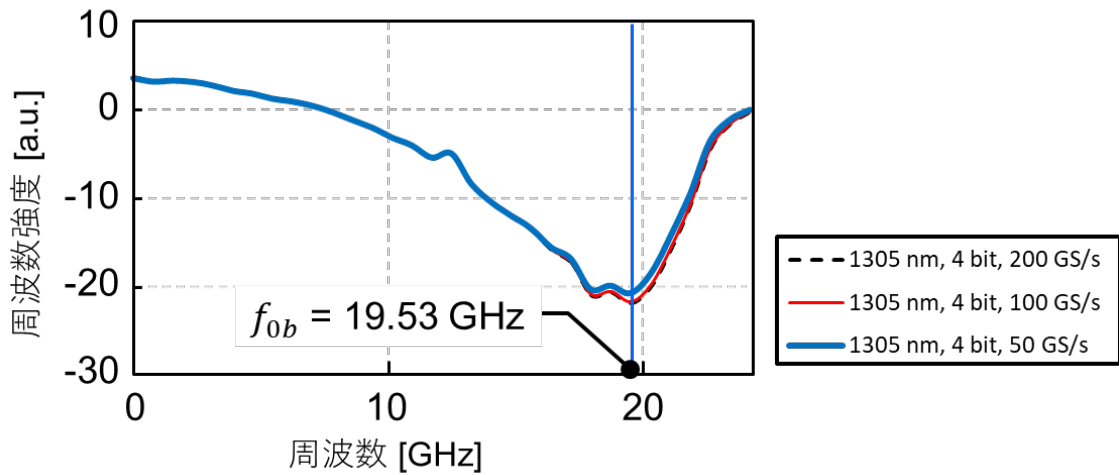
図 4-6 サンプル周波数を 200 GS/s に固定したまま量子化ビット数を変化させたときの FS; (a) $\lambda_a = 1300$ nm, (b) $\lambda_b = 1305$ nm.

200 GS/s では、量子化ビット数が 4 ビットではノッチ周波数 $f_{0a} = 17.97$ GHz、 $f_{0b} = 19.53$ GHz のままで変化は見られなかった。一方、量子化ビット数を 3 ビットに低減した場合、 $\lambda_b = 1305$ nm においてノッチ周波数が $f_{0b} = 17.97$ GHz へと変化した。これらの結果から、量子化ビット数が 3 ビットの場合は量子化ノイズの影響が顕著となり、ノッチ周波数に変化を生じさせるが、4 ビット以上では影響は無視できることが示された。したがって、量子化ビット数は 4 ビットまで低減可能であることが明らかになった。

次に、図 4-7(a)、(b)に、量子化ビット数を 4 ビットに固定し、サンプル周波数を 200 GS/s から 100 GS/s および 50 GS/s に低減した場合の FS を示す。



(a)



(b)

図 4-7 量子化ビット数を 4 ビットに固定したままサンプリング周波数を変化させたときの FS; (a) $\lambda_a = 1300$ nm, (b) $\lambda_b = 1305$ nm.

200 GS/s で取得した波形データを間引くことでサンプリング周波数を低減した。また、FFT サイズは 100 GS/s のときに 128、50 GS/s のときに 64 に設定することで、周波数軸のスケール幅を 200 GS/s と同一にした。ノッチ周波数 $f_{0a} = 17.97$ GHz、 $f_{0b} = 19.53$ GHz は、サンプリング周波数を 100 GS/s および 50 GS/s に低減しても変化しなかった。これらの結果は、サンプリング定理に基づく原理と一致しており、2 倍以上のオーバーサンプリング (2 sps) で信号が完全に再構成されて、FS の形状が維持されることを示している。よって、2 sps 以上であればノッチ周波数に影響しないことが明らかになった。

表 4-3 に、サンプリング周波数を 200 GS/s から 50 GS/s まで、量子化ビット数を 8 ビットから 3 ビットまで低減した場合の $\lambda_a = 1300 \text{ nm}$ および $\lambda_b = 1305 \text{ nm}$ におけるノッチ周波数を示す。表 4-4 に、表 4-3 に示されたノッチ周波数を用いて式(4)から計算した ZDW の推定値と真値との間の推定誤差を示す。

表 4-3 サンプルング周波数と量子化ビット数変化させた場合の

$\lambda_a = 1300 \text{ nm}$ および $\lambda_b = 1305 \text{ nm}$ におけるノッチ周波数.

f_0 [GHz]		量子化ビット数					
	サンプリング レート[GS/s]	8	7	6	5	4	3
$\lambda = 1300 \text{ [nm]}$	200	17.97	17.97	17.97	17.97	17.97	17.97
	100	17.97	17.97	17.97	17.97	17.97	17.97
	50	17.97	17.97	17.97	17.97	17.97	17.97
$\lambda = 1305 \text{ [nm]}$	200	19.53	19.53	19.53	19.53	19.53	17.97
	100	19.53	19.53	19.53	19.53	19.53	17.97
	50	19.53	19.53	19.53	19.53	19.53	17.97

表 4-4 サンプルング周波数と量子化ビット数変化させた場合の推定誤差 $\delta\lambda$.

		量子化ビット数					
	サンプリング レート[GS/s]	8	7	6	5	4	3
$\delta\lambda \text{ [nm]}$	200	-0.78	-0.78	-0.78	-0.78	-0.78	13.89
	100	-0.78	-0.78	-0.78	-0.78	-0.78	13.89
	50	-0.78	-0.78	-0.78	-0.78	-0.78	13.89

量子化ビット数は ENOB (Effective Number of Bits) よりも大きい値であることが理論的に言える。したがって、本結果は ENOB が 4 ビットでサンプリング周波数がボーレートの 2 倍の条件下でも、提案手法により ZDW を推定可能であることを示している。これは、ENOB が 5~6 ビット、サンプリング周波数がボーレートの 1~2 倍である光トランシーバの仕様と同程度もしくは低い条件であるため、光トランシーバへの適用が可能であることを意味する。提案手法を 100 G クラスの高速伝送システムへ適用するにあたり、サンプリング周波数はノッチ周波数を取得する範囲を拡大することを意味するため、推定精度への影響は生じない。また、量子化ビット数は周波数スペクトルの縦軸のステップサイズを示すものであり、ENOB とは異なり、横軸の周波数値には依存しない。したがって、量子化ビット数を増加させることなく、高速信号にも提案手法を適用可能である。

4-5 伝送前の周波数スペクトルの汎用化の検討

本節では、実験による BtB FS を使用しない手法について議論する。4-3 節の実験では、ペアとなるトランシーバ間の BtB FS を使用した。しかし、これらの FS を取得するには、ペアトランシーバ間で BtB 接続を行う必要があり、運用コストの増加が懸念される。さらに、ROADM (Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexer) ネットワークのように通信相手が変わるネットワークでは、複数のペアトランシーバに対する BtB FS が必要となる。トランシーバは、通信相手候補の BtB データを事前にメモリに保持する必要があり、メモリ使用量の増加により運用コストが高くなる。

この課題に対処するため、我々は実験による BtB FS をシミュレーションによる BtB FS に置き換える手法を提案する。スプリットステップフーリエ法などの計算を行うファイバ伝搬シミュレータ (例: VPI Transmission Maker [8]) を用いることで、シミュレーションによる BtB FS を取得可能であり、トランシーバ出荷前にデータをインストールすることができる。シミュレーションによる BtB FS を使用することで、実験による BtB FS の取得が不要となり、任意のトランシーバペアに対して手法を適用可能となる。

上記の提案手法による推定精度を検討する。図 4-8 に、シミュレーションによる BtB FS を示す。BtB の場合、波形は波長分散やチャープの影響を受けないため、任意の波長およびチャープパラメータに対して同一の FS が得られる。したがって、任意の発振波長およびチャープパラメータに対して、シミュレーションによる BtB FS を 1 つ準備するだけで十分であり、このデータは λ_a および λ_b による伝送後の FS に共通して使用可能である。

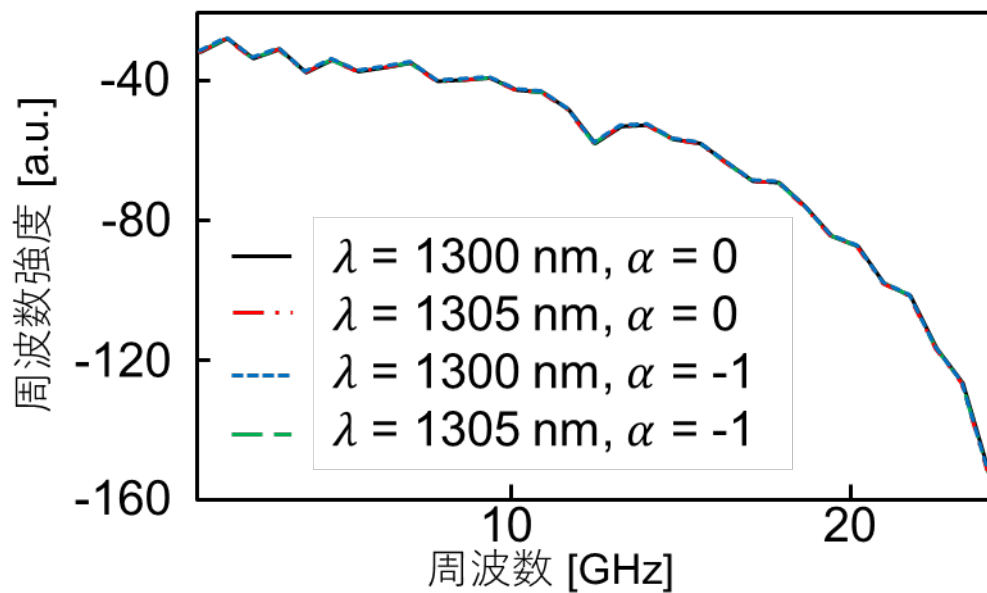
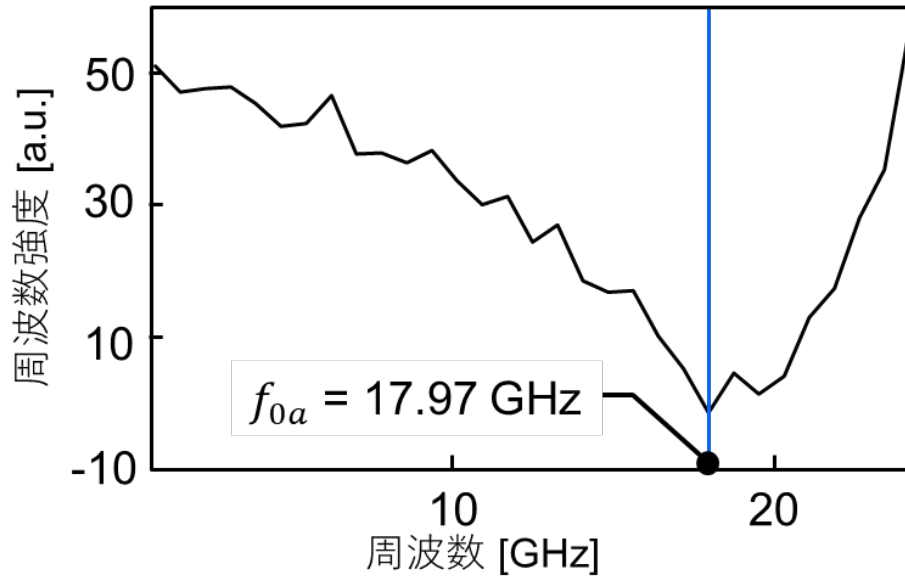
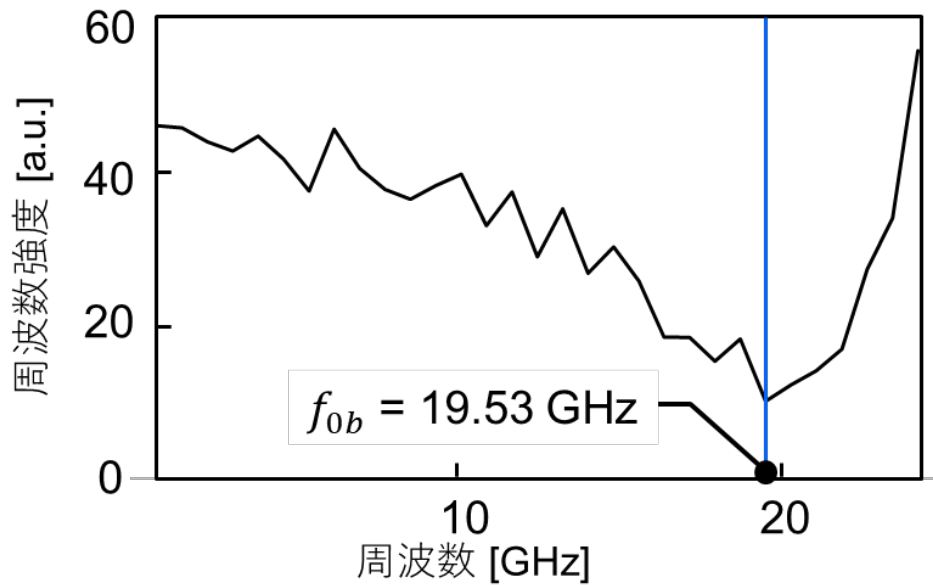


図 4-8 シミュレーションによる BtB FS.

図 4-9(a)、(b)に、60 km 伝送後の FS をシミュレーションによる BtB FS で除算した結果を示す。伝送後の FS は、4-4 節の結果で得られたサンプリング周波数 50 GS/s、量子化ビット数 4 ビットの波形を使用した。1300 nm および 1305 nm におけるノッチ周波数は、それぞれ 17.97 GHz および 19.53 GHz であり、実験による BtB FS を用いた場合と同一であった。



(a)



(b)

図 4-9 60 km 伝送後の FS をシミュレーションによる BtB FS で除算した FS; (a) $\lambda_a = 1300$ nm, (b) $\lambda_b = 1305$ nm.

上記の結果から、ノッチ周波数とその左右 0.78 GHz（本研究における周波数分解能の 1 ステップ）ずれた周波数とのスペクトル強度差は 2 dB 以上であった。また、BtB FS はチャープパラメータや波長分散の影響を受けないため、変調器および受信器の S21 パラメータのみに依存する。そのため、上記の結果は、シミュレーションと製品間の S21 パラメータにおける各周波数点の誤差が 2 dB 以内であれば、ノッチ周波数および推定精度に影響がないことを意味する。仮に S21 パラメータが製造ロット間で 2 dB 以上変動する場合、カタログ仕様（例：3 dB 帯域幅）において数十 GHz 以上の誤差が生じることになるため、現実的ではない。したがって、実験における各トランシーバ間の BtB FS の差異、およびシミュレーションと実験による BtB FS の差異は、推定精度に大きな影響を与えないと考えられる。

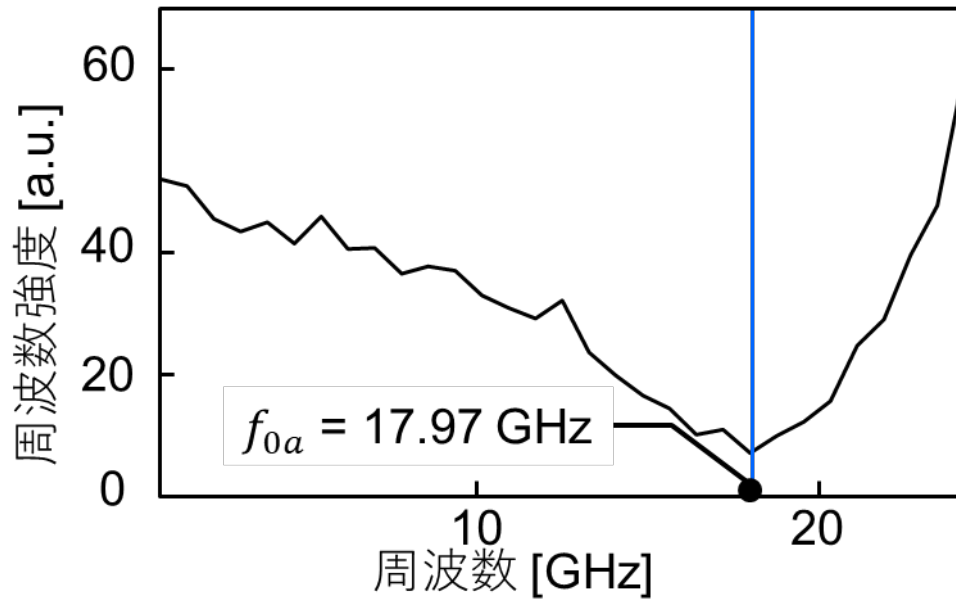
以上の結果から、トランシーバのデータシートに記載された仕様に基づいてシミュレーションで得られた BtB FS は、実験による BtB FS の代替可能であると考えられる。これにより、各トランシーバペアに対して実験的に BtB FS を準備する必要がなくなり、運用コストの増加に対する懸念を解消できる。

4-6 最小受信感度におけるノッチ周波数の取得の可否

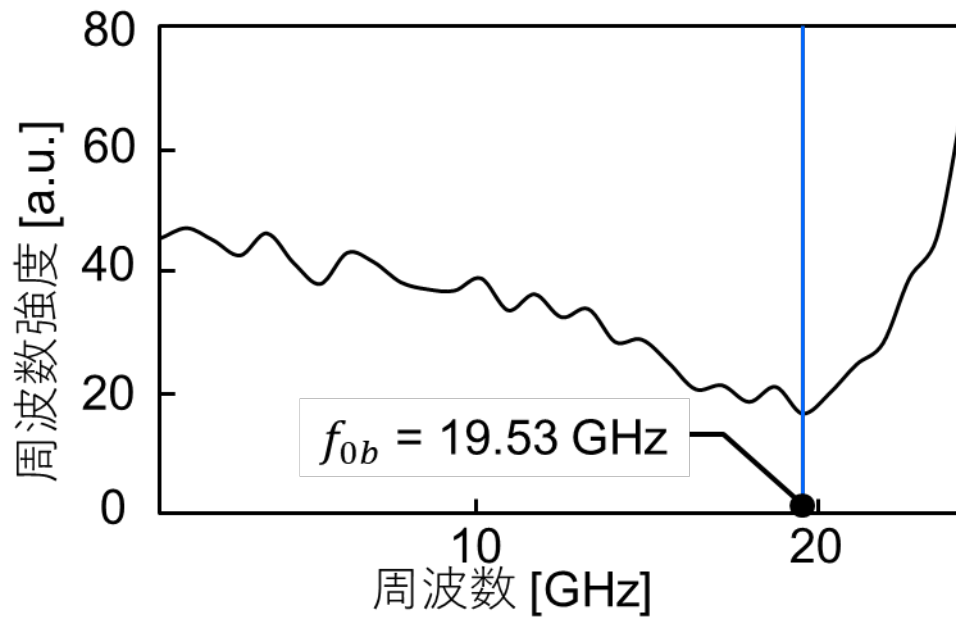
本節では、ノイズが多い状況下におけるノッチ周波数の検出に関する課題を取り扱う。実用的な応用においては、光損失などにより受信光パワーが低下し、受信感度の下限付近で通信が行われる場合がある。このような劣化した信号対雑音比 (S/N 比) 下では、信号成分が小さくなり、熱雑音や ASE 雑音などのノイズ成分が周波数成分において支配的となるため、ノッチ周波数が検出可能かどうかは明らかではない。

この課題を明確にするため、提案手法が劣化した S/N 比下でも使用可能かどうかを検証する。図 4-7(a)に示すように、本実験系における伝送後の最小受信感度は -17 dBm であり、これは ZDW 付近で波長分散の影響がほぼない状態での受信限界である。この条件下でも同様のノッチ周波数が得られることを確認する。

図 4-10(a)、(b)に、-17 dBm で伝送された後の FS を、図 4-8 に示すシミュレーションによる BtB FS で除算した結果を示す。伝送後の FS は、サンプリング周波数 50 GS/s、量子化ビット数 4 ビットの波形から導出された。波長分散によって特定の周波数成分が減衰することで生じるノッチ周波数は検出可能であり、最小受信感度においても減衰可能な信号成分が十分に存在することが示された。1300 nm および 1305 nm におけるノッチ周波数は、それぞれ 17.97 GHz および 19.53 GHz であり、4-3 節で得られた値と一致していた。これらの結果から、提案手法は最小受信感度のような劣化した S/N 比下でも適用可能であることが示された。



(a)



(b)

図 4--10 最小受信感度付近で受信した波形データを使用した FS;
(a) $\lambda_a = 1300 \text{ nm}$, (b) $\lambda_b = 1305 \text{ nm}$.

4-7 ノッチ周波数と波長分散ペナルティの関係

本節では、ノッチ周波数と波長分散ペナルティの関係について検討する。ZDW を推定するためには、ノッチ周波数がボーレート値以内に出現する必要がある。しかしながら、ノッチ周波数がこの範囲外に出現した場合、提案手法は適用できず、ZDW の推定が不可能となる。さらに、ZDW が推定できない場合、波長分散ペナルティが発生し、通信障害につながる可能性がある。したがって、ノッチ周波数がボーレート値を超えて出現した場合に、どの程度の波長分散ペナルティが発生するかを明確にする必要がある。

この課題に対処するため、ノッチ周波数と波長分散ペナルティの関係を明確化し、ノッチ周波数がボーレート値を超えて出現する状況でも提案手法が適用可能となるよう、手法の適用領域を拡張する。

図 4-11 に、ノッチ周波数における波長分散ペナルティのシミュレーション結果を示す。文献[8]のシミュレータを用いて、4-3 節の実験を再現した。チャープパラメータは実験値に近い -1 に設定し、発振波長を変化させながら波長分散ペナルティを取得した。さらに、式(1)を用いて各発振波長に対するノッチ周波数 f_0 を算出し、波長分散ペナルティとの関係を確認した。

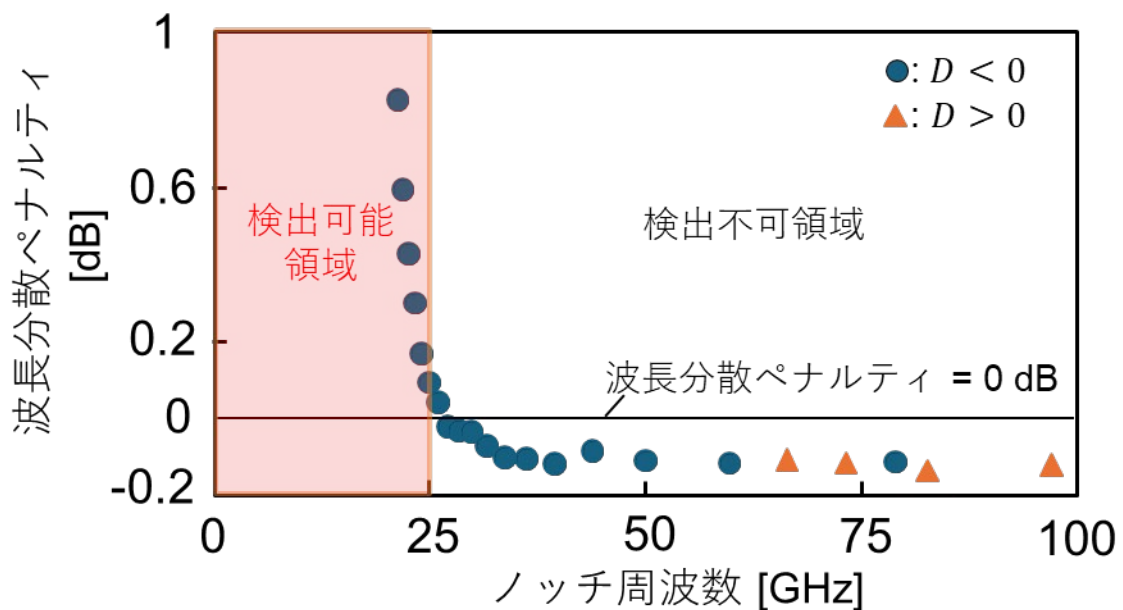


図 4-11 ノッチ周波数における波長分散ペナルティのシミュレーション結果.

その結果、ノッチ周波数 f_0 の値が大きくなるにつれて、波長分散ペナルティは減少することが確認された。これは、式(1)に示されるように、 f_0^2 と波長分散量 DL が逆比例の関係にあり、伝送距離 L が短い場合や発振波長が ZDW に近い場合には DL が小さくなり、その結果、

波長分散ペナルティが低減されるためである。ノッチ周波数が 25 GHz 付近またはそれ以上（ボーレートの値）に出現した場合、波長分散ペナルティはほぼゼロであった。これは、ノッチ周波数がボーレートの値を超えて出現する場合は、信号の周波数成分内に劣化が見られず、波形歪みが発生しないことを意味する。

この結果から、ノッチ周波数がボーレートの値を超えて出現するような伝送距離が短い場合や発振波長が ZDW に近い場合は、波長分散ペナルティがほとんど発生しないため、ZDW を推定する必要はない。この関係は、ボーレートが大きい高速信号の場合でも同様である。

また、波長分散の影響がない場合、信号の周波数成分は sinc 関数となり、その最小値はボーレートの値に一致する。したがって、ノッチ周波数は周波数成分の最小値として検出するので、最小値がボーレート付近で検出された場合、現在の波長で通信を開始することが可能であることが明らかになった。

4-8 零分散波長推定技術の光アクセスシステムへ適用する際の運用フロー

4-1 節から 4-7 節までの結果をもとに、図 4-12 に、提案手法の構成図、図 4-13 に、提案手法を実運用で使用する際の動作フローを示す。

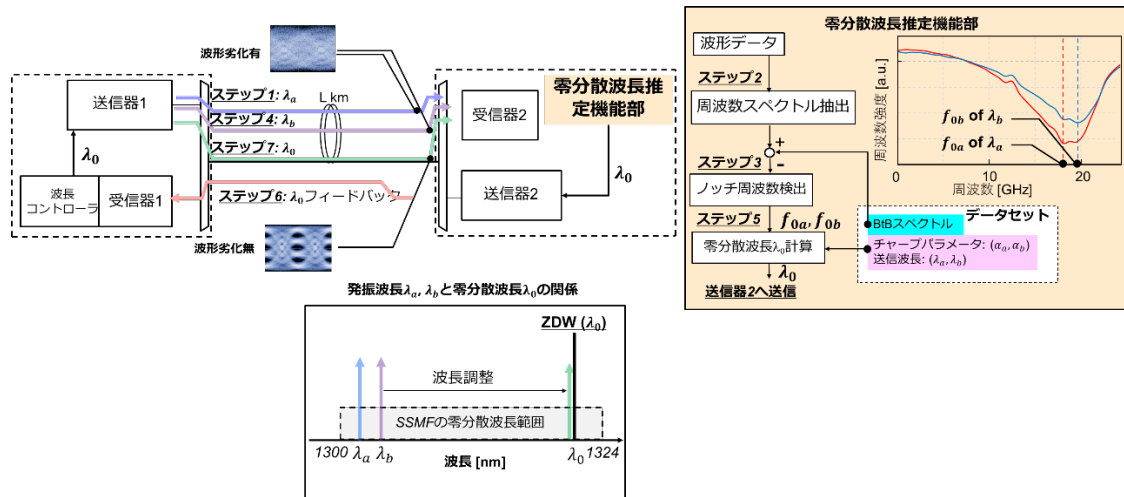


図 4-12 提案手法の構成図.

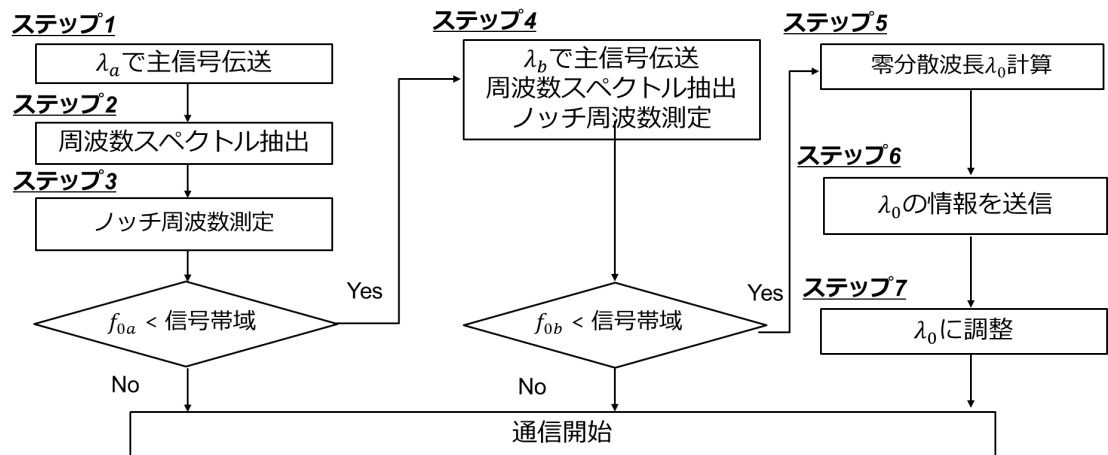


図 4-13 提案手法の動作フロー.

ノッチ周波数が信号帯域以内に出現するか否かに応じて、ZDW 推定を継続するか中断するかの判断処理を追加することで、ZDW が発振波長に近い場合でも通信が可能となる。

以上の結果から、提案手法は二心双方における実運用において実装可能であることが示された。

次節では、これらを一心双方向にも適用可能か検討する。

4-9 一心双方向伝送への拡張の検討

提案手法を一心双方向 (BiDi) 伝送へ適用するためには、ZDW からのずれに起因する波長分散ペナルティを考慮した上で、2 波長を設定する必要がある。本節では、提案手法を BiDi 伝送のための波長範囲推定手法を新たに提案する。推定された ZDW を用いることで、システムが許容する波長分散ペナルティ範囲を波長範囲へと変換できるため、BiDi 伝送で必要となる 2 波長の設定が可能となる。

図 4-14 に、ZDW 推定手法を用いて波長分散範囲から波長範囲への変換を行う波長範囲推定手法の構成を示す。本手法の手順は以下の 8 ステップで構成される。

1. 主信号を波長 λ_a に設定した送信器 1 から出力し、SSMF を介して受信器 2 に送信する。
2. 受信信号を ZDW 推定ブロックに入力し、時間領域波形に対して FFT を実行して周波数スペクトル (FS) を取得する。
3. 伝送後の FS を、事前に取得しておいた BtB FS で除算し、ZDW 推定に用いる FS を得る。整数倍成分を除いた最小値をノッチ周波数 f_{0a} として検出する。
4. 発振波長を λ_b に変更し、ステップ 1~3 を再度実行してノッチ周波数 f_{0a} を得る。
5. 得られたノッチ周波数 f_{0i} ($i = a, b$)、チャープパラメータ α_i 、および発振波長 λ_i を式 (10) に代入し、ZDW λ_0 を算出する。これにより、2 波長 (λ_a, λ_b) を用いることで、ファイバ長 L や分散スロープ S_0 といったファイバパラメータに依存せずに ZDW を推定できる。

$$\lambda_0 = \begin{cases} \lambda_{0(A-, B-)} = \left(\frac{A_- \lambda_a^4 - B_- \lambda_b^4}{A_- - B_-} \right)^{\frac{1}{4}} & (\lambda_b < \lambda_0, \lambda_a < \lambda_0) \\ \lambda_{0(A-, B+)} = \left(\frac{A_- \lambda_a^4 - B_+ \lambda_b^4}{A_- - B_+} \right)^{\frac{1}{4}} & (\lambda_b < \lambda_0, \lambda_0 < \lambda_a) \\ \lambda_{0(A+, B-)} = \left(\frac{A_+ \lambda_a^4 - B_- \lambda_b^4}{A_+ - B_-} \right)^{\frac{1}{4}} & (\lambda_0 < \lambda_b, \lambda_a < \lambda_0) \\ \lambda_{0(A+, B+)} = \left(\frac{A_+ \lambda_a^4 - B_+ \lambda_b^4}{A_+ - B_+} \right)^{\frac{1}{4}} & (\lambda_0 < \lambda_b, \lambda_0 < \lambda_a) \end{cases} \quad (10)$$

$$A = \begin{cases} A_- = f_{0a}^2 \lambda_b \left(-1 - \frac{2}{\pi} \arctan \alpha_b \right) & (\lambda_b < \lambda_0) \\ A_+ = f_{0a}^2 \lambda_b \left(1 - \frac{2}{\pi} \arctan \alpha_b \right) & (\lambda_0 < \lambda_b) \end{cases} \quad (11)$$

$$B = \begin{cases} B_- = f_{0b}^2 \lambda_a \left(-1 - \frac{2}{\pi} \arctan \alpha_a \right) & (\lambda_a < \lambda_0) \\ B_+ = f_{0b}^2 \lambda_a \left(1 - \frac{2}{\pi} \arctan \alpha_a \right) & (\lambda_0 < \lambda_a) \end{cases} \quad (12)$$

6. 式 (10) で得られた λ_0 、光速 c 、およびシステムが許容する上限下限の波長分散量 (CD 値) を式 (13) に代入し、 λ について解くことで波長範囲を求める。この範囲内で、上り・下り用の波長 λ_{US} および λ_{DS} を決定する。

$$CD = S_0 L (\lambda - \lambda_0^4 / \lambda^3) / 4 = \lambda_i c (\lambda^4 - \lambda_0^4) (-1 - 2/\pi \arctan \alpha_i) / \{2 f_{0i}^2 \lambda^3 (\lambda_i^4 - \lambda_0^4)\} \quad (13)$$

7. 送信器 2 の発振波長を λ_{DS} に設定し、 λ_{US} の情報を 受信器 1 へ送信する。
8. 受信器 1 は受信した制御信号に基づき、送信器 1 の発振波長を λ_{US} に設定する。

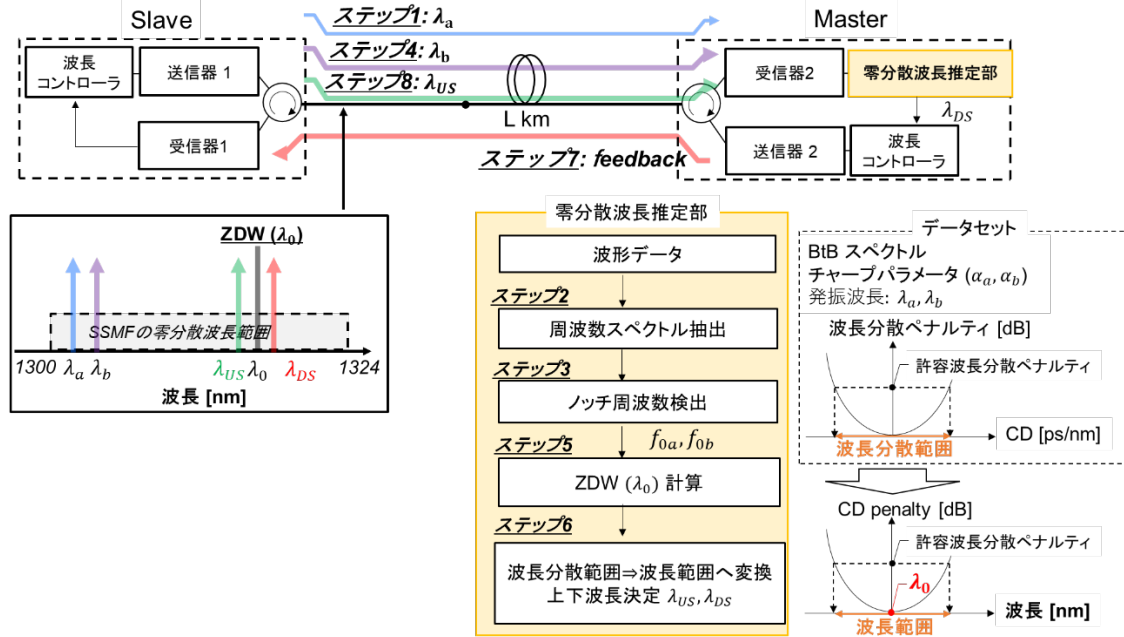
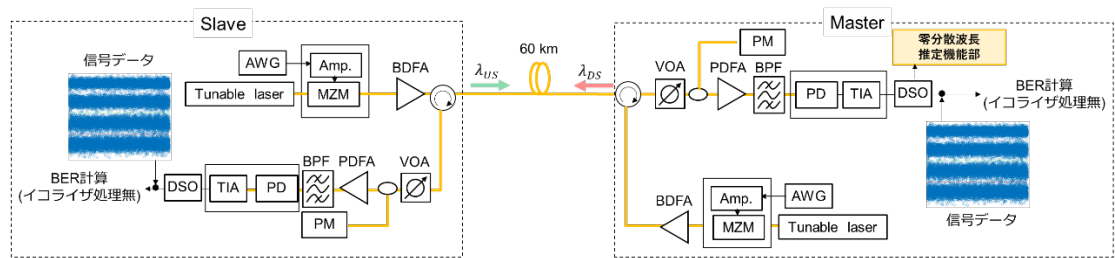


図 4-14 波長分散範囲から波長範囲への変換を行う波長範囲推定手法の構成。

本手法により、敷設済みの光ファイバに対して ZDW を推定でき、さらに推定した ZDW の値を用いることで、システムが許容する波長分散ペナルティの範囲から波長範囲へと変換することが可能となる。したがって、BiDi 伝送においては、得られた波長範囲内で 2 波長を設定することにより波長分散ペナルティを低減できる。

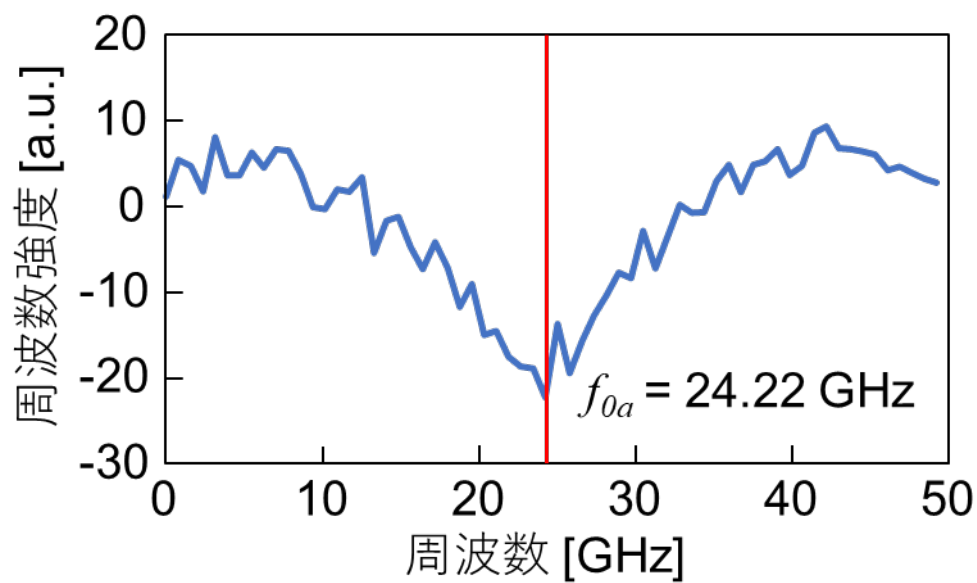
図 4-15 に、ZDW の推定、波長分散ペナルティの測定、BiDi 伝送のための実験構成を示す。まず、片方向伝送（スレイブ側からマスター側）において ZDW を推定した。送信器は、波長可変レーザ、マッハツェンダ変調器（MZM）、およびビスマス添加ファイバ増幅器（BDFA）で構成されている。推定に使用した波長は $\lambda_a = 1300$ nm および $\lambda_b = 1305$ nm であり、チャープパラメータはそれぞれ $\alpha_a = -1.0034$ 、 $\alpha_b = -1.0928$ である。BDFA で増幅された光信号は、擬似ランダム 2 進列（PRBS） $2^{11}-1$ を用いた 50 Gbaud の PAM4 信号として変調され、サーキュレータを通じて 60 km の SSMF（ $\lambda_0 = 1313.17$ nm）に伝送された。光信号は、サーキュレータおよびプラセオジム添加ファイバ増幅器（PDFA）を通じて、増幅自発放出光（ASE）を除去する帯域通過フィルタを通過し、フォトダイオードで検出された。受信信号は、サンプリング周波数 200 GS/s のデジタルストレージオシロスコープ（DSO）で取得され、各波長に対して FFT サイズ 256 の周波数スペクトル（FS）が作成された。



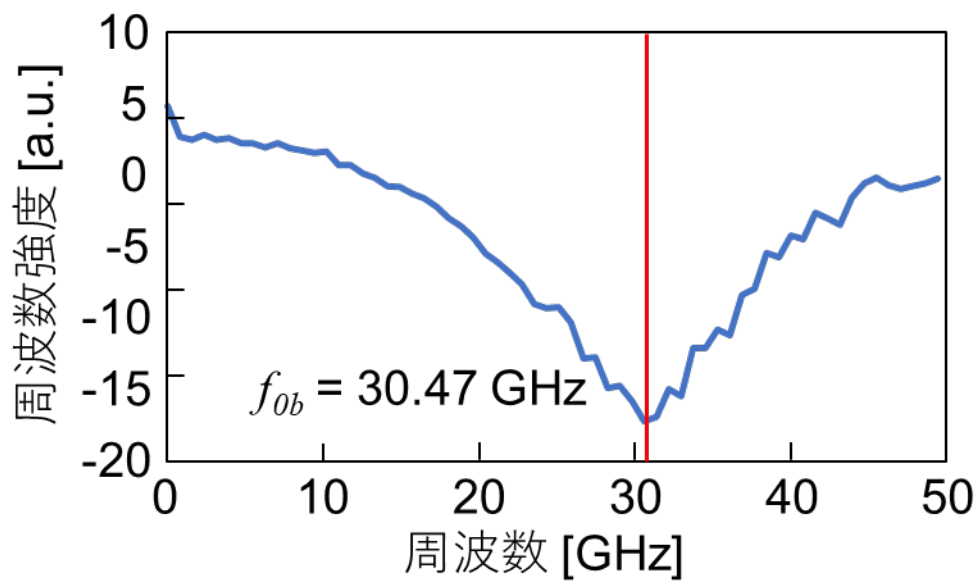
AWG: Arbitrary waveform generator, Amp.: Amplifier, MZM: Mach-Zehnder modulator, BDFA: Bismuth-doped optical fiber amplifier, VOA: Variable optical attenuator, PDFA: Praseodymium doped fiber amplifier, BPF: Band pass filter, PM: Power monitor, PD: Photodiode, TIA: Transimpedance amplifier, DSO: Digital storage oscilloscope.

図 4-15 実験系.

図 4-16 に、各波長における FS を示す。ノッチ周波数は、 λ_a において $f_{0a} = 24.22$ GHz、 λ_b において $f_{0b} = 30.47$ GHz であった。



(a)



(b)

図 4-16 FS; (a) $\lambda_a = 1300$ nm, (b) $\lambda_b = 1305$ nm..

表 4-5 に、ZDW の推定値、ZDW の真値、推定誤差を示す。ZDW の推定値は 1312.39 nm であり、推定誤差は-0.78 nm であった。

表 4-5 ZDW の推定値、ZDW の真値、推定誤差の結果.

実験 (提案手法)	$\lambda_i(\text{nm})$	1300	1305
	$f_{0i}(\text{GHz})$	24.22	30.47
	$\lambda_{0est}(\text{nm})$	1312.39	
真値	$\lambda_0(\text{nm})$	1313.17	
推定誤差	$\delta\lambda(\text{nm})$	-0.78	

次に、推定された ZDW を用いて、イコライザフリーの 100 Gbps PAM4 信号伝送における各波長分散に対する波長分散ペナルティを実験的に検証し、この結果を各波長に対する波長分散ペナルティに変換する。

図 4-17 に、使用した SSMF および発振波長から算出された各波長分散における $\text{BER}=10^{-2}$ (LDPC-FEC 限界) での波長分散ペナルティを示す。各波長分散における BER は、リアルタイムオシロスコープで取得した 200 GS/s の受信信号 (50 Gbaud) データから、4 つ (=200/50) のサンプルの中からアイ開口が最も広いものを選択し、しきい値を設定してビット誤りをカウントすることで測定した。信号データ自体には処理を施さず、イコライザフリーで BER の測定を実施した。変調器の負のチャープ特性により、波長分散が正の領域側に波長分散ペナルティの曲線の中心位置が移動しているのが確認された。波長分散 (CD) を $-19 \sim 64$ ps/nm の範囲に制限することで、波長分散ペナルティが 1 dB 以下のイコライザフリーで伝送が可能であることが確認された。

図 4-18 に、この結果に基づいて式(13)を解くことで波長分散範囲を波長範囲に変換した結果を示す。3-4 節や 4-3 節と同様に、提案手法は ZDW を約 1 nm の誤差で推定可能であるため、波長範囲の設定には ± 1 nm のマージンを考慮した場合を点線で示す。マージンを考慮した場合、波長を 1310.5~1322.1 nm に設定することで波長分散ペナルティを 1 dB 以内に抑えた伝送が可能であり、1316~1318 nm に設定することで最小の波長分散ペナルティが得られる。

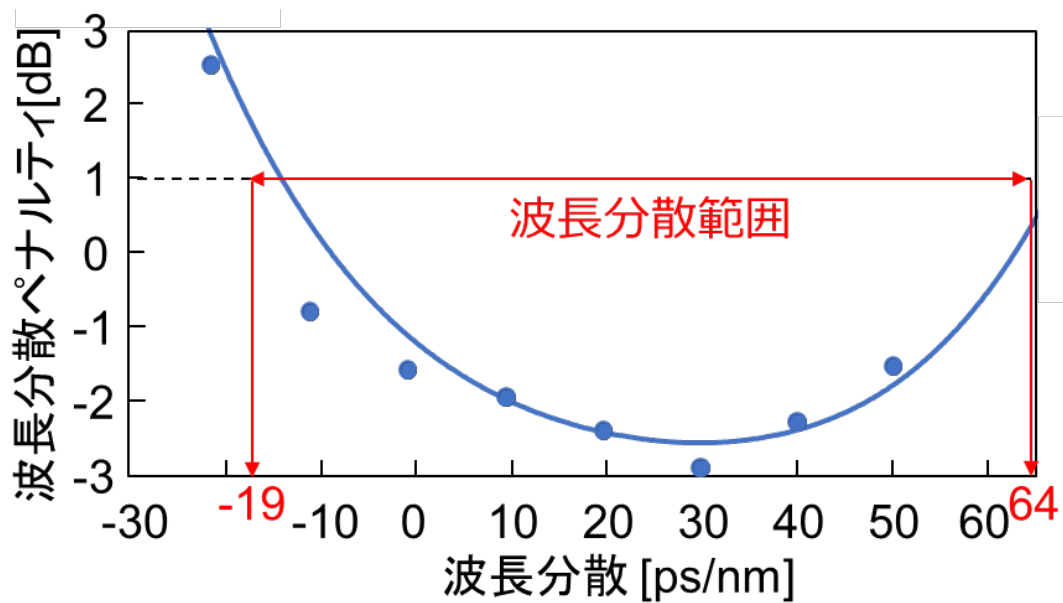


図 4-17 各波長分散における $BER = 10^{-2}$ での波長分散ペナルティ.

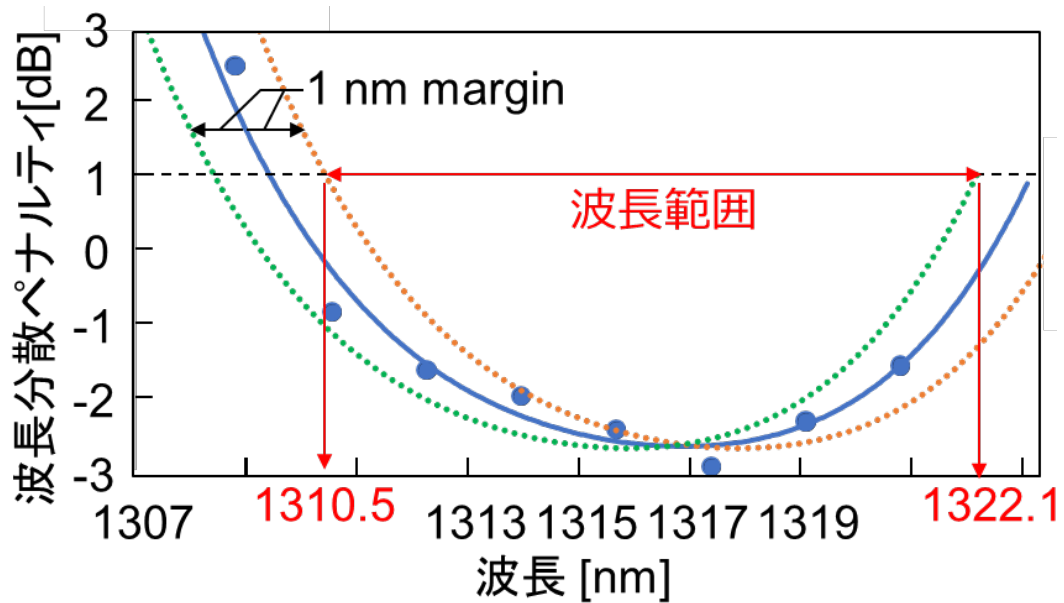


図 4-18 波長分散範囲を波長範囲に変換した結果.

最後に、これらの結果に基づき、波長を $\lambda_{US} = 1316$ nm および $\lambda_{DS} = 1318$ nm に設定し、イコライザフリーの 60 km BiDi 伝送における BER を測定した。図 4-19 に、 $\lambda_{US} = 1316$ nm および $\lambda_{DS} = 1318$ nm における各送信器 (Tx) のオン/オフ状態に対する BER を示す。一心双方向伝送において、各波長は BER が 10^{-2} 以下で伝送可能であり、一方の Tx のオン/オフ状態にかかわらず、BER = 10^{-2} における受信光パワーはほぼ同一であった。

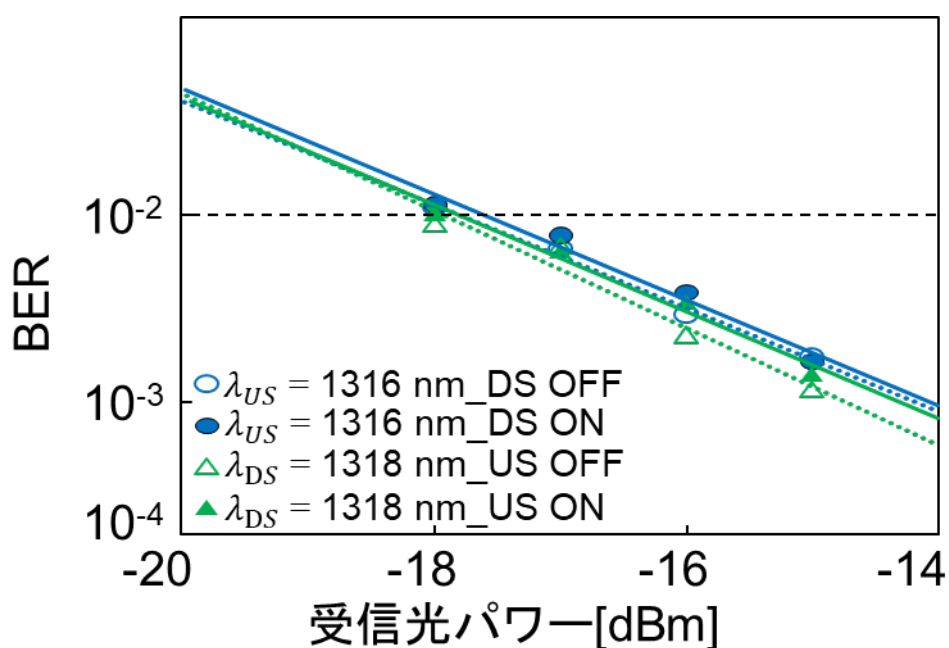


図 4-19 一心双方向伝送における BER.

図 4-20 に、マスター側およびスレイブ側のプリアンプである PDFA へ入力される光スペクトルを示す。 λ_{US} と λ_{DS} の波長間隔は変調信号の 50 GHz を超えており、送信器側ポートからのクロストークは 30 dB 以上であったため、各信号への影響は最小限であった。

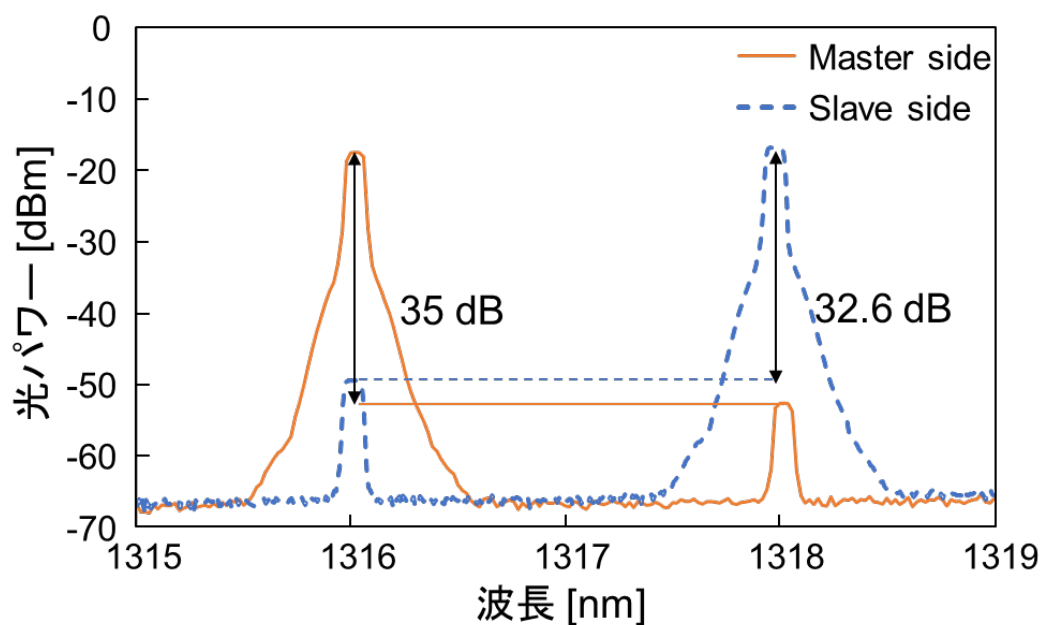


図 4-20 プリアンプに入力される光スペクトル.

これらの結果から、100 Gbps PAM4 信号におけるイコライザフリーの 60 km 双方向伝送が実現可能であることが示された。

4-10 まとめ

本章では、第3章で提案した零分散波長（ZDW）推定技術を実運用システムへ適用する上で想定される7つの技術課題を特定し、それらを解決するための手法の高度化と実証を行った。

まず、実用化における主要課題である、伝送距離や分散スロープといったファイバパラメータへの依存性、および発振波長とZDWの大小関係への依存性を排除するため、新たな理論を構築した。2つの異なる発振波長の受信信号から得られるノッチ周波数の比を用いることで、ファイバパラメータ無依存でZDWを推定する手法を提案した。さらに、ZDWの候補が4つ算出される課題に対し、3つの物理的条件（大小関係の整合性、標準化範囲、SOL積の妥当性）を用いて候補を一意に絞り込む手法も確立した。

次に、提案手法の有効性を50 Gbps PAM4信号を用いた60 km伝送実験により検証した。その結果、発振波長がZDWの短波長側にある場合でも、真値（1318.34 nm）に対し推定誤差-0.78 nmという高精度でZDW（1317.56 nm）を推定できることを確認した。また、推定したZDWに発振波長を合わせた結果、波長分散ペナルティが3.1 dBからほぼゼロへ劇的に改善されることを実証した。

さらに、光トランシーバへの実装を想定し、低リソース（低量子化ビット数・低サンプリング周波数）での動作を検証した。量子化ビット数4ビット、サンプリング周波数50 GS/s（ボーレートの1倍）まで条件を低減しても、ZDW推定精度が変わらないことを確認した。加えて、運用コスト削減のため、事前のBtB測定をシミュレーションによるBtB FSで代替する手法、および最小受信感度（-17 dBm）の低S/N比下での動作も検証し、いずれの条件下でも高精度な推定が可能であることを実証した。

また、波長分散が小さい（発振波長がZDWに近い）場合にはノッチ周波数がボーレート（25 GHz）を超え検出できない課題に対し、シミュレーションによりノッチ周波数がボーレートを超える領域では波長分散ペナルティがほぼゼロであることを確認した。これに基づき、ノッチが帯域外の場合はZDW推定を行わず通信を開始するという実用的な運用フローを提案した。

最後に、本技術を一心双方向（BiDi）伝送へ拡張する手法を提案した。ZDWの推定値と、システムが許容する波長分散ペナルティ範囲から、使用可能な波長範囲を算出する手順を確立した。実験において、推定したZDW（1312.39 nm）に基づき波長範囲を決定し、その範囲内の2波長（1316 nm, 1318 nm）を用いることで、100 Gbps PAM4信号のイコライザ不要・60 km BiDi伝送（BER < 10^{-2} ）が実現可能であることを実証した。

以上の結果から、第3章で提案したZDW推定技術の各実用課題を解決し、光トランシーバへの実装が可能であり、かつBiDi伝送を含む光アクセスシステムへ適用可能であることを確認した。

4-11 参考文献

- [1] J. Cao, D. Cui, A. Nazemi, T. He, G. Li, B. Catli, M. Khanpour, K. Hu, T. Ali, H. Zhang, H. Yu, B. Rhew, S. Sheng, Y. Shim, B. Zhang, and A. Momtaz, "29.2 A transmitter and receiver for 100Gb/s coherent networks with integrated 4×64GS/s 8b ADCs and DACs in 20nm CMOS," 2017 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC), San Francisco, CA, USA, pp. 484-485, 2017.
- [2] R. Bonk, E. Harstead, R. Borkowski, V. Houtsma, Y. Lefevre, A. Mahadevan, D. van Veen, M. Verplaetse, and S. Walklin, "Perspectives on and the road towards 100 Gb/s TDM PON with intensity-modulation and direct-detection," in *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 15, no. 8, pp. 518-526, August 2023.
- [3] Y. Segal, A. Laufer, A. Khairi, Y. Krupnik, M. Cusmai, I. Levin, A. Gordon, Y. Sabag, V. Rahinski, G. Ori, N. Familia, S. Litski, T. Warshavsky, U. Virobnik, Y. Horwitz, A. Balankutty, S. Kiran, S. Palermo, P. M. Li, and A. Cohen, "A 1.41pJ/b 224Gb/s PAM-4 SerDes Receiver with 31dB Loss Compensation," 2022 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC), San Francisco, CA, USA, pp. 114-116, 2022.
- [4] "Characteristics of a single-mode optical fibre and cable", Recommendation ITU-T G.652, 2024.
<https://www.itu.int/rec/T-REC-G.652>
- [5] F. Devaux, Y. Sorel and J. F. Kerdiles, "Simple measurement of fiber dispersion and of chirp parameter of intensity modulated light emitter," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 11, no. 12, pp. 1937-1940, Dec. 1993.
- [6] R. Hui and M. O'Sullivan, "Fiber-Optic Measurement Techniques", Academic Press, 2022.
- [7] 井上 恭, 「ファイバー通信のための非線形光学」, 森北出版, 2011 年.

第5章 長距離伝送用デバイスへの制御信号の重畳の検討

5-1 はじめに

本章では、第2章で特定したもう一つの技術課題であるプロトコルフリー伝送を実現するため、APN構成における制御信号の重畳方式と、光電変換を介さないインライン抽出方式について検討する。始めに、APNのように光信号を中継するネットワークにおいて、従来のIn-band方式では制御信号の抽出が困難である課題を指摘し、その解決策として主信号と同一波長で伝送可能なAMCC信号をOut-band方式として利用することを提案する。次に、光パス確立中もAPNコントローラが端末状態を監視可能とするため、Ph-GWにおいて光スプリッタを用いたAMCC信号のパッシブなインライン抽出構成を提案する。さらに、長距離伝送用デバイスであるSOA集積型EA-DFBレーザ（AXEL）へのAMCC信号重畳方式として、電気領域重畳（EDS）方式と光領域重畳（ODS）方式を提示し、それぞれの信号品質における課題について考察する。続いて、両方式の性能を実験的に比較評価し、主信号への影響を抑えつつAMCC信号品質を確保する上でODS方式が優位であることを示す。最後に、主信号の伝送距離を最大化するため、パッシブ抽出器の分岐比を最適化する手法を提案し、分岐比の調整によって主信号・AMCC信号ともにインライン増幅器不要で80 km伝送が可能となることを実験的に明らかにする。

5-2 プロトコルフリー通信のためのAMCC信号の利用の提案

従来の光通信システムにおいて、制御信号は主信号フレームに重畳されるIn-band方式により伝送されてきた。この方式では、主信号フレームと同じ信号構造やフレーム内に、制御・監視用チャンネルがオーバーヘッドとして重畳されて伝送される方式である。制御信号は主信号と同一の光信号内に埋め込まれているため、ルーターや中継装置において光電変換を行った後、フレーム処理でオーバーヘッドを読み取ることによって制御情報を抽出する構成が一般的である。

しかしながら、このIn-band方式は、途中で光電変換を行うことを前提としており、APNのように光信号を電気信号に変換せずに中継する構成では、フレーム処理が不可能となり、制御信号の抽出が困難となる。このため、制御信号のプロトコルフリー化およびOut-band方式による新たな伝送・抽出手法の検討が必要不可欠である。

APNのネットワーク構成に着目すると、図5-1のようにAPNではローカルフルメッシュネットワークのエッジに配置された複数の光ゲートウェイ（Ph-GW）と、ローカルフルメッシュネットワークとコアフルメッシュネットワークの境界に配置された複数の光交換機（Ph-EX）で構成される[1-5]。Ph-GWは、アクセスネットワークに接続された多様な種類のユーザ端末を、プロトコルの種類に依存せずにAPNへ接続する機能を有する。また、APNコントローラによって各ユーザ端末およびサービスに対して個別の波長を割り当てることで、高速・大容量・低遅延のエンドツーエンド光パスを提供する。

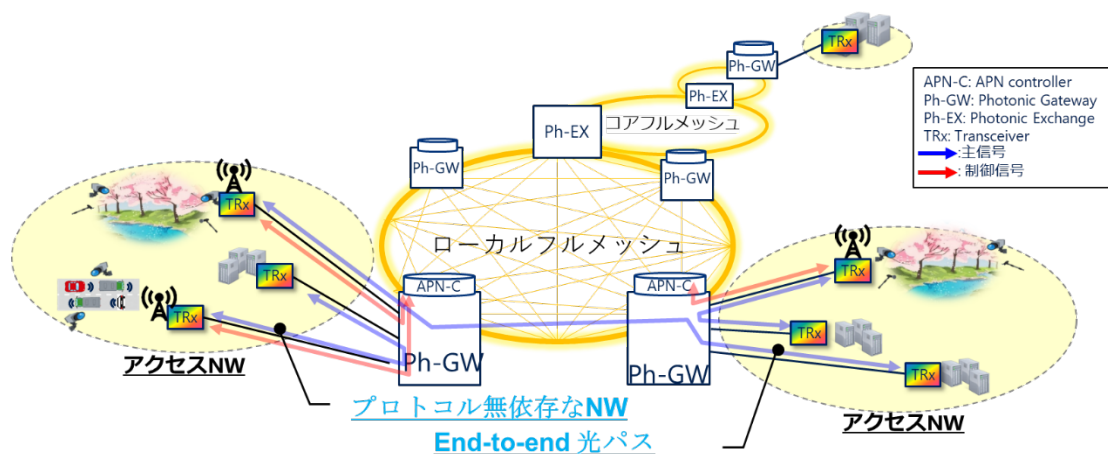


図 5-1 APN のネットワーク構成.

APN コントローラは、プロトコル非依存の管理・制御方式に基づく制御信号を用いて、Ph-GW に接続されたユーザ端末を遠隔制御する。この管理・制御方式を実現するためには、Out-band 方式の通信チャンネルが有望な候補である。図 5-2 に、In-band 方式と Out-band 方式を示す。Out-band 方式では主信号とは独立したチャンネルとして信号を送送でき、例えば、主信号とは異なる波長を用いて制御信号を送信する方法が考えられる。しかしながら、この場合、送信側には制御信号用の追加レーザが必要となり、また、ユーザ端末の受信側では、主信号と制御信号を同時に受信するために 2 つの受信器が必要となり、トランシーバの構成が複雑化し、CAPEX（設備投資費用）の増加を招く可能性がある。

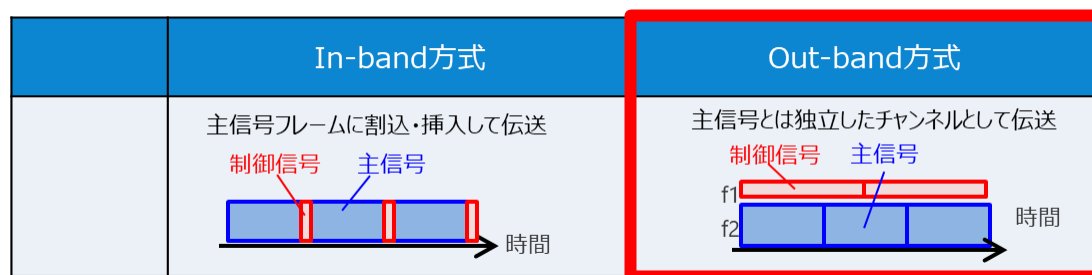


図 5-2 In-band 方式と Out-band 方式.

この課題に対する有力な解決策として、AMCC (Auxiliary Management and Control Channel) 信号の利用が挙げられる [6]。AMCC 信号は、WDM-PON をモバイルフロントホールに適用する際の管理制御チャンネルとして使用されている。図 5-3 に AMCC 信号と主信号の関係を示す。AMCC 信号は、主信号と干渉しない低周波数帯域に重畳されるため、主信号と同一波長を用いて制御信号を送信することが可能である。

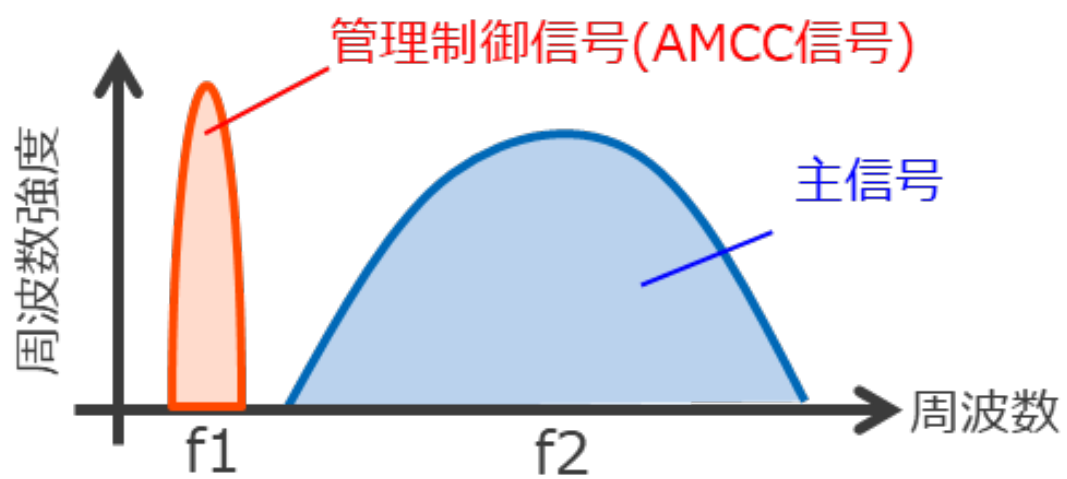


図 5-3 AMCC 信号と主信号の関係.

5-3 APN の光直結における AMCC 信号の途中抽出方法の提案

図 5-1 に示すように、APN では電気信号処理を最小限に抑えつつ、端末間の直接光接続を実現する。APN の光ノードである Ph-GW は光スイッチおよび波長多重／分離器（WDM 技術）で構成されており、APN コントローラの指示に基づいて多様なユーザ端末を収容する [1-5]。

しかし、ユーザ端末間の光パスが確立されると、APN コントローラとユーザ端末間のパスは切断されるため、APN コントローラはユーザ端末の状態を監視・制御できなくなる。このため、ユーザ端末の管理、波長割り当て、運用中の経路変更などのタスクが、エンドツーエンドの光直接接続中は実行できないという課題が生じる。

この課題に対処するため、IOWN で想定されるユースケースにおいて、ユーザ端末から送信される制御信号を Ph-GW で完全にパッシブに抽出するインラインモニタリング方式を採用する。AMCC 信号は主信号に重畳されているため、一般的な波長フィルタでは抽出できない。そこで、光スプリッタを用いたパッシブ抽出器を使用する。

パッシブ抽出器は、図 5-4 に示すように、Ph-GW 内の各光パスにおいて光スイッチと波長多重／分離器の間に設置される。光スプリッタに基づくパッシブ抽出器により AMCC 信号を抽出し、APN コントローラで検出する。AMCC 信号は主信号よりも低周波数帯域に重畳されているため、ローパスフィルタ（LPF）を用いることで容易に分離可能である。

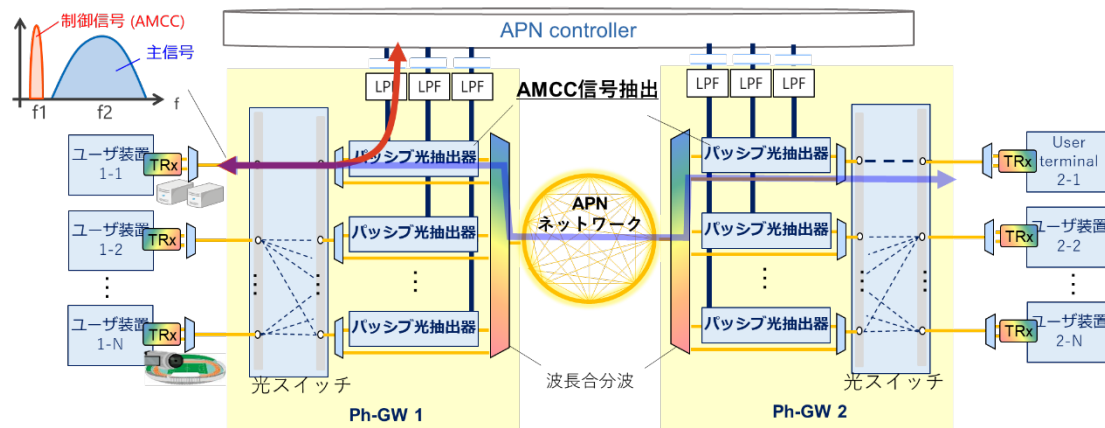


図 5-4 パッシブ抽出器を配置した Ph-GW の構成.

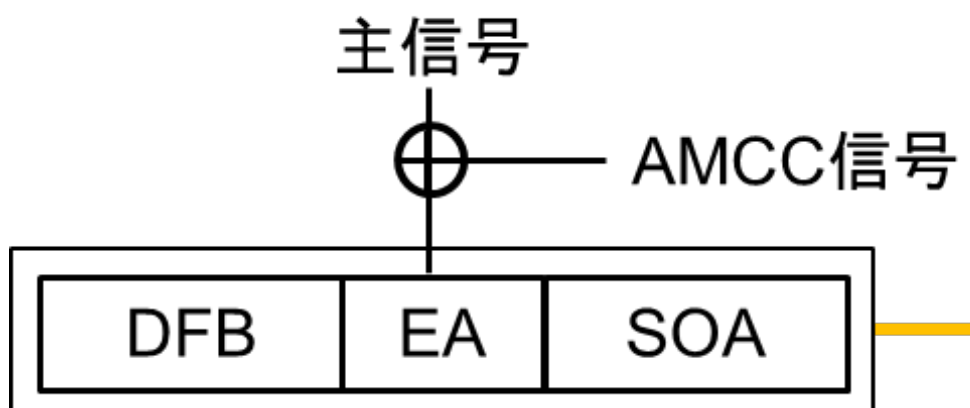
この構成により、光パスが確立されている状態でも、最寄りの Ph-GW において APN コントローラがユーザ端末の通信状態を受信可能となり、運用中の監視・制御が可能となる。

本節では、提案構成における光リンクバジェットを強化し、APN 内の適用領域をさらに拡張する方法について検討する。そのために、インライン増幅器を使用せず、トランシーバの構成を変更することなくリンクバジェットを容易に拡張可能な手法として、分岐比を変更可能なパッシブ抽出器を用いる方法を提案する。

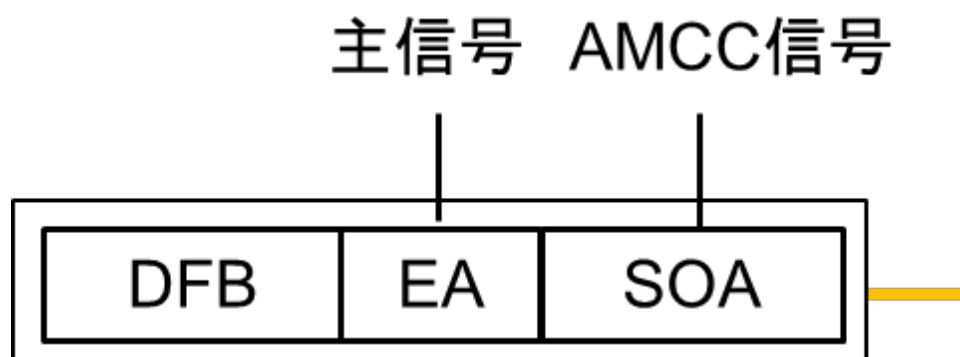
5-4 SOA 集積型 EA-DFB レーザへ AMCC 信号を重畳する方式の提案と課題

提案構成では、パッシブ抽出器で光信号を分岐させ、分岐させた一方の光信号を APN コントローラで AMCC 信号として受信し、もう一方の分岐路の光信号を対向するユーザ装置で主信号として受信する。この構成では光パワーが減衰するため、送信器側の光出力を上げる必要がある。そこで、送信器側に長距離伝送用デバイスとして研究されている SOA 集積型 EA-DFB レーザの AXEL (SOA assisted extended reach EA-DFB laser)を使用することを提案し、この AXEL に AMCC 信号を重畳することを検討する [7, 8]。

AMCC 信号の重畳方式には、一般的に電気領域重畳 (EDS: Electrical Domain Superposition) 方式と光領域重畳 (ODS: Optical Domain Superposition) 方式の 2 つが存在する [9-11]。AXEL は、SOA を追加変調器として利用可能であるため、EDS 方式だけでなく ODS 方式にも対応できる。EDS 方式では、主信号と AMCC 信号を電気領域でコンバイナにより合成し、両信号を同時に EA 変調器に印加する (図 5-5(a)参照)。この構成では、SOA は高出力を得るためのブースタ増幅器として使用される。一方、ODS 方式では、主信号を EAM で変調し、SOA の電流を変調することで AMCC 信号を主信号に重畳する (図 5-5(b)参照)。



(a)



(b)

図 5-5 AMCC 信号の重畳方式; (a) 電気重畳方式 (EDS) , (b) 光重畳方式 (ODS) .

AMCC 信号と主信号の信号品質はトレードオフの関係にあることが知られており [10]、SOA 変調器は利得変調に基づいて動作し、EA 変調器は損失変調に基づいて動作するというデバイスの特性により、重畳方式によって主信号へのペナルティ量が異なると考えられる。

一方で、EA および SOA には動作条件の上限が存在する。図 5-6 に示すように、EA は高バイアス電圧下で出力特性が飽和し、図 5-7 に示すように SOA は高注入電流下で出力特性が飽和する。EA への電圧振幅 (V_{EA}) や SOA のバイアス電流 (I_{SOA}) の値をさらに増加させると、発熱による出力特性の劣化やデバイス寿命の短縮を招く。したがって、今回使用する AXEL の動作条件の上限は、EA に対して $V_{EA} = 2 V_{pp}$ 、SOA に対して $I_{SOA} = 120 \text{ mA}$ に設定する必要があるため、AMCC 信号はこの上限を超えないように重畳する必要がある。

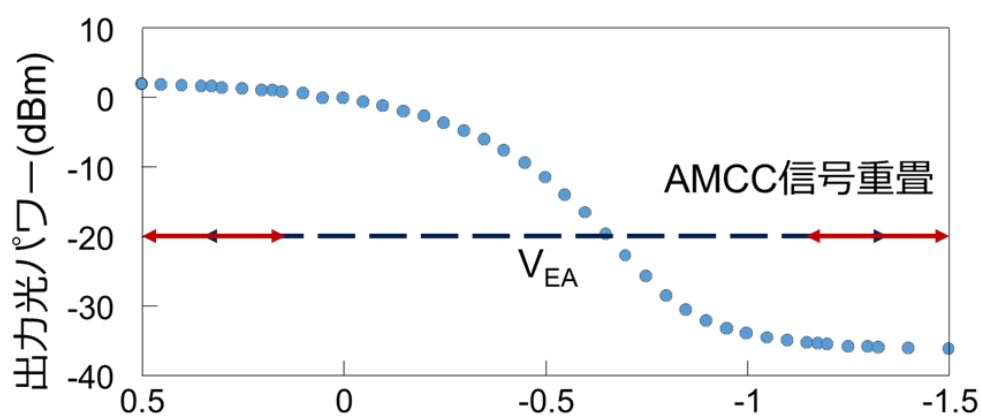


図 5-6 EA の出力特性.

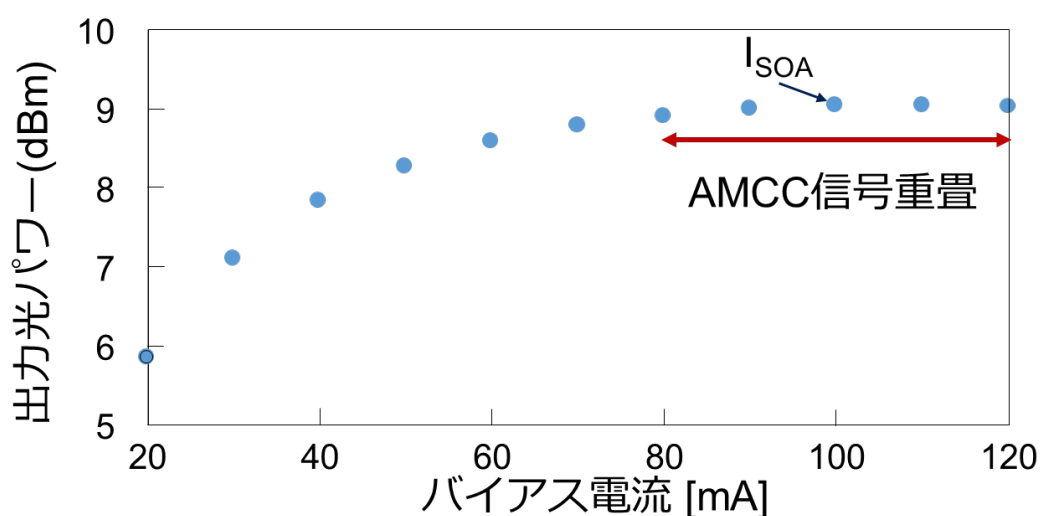


図 5-7 SOA の出力特性.

EDS 方式と ODS 方式を比較するため、式(1)で定義される重畳比（Modulation Index：MI）を用いる。

$$MI(\%) = \frac{A_{AMCC}}{A_{main}} \times 100 \quad (1)$$

ここで、 A_{AMCC} および A_{main} は、それぞれ AMCC 信号および主信号の受信した電気信号の振幅である。MI は受信電気信号の振幅に基づいて定義されるため、EDS 方式および ODS 方式の両方に適用可能である。

EDS 方式に着目すると、図 5-6 に示すように、最大変調振幅に関連する消光能力が主信号と AMCC 信号の両方に割り当てられる。このため、重畳比に応じて、主信号の消光比が劣化すると考えられる。

一方、ODS 方式に着目すると、図 5-7 に示すように、AMCC 信号はピーク時の最大電流を超えないようにバイアス電流を振動させて重畳される。一般に、パターン効果を抑制するためにはバイアス電流を十分高く設定する必要がある。したがって、主信号へのパターン効果の影響は MI の値に依存し、信号品質が劣化する可能性があると考えられる。

上記の理由により、この 2 つの重畳方式において、どちらの重畳方式が信号品質の観点で優位か明らかになっていない。次節では、それぞれの重畳方式で主信号と AMCC 信号の双方における信号品質の比較を実機で確認する。

5-5 AMCC 信号の光重畳方式と電気重畳方式

5-5-1 実験構成

AXEL を用いて AMCC 信号を重畳した際の影響を評価するため、Back-to-Back 伝送構成において、MI = 10 % および 20 % の条件下で主信号および AMCC 信号の BER 特性を評価する。図 5-8 に、実験構成における電気重畳および光重畳の実験系を示す。

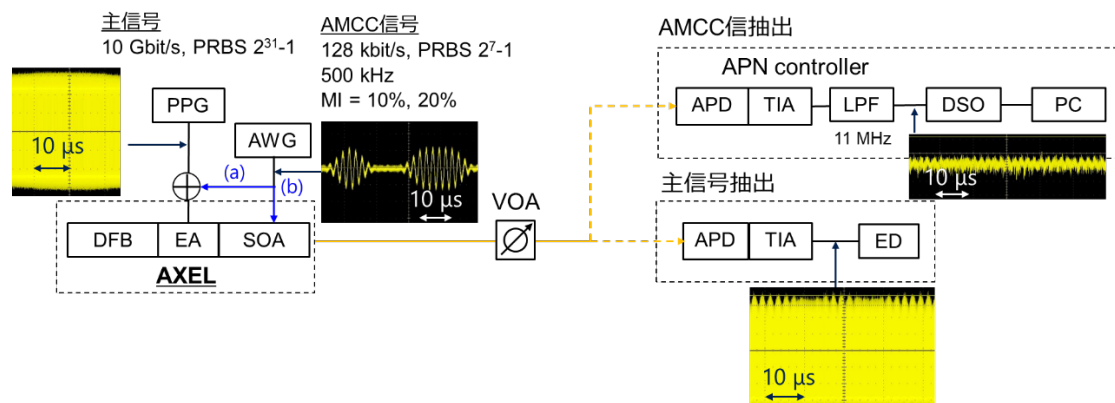


図 5-8 電気重畳および光重畳の実験系; (a) EDS 方式, (b) ODS.

- EDS 方式

主信号には、ビットレート 10 Gbit/s の PRBS $2^{31}-1$ NRZ 信号を使用した。AMCC 信号は、任意波形発生器 (AWG) から出力された搬送周波数 500 kHz、128 kbit/s の PRBS 2^7-1 パターンによる振幅シフトキーイング (ASK) 信号である。両信号は電気領域で合成され、EA 変調器に入力された。MI = 10 % の条件では、バイアス電圧 (DC 電圧) を -0.5 V に設定し、主信号の注入電圧振幅を 1.8 V_{p-p}、AMCC 信号の注入電圧振幅を 0.2 V_{p-p} に設定した。MI = 20 % の条件では、バイアス電圧を同じく -0.5 V に設定し、主信号の注入電圧振幅を 1.5 V_{p-p}、AMCC 信号の注入電圧振幅を 0.5 V_{p-p} に設定した。いずれの条件においても、主信号と AMCC 信号の注入電圧振幅の合計が VEA の上限値を超えないように設定した (図 5-8(a) 参照)。

- ODS 方式

主信号は EDS 方式と同条件で EA 変調器により変調され、AMCC 信号は SOA に入力された。ISOA の上限値を超えないようにするため、MI = 10 % の条件では ISOA = 100 mA に対して ± 20 mA の振幅で AMCC 信号を重畳し、MI = 20 % の条件では ISOA = 85 mA に対して ± 35 mA の振幅で重畳した (図 5-8(b) 参照)

AMCC 信号の受信構成では、AMCC 信号は TIA 付きのアバランシェフォトダイオード (APD) で受信された。受信信号はカットオフ周波数 11 MHz のローパスフィルタ (LPF) を通過し、デジタルストレージオシロスコープ (DSO) によりサンプリング周波数 62.5 MSa/s で取得された。搬送周波数 500 kHz、128 kbit/s の信号を測定するための専用装置がないため、BER は Q 値からオフライン処理により算出した。

主信号の受信構成では、同様に APD と TIA を用いて受信し、BER はエラーディテクタ (ED) により測定した。

5-5-2 実験結果

図 5-9 に、主信号の BER の結果を示す。BER = 10^{-3} の条件で主信号を比較したところ、MI = 10% では両重畳方式間に差は見られなかった。MI を 20% に増加させた場合、EDS 方式では消光比の低下により 0.7 dB のペナルティが発生し、ODS 方式ではパターン効果により 0.5 dB のペナルティが発生した。ODS 方式では、パターン効果の影響が増加するためスロープが変化する。一方、EDS 方式ではノイズの増加ではなく消光比の低下のみが原因であるため、傾きは変化しない。したがって、MI = 20% において両方式の傾きは異なる結果となった。

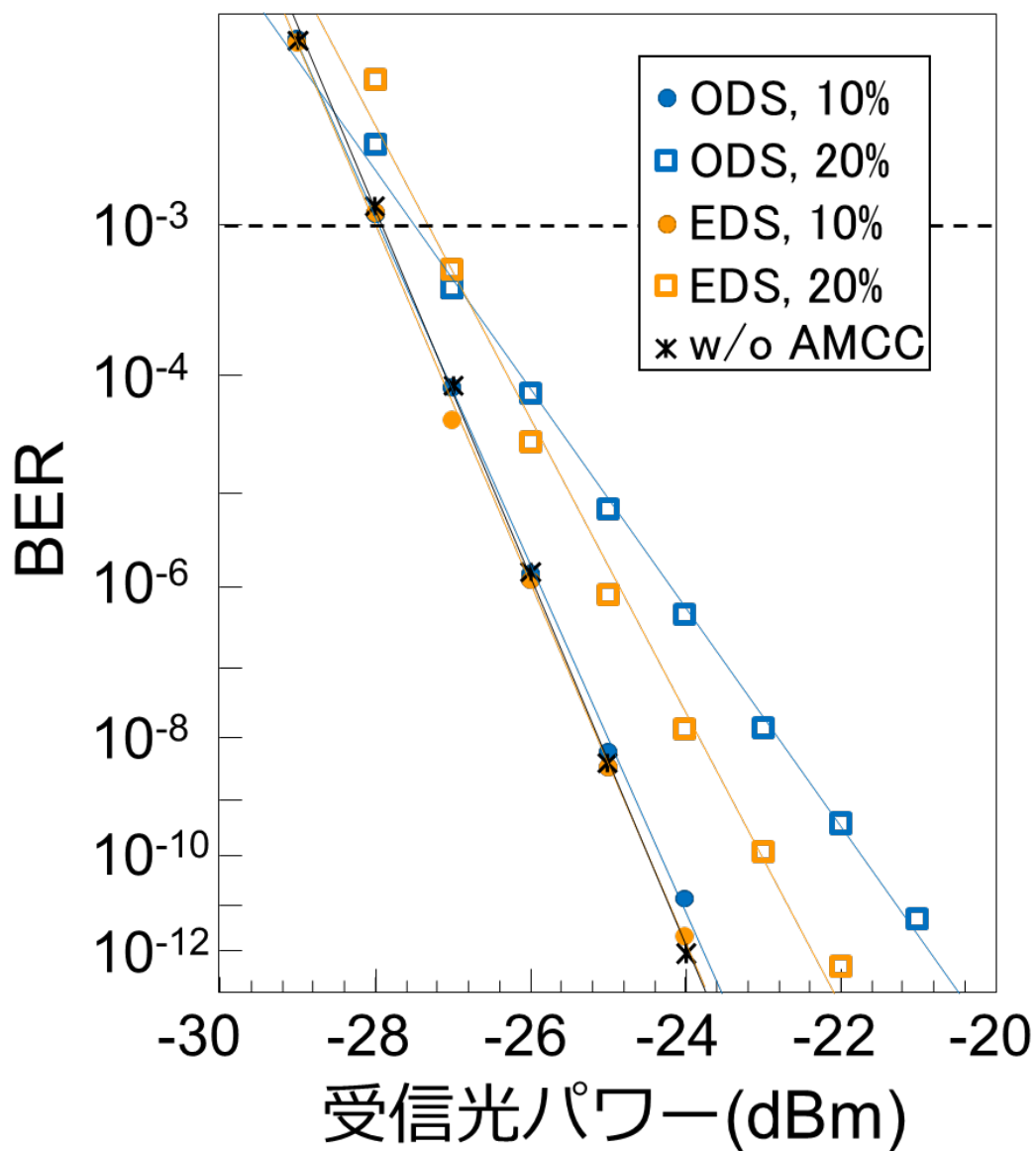


図 5-9 主信号の BER.

図 5-10 に AMCC 信号の BER の結果を示す。BER = 10^{-3} の条件で AMCC 信号を比較すると、ODS 方式は EDS 方式よりも良好な信号品質を示し、MI = 10% では 0.9 dB、MI = 20% では 2.9 dB の差が確認された。これは、AMCC 信号の消光比が主信号の消光比に依存するためである。ODS 方式では、主信号の消光比を低下させることなく AMCC 信号を独立して重畳できるため、信号品質の観点から優れている。

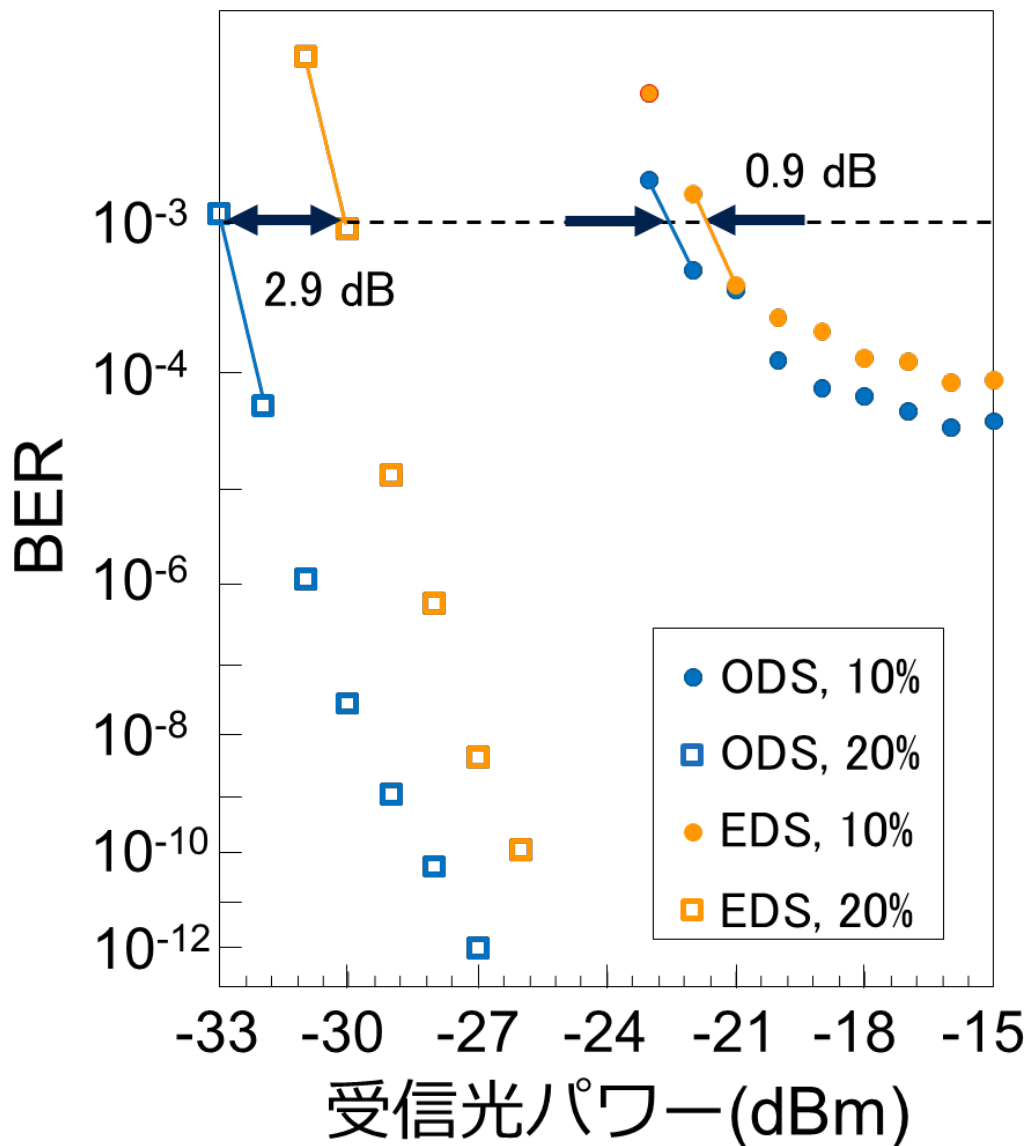


図 5-10 AMCC 信号の BER.

これらの結果から、SOA を用いた ODS 方式の方が信号品質の観点で優位であることが明らかになった。

次に、ODS 方式を採用して伝送実験を実施した。図 5-11 に実験系を示す。本構成では、センサデバイスで収集された画像などのデータが、別地点に設置された Ph-GW に接続された CPS データ処理ユニットへ転送されることを想定し、APN コントローラまでの距離を 30 km、対向するユーザ装置までの距離を 60 km と想定する。

EA および SOA に入力される信号は、BtB と同一条件で設定した。図 5-11 に示すように、CPS データ送信側に設置された AXEL から出力された光信号は、30 km 離れた Ph-GW (d

= 30 km) へ伝送され、分岐比 50:50 ($x=0.5$) のパッシブ抽出器によりポート 1 およびポート 2 に分岐された。減衰器 (ATT) 1~3 は、それぞれアップリンク・ダウンリンク分離フィルタ、光スイッチ、アレイ導波路グレーティング (AWG) を模擬している。

パッシブ抽出器のポート 1 に接続された APN コントローラ側では、光信号は APD1 で受信され、AMCC 信号の BER は Q 値からオフライン処理により算出した。ポート 2 に接続された CPS データ処理側では、光信号はさらに 30 km 伝送され、別の Ph-GW2 を通過した後、APD2 で受信され ($D = 60$ km)、主信号の BER 性能は ED により評価した。主信号および AMCC 信号の BER は、それぞれ APD1 および APD2 の前に可変光減衰器 (VOA) を設置して取得した。

本実験の目的は主信号の長距離伝送を達成することであるため、図 5-10 の結果から主信号への影響が小さい $MI = 10\%$ に設定した。

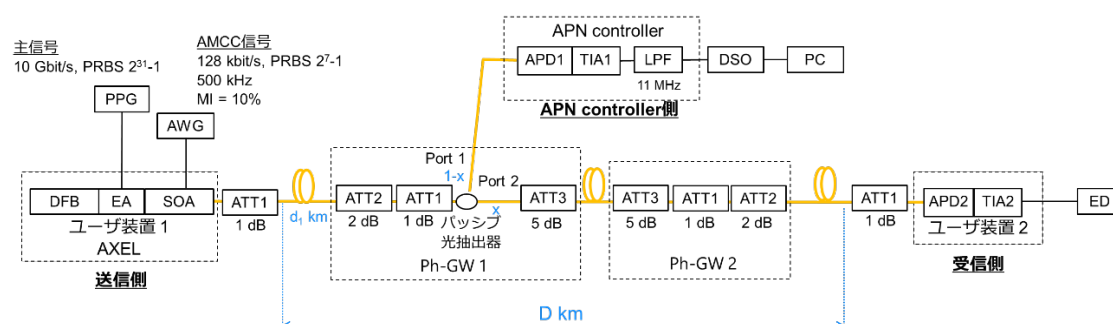


図 5-11 伝送実験系。

図 5-12 に、60 km 伝送後の主信号、図 5-13 に 30 km 伝送後の AMCC 信号の BER を示す。BER = 10^{-3} の受信感度において、主信号は AMCC 信号の重畳によるペナルティをほとんど受けなかったが、60 km 伝送による波長分散の影響により 1.1 dB のペナルティが発生した。一方、AMCC 信号の BER = 10^{-3} の受信感度においては、AMCC 信号が低速信号であるため、波長分散によるペナルティの影響は見られなかった。AMCC 信号の受信感度は -22 dBm であり、送信器からの出力は 9.2 dBm、主信号の受信感度は -26.8 dBm であった。

主信号のリンクバジェットは 36 dB であり、インライン増幅器なしで達成された。これは、光部品による損失 (アップリンク・ダウンリンク分離フィルタ: 1 dB、光スイッチ: 2 dB、AWG: 5 dB) を考慮しても、60 km の伝送が可能であることを示している。

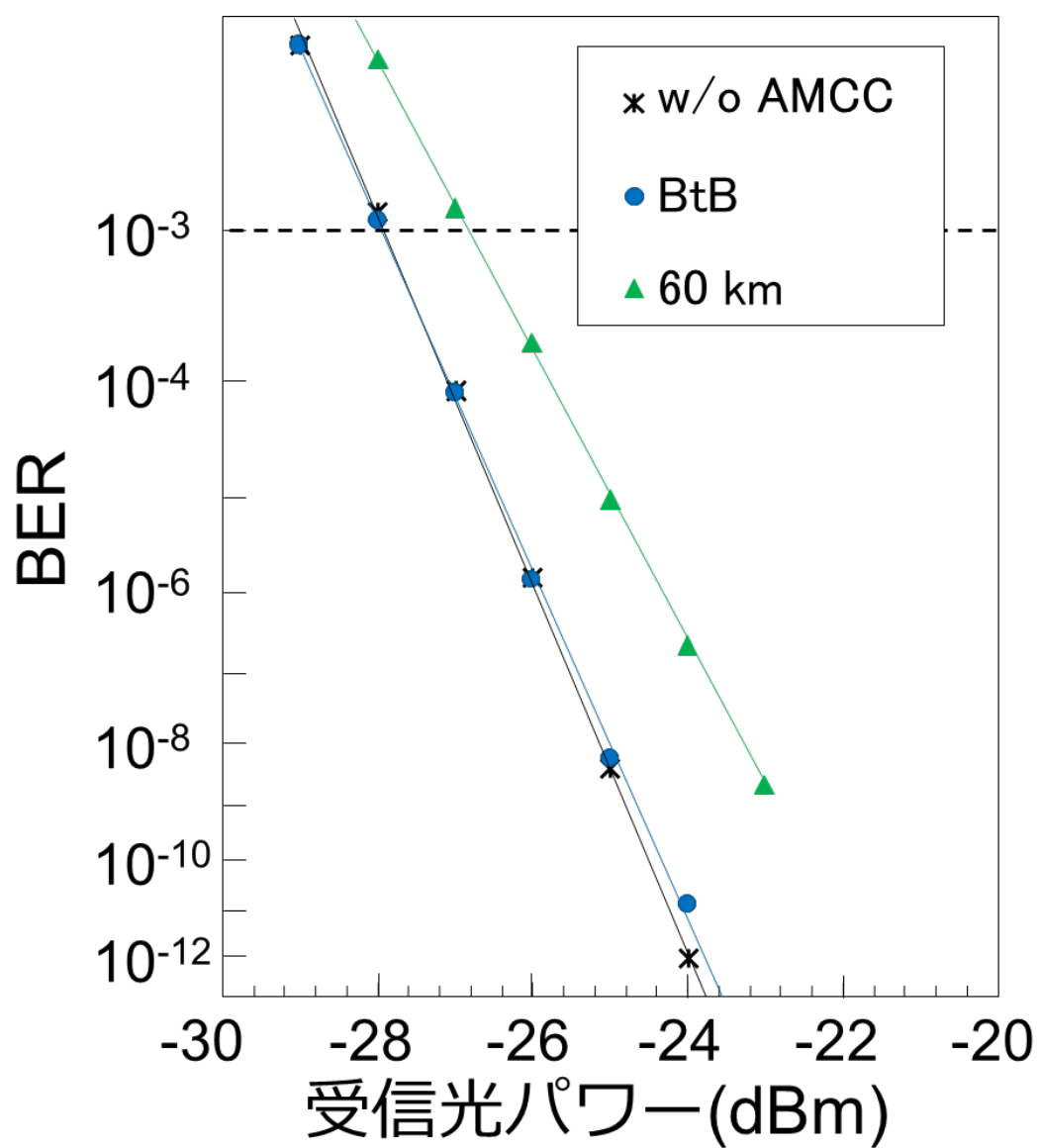


図 5-12 MI = 10 %における 60 km 伝送後の主信号の BER.

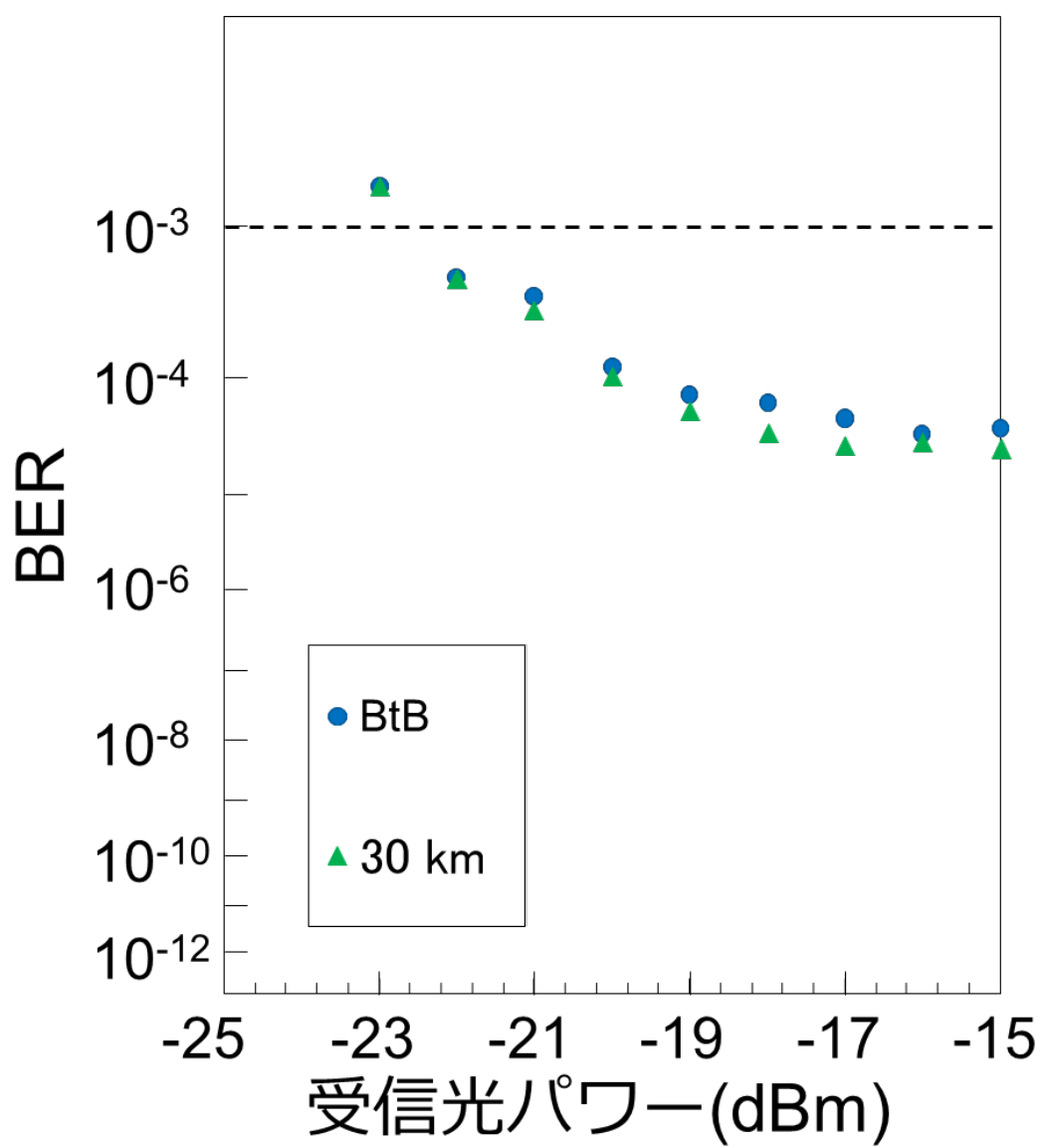


図 5-13 MI = 10 %における 30 km 伝送後の AMCC 信号の BER.

5-6 APNにおける主信号と制御信号の長距離伝送

5-6-1 実験構成

従来構成では、Ph-GW に 50:50 の光スプリッタがパッシブ抽出器として設置されていた。このため、送信側のユーザ装置 (UT) と Ph-GW 間の伝送距離を考慮すると、AMCC 信号を抽出するために 50:50 の分岐比では過剰な信号が受信されていた。そのため、CPS データ送信側の UT1 と Ph-GW 間の距離に応じて、AMCC 信号が常に APN コントローラに対して最小受信感度付近で受信可能となるように分岐比を変更し、主信号のリンクバジェットの拡張を目指す。

実験構成は図 5-11 と同一である。CPS データ送信側の UT1 から距離 d_1 にある Ph-GW に設置されたパッシブ抽出器において、主信号を伝送するポートの分岐比を x 、AMCC 信号を抽出するポートの分岐比を $1-x$ と設定した。各 d_1 の値に対して、AMCC 信号が $BER = 10^{-3}$ を達成する最小受信感度となるように x を調整し、そのときの主信号の最大伝送距離 D を求めた。ATT の値は Ph-GW の光部品による損失を模擬するために設定した。パラメータは以下の 3 ステップで決定した：

ステップ 1：送信側 UT と Ph-GW 間の伝送距離 d_1 を決定する。

ステップ 2：ステップ 1 で決定した d_1 に対して、AMCC 信号が最小受信感度を達成するように分岐比 x を決定する。

ステップ 3：ステップ 2 で決定した x に対して、送信側 UT と受信側 UT 間の最大距離 D を決定する。

5-6-2 実験結果

図 5-14 に分岐比に対する各信号の伝送距離の実験結果を示す。 $d_1 = 20, 40, 60, 80 \text{ km}$ において、AMCC 信号が最小受信感度を達成するための分岐比 x は、それぞれ 0.99、0.98、0.95、0.89 であった。 $x = 0.89$ のとき、AMCC 信号および主信号の両方で 80 km 伝送において $\text{BER} = 10^{-3}$ を達成した。AMCC 信号は低速信号であり、波長分散の影響を受けにくいいため、低出力でも長距離伝送が可能である。

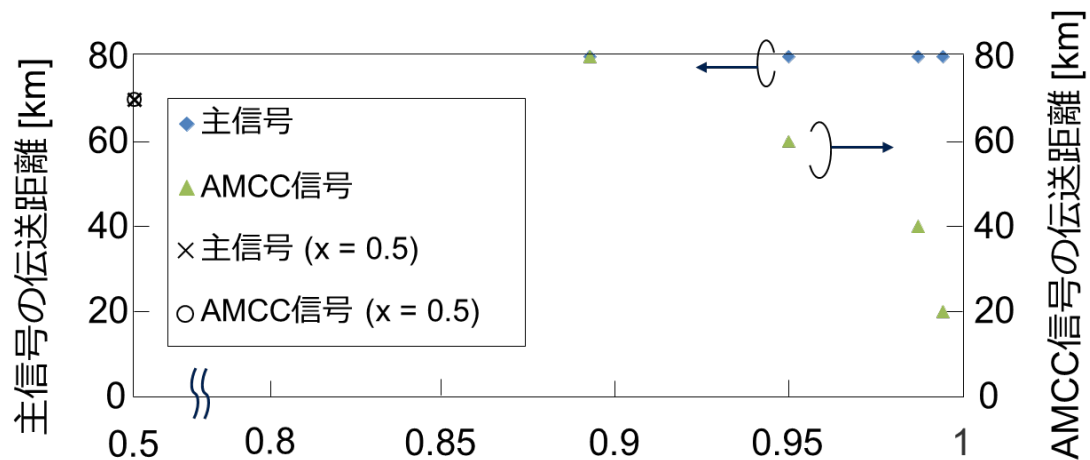


図 5-14 分岐比に対する各信号の伝送距離.

図 5-15 に、各分岐比 x の値における伝送後の主信号および AMCC 信号の BER を示す。AMCC 信号の受信感度は、任意の d_1 に対して最小受信感度を達成するように x を調整しているため、一定であり、BER が劣化しない。一方、主信号の伝送距離は $x \geq 0.89$ のときすべて $D = 80 \text{ km}$ であった。伝送距離が同じで分岐比が小さい場合、受信電力が小さくなり、BER が劣化するため、主信号の BER は低下する。

$x = 0.5$ のときの主信号および AMCC 信号の到達可能距離を $\times$ と $\circ$ でそれぞれプロットした。両信号とも到達可能距離は 70 km であり、実験構成上 $D \geq d_1$ の関係があるため、 d_1 は 70 km に制限された。実際、図 5-15 では $x = 0.5$ のときの AMCC 信号の BER が $x \geq 0.89$ よりも良好であることが示されており、 $x = 0.5$ は AMCC 信号の受信感度の余力があることが示されている。

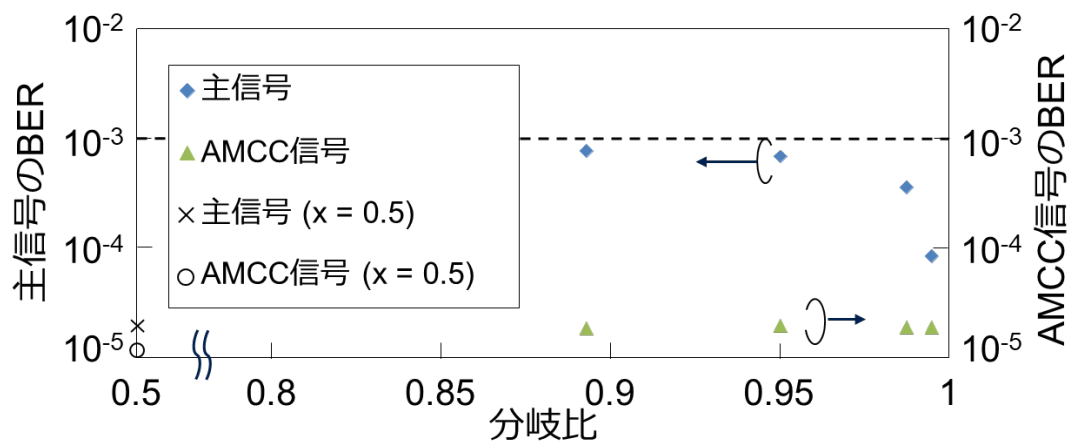


図 5-15 各分岐比 x の値における伝送後の主信号および AMCC 信号の BER.

これらの結果から、分岐比を調整することで主信号の最大伝送距離 80 km を達成できることが示された。図 5-16 に、上記の 3 ステップで決定された分岐比 x に各信号の伝送可能距離の領域を示す。 $x = 0.89$ に設定することで、80 km 以内のすべてのネットワーク運用領域をカバー可能である。したがって、UT と Ph-GW 間の距離は自由に設計可能であり、分岐比を 89:11 に固定することで最適なネットワーク運用が容易に実現でき、最大 80 km まで伝送距離を拡大できる。

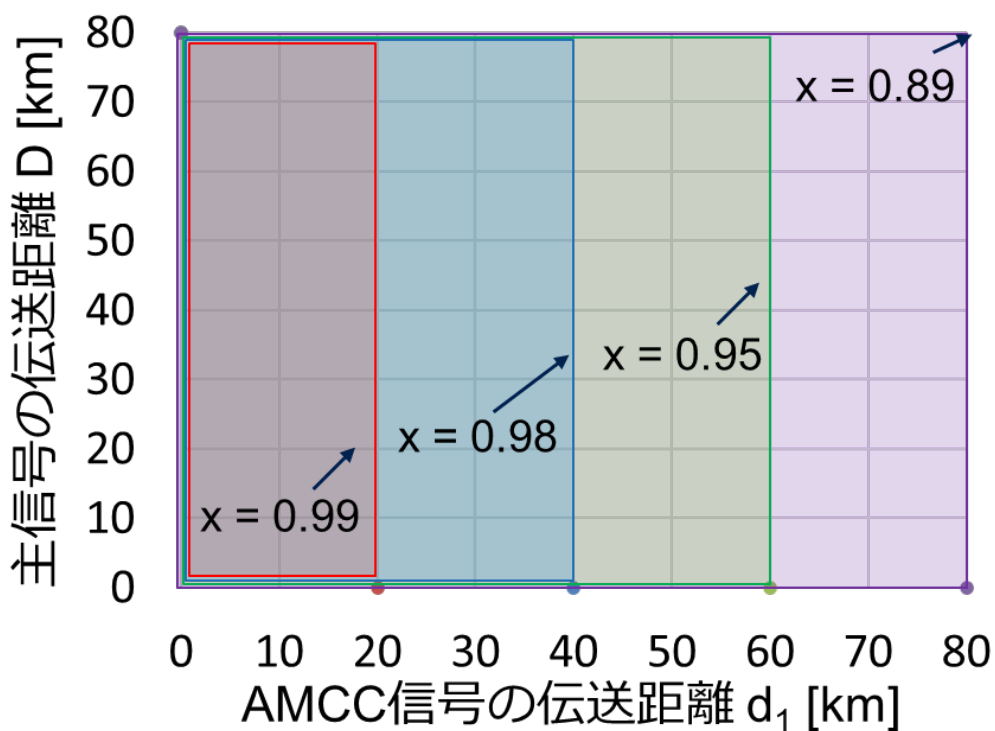


図 5-16 分岐比 x ごとの各信号の伝送可能距離の領域.

5-7 まとめ

本章では、第 2 章で提起したもう一つの技術課題であるプロトコルフリー伝送を実現するため、APN 構成における制御信号の重畳・抽出方式について検討した。

まず、APN のように光パスを光電変換せずに中継するネットワークにおいて、従来の In-band 方式では制御信号の抽出が困難である課題を指摘した。この課題に対し、主信号と同一波長で低周波数帯域に制御信号を重畳する AMCC 信号の利用を提案した。さらに、光パス確立中も APN コントローラが端末を監視可能とするため、Ph-GW 内に光スプリッタを用いたパッシブ抽出器を設置し、AMCC 信号をインラインでモニタリングする構成を提案した。

次に、長距離伝送デバイスである SOA 集積型 EA-DFB レーザ (AXEL) に AMCC 信号を重畳する方式として、電気領域重畳 (EDS) 方式と光領域重畳 (ODS) 方式を比較検討した。BtB 実験の結果、ODS 方式 (主信号を EA 変調器で、AMCC 信号を SOA で変調) は、EDS 方式 (EA 変調器で一括変調) と比較し、主信号へのペナルティを同等に抑えつつ (MI=20%時、ペナルティ 0.5dB)、AMCC 信号の品質を大幅に改善できる (MI=20%時、2.9dB 改善) 優位性を明らかにした。

続いて、優位性を示した ODS 方式 (MI=10%) を用い、Ph-GW でのパッシブ抽出 (分岐比 50:50) を想定した伝送実験を行った。その結果、10 Gbit/s 主信号は 60 km 伝送 (分散ペナルティ 1.1 dB)、128 kbit/s AMCC 信号は 30 km 伝送 (分散ペナルティ無し) が可能であり、主信号において 36 dB のインライン増幅器不要なリンクバジェットを達成できることを実証した。

最後に、主信号の伝送距離を最大化するため、AMCC 信号が最小受信感度 ($BER=10^{-3}$) を得るようにパッシブ抽出器の分岐比を最適化する手法を提案・検証した。実験の結果、分岐比を 89:11 (主信号側:AMCC 抽出側) に設定することで、AMCC 信号の 80 km 伝送を担保しつつ、主信号の最大伝送距離も 80 km に拡大できることを確認した。

以上の結果から、AXEL の ODS 方式と分岐比を最適化したパッシブ抽出器を組み合わせることで、APN におけるプロトコルフリーな制御信号伝送と、10 Gbit/s 信号のインライン増幅器不要な 80 km 長距離伝送が両立可能であることを確認した。

5-8 参考文献

- [1] 齊藤純一郎, 茶木悠紀子, "APN サービス提供に向けた取り組み", NTT 技術ジャーナル, vol. 35, no. 7, 2023.
- [2] H. Kawahara, T. Seki, S. Suda, M. Nakagawa, H. Maeda, Y. Mochida, Y. Tsukishima, D. Shirai, T. Yamaguchi, M. Ishizuka, Y. Kaneko, K. Koshiji, K. Honda, T. Kanai, K. Hara, and S. Kaneko, "Optical Full-mesh Network Technologies Supporting the All- Photonics Network", NTT Technical Review, vol. 18, no. 5, pp.24-29, 2020.
- [3] K. Honda, T. Kanai, Y. Tanaka, K. Hara, S. Kaneko, J. Kani, and T. Yoshida, "Photonic Gateway for Direct and Protocol-Independent End-to-End User Connections," 2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), San Francisco, CA, USA, pp. 1-3, 2021.
- [4] T. Kanai, S. Kaneko, K. Hara, J. Kani and T. Yoshida, "In-Line Protocol-Independent Control and Management Method in End-to-End Optical Connections via Photonic Gateway," 2021 European Conference on Optical Communication (ECOC), Bordeaux, France, pp. 1-4, 2021.
- [5] "Open All-Photonic Network Functional Architecture," IOWN Global Forum, 2025.
<https://iowngf.org/open-all-photonic-network-functional-architecture/>
- [6] "40-gigabit-capable passive optical networks (NG-PON2): Physical media dependent (PMD) layer specification." ITUT G.989.2 Recommendation, 2014.
- [7] W. Kobayashi, M. Arai, T. Fujisawa, T. Sato, T. Ito, K. Hasebe, S. Kanazawa, Y. Ueda, T. Yamanaka, and H. Sanjoh, "Novel approach for chirp and output power compensation applied to a 40-Gbit/s EADFB laser integrated with a short SOA," Opt. Express 23, 9533-9542, 2015.
- [8] T. Shindo, W. Kobayashi, N. Fujiwara, Y. Ohiso, T. Yoshimatsu, H. Ishii, K. Sano, H. Matsuzaki, "An SOA-integrated EADFB laser for enhancement of modulated light output power and extension of transmission distances," Proc. SPIE 10560, Metro and Data Center Optical Networks and Short-Reach Links, 1056008, 3 January 2018.
- [9] G. Nakagawa, K. Sone, S. Oda, S. Yoshida, Y. Hirose, M. Takizawa, and T. Hoshida, "Development of Evaluation Platform of AMCC Superimposition on CPRI Signal Transmission for Mobile Fronthaul Network," 2017 European Conference on Optical Communication (ECOC), Gothenburg, Sweden, pp. 1-3, 2017.
- [10] Z. Tan, C. Yang, Z. Xu, L. Chen, X. Huang, H. Guo, Z. Zheng, F. Zhang, and Z. Wang, "Experimental Demonstration for over Mbps Baseband-over-Modulation AMCC Implementation in PtP WDM-PON," 2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC), San Diego, CA, USA, pp. 1-3, 2018.
- [11] J. Dong and J. Yang, "Cascaded Phase Modulation for AMCC Superimposition Toward MFH Employing CPRI," in IEEE Photonics Journal, vol. 9, no. 4, pp. 1-6, Aug. 2017.

第 6 章 結論

本研究は、オールフォトニクスネットワーク（APN）に基づく広域光アクセスの実現において、その経済化を目的とし、低コストな強度変調直接検波（IM-DD）伝送方式を適用する上での技術課題の解決と、その伝送距離拡大に関する研究成果をまとめた。

第 1 章（序論）において、まず研究背景として、光通信技術の変遷と、データセンタを活用したサービスの需要拡大に伴い、ネットワークには大容量・低遅延・低消費電力・プロトコルフリー化が求められていることを述べた。この要求に応える新たな光通信基盤として APN の概要を示し、その本格的な普及には、デジタルコヒーレント方式よりも低コストな IM-DD 伝送方式の適用による経済化が不可欠であることを論じた。しかし、IM-DD 伝送方式を高速・長距離伝送が要求される APN へ適用するには、「波長分散による伝送距離制限」と、光直結構成における「制御信号のプロトコルフリー化および抽出」という二つの主要な技術課題が存在することを明らかにした。本論文は、これら二つの課題に対する実用的な解決策を提案し、その有効性を実験的に実証することを目的とした。

第 2 章では、IM-DD 伝送方式の概要と APN への適用における技術課題について検討した。IM-DD 方式がシステム構成の簡易さ・低コスト性に優れる一方で、高速信号の長距離伝送において波長分散の影響を強く受け、伝送距離が制限されることを技術的に確認した。また、APN が前提とする光電変換を介さない光直結構成では、従来の In-band 方式による制御信号伝送・抽出が困難であることを明確にし、第 1 章で提示した二大課題を技術的観点から整理した。

第 3 章では、第一の課題である「波長分散による伝送距離制限」を解決するため、専用の測定器を必要としない簡易な零分散波長（ZDW）推定技術の基本原則を提案した。波長分散によって生じる受信信号の周波数フェージング（ノッチ周波数）から ZDW を算出する理論を示し、53.125 Gbps NRZ 信号を用いた伝送実験により、その有効性を検証した。結果として、専用測定器による真値に対し ± 1 nm 以内の高精度で ZDW を推定可能であり、推定した ZDW に発振波長を調整することで、100 km 伝送における波長分散ペナルティをほぼゼロに抑圧できることを実証した。

第 4 章では、第 3 章で提案した ZDW 推定技術を実システムへ適用するための高度化を検討した。実運用上の課題（ファイバパラメータへの依存性、トランシーバ化に向けた低リソース環境における実装可否、伝送前（BtB）の実験データを使用しない方法、信号対雑音比（SNR）が小さい条件下での使用可否、一審双方向（BiDi）伝送への適用性など）を解決するため、2 つの異なる波長のノッチ周波数比を用いる新手法を提案し、これにより伝送距離や分散スロープといったファイバパラメータに依存しない ZDW 推定を実現した。さらに、光トランシーバへの実装を想定した低リソース（4 ビット量子化、ボーレート の 2 倍サンプリング）条件下での動作や、シミュレーションによる BtB データへの代替、最小受信感度付近の低 SNR の信号データにおける推定精度を検証し、実用性を確認した。最終

的に、本技術を BiDi 伝送へ拡張し、100 Gbps PAM4 信号のイコライザフリーで 60 km BiDi 伝送を実証した。

第 5 章では、第二の課題である「制御信号のプロトコルフリー化および抽出」について検討した。プロトコルフリーな Out-band 方式として AMCC 信号の利用を提案し、APN における光直結構成に対応するため、Ph-GW でのパッシブなインライン抽出構成を提案した。また、長距離伝送用デバイス (AXEL) への AMCC 信号重畳方式として、EDS 方式と ODS 方式を比較し、主信号への影響を最小限にしつつ AMCC 信号品質を確保できる ODS 方式が優位であることを実験的に示した。さらに、主信号の伝送距離を最大化するため、AMCC 信号が最小受信感度を得るようにパッシブ抽出器の分岐比を最適化する手法を提案し、分岐比を 89:11 に設定することで、10 Gbit/s 主信号と AMCC 信号の双方において、インライン増幅器不要での 80 km 伝送が実現可能であることを実証した。

以上、本研究では、IM-DD 伝送方式を APN へ適用する上での二大技術課題に対し、第一の課題「波長分散」については、ファイバパラメータ無依存で実用的な「零分散波長推定技術」を確立し、100 Gbps 級信号のイコライザ不要・長距離伝送を実証した。第二の課題「制御信号」については、「AMCC 信号の ODS 方式重畳」と「分岐比を最適化したパッシブ抽出」を組み合わせる手法を提案し、主信号と制御信号のインライン増幅器不要な 80 km 伝送を実証した。これらの成果は、IM-DD 伝送方式が有する経済性を維持しつつ、その適用範囲を広域光アクセスへ拡大するものであり、経済的な APN の実現と普及に大きく寄与するものと結論付ける。

謝辞

本論文を作成するにあたり，懇切なる御指導，および御鞭撻を賜りました北海道大学大学院情報科学研究科 島田達也 客員教授（NTT 株式会社 NTT アクセスサービスシステム研究所 光アクセス基盤プロジェクト プロジェクトマネージャ）に謹んで深謝の意を表します。また，有益な御指導，および御助言を賜りました北海道大学大学院情報科学院大鐘武雄 教授，齊藤晋聖 教授，土橋宜典 教授に謹んで深謝の意を表します。

本論文は，筆者がNTTアクセスサービスシステム研究所において，2020年から取り組んでいる光アクセスネットワーク、特にオールフォトニクスネットワークにおける伝送距離拡大技術に関する研究成果をまとめたものです。論文化する機会を与えていただきました東京都市大学 吉田智暁 先生（元 光アクセス基盤プロジェクト プロジェクトマネージャ）に深謝の意を表します。可児淳一 上席特別研究員（光アクセス基盤プロジェクト 光アクセス基盤 SE グループ グループリーダー），には，本研究の機会を与えていただくとともに，研究開始当初から多くの御指導，および御激励をいただきました。ここに謹んで感謝の意を表します。

NTT アクセスサービスシステム研究所 光アクセス基盤プロジェクト 光アクセス基盤 SE グループ 原一貴 主任研究員，NTT イノベティブデバイス株式会社 金井拓也 担当課長には配属以来，上司，および指導者として，光伝送分野及びアクセスネットワークの基礎知識及びから実験評価方法，技術文書の執筆，研究計画の策定法等，多岐にわたって懇切丁寧に御指導いただきました。心より感謝申し上げます。

最後に，いつも研究生活を支えてくれている両親，友人に深く感謝の意を表し，本論文の謝辞といたします。

発表論文

筆頭著書

【論文】

- [1] Y. Tanaka, T. Kanai, K. Hara, M. Chen, K. Honda, T. Shindo, S. Kaneko, H. Nakamura, J. Kani, K. Sano, and T. Yoshida, "Extraction of AMCC Signal Superposed by SOA-Integrated EA-DFB Laser for In-Service Monitoring in All-Photonics Network," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 40, no. 17, pp. 5783-5792, 1 Sept.1, 2022.
- [2] Y. Tanaka, K. Hara, T. Kanai, S. Kanazawa, T. Shindo, M. Nada, H. Nakamura, J. Kani, K. Sano, and T. Yoshida, "Zero-Dispersion Wavelength Estimation and Optimization Method for Penalty-Free and Equalizer-Free 53-Gbps/ λ IM-DD Transmission Over 100 Km," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 42, no. 6, pp. 1844-1852, 15 March15, 2024.
- [3] Y. Tanaka, K. Hara, R. Koma, J. Kani, T. Shimada and T. Yoshida, "Fiber Parameter-Independent Zero-Dispersion Wavelength Estimation Method and Its Feasibility With Reduced Quantization Bits and Sampling Rates," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 43, no. 19, pp. 9137-9147, 1 Oct.1, 2025.

【査読付き国際会議】

- [1] Y. Tanaka, T. Kanai, K. Hara, M. Chen, K. Honda, T. Shindo, Y. Senoo, S. Kaneko, H. Nakamura, J. Kani, K. Sano, and T. Yoshida, "High-power-budget End-to-end Optical Connection with AMCC Superposition of SOA-integrated EA-DFB Transmitter in All-Photonics Network," 2021 Opto-Electronics and Communications Conference (OECC), Hong Kong, Hong Kong, 2021, pp. 1-3.
- [2] Y. Tanaka, K. Hara, T. Kanai, T. Shindo, M. Nada, H. Nakamura, J. Kani, K. Sano, and T. Yoshida, "Penalty-free 100-km Transmission of 53-Gbps/ λ IM-DD Signal Enabled by a Novel Zero-dispersion Wavelength Estimation and Optimization Method," 2023 Opto-Electronics and Communications Conference (OECC), Shanghai, China, 2023, pp. 1-4.
- [3] Y. Tanaka, K. Hara, J. Kani, and T. Yoshida, " Fiber Parameter Independent Zero-dispersion Wavelength Estimation for Penalty- and Equalizer-free 60-km Transmission at 60 Gbps PAM4 signal," 2024 IEEE Opto-Electronics and Communications Conference (OECC), Melbourne, Australia, 2024, pp. 1-3.
- [4] Y. Tanaka, K. Hara, J. -I. Kani and T. Yoshida, "Equalizer-free 60-km Bidirectional Transmission of 100-Gbps PAM4 Signals Using Wavelength-range Estimation Method," 2025 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), San Francisco, CA, USA, 2025, pp. 1-3.

【国内講演】

- [1] 田中 康就, 金井 拓也, 本田 一暁, 陳 明晨, 進藤 隆彦, 原 一貴, 金子 慎, 中村 浩崇, 可児 淳一, 佐野 公一, 吉田 智暁, “APN実現に向けたSOAによるAMCC信号重畳に関する検討”, 電子情報通信学会総合大会, B-8-22, 2021.
- [2] 田中 康就, 金井 拓也, 陳 明晨, 進藤 隆彦, 原 一貴, 中村 浩崇, 可児 淳一, 佐野 公一, 吉田 智暁, “AMCC信号の電気重畳と光重畳における信号品質の比較検討”, 電子情報通信学会ソサエティ大会, B-8-12, 2021.
- [3] 田中 康就, 金井 拓也, 陳 明晨, 進藤 隆彦, 原 一貴, 中村 浩崇, 可児 淳一, 佐野 公一, 吉田 智暁, “AMCC信号の電気重畳と光重畳による信号品質の影響に関する分析”, 電子情報通信学会ソサエティ大会, B-8-4, 2022.
- [4] 田中 康就, 金井 拓也, 陳 明晨, 進藤 隆彦, 原 一貴, 中村 浩崇, 可児 淳一, 佐野 公一, 吉田 智暁, “SOA集積型EA-DFBレーザにおけるAMCC信号の電気重畳と光重畳による信号品質の比較検討”, 電子情報通信学会通信方式研究会, CS2022-8, 2022.
- [5] 田中 康就, 金井 拓也, 陳 明晨, 進藤 隆彦, 原 一貴, 中村 浩崇, 可児 淳一, 佐野 公一, 吉田 智暁, “[招待講演] SOA集積型EA-DFBレーザにおけるAMCC信号の電気重畳と光重畳による信号品質の比較検討”, 電子情報通信学会通信方式研究会, CS2023-39, 2023.
- [6] 田中 康就, 原 一貴, 可児 淳一, 吉田 智暁, “高速IM-DDにおける長距離伝送に向けた波長分散低減のための零分散波長推定法”, 電子情報通信学会ソサエティ大会, B-8-1, 2023.
- [7] 田中 康就, 原 一貴, 金井 拓也, 進藤 隆彦, 名田 允洋, 中村 浩崇, 可児 淳一, 佐野 公一, 吉田 智暁, “高速 IM-DD における長距離伝送に向けた波長分散低減のための零分散波長推定及び発振波長の最適化法”, 電子情報通信学会総合大会, B-8-21, 2024.
- [8] 田中 康就, 原 一貴, 可児 淳一, 吉田 智暁, “高速IM-DDにおける長距離伝送に向けた波長分散低減のためのファイバパラメータ無依存零分散波長推定法”, 電子情報通信学会ソサエティ大会, B-8-6, 2024.
- [9] 田中 康就, 原 一貴, 可児 淳一, 吉田 智暁, ‘ファイバパラメータ無依存の零分散波長推定法による53.125 Gbps PAM4信号の60 kmペナルティフリー伝送の実現’, 電子情報通信学会総合大会, B-8-24, 2025.
- [10] 田中 康就, 原 一貴, 可児 淳一, 島田 達也, ‘100G級IM-DD信号の一心双方向伝送に向けた波長範囲推定手法’, 電子情報通信学会ソサエティ大会, B-8-9, 2025.

連名著書

【査読付き国際会議】

- [1] K. Honda, T. Kanai, Y. Tanaka, K.Hara, S. Kaneko, J. Kani, and T. Yoshida, "Photonic Gateway for Direct and Protocol-Independent End-to-End User Connections," 2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), San Francisco, CA, USA, pp. 1-3, 2021.

- [2] R. Koma, R. Igarashi, Y. Tanaka, K. Hara, J. -I. Kani and T. Yoshida, "Recent Challenges to the Chromatic Dispersion Limitation in beyond 50 Gb/s Optical Access," 2025 IEEE Photonics Society Summer Topicals Meeting Series (SUM), Berlin, Germany, pp. 1-2, 2025.