



Title	長距離・大容量ファイバ伝送に向けた光変復調方式の高度化に関する研究
Author(s)	中村, 政則
Citation	大阪大学, 2021, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.18910/82241
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

博士学位論文

長距離・大容量ファイバ伝送に向けた
光変復調方式の高度化に関する研究

中 村 政 則

2021 年 1 月

大阪大学 大学院工学研究科
電気電子情報通信工学専攻

内容梗概

本論文は、筆者が NTT 未来ねっと研究所在職中、ならびに大阪大学大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻在学中に行った、長距離・大容量ファイバ伝送に向けた光変復調方式の高度化に関する研究成果をまとめたものであり、以下の 6 章で構成される。

第 1 章は序論であり、本研究の背景として高度情報通信社会のデータ通信を支える基盤的光ネットワークにおける光伝送システムについて説明する。次に、光伝送技術の発展の歴史と近年の技術動向を踏まえ、将来の光伝送システムの方向性について示す。その上で、将来の光伝送システムにおける波長あたりの伝送容量の拡大と伝送距離の長延化の重要性を説明する。さらに、目標とするアプリケーションに応じた波長あたりの伝送容量と要求される伝送距離について述べるとともに、本研究の目的を示す。

第 2 章では、将来の光伝送システムに求められる、波長あたりの伝送容量と伝送距離を実現するための主要技術と関連研究動向について述べる。その上で、デジタルコヒーレント光送受信機における光変復調方式に着目し、波長あたりの伝送容量の拡大に向けた課題について説明する。さらに、雑音耐力の向上を可能とする光変復調方式の高度化についての関連研究を紹介し、本研究の位置づけを明らかにする。

第 3 章は、多次元変復調方式を用いた伝送距離の長延化に関する章である。多次元変復調方式は、偏波や時間、周波数などの直交した複数のシンボル間に制約条件を与えることで変調方式の設計次元を拡張し、多次元空間でのシンボル間のユークリッド距離を拡大して雑音耐力を向上させる技術である。多次元変復調方式では、高次元の最密充填格子に基づく変調方式を設計することで雑音耐力の向上が可能であることが知られている。将来のデジタルコヒーレント光送受信機で想定される変調速度を 100 GBaud とすると、波長あたり 400 Gbps の伝送速度を実現するには従来の変調方式である 8QAM (Quadrature Amplitude Modulation) と同じビット数を送信可能な変調方式が要求される。しかしながら、高い雑音耐力が期待できる 8 次元変調においてシンボルあたり 8QAM と同じビット数を送信可能な変調方式は提案されていない。本章では、8 次元空間における最密充填格子に基づく変調方式の設計法について述べ、従来の変調方式である 8QAM とシンボルあたり同じビット数を持つ 8 次元変調 8D-16QAM を提案する。次に、変調速度が 96 GBaud の波長分割多重 (Wavelength Division Multiplexing: WDM) 環境における伝送実験を通じて、提案方式と従来方式についての雑音耐力と伝送特性の比較を行った。その結果に基づき、提案方式の適用により従来方式に比べて雑音耐力の向上および伝送距離の長延化が可能であることを示す。また、多次元変復調方式の演算量解析を実施し、復調時の演算量が課題であることを明らかにする。

第 4 章は、第 3 章で新たな課題として明らかとなった多次元変復調における復調時の演

算量低減に関する章である。多次元変復調方式には、変調の次元数および送信するビット数の増加に伴い、復調時の探索シンボル数が指数関数的に増加するという課題がある。本章では、多次元空間における受信信号を、複数の低次元空間に射影することによって候補シンボル数を絞り込み、かつ、多次元空間でのビット単位対数尤度比 (Log-Likelihood Ratio: LLR) を更新することによって低演算量で実現可能な復調方式を提案する。さらに、多次元空間での LLR 更新時に重みを変更することにより、簡易化の過程で発生する近似誤差を低減する手法についても提案する。次に、波長あたりの伝送速度が 600 Gbps となる 120 GBaud 8D-16QAM 信号の WDM 伝送実験を通じて提案復調方式の性能を評価する。その結果から、提案する復調方式により最適復調に対する Q 値ペナルティが 0.03 dB と非常に小さな劣化のみで 8D-16QAM 信号を復調可能であることを示す。

第 5 章は、Probabilistic shaping 技術を用いた波長あたりの伝送容量のさらなる大容量化に関する章である。デジタル信号処理技術による送受信機特性の高精度な補償技術や複数の低速信号を広帯域なアナログデバイスで合成し、高速信号を出力する帯域ダブラ技術、InP (Indium Phosphide) などの化合物半導体を用いた超広帯域な光フロントエンド技術を用いることにより、高速な多値 QAM 信号の生成が実現されている。本章では、上記の技術により生成した高速信号に Probabilistic shaping 技術を適用することを提案し、波長あたりの伝送容量を 1 Tbps 以上とした伝送を実現する。まず、現実的な回路構成で実現可能な Probabilistic shaping 技術の一つである Probabilistic Amplitude Shaping (PAS) 方式の動作原理と評価方法について述べる。高速信号への適用性を評価するために、PAS 方式により生成した Probabilistically shaped QAM (PS-QAM) を用いて WDM 伝送実験を実施した。その結果から、高速信号に PS-QAM を適用することによって波長あたりの伝送容量が 1 Tbps 以上の WDM 伝送が実現可能であることを示す。

第 6 章では、以上の研究によって得られた成果を総括し、本論文の結論を述べる。

謝辞

本論文は、筆者が NTT 未来ねっと研究所在職中ならびに大阪大学大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻博士後期課程在学中に行った研究を、大阪大学大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻、丸田章博教授の御指導のもとにまとめたものであり、本研究を遂行するにあたり、終始懇切丁寧なる御指導、御鞭撻を賜りました丸田章博教授に謹んで深謝の意を表します。

論文作成にあたり有益な御指導を頂きました、大阪大学大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻、三瓶政一教授、三科健准教授に深く感謝いたします。さらに、大阪大学大学院工学研究科に在学中、情報通信工学全般ならびに本研究に関して多大なるご指導、ご教示を賜った、滝根哲哉教授、馬場口登教授、宮地充子教授、井上恭教授をはじめとする大阪大学大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻情報通信工学コースの諸先生方、鷺尾隆教授、駒谷和範教授をはじめとする大阪大学産業科学研究所の諸先生方に厚く感謝申し上げます。

さらに、本研究を進めるにあたり有益なご助言やご討論を頂いた大阪大学大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻、久野大介助教に深く御礼申し上げます。

また、NTT 未来ねっと研究所において、これらの研究を行う機会を与えていただき、熱心な励ましを賜った NTT 未来ねっと研究所、川村龍太郎 部長 (現 NTT サービスイノベーション総合研究所 所長)、富沢将人 部長 (現 NTT デバイスイノベーションセンタ 所長)、才田隆志 部長に深く感謝いたします。本研究の遂行にあたり、日頃より熱心な御指導、御討論を頂いた、NTT 未来ねっと研究所、片岡智由グループリーダー (現 NTT エレクトロニクス株式会社)、平野章グループリーダー (現東京電機大学 教授)、木坂由明グループリーダー、宮本裕フェロー、米永一茂 主任研究員 (現 NTT エレクトロニクス株式会社)、佐野明秀 主任研究員 (現立命館大学 教授)、山崎悦史 主幹研究員、小林孝行 特別研究員、濱岡福太郎 主任研究員、堀越健吾 主任研究員、吉田光輝 研究主任、岡本聖司 研究主任、松下明日香 研究員 (現 NTT エレクトロニクス株式会社)、NTT 先端集積デバイス研究所、野坂秀之 主幹研究員、山崎裕史 特別研究員、長谷宗彦 特別研究員、脇田斉 研究主任、NTT デバイスイノベーションセンタ、小木曾義弘 研究主任に心より感謝いたします。特に、NTT 未来ねっと研究所、吉田光輝 研究主任には、研究テーマの立ち上げ、研究の進め方、並びに課題抽出の方法等、本論文を構成する大部分にわたって、筆者が入社1年目からご指導いただきました。また、NTT 未来ねっと研究所の同期である増田陽 研究員 (現 NTT コミュニケーションズ株式会社)、新宅健吾 研究員をはじめ、職場の皆様には研究を進めるにあたり多大なる御協力を頂き謝ましたことを、深く感謝いたします。

本論文執筆にあたり、御協力頂いた大阪大学大学院工学研究科事務補佐員押鐘好美氏、大阪大学大学院工学研究科電気電子情報通信工学専攻フォトリソグラフィ工学領域の

皆様に感謝申し上げます。

最後に、日頃から援助、協力を頂いた家族に心から感謝いたします。

目次

内容梗概	i
謝辞	iii
第 1 章 序論	1
1.1 研究背景：光通信における大容量化	1
1.2 研究目的	4
1.3 本論文の構成	5
第 2 章 デジタルコヒーレント伝送における光変復調方式	9
2.1 緒言	9
2.2 デジタルコヒーレント光送受信機	9
2.3 波長あたりの伝送容量拡大に向けた課題	13
2.4 光変復調方式の高度化	14
2.5 結言	17
第 3 章 多次元変復調方式による多値変調信号の伝送距離長延化	19
3.1 緒言	19
3.2 最密充填格子に基づく 8 次元変復調方式	20
3.2.1 光伝送システムにおける多次元変復調方式の先行研究	20
3.2.2 多次元変調設計法	21
3.2.3 8 次元変調の実装	25
3.2.4 軟判定反復復調	29
3.3 96 GBaud 信号 WDM 伝送実験による性能評価	34
3.3.1 周回伝送実験系	34
3.3.2 Back-to-back 条件における雑音耐力評価	36
3.3.3 WDM 構成における伝送特性評価	40
3.3.4 8D-16QAM の復号処理における演算量	42
3.4 結言	44
第 4 章 多次元変調における復調時の演算量削減	45
4.1 緒言	45
4.2 多次元変復調方式における復調処理の簡略化	45
4.2.1 多次元フォーマットにおける候補シンボル数	45

4.2.2	8D-16QAM ビットマッピング方式.....	46
4.2.3	ビット単位 LLR を用いた 8D-16QAM 簡易復調法.....	50
4.2.4	簡易復調における近似誤差削減手法.....	55
4.3	120 GBaud WDM 伝送実験による性能評価.....	56
4.3.1	Back-to-back における復調性能.....	56
4.3.2	WDM 構成における伝送特性評価.....	59
4.3.3	ビット演算精度依存性.....	60
4.4	結言.....	62
第 5 章	Probabilistic shaping 技術による波長あたりの伝送容量拡大	63
5.1	緒言.....	63
5.2	Probabilistic shaping 技術.....	64
5.2.1	Probabilistic Amplitude Shaping 方式.....	65
5.2.2	Constant Composition Distribution Matcher.....	67
5.2.3	規格化一般化情報量による PAS 信号の評価.....	70
5.3	高速信号への Probabilistically shaped QAM の適用.....	73
5.3.1	82 GBaud PS-256QAM 信号を用いた 800 Gbps/λ 伝送実験.....	74
5.3.2	120 GBaud PS-64QAM 信号を用いた 1 Tbps/λ 伝送実験.....	81
5.3.3	168 GBaud PS-64QAM を用いた 1.3 Tbps/λ 伝送実験.....	86
5.4	結言.....	91
第 6 章	結論	93
	参考文献	97
	略語一覧	107
	本論文に関する原著論文	111

第1章 序論

1.1 研究背景：光通信における大容量化

クラウドコンピューティングや動画配信サービス、5Gをはじめとする高速な無線サービスなどの進展により、通信トラフィックは増加し続けている。また、4K/8Kをはじめとする動画配信サービスの高画質化やネットワークを通じた仮想現実・遠隔操作技術の発展、IoT (Internet of Things) の普及等に伴い、今後、さらなる通信トラフィックの増加が想定される。Cisco が報告した全世界のネットワークトラフィックの推移と予測を図 1.1 に示す。2017 年には年間のインターネットトラフィックは 1 ZByte を超え、年平均成長率は 26 % で増加している[1]。これからの高度な情報通信技術を支えるため、大容量なトラフィックを効率的に収容可能なネットワークインフラストラクチャが必要となる。特に通信事業者においては、増加する通信トラフィックに対応するため、通信設備の大容量化とビット当たりの通信単価の低減が求められている。

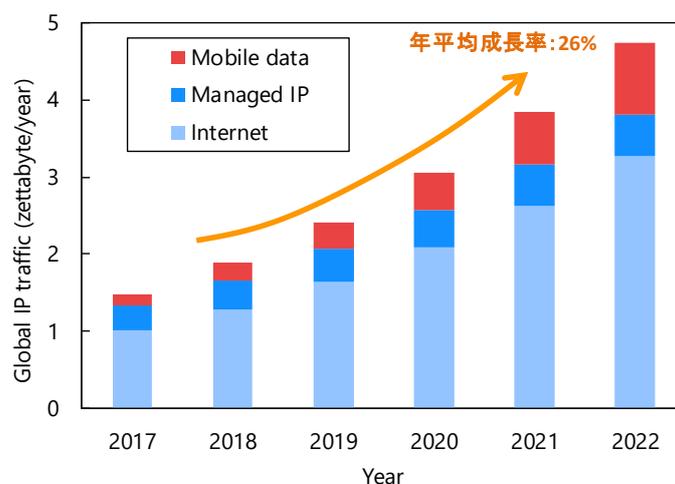


図 1.1 グローバルトラフィックの推移と予測

光ネットワークは、世界中に張り巡らされた光ファイバによる通信網であり、大容量の通信トラフィックを集約して効率的なデータ伝送を可能にしている。図 1.2 に光ネットワークの構造を示す。光ネットワークは伝送距離および伝送容量、ネットワークの適用先によって階層化されており、海底ネットワーク、コアネットワーク、メトロネットワーク、データセンター間ネットワーク、アクセスネットワークに大別される。アクセスネットワークは、FTTH (Fiber to the home) や無線通信によって、通信事業者の拠点とユーザとの接続を行う。通信事業者の拠点に伝送された通信トラフィックは、メトロネットワークにより大規模な拠点に

集約される。コアネットワークでは、集約された大容量の通信トラフィックを大都市間にわたって伝送し、海底ネットワークでは、国または地域において集約された通信トラフィックの大陸間にわたる伝送を行っている。近年のクラウドコンピューティングの発展により、データセンタにおいて処理されるデータが急速に増加しており、複数のデータセンタ間を接続するための大容量データセンタ間光ネットワークが実現されている。このように拠点間におけるネットワークは、集約された通信トラフィックを効率的に伝送する必要があり、ネットワークに応じた長距離・大容量の通信が求められる。

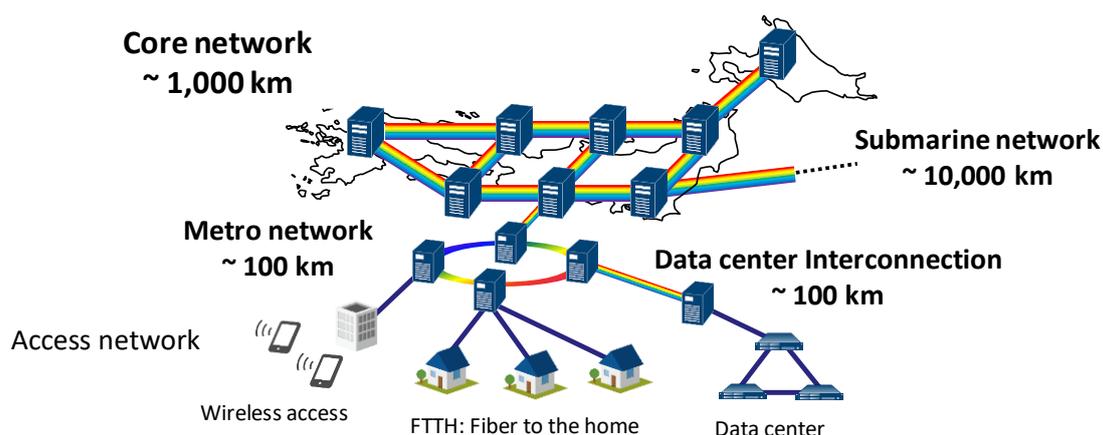


図 1.2 光ネットワークの構造

長距離・大容量の通信を実現するために、光伝送技術はデバイス技術の進展を中心とした複数の主要技術により発展してきた。光伝送技術の進展を図 1.3 に示す。光通信の初期において、送信機ではレーザ出力のオンとオフでデータを表現するオン・オフキーイング (OOK: On-Off Keying)方式を用い、受信側では光検出器により検出した信号波形からデータを復調する、強度変調・直接検波 (IMDD: Intensity Modulation Direct Detection) 方式が用いられてきた。IMDD 方式の伝送容量は実用化当初は 100 Mbps 程度であったが、光および電気デバイスを高速動作させ変調速度を向上する時分割多重 (TDM: Time Division Multiplexing) 方式により 10 Gbps まで拡大された[2]。研究段階において TDM 方式による大容量化は、さらなる変調速度の向上により 100 Gbps まで拡張された[3]が、TDM 方式では、光ファイバ中での波長分散や偏波モード分散の影響による伝送距離の制限が課題であった。

その後、エルビウム添加ファイバを用いた光増幅器[4]の実現や、複数の波長を 1 芯の光ファイバへ多重し、分離が可能なアレイ導波路回折格子[5]の登場により、波長分割多重 (WDM: Wavelength Division Multiplexing)方式が実用化された。WDM 方式は、TDM 方式により高速化された光信号を、波長方向にも多重することで、用いる光ファイバを変更することなく、光伝送システム全体の伝送容量を向上させることが可能である。光増幅器を用いた WDM 方式は、中継地点において光増幅器により増幅帯域内の波長を一括で増幅することが

可能であるため、光信号を電気信号に変換する O/E 変換 (Optical-to-Electrical Conversion) や、その逆の E/O 変換 (Electrical-to-Optical Conversion) の回数を大きく低減できる。また、光増幅器を用いることにより、O/E 変換後の電気信号に対して行う 3R 処理 (Regeneration, Retiming, Reshaping) 回数を大幅に削減できる[6]。このように WDM 方式は、伝送容量の大容量化だけでなく、システム全体の設備コストを低減し、経済的な光ネットワークの実現に貢献してきた。さらに、光増幅器の増幅帯域の拡張により、波長あたりの伝送容量が 10 Gbps の光信号を 80 波長 50 GHz 間隔で多重した伝送システムがコアネットワークに導入された[7]。

IMDD 方式を多重する WDM 方式の実用化後、変調速度増加に起因する波長分散や偏波モード分散による伝送距離の制約を緩和するため、差動四位相偏移変調 (DQPSK: Differential Quadrature Phase Shift Keying) 方式と差動検波方式による位相を用いた変復調方式が導入された[8]。OOK 方式ではシンボルあたりオンとオフの 2 つの情報 (1 bit) しか割り当てることができなかったが、DQPSK 方式では、4 つの位相状態にデータを割り当てることでシンボルあたり 2 bit の情報が伝送可能である。変調速度 20 GBaud の DQPSK 信号を用いた 100 GHz 間隔 40 波長の WDM システムにより、1.6 Tbps の伝送容量を持つシステムが実現されている[9]。

さらなる波長あたりの伝送容量の拡大は、光の位相と振幅を用いてデータを送受信するコヒーレント方式とデジタル信号処理技術の融合によるデジタルコヒーレント光伝送方式により実現された。コヒーレント方式は、光増幅器の実用化が行われる以前の 1980 年代において、局部発振光源の導入による受信感度向上を目的に広く検討が行われていた[10]。当時は、送信光源と局部発振光源の周波数制御や位相制御を光領域において精密に実現することが求められ、安定性の観点で課題があった。また、光増幅器の実用化[4]により受信感度の課題が緩和されたことから IMDD 方式が主流となった。その後、CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) プロセスの微細化により大規模なデジタル演算や、高速なアナログ・デジタル変換器 (ADC: Analog-to-Digital Converter) が実現し、送受信機で用いられる光源間の周波数誤差や位相雑音をデジタル信号処理により精密に同期する、デジタルコヒーレント光伝送方式が実現された[11]。さらに、デジタルコヒーレント光伝送方式では、光ファイバ中での波長分散や偏波モード分散をデジタル信号処理により完全に補償することが可能である。そのため、IMDD 方式や DQPSK 方式で課題であった伝送距離の制約が大幅に緩和され、波長あたりの伝送容量が 100 Gbps、WDM 方式による多重後のファイバあたりの伝送容量が 8 Tbps となるシステムがデジタルコヒーレント方式により実用化された。

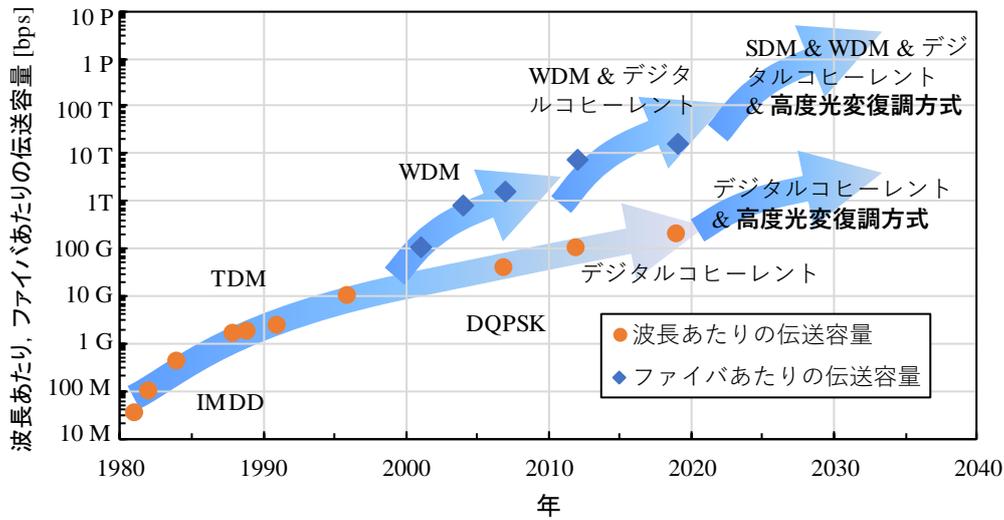


図 1.3 光伝送技術の進展

1.2 研究目的

今後も増加し続ける通信トラフィックに対応するため、将来の光伝送システムではさらなる大容量化が求められる。近年、IOWN (Innovative Optical and Wireless Network) 構想[12]において、光を中心とした革新技術を活用した大容量、低消費電力、低遅延なネットワークの実現が提唱されている。IOWN 構想では、フォトンクス技術適用部分の電力効率を 100 倍、光ファイバ 1 本あたりの伝送容量を現行の WDM システムの 125 倍、映像伝送において非圧縮のデータを波長単位で伝送することで、同一県内でのデータ圧縮・解凍等の処理時間を含めたエンド・ツー・エンド遅延を現行の 200 分の 1 にするという目標を掲げ、2030 年の実現を目指している。本研究では、125 倍のファイバ 1 本あたりの伝送容量の実現方法について検討する。ファイバあたりの伝送容量の増加に向けて、1 本の光ファイバ中に空間的に複数の伝送路を持つ空間分割多重 (SDM: Space Division Multiplexing) 技術[13]や、増幅帯域を拡張した広帯域な光増幅器や増幅帯域の異なる複数の光増幅器を用いる広帯域波長分割多重技術[14][15]の検討が進められている。しかしながら、こうした多重化技術の進展によるシステム全体の伝送容量の増加は、光送受信機の台数の増加による設備コストの増加を伴うため、ビット単価を十分に下げることができず、経済的な光伝送システムの実現が困難となる。一方で、光送受信機 1 台の波長あたりの伝送容量を増やすことができれば、空間分割多重技術や広帯域波長分割多重技術を適用した際に、光送受信機台数の大幅な増加無しにファイバ 1 本あたりの伝送容量の拡大が可能となる。そのため、経済的な次世代光伝送システムを構築するためには、多重化技術の進展に加え、波長あたりの伝送容量を増やすこと

が必須である。

光送受信機の経済化という観点において、波長あたりの伝送容量を増やすことができれば、同一のファイバ容量を実現する際に、電気デバイスに比べ小型化や集積実装が困難で、大量生産に向かず高価な光デバイスの点数を削減することができる。具体的には、光変調器、レーザ光源、光 90 度ハイブリッド、光検出器等の光デバイスの点数を削減することができる。また、光伝送システムによって伝送される大容量のクライアント信号の標準化が進められており、400 Gbps Ethernet をはじめ 800 Gbps Ethernet, 1.6 Tbps Ethernet 等[16]を効率的に收容することが将来的に求められる。特に安価な大容量データ伝送が求められるデータセンタ間通信では、複雑なネットワークの設計無しに大容量の Ethernet 信号を伝送しなければならないため、波長あたりの伝送容量の増加が必要である。

また、経済的な次世代光伝送システムの実現には、3R 処理不要で伝送可能な距離の制限に対処する必要がある。光伝送システムでは、光増幅器からの自然放光 (ASE: Amplified Spontaneous Emission) 雑音やファイバ中での非線形光学効果の影響により光信号が劣化するため、光増幅器のみ (3R 処理無し) で中継伝送可能な距離は制限される。一般的に波長あたりの伝送容量の拡大に伴い伝送可能距離は減少するが、光送受信機や光増幅器の設置可能な箇所が中継地点や拠点の場所に限定されるため、3R 処理無しで伝送可能な距離は少なくとも現状を維持する必要がある。一方、3R 処理無しで伝送可能な距離を長延化できれば、柔軟なネットワーク設計が可能になるだけでなく、3R 処理に必要な光送受信機数の削減が期待できる。

本論文では、デジタルコヒーレント光伝送方式の光変復調方式を高度化することにより、ネットワークに要求される距離にわたる伝送を達成しつつ、波長あたりの伝送容量の増加を図る。具体的には、次世代のコアネットワークで求められる 400 Gbps 級の波長あたりの伝送容量と 1000 km 級の伝送距離を両立するシステムの実現と、次世代のメトロネットワークおよびデータセンタ間ネットワークで求められる 1 Tbps 級の波長あたりの伝送容量と 100 km 級の伝送距離を両立するシステムの実現を目標とする。

1.3 本論文の構成

図 1.4 に本論文の構成と、各章における原著論文との対応を示す。第 2 章では、将来の低消費電力・大容量光伝送システムを実現するための、デジタルコヒーレント光送受信機的主要技術と関連研究動向について述べる。その上で、デジタルコヒーレント光伝送システムにおける光変復調方式に着目し、波長あたりの伝送容量の拡大に向けた課題について説明する。さらに、雑音耐力の向上を狙った高度な光変復調方式についての関連研究を紹介し、本研究の位置づけを明らかにする。

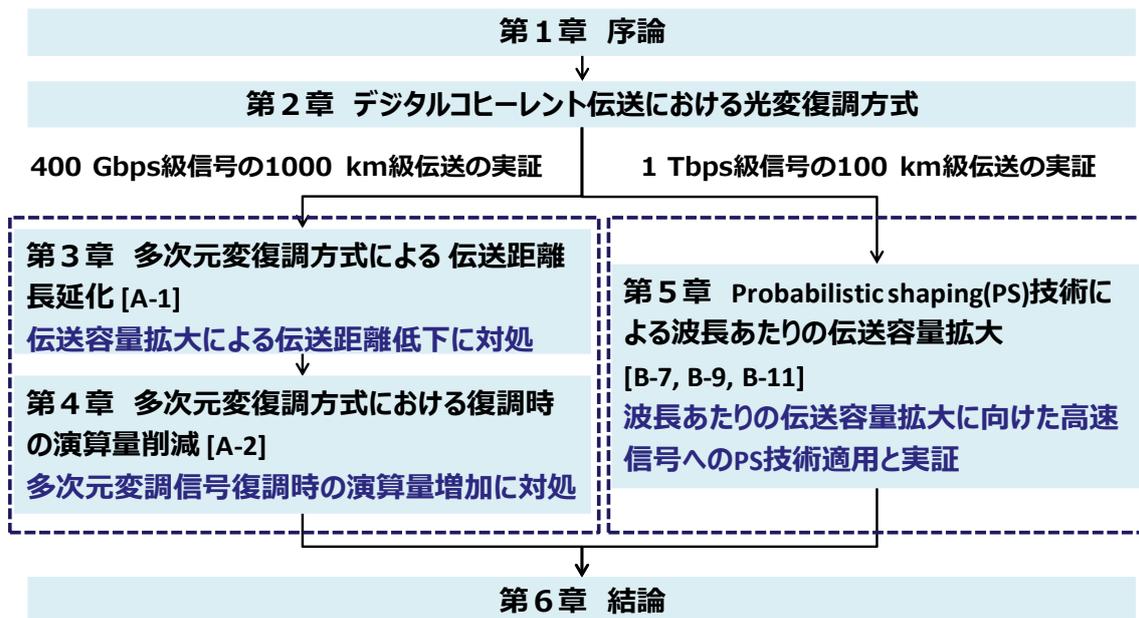


図 1.4 本論文の構成

第3章では、波長あたりの伝送容量が400 Gbps級のWDM伝送において、伝送距離の長延化を目指し、多次元変復調方式を適用する。多次元変復調方式は、偏波や時間、周波数などの直交した複数のシンボル間に制約条件を与えることで変調方式の設計次元を拡張し、多次元空間でのシンボル間のユークリッド距離を拡大することにより雑音耐力を向上させる技術である。本章では、8次元空間の最密充填格子である E_8 格子に基づく変調方式の設計法を提案する。さらに、96 GBaudの変調速度で波長あたり400 Gbpsの伝送速度を実現するため、従来の変調方式である8QAM (Quadrature Amplitude Modulation) と同じビット数を送信可能な8次元変調である8D-16QAMを提案する。次に、変調速度が96 GBaudのWDM伝送実験を通じて、提案方式は従来方式に比べて雑音耐力の向上および伝送距離の長延化が可能であることを示す。また、多次元変復調方式の演算量解析を行い、復調時の演算量が課題であることを明らかにする。

第4章では、第3章で新たな課題として明らかとなった多次元変復調方式における復調時の演算量低減を検討する。多次元変復調方式は、変調の次元数および送信するビット数の増加に伴い、復調時の探索シンボル数が指数関数的に増加する。多次元空間における受信信号を、複数の低次元空間に射影することによって探索が必要となる候補シンボル数を絞り込み、かつ、多次元空間でのビット単位対数尤度比 (Log-Likelihood Ratio: LLR) を更新することによって低演算量で実現可能な復調方式を提案する。さらに、8D-16QAMのビット単位LLR更新時に重みを変更することにより提案復調方式において生じる近似誤差を低減する手法についても提案する。次に、波長あたりの伝送速度が600 Gbpsとなる120 GBaud 8D-16QAM信号のWDM伝送実験を通じて提案復調方式の性能を評価する。本実験において、

提案する復調方式を用いた際の最適復調に対する Q 値ペナルティは 0.03 dB であり, 提案方式は非常に小さな劣化のみで 8D-16QAM 信号を復調可能であることを示す.

第 5 章では, 1 Tbps 級の波長あたりの伝送容量と 100 km 級の伝送距離を両立するために, Probabilistic shaping 技術および高速信号生成・受信技術を適用する. デジタル信号処理技術による送受信機特性の高精度な補償技術, 複数の低速信号を広帯域なアナログデバイスで合成し, 高速信号を出力する帯域ダブラ技術, InP (Indium Phosphide) などの化合物半導体を用いた超広帯域な光フロントエンド技術を用いることにより, 高速な多値 QAM 信号の生成が実現されている. 本章では, 上記の技術により生成した高速信号に Probabilistic shaping 技術を適用することを提案し, 波長あたりの伝送容量を 1 Tbps 以上とした伝送を実現する. まず, 現実的な回路構成で実現可能な Probabilistic shaping 技術の一つである Probabilistic Amplitude Shaping (PAS) 方式の動作原理と評価方法について述べる. 高速信号への適用性を評価するために, PAS 方式により生成した Probabilistically shaped QAM (PS-QAM) を用いて WDM 伝送実験を実施する. その結果から, 高速信号に PS-QAM を適用することによって波長あたりの伝送容量が 1.3 Tbps の WDM 伝送において 200 km 伝送が実現可能であることを示す.

第 6 章では, 以上の研究によって得られた成果を総括し, 本論文の結論を述べる.

第2章 デジタルコヒーレント伝送における光変復調方式

2.1 緒言

本論文では、次世代光伝送システムの伝送距離の長延化および波長あたりの伝送容量の拡大のためのデジタルコヒーレント光伝送方式における光変復調技術を研究対象とする。本章では、デジタルコヒーレント光送受信機の主要技術と関連研究動向について述べ、波長あたりの伝送容量拡大に向けた光変復調方式の課題を明確化する。さらに本研究で着目する光変復調方式の高度化について、その概要および関連研究を述べる。

2.2 デジタルコヒーレント光送受信機

現行の光伝送システムでは、デジタルコヒーレント光送受信機による WDM 伝送システムが用いられている。一般的なデジタルコヒーレント光送受信機の各機能部における役割と動作について、図 2.1 を用いて送信機側から受信機側に向けて順に説明を行う。

まず、図 2.1 の送信機におけるデジタル信号部(Tx DSP: Transmitter side Digital Signal Processing) の処理について述べる。Tx DSP では、まず、入力されたクライアント信号を、伝送に適した形式に変換するフレーミング処理が施される。フレーミング処理において、複数のクライアント信号の多重化や、パスを管理するためのヘッダ情報の付加、送信ビットの同符号連続を緩和するスクランブル処理等が行われる。その後、前方誤り訂正 (FEC: Forward Error Correction) のための符号化が行われ、パリティビットがデータに付加される。符号化後のビット系列は、あらかじめ決められた規則に基づいて送信シンボルに割り当てられる。変換された送信シンボル系列には、レイズドコサインフィルタやルートレイズドコサインフィルタ等のナイキストフィルタを用いたスペクトル整形が適用され、信号帯域が制限された時間波形として出力される。得られた時間波形に対し、送信機の逆特性を予め与える予等化処理を行うことで、光送信機から出力された信号波形を理想的な時間波形に近づけることが可能となる。

次に、受信機におけるデジタル信号処理後の波形は、図 2.1 中のデジタル-アナログ変換器 (DAC: Digital-to-Analog Converter)によってアナログ電気信号に変換される。変換後のアナログ電気信号は、ドライバアンプ (DRV: Driver Amplifier) と呼ばれる線形増幅器により、光変調器を駆動するために十分な振幅に増幅される。光変調器では、レーザ光源から入力される連続波 (CW: Continuous Wave) とドライバアンプから入力された電気信号から、光の電界信号が生成される。この際、デジタルコヒーレント光伝送方式で用いる光変調器は IQ 変

調器と呼ばれ、同相位相軸 (I 軸: In-phase)と直交位相軸 (Q 軸: Quadrature-phase) の各電界成分の変調を独立に行う。偏波分割多重 (PDM: Polarization Division Multiplexing) 方式は、レーザ光源からの CW 光を分岐し、2つの偏光状態を直交させた状態で、それぞれ異なる IQ 変調器に垂直・水平偏波成分の電気信号を入力し、変調後の光信号を合成することで実現される。

変調された光信号は、光ファイバおよび光増幅器で構成される伝送路を伝送後、コヒーレント光受信機によって受信される。コヒーレント光受信機は、図 2.1 に示されるように偏波多重 90 度光ハイブリッド回路とバランス型光検出器 (BPD: Balanced Photo Detector) により構成される。偏波多重 90 度光ハイブリッド回路には、受信光信号と局部発振光源からの CW 光が入力され、互いに直交した偏波状態の光が 2つの光 90 度ハイブリッド回路に入力される。光 90 度ハイブリッド回路では、受信光信号と局部発振光源からの CW 光をそのまま干渉させるパスと、局部発振光源からの CW 光の位相状態を 90 度回転させて受信光信号と干渉させる 2つのパスが存在し、それぞれ BPD で検出することにより、干渉した信号のうち 2乗成分が打ち消され、受信信号の光電界と CW 光の電界に比例した電気信号が得られる。BPD で検出される電気信号は、トランスインピーダンスアンプ (TIA : TransImpedance Amplifier) により増幅されたのち、アナログ-デジタル変換器 (ADC: Analog-to-Digital Converter) によりデジタル信号に変換される。

次に、図 2.1 の受信機におけるデジタル信号部 (Rx DSP: Receiver side Digital Signal Processing)の処理について述べる。デジタル信号に変換された受信信号は、デジタル信号処理により、受信機特性の補償、光ファイバ中の波長分散の補償、偏波回転や偏波モード分散の補償による偏波分離、送受信機で用いられるレーザ光源の周波数誤差 (周波数オフセット) および位相雑音の推定・補償を行う。デジタル信号処理により等化された受信シンボル系列は、硬判定前方誤り訂正 (HD-FEC: Hard-Decision FEC) を用いる場合には、シンボルを硬判定後にビットに変換した後に復号される。一方、軟判定前方誤り訂正 (SD-FEC: Soft-Decision FEC) を用いる場合には、受信シンボルから対数尤度比 (LLR: Log-Likelihood Ratio) を算出後に復号される。そして、送信機において施されたフレーミング処理の逆操作により、復号後のビット系列からクライアント信号が再生される。

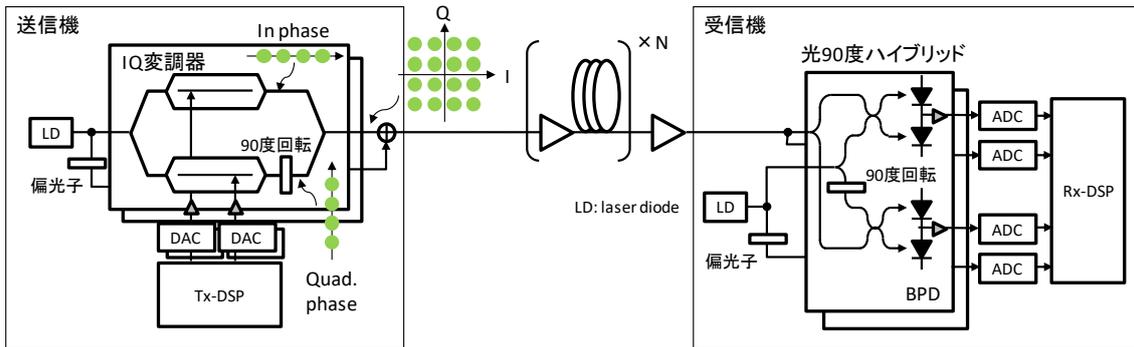


図 2.1 デジタルコヒーレント光送受信機の構成

このようにデジタルコヒーレント光送受信機は、デジタル信号処理やアナログ電気信号領域の処理、光領域の処理を組み合わせられており、複数の主要技術により成り立っている。以降では、各コンポーネントにおける主要技術の動向と関連技術について述べる。

アナログ電気信号と光信号の処理を行う光フロントエンド回路は、送信機ではドライバアンプと光変調器から構成され、受信機では 90 度光ハイブリッド回路と BPD, TIA から構成される。デジタルコヒーレント送受信機における変調速度は、光フロントエンド回路のアナログ帯域幅により律速され、デバイス技術の進展が必要となる。近年では、化合物半導体を用いた光フロントエンド回路技術が進展し、50 GHz を超えるアナログ帯域を持つデバイスが実現されている[17]。

デジタル信号をアナログ信号に変換する DAC およびアナログ信号をデジタル信号に変換する ADC についても、デジタル領域におけるサンプリング速度とアナログ領域におけるアナログ帯域幅が、変調速度の制限要因となる。また DAC/ADC については、出力/入力波形の再現度の指標である有効ビット数 (ENoB: Effective Number of Bit) が多値信号を生成する上で重要なパラメータとなる。こうした DAC/ADC の性能についてもデバイス技術の進展が求められ、次世代の光伝送システム向けにサンプリング速度が 100 GSample/s を超える DAC/ADC の研究開発が進められている[18]。また、CMOS トランジスタをベースとする DAC の速度限界を打破するために、複数の低速な DAC から出力された信号を、化合物半導体を用いた広帯域なアナログデバイスを用いて合成し高速信号を生成する、Super DAC 方式が注目を集めている[19][20]。

送受信機に用いられるレーザ光源は、100 Gbps システムで標準化されたフォームファクタである ITLA (Integrable Tunable Laser Assembly) から小型化が進められ、200 Gbps システム向けに μ ITLA (Micro ITLA)が開発されている[21]。 μ ITLA では、従来の ITLA よりも周波数の安定度や位相雑音が改善され、100 kHz 以下のスペクトル線幅の μ ITLA が実現されている[22]。また、デジタル信号処理を用いた高精度な位相同期を適用する場合、変調速度や変調多値度にも依存するが、100 kHz 以下のスペクトル線幅であれば、レーザ位相雑音が補償可能であることが示されている[23]。

デジタル信号処理技術は、無線伝送分野において以前から実用化されているが、近年、光伝送分野においても積極的に実用化が進められている。高速な DAC/ADC の登場や、CMOS トランジスタの微細化・集積化による大規模なデジタル演算が実現可能になったことから光伝送分野においても盛んに研究が行われ、100 Gbps 光伝送システムにおいて実用化されている。具体的には、高速フーリエ変換を用いて光ファイバ中の波長分散を低演算量で補償する周波数領域等化技術[24]や、敷設された光ファイバの揺れにより応答が時間的に変動する偏波モード分散および偏波回転を適応的に補償する適応フィルタ技術[25][26]、送受信機のレーザ光源の周波数誤差および位相雑音を補償する周波数オフセット補償技術[23]および位相雑音推定・補償技術[27]が導入されている。これらの光領域で発生する線形現象による符号間干渉は、デジタル信号処理により高精度に補償することが可能となった。

100 Gbps システムの実用化後も、光伝送分野において高度なデジタル信号処理の研究開発が盛んに行われている。WDM 波長間隔を高密度化するための周波数スペクトル整形技術[28]、送受信機のデバイス特性をデジタル信号処理により高精度に補償する精密校正技術[29][30]、光ファイバ中で発生する非線形光学効果をデジタル信号処理により補償するデジタル後方伝搬 (DBP: Digital Back-Propagation) 技術[31]などの検討が行われている。

また、伝送距離 1 万 km に及ぶ海底ネットワークにおいては、ファイバ中の非線形光学効果の影響により伝送容量や伝送距離が制限される。海底ネットワークにおける長距離光伝送システム向けの先進的な変復調方式として、固有値伝送方式が提案されている[32]。固有値変調方式は、光ファイバの中の光の伝搬を表す非線形シュレディンガー方程式を逆散乱法によって解く際に得られる固有値を用いた伝送方式である。固有値伝送方式は、非線形光学効果の影響を受けないため、非線形歪みによる伝送距離制限を克服することが期待されている。近年では、固有値伝送の復調時に機械学習の手法を用いて復調性能を向上するという結果が報告されている[33]。固有値伝送方式では、伝送距離により固有値は不変であるが、その時間波形は変化する。そのため、所望の固有値を持つ時間波形に含まれる任意定数の設定指針や伝送距離に応じたシンボルの設計指針として、平均調和ユークリッド距離を用いた設計方式が提案されている[34]。

デジタル信号処理では、ファイバ伝送中および送受信機中での線形応答や非線形応答によって変化した波形を補償することは可能であるが、伝送中に発生する雑音成分を除去することは不可能である。こうした雑音による影響を軽減し、送信したビットを受信機において誤り無く再生するために、FEC 技術が用いられる。送信機においてパリティビットと呼ばれる冗長ビットを付加する符号化を行い、受信機において誤りを含んだ情報から送信した符号語を復元する操作が行われる。この符号語を復元する処理を復号と呼ぶ。FEC 技術も無線伝送分野で発展した技術であり、光伝送分野では、IMDD 方式が主に用いられた頃から伝送距離の長延化を目的に検討が始められた[35]。そして、デジタルコヒーレント方式を用いた 100 Gbps システムでは、復号時に硬判定したビット情報だけでなく、その信頼度情報を用いることで訂正能力を向上する SD-FEC:技術が導入された[36]。近年では、SD-FEC

の高性能化の研究が行われ、理論限界まで 1 dB 程度にせまる光伝送用の SD-FEC が報告されている[37].

送信機における送信ビットと送信シンボルの変換規則と、受信機におけるシンボルの判定方法である変復調方式として、OOK 方式が主に用いられていた時点では、複雑な方式を用いることは技術的に困難であった。デジタルコヒーレント方式の登場により、無線伝送技術と同様に電界の複素振幅の変復調が可能となり、光伝送分野においても変調信号の多値化や複雑なシンボル配置の設計や復調が実施できるようになった。光伝送分野における変復調方式の検討は、伝送路における信号歪み補償技術や SD-FEC 技術が成熟するにつれて注目を集めるようになった。変復調方式の高度化は、アナログモデム伝送分野や無線伝送分野などの帯域が制限された中で、通信理論に基づいて伝送容量の大容量化や雑音耐力の向上を実現する技術である[38].

将来、光伝送分野においても、ファイバヒューズ現象による光ファイバへの入射電力上限[39]や、光増幅器の増幅帯域幅の制限により WDM の多重数が制限される場合、ファイバあたりの容量をさらに増加するためには、周波数利用効率の向上と SDM 技術の導入が必要となる。SDM 技術による大容量化は、空間多重数の増加による光送受信機台数の増加が懸念される。そのため、光送受信機の大幅な増加無しにファイバあたりの伝送容量を大容量化するためには、波長あたりの伝送容量の増加が求められる。一方で、変調信号の多値化による周波数利用効率の向上は、3R 中継間隔の制限からネットワーク毎に求められる伝送距離を達成する必要があり、多値化による最小信号点間の縮小による雑音耐力の劣化が課題となる。デジタルコヒーレント伝送方式において、波長分散や偏波モード分散の補償技術、送受信機のレーザ光源の周波数誤差および位相雑音の補償技術、高性能な SD-FEC 技術が導入され、ファイバ伝送における伝送容量および伝送距離は大きく向上した。しかしながら、これらの技術は成熟期を迎えており、さらなる伝送容量の増加および伝送距離の長延化には、これまでファイバ伝送において十分に検討がなされていなかった光変復調方式を高度化する必要がある。

本論文では、次世代光伝送システムに求められる、コアネットワークへの適用を指向した波長あたりの伝送容量が 400 Gbps の伝送システムの長延化と、メトロネットワークおよびデータセンタ間ネットワークへの適用を指向した 100 km 伝送システムの大容量化について、光変復調方式の高度化により取り組む。2.3 節では、デジタルコヒーレント光伝送方式における波長あたりの伝送容量の拡大に向けた課題について述べる。

2.3 波長あたりの伝送容量拡大に向けた課題

波長あたりの伝送容量は、波長あたりで 1 秒間に伝送される情報ビット数で定義され、変調速度とシンボルあたりに割り当てるビット数の積から既知信号と FEC の冗長ビットを除いた値で求められる。変調速度は 1 秒間にシンボルを送信する回数であり、既知信号の割合

は用いるデジタル信号処理によって定まる。また、実際の伝送システムでは、フレーミング処理における管理情報等のオーバーヘッドを加味する必要がある。100 Gbps システムは、変調速度が 32 GBaud で、シンボルあたりのビット数が 2 bit の QPSK を使用し、偏波多重方式により伝送容量をさらに 2 倍にすることで実現される[40]。波長あたりの伝送容量を拡大するためには、変調速度の向上またはシンボルあたりのビット数 (変調多値度) の増加が必要となる。変調速度の向上はより広い周波数帯域を使うこととなるが、電気・光デバイスのアナログ帯域や DAC/ADC のサンプリング速度により制限される。一方、変調多値度の向上を図る際、最小シンボル間隔の縮小による雑音耐力の劣化が課題となる。

図 2.2 に次世代光伝送システムにおける波長あたりの伝送容量の拡大方針を示す。変調速度に関しては、デバイス技術の進展により次世代光伝送システムでは、100 GBaud 級のサンプリング速度の実現が期待されている。コアネットワーク向けの波長あたりの伝送容量が 400 Gbps 以上を達成するためには、QPSK と 16QAM の中間となる 8QAM 以上の多値度が必要となる。また、メトロネットワーク・データセンタ間ネットワーク向けの波長あたりの伝送容量 1 Tbps 以上を達成するためには、16QAM 以上のさらに高い変調多値度が求められる。そのため、従来の変調方式である QPSK からの雑音耐力の劣化、伝送可能距離の短縮が懸念される。本論文では、変調多値度の増加に伴う雑音耐力の劣化を通信理論に基づく高度な光変復調方式を適用することで緩和し、各ネットワークに要求される伝送距離を達成しつつ、波長あたりの伝送容量の拡大を目指す。

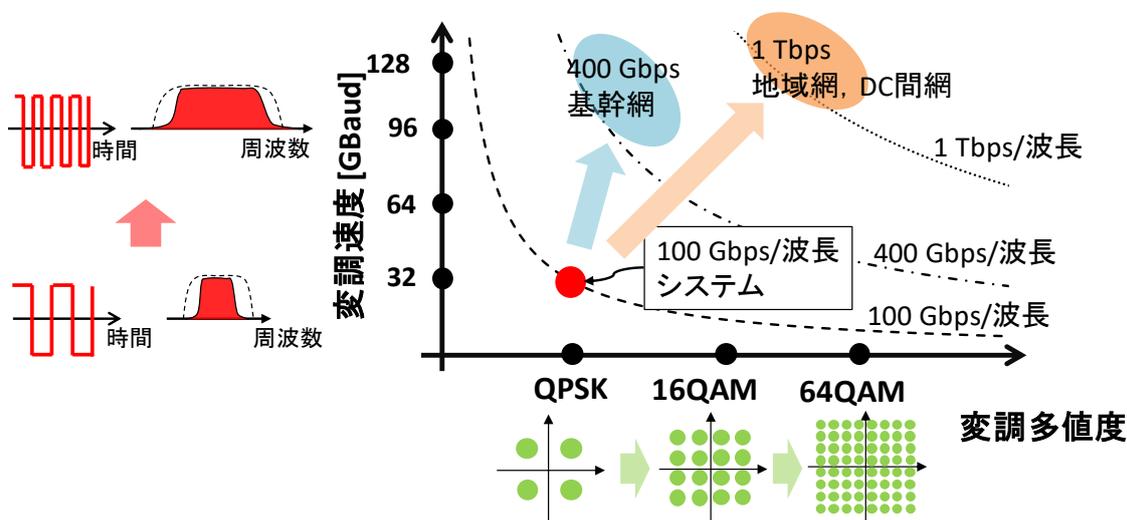


図 2.2 波長あたりの伝送容量の拡大

2.4 光変復調方式の高度化

本節では、従来 QAM に対して雑音耐力の向上が可能となる高度な光変復調方式の概要を述べる。第 3 章と第 4 章では、伝送距離の長延化を目的に多次元変復調方式を用いた検討

を行い、第5章では、コアネットワークやデータセンタ間ネットワークの通信における波長あたりの伝送容量の拡大のために Probabilistic Shaping 方式を用いた検討を行う。他の高度な光変復調方式として、IQ 平面におけるシンボル点配置を最適化し雑音耐力を拡大する Geometric Shaping 技術[41][42]が提案されている。

光伝送システムでは、ファイバ中の非線形光学効果の影響によりファイバへの入射電力が制限されるため、着信時の光信号対雑音比 (OSNR: Optical Signal-to-Noise Ratio) に上限が存在する。そのため、波長あたりの伝送容量の向上に伴う雑音耐力低下により、伝送距離が制限される課題がある。線形光学効果の影響を緩和する方式としては、純シリカコアファイバ (PSCF: Pure Silica Core Fiber) を用いた低損失コア拡大ファイバの使用[48]、光ファイバスパン中における位相共役光発生による非線形性の相殺[49]、デジタル信号処理による非線形光学効果の補償[31]等が提案されているが、いずれの方式を用いても完全に非線形光学効果を抑圧または補償することは困難である。そのため、長距離伝送の実現には、非線形光学効果への対応だけではなく、符号化方法や変復調方式において OSNR 耐力の向上が求められる。

光伝送システムにおける OSNR 耐力の向上手法として、FEC の高性能化が行われてきている。光伝送システムでは 100 Gbps を超えるスループットにおいて高い訂正性能を実現するため、SD-FEC である LDPC (Low Density Parity Check) 符号[36]やターボプロダクト符号[50]の実用化が既に報告されている。光伝送システムで用いられる LDPC 符号は、既に理論限界に対して 1 dB 程度まで漸近する結果が報告されており[37]、演算量と誤り訂正性能の間にトレードオフの関係があることから、現状の演算量を保ちつつ大幅な性能の改善を図ることは困難である。そのため、FEC 技術とは異なった手法で OSNR 耐性を改善する方法が求められる。

多次元変復調方式は、複数のシンボルを組み合わせることで1つのシンボルを形成し、元のシンボル間に拘束条件を課すことで信号点間距離を拡大し雑音耐力を改善する技術である[43]。図 2.3 に従来変復調方式と多次元変復調方式の違いを示す。図 2.3 は、偏波を用いた 4 次元変復調であるセット分割 16QAM[44]を例として示している。従来の変復調方式では、偏波多重信号の場合、X 偏波と Y 偏波のシンボル点は独立に変調され、シンボル間の最小ユークリッド距離は小さい。一方、多次元変復調方式では、X 偏波と Y 偏波のシンボル点はお互いに関連しており、X 偏波においてオレンジ色で表されるシンボル点を選択した場合、Y 偏波においてもオレンジ色で表されるシンボル点を選択する。同様に X 偏波で青色のシンボル点を選択した場合、Y 偏波においても青色のシンボル点から選択される。このように制約条件を与えることで、シンボル間の最小ユークリッド距離を拡大することが可能となり、雑音耐力の向上が期待できる。ただし、選択可能なシンボル点数は、制約条件を持たない従来の QAM 方式よりも少なくなるため、雑音耐力の比較をする際には同じビット数の変調信号を用いる必要がある。また、送信信号に制約条件を与えて雑音耐力を向上するという点では FEC と類似の技術であるが、多次元変復調ではシンボル間の最小ユークリッド距離に基

づいて変調信号の設計を行うという点で FEC と異なっている。

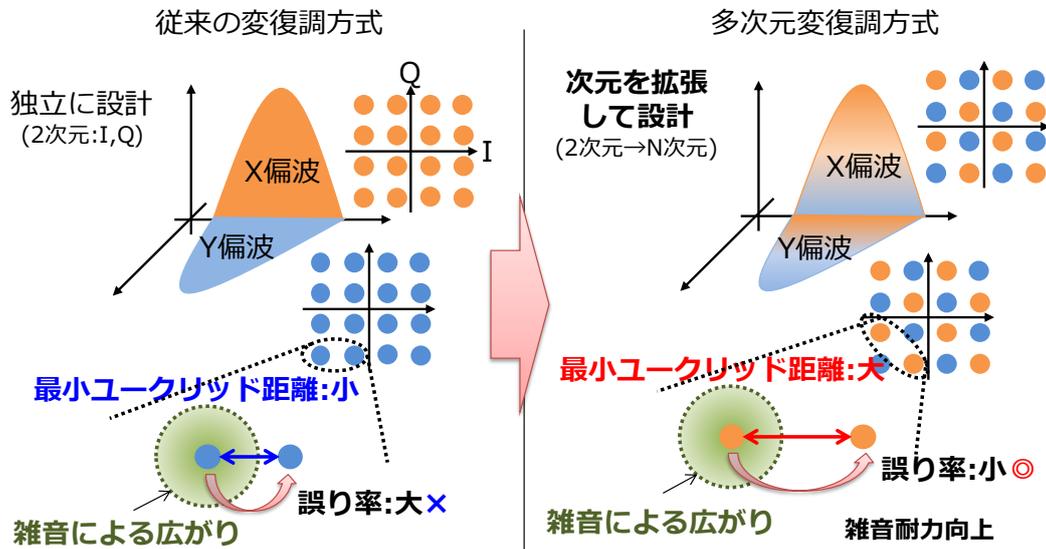


図 2.3 多次元変復調方式の概要

Probabilistic Shaping 方式は、シンボル点毎の出現頻度を変化させ、振幅の小さいシンボル点の出現頻度を増加させることで、平均電力が同一でシンボル点の出現頻度が一定の QAM に対してシンボル間隔を増加させることにより雑音耐性を改善する技術である[45][46]. 図 2.4 にシンボル点の出現頻度が一定の従来 QAM とシンボルの出現頻度が異なる PS-QAM を示す. PS-QAM では振幅の小さいシンボル点の出現頻度が高いため、従来 QAM と平均電力を一定とすると、図 2.4 に示すようにシンボル間隔を増加させることが可能となる. PS-QAM についても多次元変復調と同様に、シンボル間の制約条件を与えることでシンボル点毎の出現頻度を制御しており、基準となる QAM の変調多値度が同じ場合、PS-QAM は従来 QAM に対して送信可能なビット数は少なくなる. そのため、従来 QAM と同じビット数を PS-QAM で送信する場合は、変調多値度が大きくなり、ピーク対平均電力比 (PAPR: Peak-to-Average Power Ratio) は大きくなる. PAPR が増加するとファイバ伝送中に生じる非線形光学効果の影響が大きくなるため、出現頻度の分布形状を変更することで非線形光学効果の影響を低減する方式も提案されている[47]. また、PS-QAM は設定するシンボルの出現頻度の形状に応じて送信可能なビット数を柔軟に変更することが可能であるという利点があり、複数の冗長さの FEC を持つことなく周波数利用効率を変更することができる.

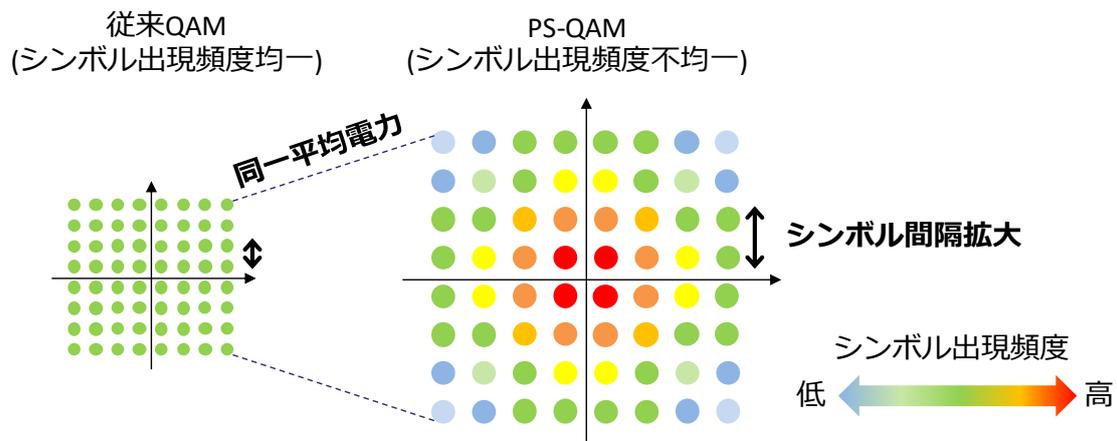


図 2.4 PS-QAM の概要

2.5 結言

本章では、デジタルコヒーレント光送受信機の概要を説明し、波長あたりの伝送容量の拡大および伝送距離の長延化に必要な主要技術と関連研究動向を述べ、さらに、次世代光伝送システムを実現する上で、光変復調方式の高度化が重要となる理由を示した。次世代光伝送システムの目標である 400 Gbps 級の 1000 km 級伝送、1 Tbps 級の 100 km 級伝送の実現に向けた課題について説明し、雑音耐力の向上が必要不可欠であることを示した。多次元変復調方式および Probabilistic shaping 方式の概要と原理を説明し、本論文において取り組む内容の方向性を明確化した。

第3章 多次元変復調方式による多値変調信号の伝送距離長延化

3.1 緒言

本章では、光伝送システムの伝送距離長延化を可能とする多次元変復調方式について述べる。2章で述べたように、波長あたりの伝送容量の向上は、変調速度の高速化または多値変調によって実現可能である。変調速度の高速化はアナログデバイスの帯域制限およびDAC、ADCのサンプリング速度によって制限される。また、変調速度の高速化では、光増幅器の増幅帯域幅の制限によりWDMの波長多重数が制限される場合、ファイバあたりの容量を増やすことができない。一方、多値変調によって1波長あたりの伝送容量の拡大を図るには、シンボル候補点を増加させ、割り当てられるビット数を増やす必要がある。しかしながら、シンボル候補点数の増加に伴い、シンボル候補点間の最小ユークリッド距離が減少するために雑音耐力が劣化する。そのため、加法性白色ガウス雑音(AWGN: Additive White Gaussian Noise)環境下において要求される光信号対雑音比(OSNR: Optical Signal-to-Noise Ratio)が増加して伝送距離が制限される課題がある。

変調フォーマットの改良によってOSNR耐力を向上させるアプローチとして、複数シンボル間に関連を持たせシンボル候補間の最小ユークリッド距離を拡大可能な多次元変復調方式が光伝送分野において注目を集めている。本章では、次世代光伝送システムへの多次元変復調の適用を検討する。まず、多次元変復調方式の概要、設計方法、変復調方法について述べる。そして、次世代光通信システムで求められる1波長あたりの正味レートが400 GbpsかつWDM条件において数千km級の伝送の実現に向け、以下の観点に着目し多次元変復調方式の検討を行う。はじめに、100 GBaud級の偏波多重信号を用いた際に、誤り訂正符号による冗長分を除去した後の正味レートが400 Gbpsを上回る従来のPDM-8QAMと同じビット数を割り当て可能で、雑音耐力の向上が期待できる8次元フォーマットを提案する。次に、冗長度が同一の誤り訂正符号を用い周波数利用効率が同じ従来構成のPDM-8QAMと、提案する8次元フォーマットについてOSNR耐力の改善量を明確化する。また、WDM伝送実験を通じ、提案する8次元フォーマットに反復復調法を適用した際に従来構成に対して約1200 kmの長延化が可能であることを示す。さらに、提案8次元フォーマットの復調処理において従来構成に対する演算量の増加量の解析を行い、提案方式の復調時における課題を明らかにする。

3.2 最密充填格子に基づく 8 次元変復調方式

本節では、最密充填格子に基づく多次元変調の構成法、実装方法、および、復調法について述べる。まず、多次元変復調における性能指標である漸近電力効率について説明し、高次元空間中における最密充填格子の漸近電力効率が高いことに着目する。次に、8次元空間中における最密充填格子の構成方法について説明し、最密充填格子に基づいた変調信号の設計法を提案する。さらに、提案した変調信号を光伝送システムに実装する方法と、軟判定情報を用いて復調性能の向上を図ることができる軟判定反復復調法について述べる。最後に、提案する 8 次元変調信号と従来の変調信号に対する軟判定反復復調法の性能差分について EXIT (Extrinsic Information Transfer) chart を用いた解析を行う。

3.2.1 光伝送システムにおける多次元変復調方式の先行研究

変復調方式の改良によって OSNR 耐力を向上させるアプローチとして、複数シンボル間に関連を持たせてシンボル候補間の最小ユークリッド距離を拡大する多次元変復調方式が光伝送分野において近年注目を集めている[43][44][51]-[56]。多次元変復調方式は情報理論の分野において提案され[38]、デジタル通信を用いる他分野で従来から検討が進められてきた。無線伝送分野での多次元変復調方式の研究では、トレリス符号化変調 (TCM: Trellis Coded Modulation) 方式 [38]が主に検討されている。デジタルコヒーレント伝送技術の発展により、光伝送分野においても様々な変復調方式の利用が可能になり、100 Gbps 級の光伝送の雑音耐力向上に向け、変調速度が 32 GBaud 級の信号に対する多次元変復調方式の適用が実験的に実証されている[43][44][51]-[54]。さらなる最小ユークリッド距離拡大のため、次元数を拡張した 8 次元変復調方式が報告されており、割り当てビット数が小さい変復調方式において提案されている[55][56]。光伝送における多次元変復調方式において、100 Gbps を超える高いスループットを実現可能にするため、ブロック符号のように少数シンボル間の依存関係のみで構成される方式が広く検討されている[43][44][51]-[56]。一方で、多数の受信シンボル系列をもとにビタビ・アルゴリズムにより復調を行う TCM 方式を用いた多次元変復調方式は、系列推定が必要であり並列処理によるスループットの向上が困難であることから、光伝送における検討は少ない[57]。また、多次元変復調シンボルに対し、SD-FEC をインターリーブして適用する BICM (Bit Interleaved Coded Modulation) 方式[58]を用いる際に、SD-FEC 復号における軟判定情報を多次元変調信号の復調部にフィードバックすることで復調特性を向上させる反復復調による雑音耐力向上技術が提案されている[59]。

光伝送システムにおける多次元変復調方式では、1 シンボルあたりに割り当てられるビットを少なくする (周波数利用効率を犠牲にする) ことで高感度化を実現する方式を中心に検討されてきた。そのため、同一の 1 波長あたりの容量を実現するための変調速度を変更した条件での比較[44]や、周波数利用効率の中間点を実現する技術として多次元変復調を用い

た報告がなされている[60]. また, 同一の周波数利用効率において比較を行うため, 異なった冗長度の誤り訂正符号を用いた比較についても報告されている[61]. しかしながら, 1 シンボルあたりに割り当てられるビット数が異なる場合には, シンボル候補点数の違いによる原理的な受信感度の差分が存在し, 誤り訂正符号の冗長度が異なる場合では符号の差分が存在するため, 従来の変復調方式に対する多次元変復調方式の優位性が不明確となってしまう. そのため, 本検討では従来の変復調方式と 1 シンボルあたりに割り当てられるビット数が同一となる多次元変復調方式を提案し, 伝送性能の比較を行う.

3.2.2 多次元変調設計法

多次元変調の性能指数は, BPSK (Binary Phase Shift Keying) に対する感度の改善量である漸近電力効率 γ_{asym} で表されることが知られている[43]. γ_{asym} は式(3.1)で計算される.

$$\gamma_{\text{asym}} = \frac{d_{\text{min}}^2}{4E_b} \quad (3.1)$$

ここで, d_{min} はシンボル間の最小ユークリッド距離, E_b は1ビットあたりの平均電力を表す. 図 3.1 は, 2D, 4D, および 8D における多次元変調の漸近電力効率 γ_{asym} の 4D シンボルあたりに割り当て可能なビット数の依存性をプロットしたものである[43][44] [51]-[56]. 図 3.1 の各破線は, 2D, 4D, および 8D 空間における最密充填格子から求められる格子点間のユークリッド距離に基づく漸近電力効率を表しており[63], 各点は, これまでに提案されている多次元変調方式の漸近電力効率を表している. 図 3.1 は, 高次元の最密充填格子に基づく変復調方式を用いれば, 高い漸近電力効率が達成できることを示している.

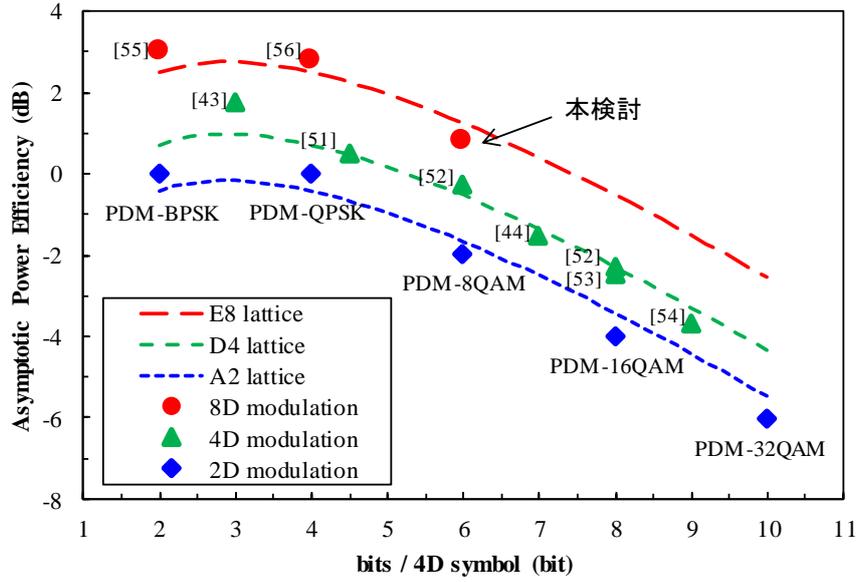


図 3.1 多次元変調信号の漸近電力効率 γ_{asym} の 4D シンボルあたりビット数依存性

しかしながら，光伝送分野において，8次元空間における 6 bits/4D symbol (PDM-8QAM 相当) の多次元変調方式はこれまで検討されていなかった．そこで，本研究では最密充填格子に基づく 8次元空間変調の設計を行う．

8次元空間においてこれまで知られている最密充填格子は， E_8 格子と呼ばれ，その要素 x_l は，以下のように表現される[63]．

$$(x_1, \dots, x_8): \text{all } x_l \in \mathbb{Z}^8 \text{ or all } x_l \in \left(\mathbb{Z} + \frac{1}{2}\right)^8, \quad \sum_{l=1}^8 x_l \equiv 0 \pmod{2} \quad (3.2)$$

ここで， \mathbb{Z}^8 は全て整数の要素を持つ 8次元ベクトルの集合であり， $\left(\mathbb{Z} + \frac{1}{2}\right)^8$ は全て半整数の要素を持つ 8次元ベクトルの集合である．式(3.2)を満たす格子点について図 3.2 を用いて説明する．図 3.2 では 8次元空間をそれぞれ 4つの 2次元平面に射影を行って図示している．

ここで，●および▲は \mathbb{Z}^8 の要素であり，○および△は $\left(\mathbb{Z} + \frac{1}{2}\right)^8$ の要素である．次に， $\sum_{l=1}^8 x_l \equiv$

$0 \pmod{2}$ を満たす条件について考えるため， \mathbb{Z}^8 の要素と $\left(\mathbb{Z} + \frac{1}{2}\right)^8$ の要素を 2次元平面の座標の合計が偶数および奇数となる場合に分解する．●は \mathbb{Z}^8 を 2次元平面に射影した際に座標の合計が偶数となる点，▲は \mathbb{Z}^8 を 2次元平面に射影した際に座標の合計が奇数となる点，○は $\left(\mathbb{Z} + \frac{1}{2}\right)^8$ を 2次元平面に射影した際に座標の合計が偶数となる点，△は $\left(\mathbb{Z} + \frac{1}{2}\right)^8$ を 2次元

元平面に射影した際に座標の合計が奇数となる点をそれぞれ表しており、 \mathbb{Z} は負の整数を含むが紙面の都合上図 3.2 では x_i は正の要素のみを記載している. 式(3.2)から E_8 格子の格子点は 8 次元ベクトルの要素 x_i の合計が 2 の倍数となるため、2 次元平面上の点は図 3.2 に示す関係を満たす必要がある.

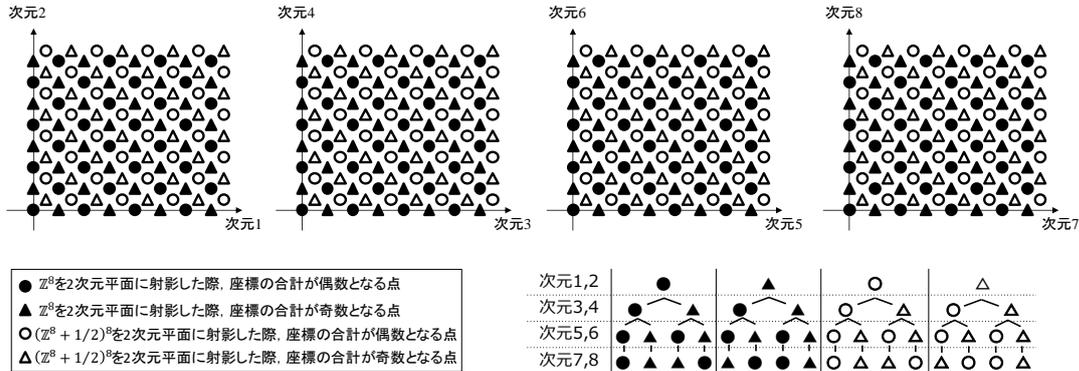


図 3.2 8 次元空間の 4 つの 2 次元平面に対する射影と E_8 格子の各次元間関係

次に、 E_8 格子の格子点から変調フォーマットを設計する方法について説明する. 変調フォーマットの設計には、送信ビットを割り当てるシンボル点の個数とシンボルを割り当てる座標系を決定することが必要となる. 選択した座標系図 3.3 選択した座標系を平行移動および座標回転しても前述のルールに従って格子点の判定を行えば、 E_8 格子の構造は保持される. そのため、本検討では、従来の正方 QAM からの拡張性を考慮し、図 3.3 に示す座標系を選択した. 次に、決定した座標系において E_8 格子の格子点のうちシンボルとして用いる格子点を必要な個数だけ選択する. 格子点を選択するアルゴリズムはいくつか考えられるが、シンボル系列の持つ平均エネルギーを低減し雑音耐力を向上するために、8 次元ベクトルのノルムが小さいものから選択する方式 (以下、ノルム優先方式) や、送受信機中のアナログデバイスや DAC/ADC の要求条件を低減するために、2 次元平面に射影した際に必要となる振幅レベル数が増加しないように順次選択する方式 (以下、振幅レベル優先方式) が考えられる. 本論文では、上記の 2 つの方式を用いて格子点を選択する.

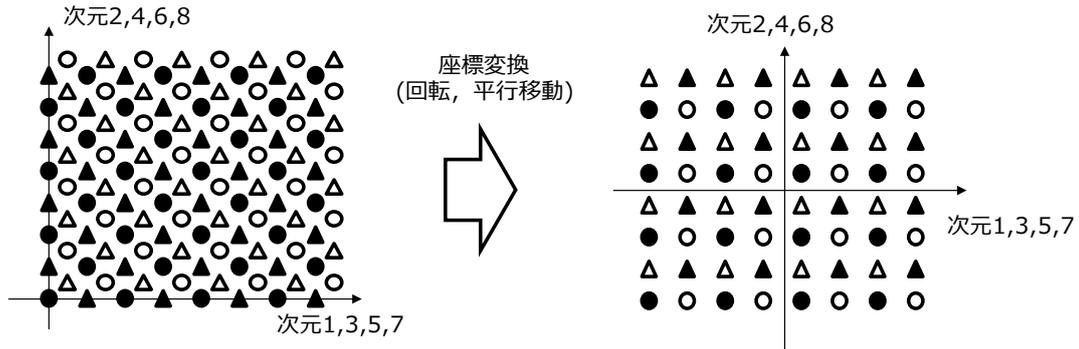


図 3.3 選択した座標系

次に、上記の2つの格子点選択方式を用いて従来のPDM-8QAMと同じビット数を割り当て可能な8次元変調フォーマットを設計した。図3.4は、各方式を用いて設計した8次元変調の信号点を2次元平面に射影した図である。ノルム優先の場合には従来のPDM-8QAMに対して漸近電力効率が3.2 dB改善し、振幅レベル優先の場合には2.8 dB改善した。漸近電力効率の改善量ではノルム優先の方が優れているが、振幅レベル優先では、図3.4から分かるように、2次元平面に射影した際に従来の16QAMと同じ信号点配置となる。そのため、シンボルマッピング後の送受信機におけるデジタル信号処理に、従来の16QAMの場合と同様な処理が適用可能となる利点がある。よって本検討では、振幅レベル優先の8次元変調フォーマットを採用した。

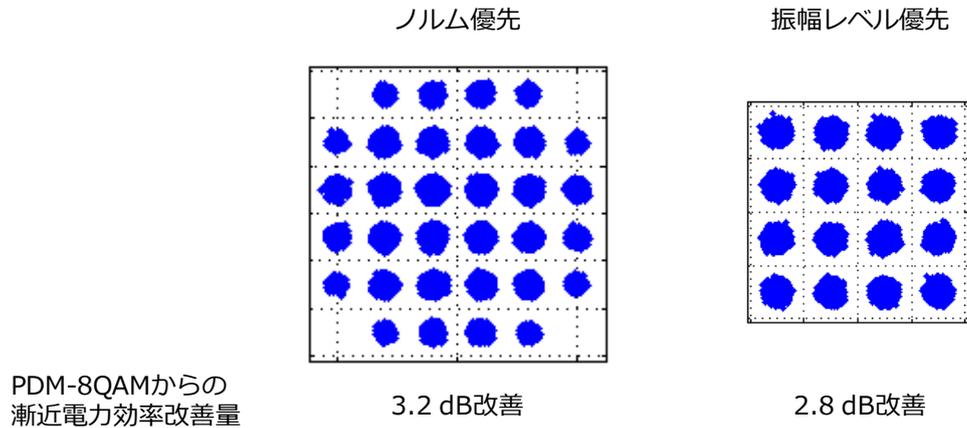


図 3.4 最密充填格子に基づいて設計した8次元変調フォーマットにおける2次元平面のコンスタレーションダイアグラム

3.2.3 8次元変調の実装

本節では、3.2.2 項において設計した 8 次元変調の光伝送システムにおける実装方法について述べる。提案する 8 次元変調フォーマットは、16QAM コンスタレーションのシンボル点を用いた 8 次元の最密充填格子であるため、以下では 8D (Eighth Dimensional) -16QAM と呼ぶことにする。8D-16QAM は 2 次元の IQ 平面で構成される 16QAM コンスタレーションが 4 つ連続する構成を 1 つのブロックとすることで 8 次元空間を構成している。4 つの 16QAM コンスタレーションはそれぞれ直交する基底 (もしくは直交する物理量) に割り当てられる。光伝送システムにおいては、偏波、周波数 (サブキャリア), 時間 (タイムスロット), 空間チャネル (コア, モード) 等に割り当て可能であり、直交性が維持できれば偏波とタイムスロット等を組み合わせても良い。本検討では、3.3 節で詳細を説明する実験系の制約から、図 3.5 に示すように 4 つのタイムスロットを用いて 8D-16QAM を構成する。

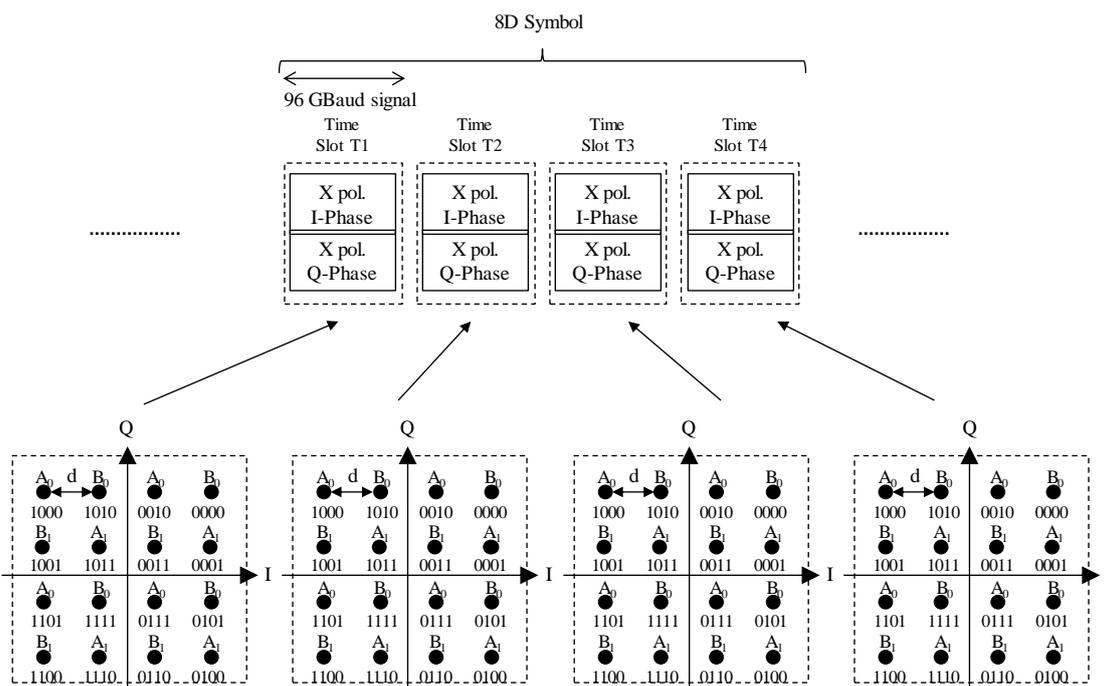


図 3.5 タイムスロットを用いた 8D-16QAM の構成

従来の 16QAM では 4 つの 16QAM シンボルはそれぞれ独立にシンボル点を選択可能であるが、8D-16QAM では 16QAM コンスタレーションにおける選択可能なシンボル点を 8 次元の最密充填格子上に制限することによって最小ユークリッド距離を拡大する。ここで、16QAM コンスタレーションは図 3.5 に示されるように、A₀, B₀, A₁, B₁ の 4 つのグループ

に分けることができ、 A_0 , B_0 , A_1 , B_1 は図 3.3 における Δ , \blacktriangle , \circ , \bullet にそれぞれ対応している。選択可能なシンボルを 8 次元の最密充填格子上に制限するため、各タイムスロットにおける選択可能なグループの組み合わせを図 3.6 に示す。このグループの組み合わせは図 3.2 における Δ , \blacktriangle , \circ , \bullet の組み合わせに対応しており、図 3.6 に示すルールを適用することで、4 つの 16QAM コンスタレーションの座標点で構成される 8 次元ベクトルは E_8 格子上の点に対応する。このルールは、①全てのタイムスロットでアルファベットが同じグループ (A または B) から選択され、②4 つのコンスタレーションで選択するグループの添え字の合計が偶数となる制約を与える。

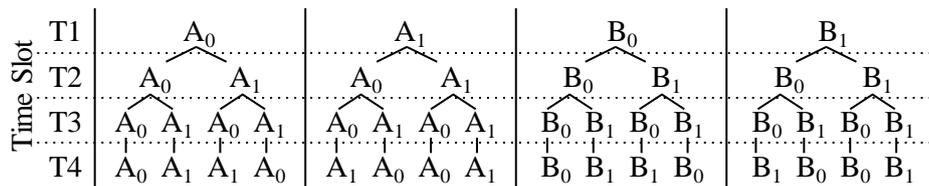


図 3.6 8D-16QAM において選択可能なグループの組み合わせ規則

次に、8D-16QAM の最小ユークリッド距離 $d_{8D-16QAM}$ の算出方法について述べる。8 次元ベクトル空間におけるシンボル間のユークリッド距離 d_{8D} は、各タイムスロットの IQ 平面上のユークリッド距離 $d_{T_j}^{2D}$ を用いて次のように表現できる。

$$d_{8D} = \sqrt{\sum_{j=1}^4 d_{T_j}^{2D}} \quad (3.3)$$

8D-16QAM において選択可能なグループの組み合わせは図 3.6 から 16 通りあり、最小ユークリッド距離となる 8 次元シンボルの組み合わせは、下記の①～③の場合が考えられる。

① 同じグループの組み合わせ

同じグループの組み合わせであるが、4 つのタイムスロットうち、3 つのタイムスロットにおいて同一のシンボル点を持ち、残り 1 つのタイムスロットにおいて異なるシンボル点を選択されている組み合わせでユークリッド距離が最小となる。2 次元における 16QAM コンスタレーションの最小ユークリッド距離を d_{16QAM} とすると、 A_0, B_0, A_1, B_1 の各グループ内における最小ユークリッド距離は $2d_{16QAM}$ となる。図 3.7 にタイムスロット T1～T3 において同じシンボル点を選択され、T4 において異なるシンボル点 1000(A_0)と 0010(A_0)が選択された例を示す。

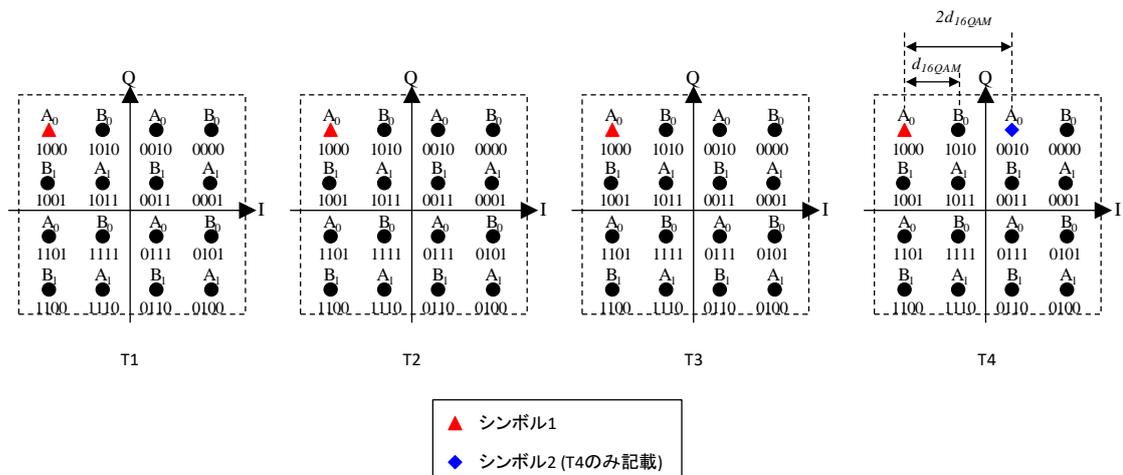


図 3.7 8D-16QAM の最小ユークリッド距離の例. ①同じグループの組み合わせ

② 同じアルファベットで添え字が異なる組み合わせ

A または B の同じアルファベットのグループに属するが、4つのタイムスロットうち2つのタイムスロットにおいてグループの添え字が異なる組み合わせ. この組み合わせでは、

最小ユークリッド距離は、式(3.3)から $\sqrt{2d_{16QAM}^2 + 2d_{16QAM}^2} = 2d_{16QAM}$ となる. 図 3.8 にタイムスロット T1, T2 において同じシンボル点を選択され、T3, T4 において異なるシンボル点 1000(A₀)と 1011(A₁)が選択された例を示す.

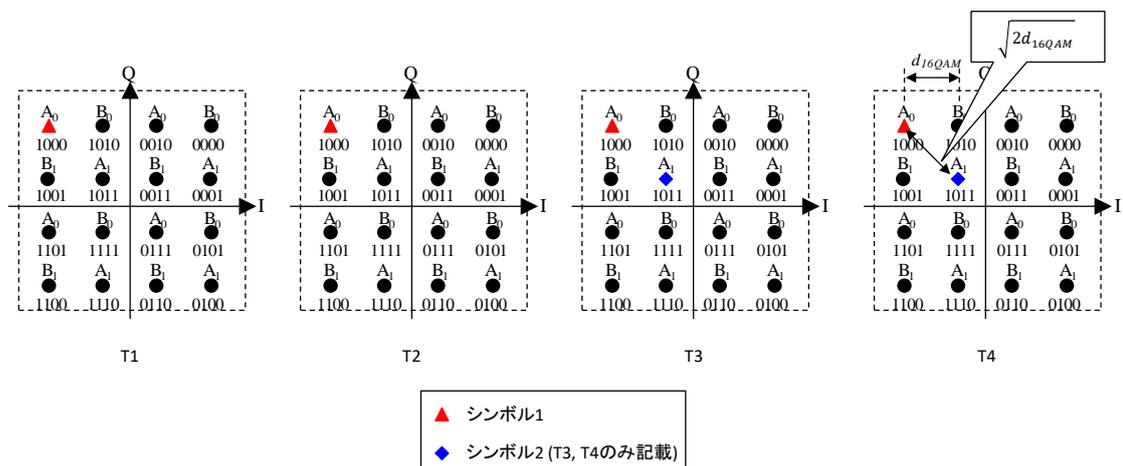


図 3.8 8D-16QAM の最小ユークリッド距離の例. ②同じアルファベットで添え字が異なる組み合わせ

③ 異なるアルファベットグループの組み合わせ

4つ全てのタイムスロットにおいて、異なるシンボルが異なるアルファベットグループか

ら選択される組み合わせ. この組み合わせでは, 最小ユークリッド距離は,

$$\sqrt{d_{16QAM}^2 + d_{16QAM}^2 + d_{16QAM}^2 + d_{16QAM}^2} = 2d_{16QAM}$$

となる. 図 3.9 に全てのタイムスロットにおいて, 異なるシンボル点 1000(A₀)と 1010(B₀)が選択された例を示す.

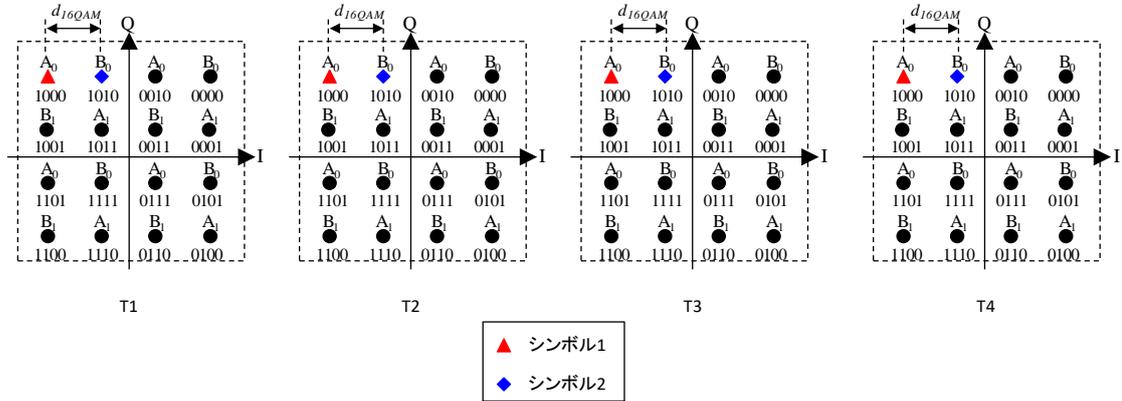


図 3.9 8D-16QAM の最小ユークリッド距離の例. ③異なるアルファベットグループの組み合わせ

次に, 8D-16QAM シンボルへのビットマッピング方法について述べる. 8次元フォーマットのシンボル構成法とビットマッピングは独立に考えることができ, 複数の割り当て方法が存在する. 最も単純な方法として, 入力ビットと出力シンボルの関係をルックアップテーブルに保持しておく方法がある. この場合, 8D-16QAM の候補シンボル数は, 図 3.6 の 16通りのグループの組み合わせに対しそれぞれ 256 通り(4 タイムスロットに対して 4 つの候補シンボルが存在し, 全ての組み合わせは 256 通り)であるため, 4096 行のテーブルが必要となる. しかしながら, 実システムにおいては, メモリ数が低減可能な簡易な実装方法が望ましい. また, 割り当てるビット系列についても, 受信時において 8次元シンボルの判定誤りが発生した際に生じるビット誤り数が少なくなるビットマッピングが求められる. 本検討では, 図 3.5 の 16QAM コンスタレーションに示す Gray マッピング[64]と排他的論理和によって構成される簡易なビットエンコーダを用いた実装方式を提案する.

本方式では, 4 つのタイムスロットにおける 16QAM コンスタレーションが Gray マッピングによってビットと対応付けられることを利用し, 図 3.6 で示すタイムスロット間におけるシンボルの制約をビットエンコーダにて実現する. ここで, Gray マッピングを用いることにより, 16QAM における隣接シンボルに誤った際のビット反転は 1 ビットのみ抑えられるため, 8次元空間においてもシンボル誤りが発生した際に生じるビット誤り数を低減できる. 4 つの 16QAM に割り当てるビットをそれぞれ $b_1 \sim b_{16}$ とすると, 8D-16QAM において候補シンボル数は 4096 であるため, 4 ビットを冗長ビットとすることで上記のルールを満たすことができる. そのため, ビットエンコーダでは, 次のように計算された 4 つの冗長ビットを追加する.

$$\begin{aligned}
b_8 &= b_1 \oplus b_2 \oplus b_3 \oplus b_4 \oplus b_5 \oplus b_6 \oplus b_7 \\
b_{12} &= b_1 \oplus b_2 \oplus b_3 \oplus b_4 \oplus b_9 \oplus b_{10} \oplus b_{11} \\
b_{15} &= b_1 \oplus b_3 \oplus b_5 \oplus b_7 \oplus b_9 \oplus b_{11} \oplus b_{13} \\
b_{16} &= b_1 \oplus b_2 \oplus b_3 \oplus b_4 \oplus b_{13} \oplus b_{14} \oplus b_{15}
\end{aligned}
\tag{3.4}$$

ここで $b_8, b_{12}, b_{15}, b_{16}$ はビットエンコーダ出力である。これらのビットは、図 3.5 のマッピングルールに基づき 16QAM コンスタレーションのシンボル点に変換される。この際、8D-16QAM に割り当てられる送信ビットは 12 bit であり、従来の PDM-8QAM と等しい 1 タイムスロットあたり 3 bit (偏波多重信号の場合は 6 bit) の割り当てとなる。

3.2.4 軟判定反復復調

本節では 8D-16QAM の復調について述べる。多次元変調における最も単純な復調法は、8次元空間における受信信号 \vec{E}_r と全てのシンボル候補 \vec{E}_k 間のユークリッド距離 $\|\vec{E}_r - \vec{E}_k\|^2$ を求め、最も受信信号とユークリッド距離の近いシンボル候補を受信シンボルとして硬判定する方式である。本方式を図 3.10 に模式的に示す。

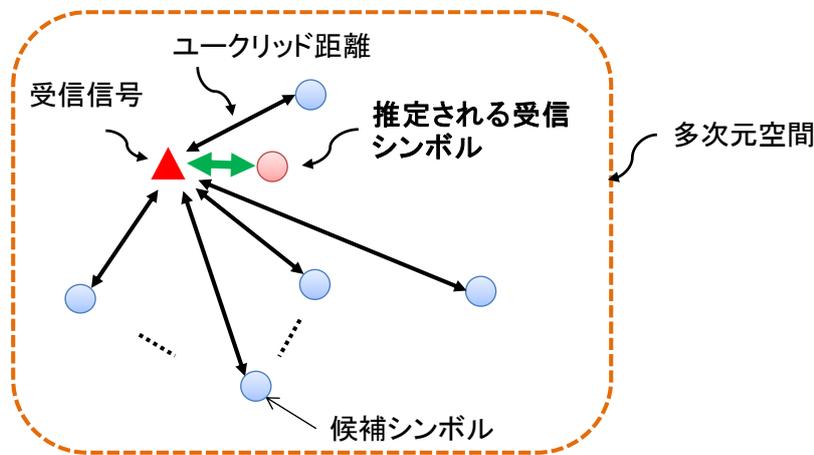


図 3.10 多次元変調の復調

最密充填格子では近接する格子点の数 (接吻数: kissing number) が高次元になるほど増加することが知られている[63]。最密充填格子に基づく多次元変調の最小ユークリッド距離に対して、雑音強度が大きい領域では、近接シンボル数の増加により、受信信号とシンボル候補点間のユークリッド距離のみでは復調性能が発揮できない課題がある。また、上記の方式では復調時に硬判定シンボルが出力されるため、尤度情報の入力を必要とする SD-FEC に対

応できない. ここで, 尤度情報とは, 受信信号に対する候補シンボルや候補ビットの尤もらしさを表し, 受信信号に対する候補シンボルの尤もらしさを表すシンボル単位の尤度や, 受信信号に対する候補ビットに対する尤もらしさを表すビット単位の尤度が存在する. なお, 光伝送システムで一般的に用いられている SD-FEC はバイナリ形式であり, この場合ビット単位の尤度が用いられる. 以上の課題を解決するために, 本検討では最大事後確率 (MAP: Maximum A-Priori) 推定に基づく軟判定反復復調[59]を適用する.

図 3.11 に軟判定復調部と軟判定誤り訂正部で構成される軟判定反復復調器のブロック図を示す. 軟判定復調部は, まず, 受信した 8 次元信号ベクトル \vec{E}_r と, 軟判定誤り訂正部からフィードバックされた事前対数尤度比 (LLR: Log Likelihood Ratio) $L_a^{dem}(b_i)$ を用いて, 8D-16QAM のシンボル単位 LLR $\lambda(\vec{E}_k)$ を式(3.5)から求める.

$$\lambda(\vec{E}_k) = -\frac{\|\vec{E}_r - \vec{E}_k\|^2}{2\sigma^2} + \sum_{\vec{E}_k \mapsto b_i} (1 - b_i)L_a(b_i) \quad (3.5)$$

ここで, σ^2 は白色ガウス雑音の分散, $\vec{E}_k \mapsto b_i$ は k 番目の 8 次元シンボル \vec{E}_k に割り当てられたビットのうち i 番目のビット b_i を表す. 式(3.5)はベイズの定理から得られ, 左辺は事後確率の自然対数を取った値であり, 右辺第一項は白色ガウス雑音環境下での \vec{E}_k に対する対数尤度, 右辺第二項は事前確率の自然対数を取った値に対応する. 初回の復調でフィードバックされる事前 LLR が無い場合には $L_a^{dem}(b_i) = 0$ である. 次に, 8D-16QAM のシンボル単位 LLR $\lambda(\vec{E}_k)$ を用いて, 事後 LLR $L_p^{dem}(b_i)$ を式(3.6)により求める.

$$L_p^{dem}(b_i) = \log \left[\frac{\sum_{\vec{E}_k \in S(b_i=0)} \exp\{\lambda(\vec{E}_k)\}}{\sum_{\vec{E}_k \in S(b_i=1)} \exp\{\lambda(\vec{E}_k)\}} \right] \quad (3.6)$$

ここで, $S(b_i = 0 \text{ or } 1)$ は, i 番目のビット b_i が 0 または 1 となる 8 次元シンボルの集合であり, 対応する 8 次元ベクトルを $\vec{E}_k \in S(b_i = 0 \text{ or } 1)$ と表す. 次に, ベイズの定理 (外部 LLR = 事後 LLR - 事前 LLR) から外部 LLR $L_e^{dem}(b_i)$ を求める.

$$L_e^{dem}(b_i) = L_p^{dem}(b_i) - L_a^{dem}(b_i) \quad (3.7)$$

式(3.7)により算出した外部 LLR $L_e^{dem}(b_i)$ が軟判定誤り訂正部に事前 LLR $L_a^{dec}(b_i)$ として入力され, 軟判定誤り訂正部において更新された外部 LLR $L_e^{dec}(b_i)$ が, 軟判定復調器において事前 LLR $L_a^{dem}(b_i)$ として入力される. 本検討では, SD-FEC として低密度パリティチェック (LDPC: Low Density Parity Check) 符号を用い, LDPC 符号の復号には, sum-product アルゴリズム[65]を用いた. また LDPC 符号の検査行列として, 行列が公開されており, その復号特

性が光伝送で用いられる LDPC 符号と近い衛星放送の標準化規格である Digital Video Broadcasting-Satellite-Second Generation (DVB-S2) [66]で規定される冗長度 12.5%の LDPC 符号を用いている。LDPC 復号器の内部においても反復復号構造を持っており，LDPC 復号器内部での反復を内部反復(inner iteration)，LDPC 復号器から 8D-16QAM 軟判定復号器へのフィードバックを外部反復(outer iteration)と定義する。本検討では内部反復の回数を 20 回に固定した。

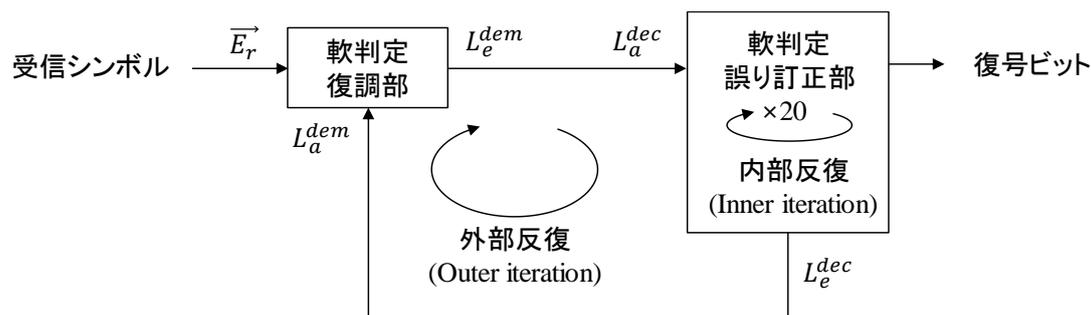


図 3.11 軟判定反復復調器の構成

次に，8D-16QAM および PDM-8QAM に軟判定反復復調器を適用した際の特性を，EXIT chart [67]を用いて評価した。EXIT chart は主にターボ符号やターボ等化等のフィードバックが発生する復号器や等化器の特性解析に用いられる。多次元変調の軟判定反復復調においては，図 3.12 および図 3.13 に示すように，軟判定復調部における外部情報量 I_e^{dem} の事前情報量 I_a^{dem} 依存性と，軟判定誤り訂正部における事前情報量 I_a^{dec} の外部情報量 I_e^{dec} 依存性を独立に算出することで，外部反復を適用した場合の特性解析が可能である。ここで，外部情報量 I_e^{dem} は軟判定復調部から出力される外部 LLR L_e^{dem} の相互情報量であり，その値が大きいほどより正確な復調が可能である。これは，LDPC 復号前のビット誤り率(Pre LDPC BER: Pre LDPC Bit Error Rate)が小さくなることに対応する。一方，外部情報量 I_e^{dec} は軟判定誤り訂正部から出力される外部 LLR L_e^{dec} の相互情報量であり，こちらもその値が大きいほどより正確な復調が可能である。これは，LDPC 復号後の BER (Post LDPC BER) が小さくなることを意味する。

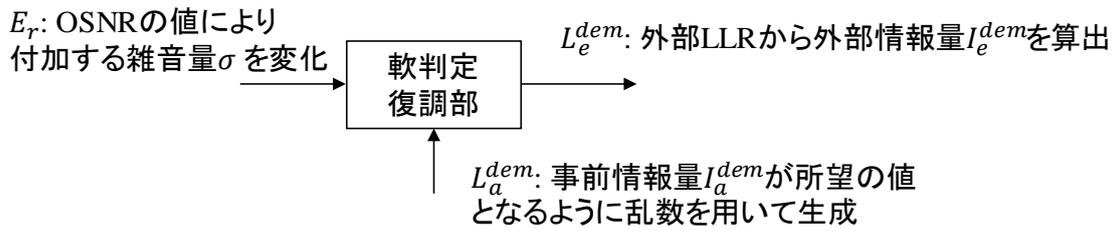


図 3.12 EXIT chart 作成時の軟判定復調部

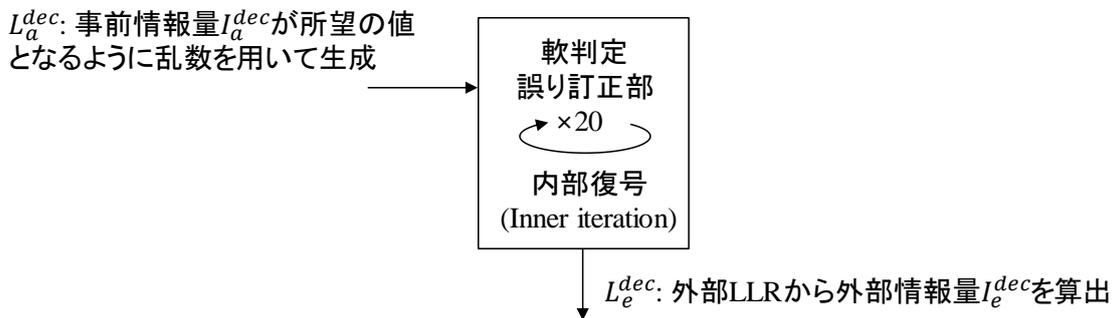


図 3.13 EXIT chart 作成時の軟判定誤り訂正部

図 3.14 に 8D-16QAM と PDM-8QAM の EXIT chart を示す。EXIT chart では、8D-16QAM および PDM-8QAM の軟判定復調部について、縦軸を外部情報量 I_e^{dem} 、横軸を事前情報量 I_a^{dem} としてプロットしている。また、LDPC 復号部について、縦軸が事前情報量 I_a^{dec} 、横軸を外部情報量 I_e^{dec} としてプロットしている。図 3.12 から分かるように、軟判定復調部において出力される外部情報量は、受信信号の OSNR にも依存する。そこで、本解析では OSNR が 18.4 dB と 19.0 dB において EXIT chart を作成した。まず、図 3.14 (a) の OSNR が 18.4 dB における EXIT chart に着目する。8D-16QAM と PDM-8QAM とともに、事前情報量の増加に伴い得られる外部情報量が増加していることが分かる。例えば 8D-16QAM において事前情報量が 0 (外部反復を適用しない場合) における外部情報量は 0.86 であるが、事前情報量が 0.1 における外部情報量は 0.87 に増加している。一方、LDPC 復号器に対するプロットは外部情報量に対して誤り訂正後に得られる事前情報量を表す。ここで、LDPC 復号器に対するプロットでは縦軸と横軸の依存関係が 8D-16QAM のプロットに対して入れ替わることに注意する必要がある。例えば 8D-16QAM において外部反復無しで得られる外部情報量 0.86 を LDPC 符号に inputs して得られる事前情報量は 0.13 となる。再度 8D-16QAM のプロットに注目すると、事前情報量が 0.13 となるときに得られる外部情報量を読み取ることができる。このように EXIT chart では外部反復による情報量の改善を視覚的に捉えることができる。図 3.14 (a) に示す 18.4 dB の OSNR の場合、8D-16QAM の曲線は事前情報量の値によらず、

LDPC 復号器の曲線より大きな外部情報量を得られている。このことから、繰り返し数が進むにつれて外部情報量および事前情報量が改善していくことが分かる。一方、PDM-8QAM では、事前情報量が 0.1、外部情報量が 0.85 付近の点において PDM-8QAM のプロットと LDPC 復号器のプロットに交差が発生する。交差が発生する条件では、繰り返し数が進んでも事前情報量および外部情報量の改善は得られない。同様に、図 3.14 (b)に示す OSNR が 19.0 dB の場合、どちらの変調方式に対しても LDPC 復号器のプロットに交差が発生しない。そのため、8D-16QAM および PDM-8QAM とともに、繰り返し数が進むにつれて特性の改善が期待できる。図 3.14 (a)および(b)から、OSNR が増加すると 8D-16QAM、PDM-8QAM とともに全体的に得られる外部情報量が増加する。そのため、8D-16QAM および PDM-8QAM は、実装ペナルティが無い理想的な AWGN 環境下で OSNR がそれぞれ 18.4dB および 19.0dB より大きい条件において外部反復による改善が得られることが分かる。また同じ OSNR の条件において 8D-16QAM の外部情報量は PDM-8QAM の外部情報量に対して事前情報量の値によらず高い値を出力していることから、8D-16QAM は PDM-8QAM よりも LDPC 復号前後での BER 特性が優れていることが予想される。

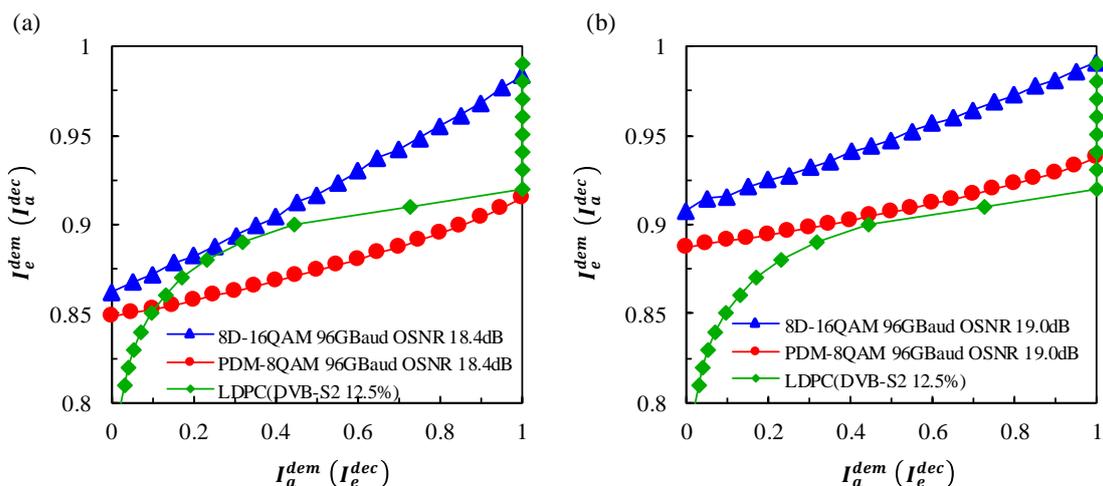


図 3.14 8D-16QAM および PDM-8QAM の EXIT chart (a) OSNR 18.4 dB (b) OSNR 19.0 dB

本検討では LDPC 符号として仕様が公開されている DVB-S2 [66]で規定された検査行列を用いるが、8D-16QAM や PDM-8QAM に対して検査行列を最適化することで反復復調時により高い復調特性を得られることが期待できる。多次元変調のためのバイナリ LDPC 符号の最適化については[68][69]で報告されている。これらの検討では、EXIT chart を使用して LDPC 符号を変調フォーマットにあわせて最適化している。また非バイナリ LDPC (NB-LDPC: NonBinary-LDPC) 符号を多次元変調に利用することにより、外部反復無しで高い復号利得が得られることも報告されている[70]。NB-LDPC 符号は、符号のガロア体のサイズが少なくとも多次元空間内の隣接するシンボルの数である場合、繰り返し復調なしで多次

元シンボル間のシンボル誤りを訂正することが可能である。[70]では、ガロア体のサイズが GF(16) の NB-LDPC 符号を使用した 4b-8D 変調(シンボル候補点数=16 点)において高い復号性能を得られることが報告されているが、ガロア体のサイズが GF(4) の LDPC 符号ではバイナリ LDPC 符号とほぼ同じ性能であることが報告されている。

3.3 96 GBaud 信号 WDM 伝送実験による性能評価

本節では、変調速度 96 GBaud、波長あたりの正味の伝送レート 478 Gbps の大容量信号に 8D-16QAM を適用する。WDM 伝送条件で従来の変調方式である PDM-8QAM に対して 1200 km の伝送距離の長延化が可能であり、5200 km の伝送が可能であることを実証実験により示す。

3.3.1 周回伝送実験系

実験系を図 3.15 に示す。高速信号を生成するために、複数系統の前置デジタル信号処理された低速信号を出力する sub-DAC とアナログマルチプレクサ(A-MUX: Analog Multiplexer) による前置デジタル処理アナログ合成 DAC (DP-AM-DAC: Digital Pre-processed Analog Multiplexed DAC [19]) を用いた。本実験では、sub-DAC としてアナログ帯域幅が 32 GHz、サンプリングレートが 96 GSa/s の任意波形発生器 (AWG: Arbitrary Waveform Generator) を使用した。A-MUX モジュールを 48 GHz のクロックで駆動し、96 GBaud の変調信号を生成した。A-MUX からの出力は 65 GHz のアナログ帯域をもつドライバアンプにより増幅され、IQ 変調器 (IQM: IQ Modulator) に変調信号として入力した。IQM への光入力として、スペクトル線幅が 100 kHz の外部共振器型レーザ (ECL: External Cavity Laser) からの連続 (CW: Continuous Wave) 光を用いた。100 GHz 間隔で多重された 9 波長の WDM 信号を生成するため、200 GHz 間隔で奇数チャンネル (5 波長) と偶数チャンネル (4 波長) の CW 光を、2 つの IQM それぞれに入力した。IQM から出力された 96 GBaud 光信号は、約 2000 シンボルの遅延線による偏波多重エミュレータ (PDME: Polarization Division Multiplexing Emulator) を使用して偏波多重信号を生成した。偏波多重信号は、フレキシブルグリッド波長選択スイッチ (Flex. WSS: Flexible Grid Wavelength Selectable Switch) に入力され、光領域等化 (OEQ: Optical Equalization) [71]により光スペクトルの平坦化と、DP-AM-DAC によって発生する信号帯域外のエイリアシングを除去した後、200 GHz 間隔の奇数チャンネルと偶数チャンネルをインターリーブ (IL: InterLeave) して 100 GHz 間隔の 9 波長 WDM 信号を生成した。図 3.16 (a) に、OEQ および IL 前の奇数チャンネルの WDM 信号の光スペクトルを示す。また、Flex. WSS 通過後の OEQ および IL 後の光スペクトルを図 3.16 (b) に示す。

周回伝送路は、4 つの 101 km スパンの純シリカコアファイバ (PSCF: Pure-Silica Core Fiber, 損失 0.17 dB/km, 波長分散 20.5 ps/nm/km, 有効コア径 $A_{\text{eff}}=115\mu\text{m}^2$) により構成される。

ファイバ入射電力を 0 dBm/ch.に設定し、スパン損失は EDFA (Erbium-Doped Fiber Amplifier) と後方励起分布ラマン増幅器を使用したハイブリッド光増幅によって補償した。周回系内の最終スパン後に、WDM 光スペクトルの平坦化を行う利得等化器 (GEQ: Gain Equalization), 周回毎の偏波状態を変更する周同期型偏波コントローラ (LSPC: Loop Synchronous Polarization Controller)を挿入した。図 3.16 (c) に伝送後の WDM 信号の光スペクトルを示す。

光コヒーレント受信機は、偏波ダイバーシティ光ハイブリッド回路および、43 GHz のアナログ帯域幅を持つ 4 つのバランス型光検出器 (BPD: Balanced PhotoDetector) で構成される。BPD により光電変換された電気信号は、62 GHz のアナログ帯域幅と 160 GSa/s のサンプリングレートのデジタルストレージオシロスコープ (DSO: Digital Storage Oscilloscope) によってデジタル信号に変換される。

送信機におけるオフラインデジタル信号処理 (オフライン Tx-DSP) において、送信ビットは、DVB-S2[66]によって規定された LDPC 符号により符号化した。使用した符号長は、64800 ビットであり、冗長度は 12.5%に設定した。LDPC 符号において生じるエラーフロアを訂正するために、冗長度 7%の硬判定 FEC (HD-FEC: Hard-Decision FEC) [72]の連接符号を用いた。LDPC 符号と HD-FEC の合計の冗長度は 20.4 %、偏波多重後の 96 GBaud 8D-16QAM および PDM-8QAM における正味レートは 478 Gbps であり、100 GHz 間隔の WDM 信号における周波数利用効率は 4.78 bps/Hz である。符号化されたビット系列は、前節に記載した 8D-16QAM および PDM-8 QAM シンボルにマッピングされる。マッピングされた信号は、2 sample/symbol にアップサンプリングした後、ロールオフ係数 0.01 のレイズドコサイン (RC: Raised Cosine) フィルタによってスペクトル整形を行った。RC フィルタ通過後の高速信号から前置デジタル信号処理[19]により低速信号を生成し、sub-DAC として用いる AWG から出力した。

受信機におけるオフラインデジタル信号処理 (オフライン Rx-DSP: Receiver side DSP) では、160 GSa/s でデジタル化された受信信号について下記の処理を行った。周波数領域等化により波長分散の補償後、2 sample/symbol にリサンプリングを行い、タップ数が 61 タップの 2×2 バタフライ構成 MIMO (Multiple-Input Multiple-output) 適応等化器により、チャネル応答の補償および偏波分離を行った。周波数オフセットと位相雑音は、デジタル PLL (Phase Locked Loop) によって補償した[71]。補償後の受信シンボル出力は、前述の軟判定反復復調器に入力し、LDPC 復号器前後でのビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) を算出した。

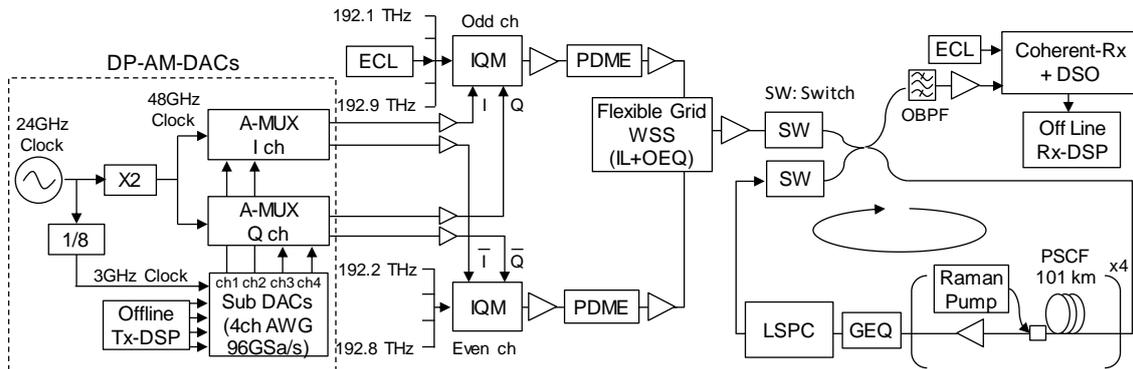


図 3.15 96 GBaud 偏波多重 8D-16QAM 周回伝送実験系

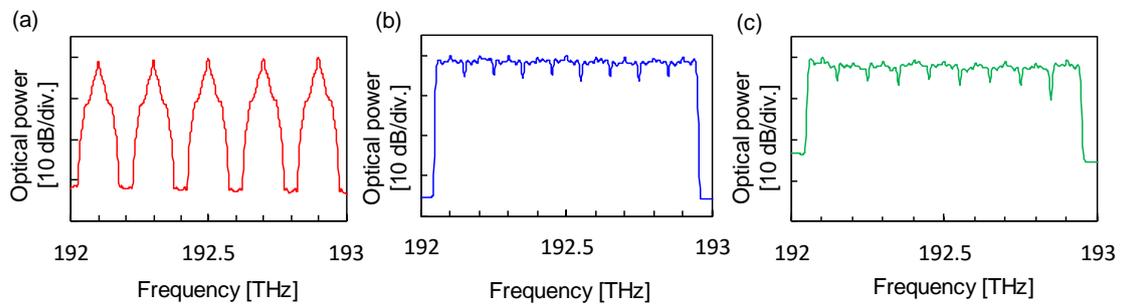


図 3.16 WDM 信号の光スペクトル(a) 合波前 (奇数チャンネル), (b)合波後, (c)伝送後

3.3.2 Back-to-back 条件における雑音耐力評価

高速信号における 8D-16QAM と PDM-8QAM の復調特性を検証するため、Back-to-back 条件下で OSNR 耐力を測定した。図 3.17 に、8D-16QAM と PDM-8QAM の LDPC 復号前の信号品質として、Q 値を OSNR の関数として示す。ここで、BER から Q 値への変換は以下の式を用いた。

$$Q = \sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}[2 \cdot \operatorname{BER}] \quad (3.8)$$

ここで、 $\operatorname{erfc}^{-1}[\cdot]$ は以下の式で表される相補誤差関数 $\operatorname{erfc}[\cdot]$ の逆関数である。

$$\operatorname{erfc}[x] = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (3.9)$$

AWGN 環境下において BPSK または QPSK に対する Q 値は SNR と一致する。多値変調の

場合、Q 値と SNR は一致しないがデシベル表記において単調増加の関係（現実的な信号品質の領域では線形の関係）であり、信号品質の指標として用いることができる。実装ペナルティを Q 値 6.0 dB における AWGN 環境下におけるシミュレーション結果と実験結果の OSNR の差分とすると、8D-16QAM と PDM-8QAM それぞれで 1dB であった。また、8D-16QAM と PDM-8QAM の Q 値差分については、低 OSNR 領域において AWGN 環境下におけるシミュレーション結果と実験結果がよく一致している。

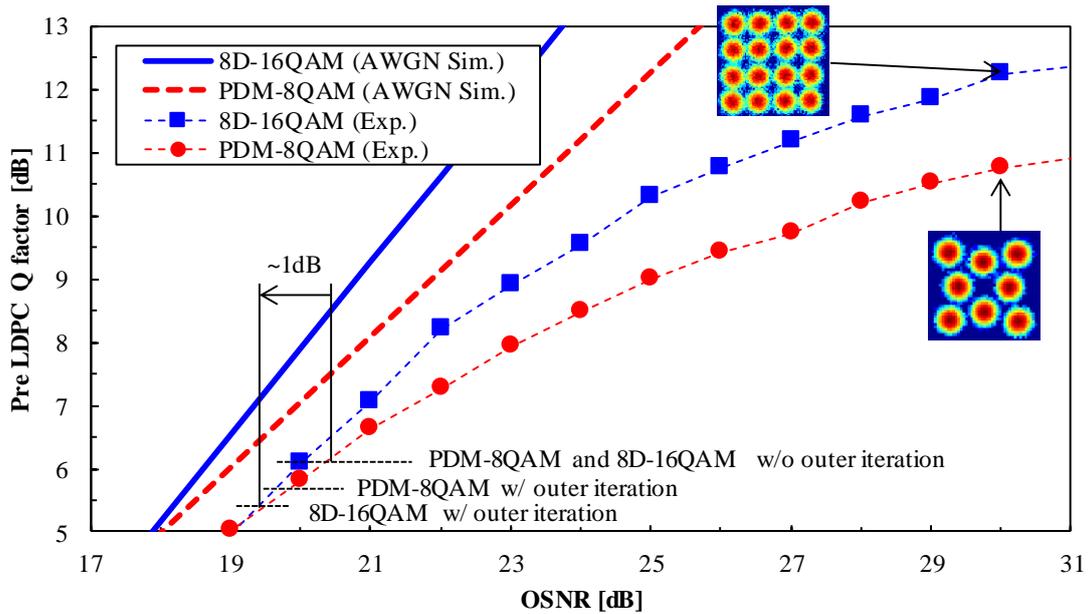


図 3.17 LDPC 復号前 Q 値の OSNR 依存性

次に、実装ペナルティと理論限界の関係を評価するため、8D-16QAM と PDM-8QAM の相互情報量 (MI: Mutual Information) の受信信号対雑音比 (SNR: Signal-to-Noise Ratio) 依存性を図 3.18 に示す。1 タイムスロットあたりの相互情報量は、[73]の Eq. 7 を用いて算出した。ここで、受信 SNR は、送信シンボル系列と適応フィルタ後の受信シンボル系列の波形一致性から算出した。受信 SNR と光スペクトラムアナライザで測定した OSNR の関係について述べる。OSNR は光増幅器において負荷される ASE 雑音のみを考慮した値であり、帯域内の信号電力の積分値と 0.1 nm (中心波長が 1550 nm において 12.5 GHz に対応) あたりの雑音電力で規定されている[74]。OSNR はファイバ伝送における光増幅器を用いた増幅中継系での伝送路設計に用いられる値であり、光スペクトラムアナライザを用いて測定される。受信機内における雑音が存在しない場合、受信 SNR は次式で近似できる。

$$\text{SNR} \approx \frac{12.5 \times 10^9}{\text{BaudRate}} \text{OSNR} \quad (3.10)$$

しかしながら、光スペクトラムアナライザを用いた OSNR 測定では、送受信機内における雑音を測定できない。そのため、相互情報量の受信 SNR 依存性を求める際は、光スペクトラムアナライザによって測定された OSNR ではなく、送受信機内の雑音が含まれている適応フィルタ後の受信シンボル系列と送信シンボル系列の波形一致性から算出した受信 SNR を用いた。冗長度 20.4% の誤り訂正符号において訂正可能な理論的な SNR 限界は、相互情報量が 4.983 ビットとなる SNR であり、図 3.18 の長破線でプロットされる Shannon 限界に対し 8D-16QAM において 2.77 dB, PDM-8QAM において 3.78 dB の SNR 差分が存在する。このことから、8D-16QAM は PDM-8QAM に対して雑音耐力の高い変調方式であるということが分かる。実験結果においても、8D-16QAM と PDM-8QAM の両方が、高 SNR 領域での AWGN シミュレーション結果とよく一致しており、双方の変調方式ともに実装ペナルティの影響は無いと言える。一方、低 SNR 領域では、実験結果における相互情報量は AWGN シミュレーション結果の相互情報量よりも小さくなっている。この実験における相互情報量の減少は、等化処理や位相補償部における残留歪等により、雑音分布が AWGN 環境から変化しているためだと考えられる。

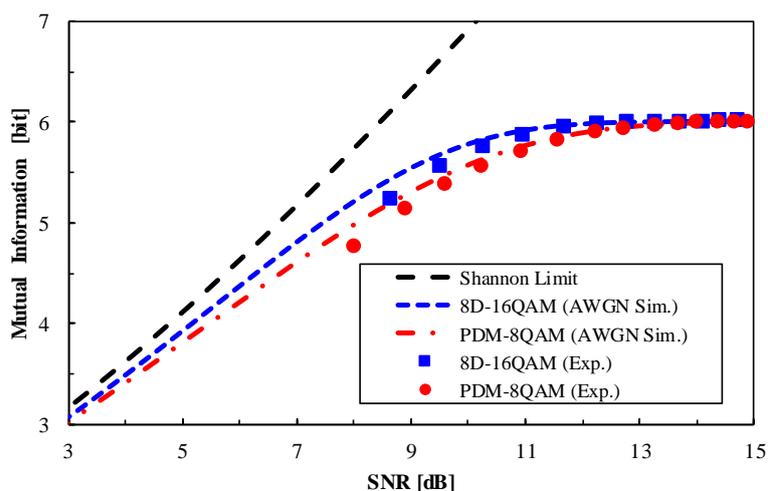


図 3.18 相互情報量の SNR 依存性

次に、8D-16QAM と PDM-8QAM について、それぞれ外部反復回数毎の LDPC 復号後の BER の LDPC 復号前 Q 値に対する依存性を図 3.19 と図 3.20 に示す。冗長度 7% の HD-FEC [73] の誤り訂正限界である $BER 4.5 \times 10^{-3}$ を想定すると、外部反復がある場合とない場合の 8D-16QAM の LDPC 復号前の Q 値限界は、5.45 dB と 6.17 dB であった。同様に PDM-8QAM における Q 値限界は、5.74 dB と 6.17 dB であった。Q 値限界における理論限界と実験結果の OSNR 差分は、8D-16QAM と PDM-8QAM で、それぞれ 2.68 dB と 1.96 dB であった。

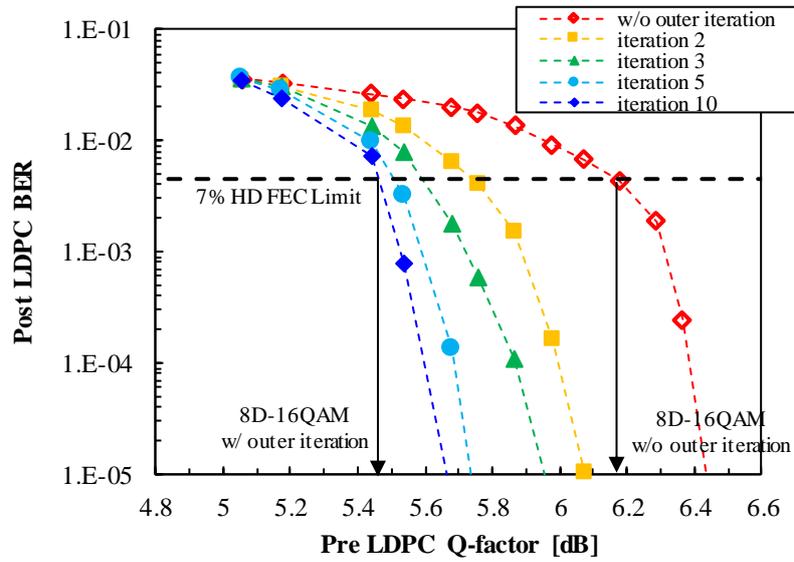


図 3.19 8D-16QAM における外部反復回数毎の LDPC 復号後 BER の LDPC 復号前 Q 値に対する依存性

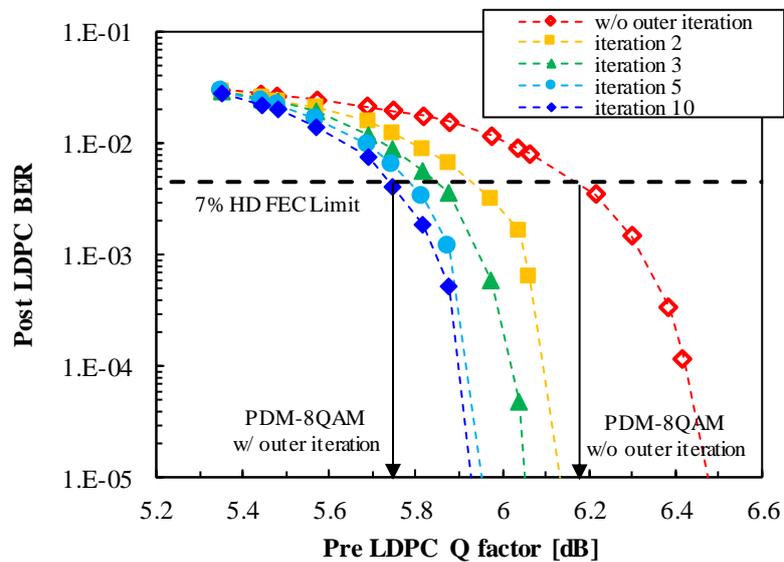


図 3.20 PDM-8QAM における外部反復回数毎の LDPC 復号後 BER の LDPC 復号前 Q 値に対する依存性

次に、算出した Q 値限界を用いて、図 3.17 の 8D-16QAM および PDM-8QAM の実験結果における LDPC 復号前 Q 値の OSNR 依存性から、それぞれの方式における Q 値限界となる OSNR を所要 OSNR として求めた。外部反復なしの従来変調方式である PDM-8QAM と比

較して、外部反復ありの 8D-16QAM において、所要 OSNR は 1.0 dB 改善することが分かる。この改善のうち、0.4 dB は 8D-16QAM の適用によるものであり、残りの 0.6 dB の改善は外部反復によるものである。実験結果において 8D-16QAM の所要 OSNR は 19.4 dB であり、1 dB の実装ペナルティを考慮すると、図 3.14 の EXIT chart による解析結果である 18.4 dB と一致している。

3.3.3 WDM 構成における伝送特性評価

次に、周回伝送系を用いて 8D-16QAM および PDM-8QAM の伝送特性を評価した。まず 3.3.2 項の Back-to-back 条件において決定した Q 値限界を用いて、8D-16QAM と PDM-8QAM の伝送可能距離を求めた。9 波長チャネル WDM 構成における中心波長チャネル (192.5 THz) の LDPC 復号前 Q 値 (Pre LDPC Q-factor) の伝送距離依存性を図 3.21 に示す。3.3.2 項にて求めた LDPC 復号前 Q 値限界を用いると、従来の変復調方式である外部反復無しの PDM-8QAM では 4000 km の伝送が可能であるところ、提案方式である外部反復を適用した 8D-16QAM では 5200 km 伝送が達成可能であることが分かる。

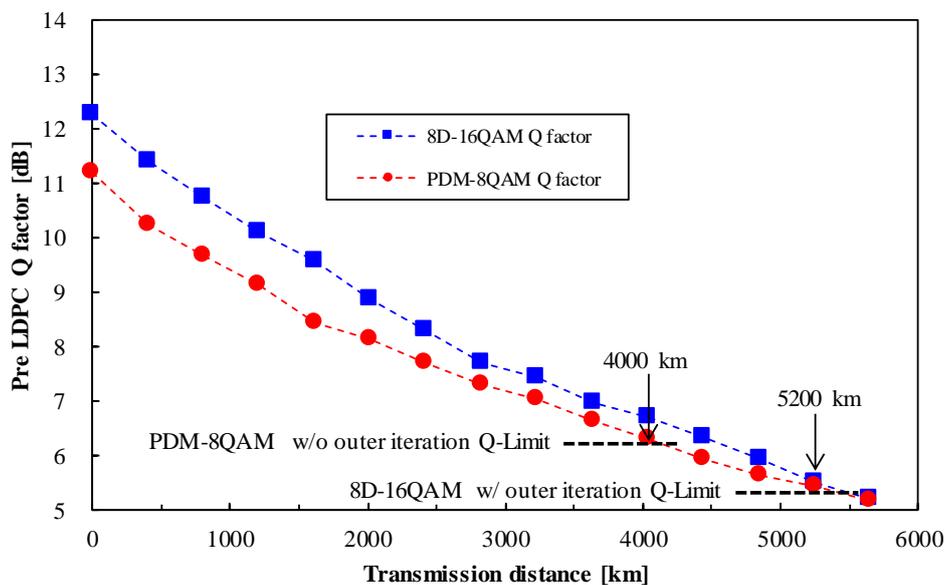


図 3.21 LDPC 復調前 Q 値の伝送距離依存性

図 3.22 は相互情報量の距離依存性を示す。5200 km 伝送後の 8D-16QAM での相互情報量は 5.64 bit, 4400 km 伝送後の PDM-8QAM で 5.57 bit であった。1 タイムスロットあたり 8D-16QAM および PDM-8QAM に割り当てられるビット数は 6 bit であり、誤り訂正符号のオーバーヘッドの合計が 20.4% であるため、伝送後の相互情報量 4.98 bit が所要相互情報量の理

論限界である。5200 km 伝送後の 8D-16QAM における理論限界からの差分は 0.66 bit, 4400 km 伝送後の PDM-8QAM では 0.59 bit であった。

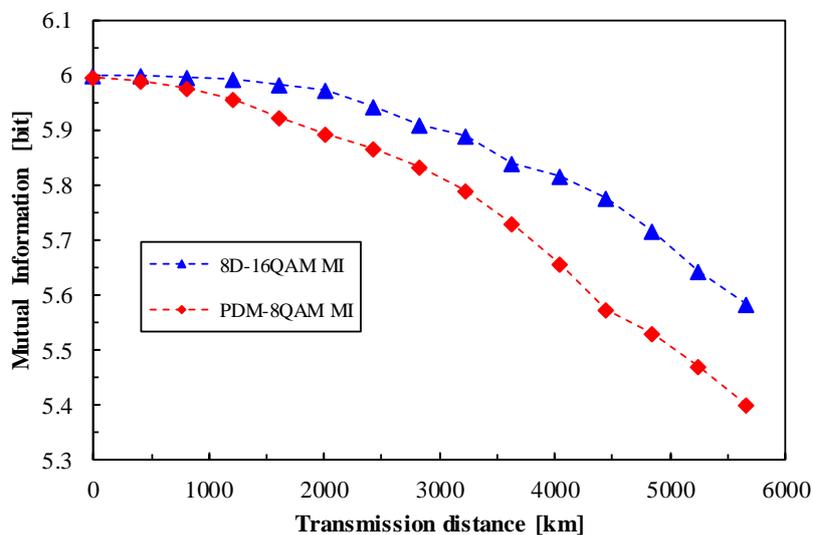


図 3.22 相互情報量の伝送距離依存性

次に、軟判定反復復調器の外部反復あり/なしの場合の伝送性能を評価した。図 3.23 は外部反復あり/なしの場合の LDPC 復号後 BER の伝送距離依存性を示す。冗長度 7% の HD-FEC 誤り訂正限界において、外部反復を適用した 8D-16QAM の最大伝送距離は 5200 km であり、従来方式である外部反復を適用しない PDM-8QAM に対して 1200 km の長延化が可能となること分かる。

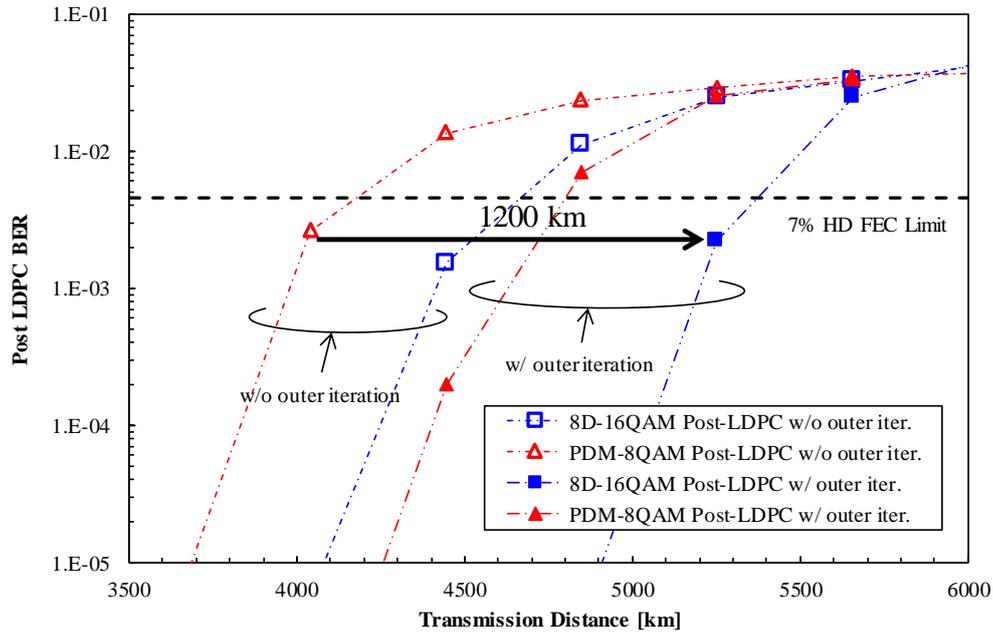


図 3.23 LDPC 復号後 BER の伝送距離依存性

3.3.4 8D-16QAM の復号処理における演算量

3.3.3 項では、提案方式である 8D-16QAM および反復復調を適用することにより、従来方式である PDM-8QAM に対して、同一の伝送容量、周波数利用効率において雑音耐力の向上と伝送距離の長延化が可能であることを示した。しかしながら、8D-16QAM の実現のためには、提案方式の適用による演算量の増加を考慮する必要がある。そのため、本項では、外部反復のない PDM-8QAM における復調器の演算規模を基準として、外部反復を適用した 8D-16QAM 復調時の演算規模増加量を評価した。式(3.5)-(3.7)を用いる反復復調器における演算量は、候補シンボルの数に比例して増加する。従来方式である PDM-8QAM では 1 つのタイムスロットあたり 8 通りの候補シンボルがあり、提案方式である 8D-16QAM では 4 つのタイムスロットあたり 4096 通りの候補シンボルが存在する。したがって、8D-16QAM 適用のタイムスロットあたりの演算量は 128 倍となる。外部反復による演算量の増加は、LDPC 復号器の演算量がいずれの変調方式において同一だと仮定すると、軟判定復調部の演算量と外部反復回数の積で計算することができる。実際の DSP では外部反復における遅延を考慮する必要があるが、本解析では簡単のために、遅延による演算規模の増加は考慮しない。

外部反復の回数増加による、PDM-8QAM および 8D-16QAM の所要 OSNR 改善と演算量増加の関係を図 3.24 に示す。ここで、所要 OSNR 改善量と演算増加量は外部反復無しの PDM-8QAM を基準としている。図 3.14 (a)に示す OSNR 18.4 dB における EXIT chart 解析結果から分かるように、PDM-8QAM において外部反復回数を増加させても所要 OSNR は

改善しない。そのため、所要 OSNR を改善するためには、8D-16QAM に外部反復を適用する必要がある。同様に図 3.25 は、それぞれの変復調方式について最大伝送距離に対する演算規模の増加量依存性を示す。図 3.24 および図 3.25 に示すように、1 dB の所要 OSNR の改善と 1200 km の最大伝送距離延長化を実現するには、計算の複雑さを 1280 倍にする必要があることが分かる。そのため、第 4 章では 8D-16QAM 復調時の演算量低減手法について検討を行う。

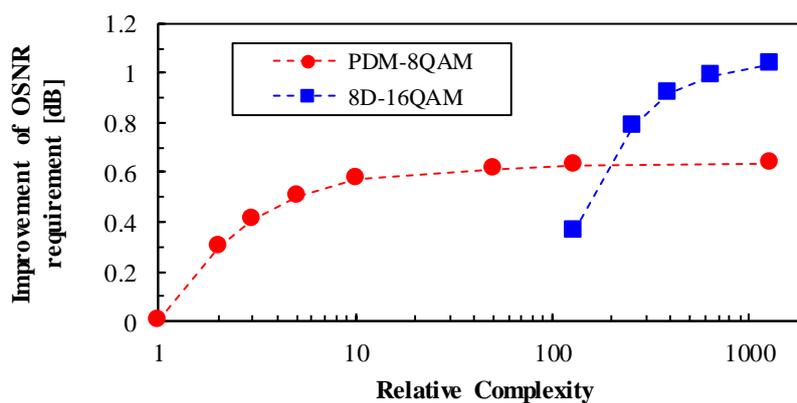


図 3.24 所要 OSNR 改善量に対する演算規模の増加量依存性

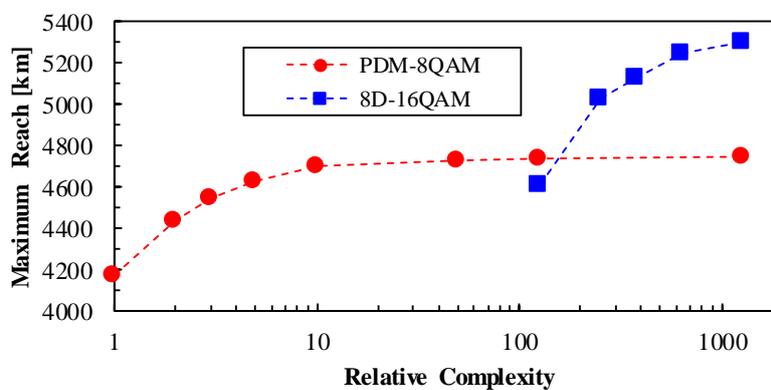


図 3.25 最大伝送距離に対する演算規模の増加量依存性

3.4 結言

高速な多値 QAM 信号による大容量光信号の長距離伝送の実現に向け、8次元空間最密充填格子に基づく多次元変復調方式を提案した。提案光変復調方式である 8D-16QAM は、従来光変復調方式である 2次元 16QAM や 8QAM より最小ユークリッド距離を拡大できるため、OSNR 耐力の向上が期待できる。また、8D-16QAM は、従来光変復調方式である PDM-8QAM と 1 タイムスロットあたりに同じビット数を割り当て可能であるため、PDM-8QAM と同様の伝送容量および周波数利用効率を実現可能である。提案光変復調方式の有効性を検証するため、96 GBaud WDM 信号を用い、PDM-8QAM と 8D-16QAM の Back-to-back 条件および伝送後における復調性能を実験的に評価した。提案する 8D-16QAM に軟判定反復復調器を適用することにより、同一容量および周波数利用効率の条件において、PDM-8QAM と比べて OSNR 耐力を 1dB 改善、伝送距離の 1200 km 長延化を実現した。その結果、誤り訂正符号の冗長度を除いた正味レート 478 Gbps の 8D-16QAM 信号の 5200 km 伝送を実現した。さらに、提案方式の適用による所要 OSNR 改善量および伝送可能距離の演算量増加依存性を評価し、復調処理の簡易化が必要であることを示した。次章では、この演算量の増加を解決するため、復調処理の簡略化の技術について述べる。

第4章 多次元変調における復調時の演算量削減

4.1 緒言

第3章では、提案する多次元変復調方式の光伝送システムにおける有効性を示した。具体的には、次世代の400 Gbps システムを想定した実証実験を行い、提案する8D-16QAM方式が従来のPDM-8QAM方式より長距離伝送が可能であることを示し、5200 kmのWDM伝送が実現可能であることを示した。一方、提案方式である8D-16QAMに軟判定反復復調を適用する場合、従来方式と比較して演算量が爆発的に増加するという課題が明らかとなった。

本章では、ビット単位対数尤度比 (LLR) に基づく低演算量の軟判定反復復調器を提案し、120 GBaud 8D-16QAM 信号による波長あたり 600 Gbps の WDM 伝送を実証する。まず、多次元変調において復調処理の演算量が増加する要因について述べる。次に、8D-16QAM のシンボル構成とビットマッピングの規則性に着目し、ビットマッピングの再検討を行う。そして、8D-16QAM の構成要素である4つの16QAMにおけるビット単位 LLR からシンボル単位 LLR を近似的に計算する簡易復調方式を提案し、また、近似による誤差を低減する手法について説明する。さらに、波長あたり 600 Gbps 級の WDM 伝送実験を通じて、提案する復調処理簡略化手法の復調性能を明らかにする。また、計算精度の制約が大きい実回路での実装を試行し、提案する復調器に対して入力される受信信号のビット分解能依存性について、Back-to-back 条件および WDM 伝送時において評価を実施した結果について述べる。

4.2 多次元変復調方式における復調処理の簡略化

本項では、8D-16QAM 信号の復調処理における演算量低減のための簡略化手法について述べる。まず、多次元変調フォーマットにおける復調処理の演算量増加の要因の一つである候補シンボル数の増大について説明する。次に、最密充填格子に基づき設計した8D-16QAMのビットマッピング方式を再検討する。さらに、ビットマッピング規則に基づく探索シンボル数低減手法、および、16QAM ビット単位 LLR を用いて比較・加減演算のみで実現可能な簡易復調方法を提案する。

4.2.1 多次元フォーマットにおける候補シンボル数

図3.1から分かる通り、変調フォーマットの次元が高いほど漸近電力効率を上げることができるが、変調フォーマットに含まれる候補シンボル数は4Dシンボルあたりのビット数と

ともに指数関数的に増加する。候補シンボル数 n の増加は次のように計算される。

$$n = 2^{\frac{MN}{4}} \quad (4.1)$$

ここで、 M は多次元シンボルに割り当てられる送信ビット数を4次元あたりに規格化した値であり、 N は多次元シンボルを構成する次元数を示す。8D-16QAMでは、 $M = 6$ (8次元シンボルあたり12ビット)、 $N = 8$ (IQ平面×4 time slot)であり、 $n = 4096$ となる。各次元の変調フォーマットにおける候補シンボル数の4Dシンボルあたりのビット数依存性を図4.1に示す。式(3.5)-(3.7)を用いて外部LLRを計算する場合、候補シンボル数の増加に比例して復調時の演算量が増加する。8QAMと8D-16QAMでは候補シンボル数がそれぞれ8通りと4096通りである。8D-16QAMは4タイムスロットで構成されるため、4タイムスロット内の8QAMシンボルについて式(3.5)の計算回数は32回に対し、8D-16QAMでは4096回の演算が必要となる。本検討では、従来の8QAMと同等の32回程度の演算で8D-16QAMの復調可能な方式を実現することを目標とする。具体的な復調法の簡易化については、4.2.3節で説明を行う。

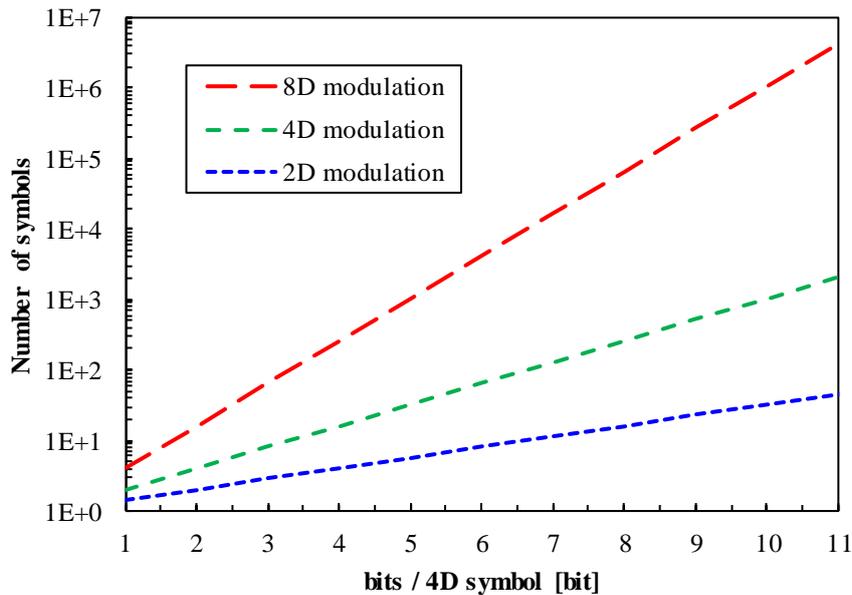


図 4.1 多次元変調における4次元シンボル当たりのビット数に対する候補シンボル数

4.2.2 8D-16QAM ビットマッピング方式

第3章では、ビット誤り率低減の観点から、16QAMのGrayマッピングと排他的論理和によるビットマッピング方式を提案した。本項では、ビット単位LLRからシンボル単位LLR

を構成するための事前検討として、送信ビットとシンボル点の関係について述べる。また、本項では Navazi マッピング[75]を 8D-16QAM に適用し、EXIT chart 解析により Gray マッピングとの性能比較を行う。

図 4.2 に Gray マッピングにおける 16QAM のコンスタレーションと割り当てビットの関係、および、8D-16QAM における 4 つのグループ (A_0 , A_1 , B_0 , B_1) を示す。16QAM コンスタレーションに割り当てられるビットは $(b_{I-MSB}, b_{Q-MSB}, b_{I-LSB}, b_{Q-LSB})$ の 4 つのビットから構成される。ここで、MSB (Most Significant Bit) と LSB (Least Significant Bit) は最上位ビットと最下位ビットを意味しており、MSB は IQ 軸の象限を表し、LSB は振幅の絶対値を表す。この 4 つのビット $(b_{I-MSB}, b_{Q-MSB}, b_{I-LSB}, b_{Q-LSB})$ の関係から上記の 4 つのグループ (A_0 , A_1 , B_0 , B_1) が決定する。Gray マッピングの 16QAM における 4 つのビットと 4 つのグループの関係を表 4.1 に示す。4.2.3 項では、この関係を用いて復調時に候補ビットを効率的に探索する。

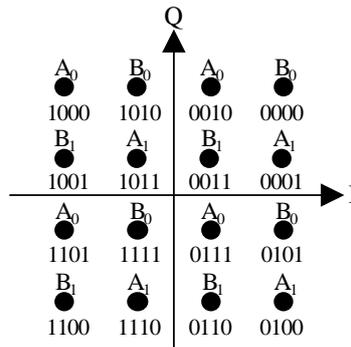


図 4.2 Gray マッピング 16QAM

表 4.1 Gray マッピング 16QAM におけるビットとグループ (A_0 , A_1 , B_0 , B_1) の関係

	$b_{I-MSB} \oplus b_{I-LSB}$	$b_{Q-MSB} \oplus b_{Q-LSB}$
A_0	1	0
A_1	0	1
B_0	0	0
B_1	1	1

8次元シンボルへのビットマッピング方式とは別のマッピング方式も考えられ、ビットマッピング方式を変更することで、より高い復調性能が得られる可能性がある。ビットマッピング最適化は組み合わせ最適化問題であり、理論的に最適な方式を求めることは困難であり、ヒューリスティックなアプローチを使用する方式が提案されている[76]-[78]。これらの方式は、シンボルの候補点数および割り当てるビット数が少ない場合に適用することがで

きる。

8D-16QAM へのビットマッピングは、各 2 次元平面における 16QAM ビットマッピングを変えることによっても変更できる。従来の 16QAM のビットマッピング方式として、反復復調を適用する際に良い復調特性が得られる Navazi マッピング[75]が提案されている。Navazi マッピングは、図 4.3 に示すようにビットエンコーダと Gray マッピング部で構成される。IQ 平面上におけるシンボル点への割り当てを図 4.4 に示す。また、Navazi マッピングを用いた際の 8D-16QAM におけるグループとビットの関係を表 4.2 に示す。3 章で述べたグループの組み合わせ規則を満たすために、冗長ビットは式(4.2)に示すビットエンコーダによって計算される。

$$\begin{aligned} b_8 &= b_2 \oplus b_3 \oplus b_4 \oplus b_6 \oplus b_7 \\ b_{12} &= b_2 \oplus b_3 \oplus b_4 \oplus b_{10} \oplus b_{11} \\ b_{15} &= b_2 \oplus b_3 \oplus b_6 \oplus b_7 \oplus b_{10} \oplus b_{11} \oplus b_{14} \\ b_{16} &= b_2 \oplus b_3 \oplus b_4 \oplus b_{14} \oplus b_{15} \end{aligned} \tag{4.2}$$

Navazi マッピングを用いた 8D-16QAM においてもグループの組み合わせ規則を満たすため、8 次元シンボル間の最小ユークリッド距離は Gray マッピングを用いた 8D-16QAM と同じである。しかしながら、8 次元シンボルに割り当てられるビットが異なるため、シンボル誤りが発生した際に生じるビット誤りの数は異なる。軟判定反復復調を前提とし、図 4.5 に示す EXIT chart により Gray マッピングと Navazi マッピングの復調性能の比較を行う。事前情報が少ない領域において Gray マッピングを用いた 8D-16QAM の方が Navazi マッピングを用いた 8D-16QAM に対して得られる外部情報量が多いことが分かる。軟判定反復復調器を用いた際に復調性能を改善するためには、LDPC 符号のプロットに対して大きな外部情報量を持つ必要がある。Gray マッピングでは、LDPC 符号のプロットに対して、全ての事前情報量において大きな外部情報量を得ることができる。一方、Navazi マッピングの外部情報量は、事前情報量が少ない領域では LDPC 符号のプロットを上回ることができない。これは、Gray マッピングされた 8D-16QAM の方が Navazi マッピングされた 8D-16QAM よりも高い復調性能を得られることを示している。そのため、本章では引き続き Gray マッピングされた 8D-16QAM に焦点を当てる。

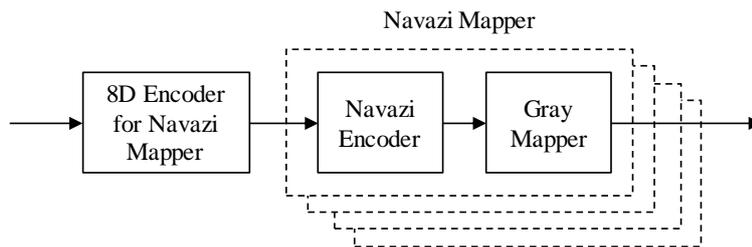


図 4.3 Navazi マッピングを用いる 8D-16QAM ビットマッピング方式の構成

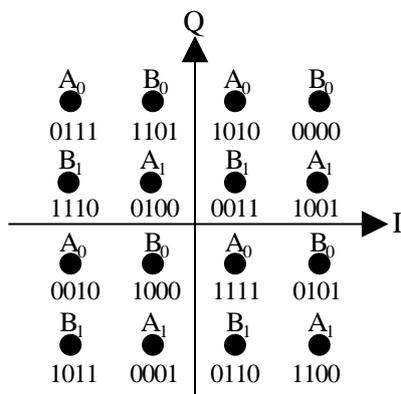


図 4.4 Navazi マッピング 16QAM

表 4.2 Navaiz マッピング 16QAM におけるビットとグループ (A_0 , A_1 , B_0 , B_1) の関係

	$b_{Q-MSB} \oplus b_{I-LSB} \oplus b_{Q-LSB}$	$b_{Q-MSB} \oplus b_{Q-LSB}$
A_0	1	0
A_1	1	1
B_0	0	0
B_1	0	1

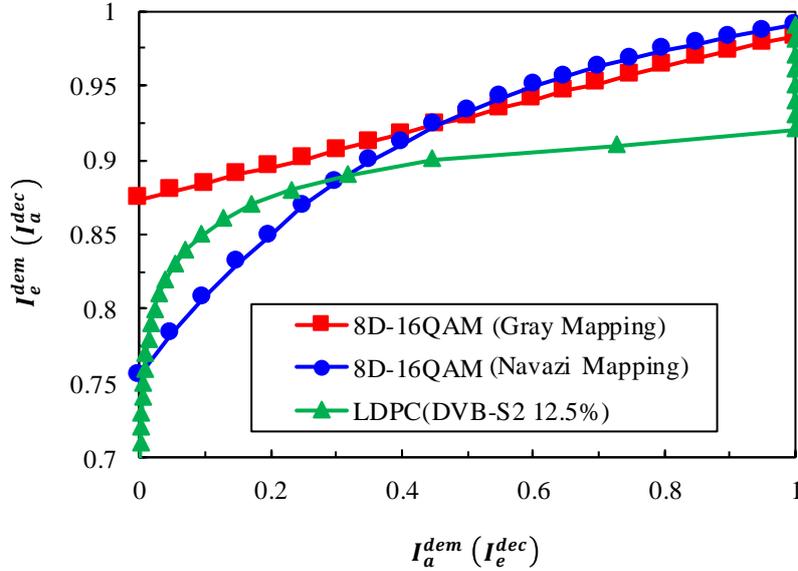


図 4.5 Gray マッピング 8D-16QAM と Navazi マッピング 8D-16QAM の EXIT chart

4.2.3 ビット単位 LLR を用いた 8D-16QAM 簡易復調法

8D-16QAM における最適復調法は, 3.2.4 項で述べたように事後確率最大 (MAP: Maximum a-priori) 復調であり, 式(3.5)-(3.7)を用いて後段のバイナリ形式の SD-FEC の復号に用いる外部 LLR を算出する. ここで, 式(3.5)-(3.7)で求める外部 LLR $L_e(b_i)$ は, 以下に示す式(4.3)を用いて効率的に計算することができる[79]. 式(3.5)においてユークリッド距離(二乗ノルム)を計算する代わりに, 多次元ベクトル間の内積を用いてシンボル単位 LLR を算出する.

$$\lambda'(\vec{E}_k) = -\frac{\|\vec{E}_r\|^2 - 2\vec{E}_k \cdot \vec{E}_r + \|\vec{E}_k\|^2}{2\sigma^2} + \sum_{\vec{E}_k \rightarrow b_i} (1 - b_i)L_a(b_i) \quad (4.3)$$

ここで, $\|\vec{E}_r\|^2$ は候補シンボルによらず一定の値であるため省略可能である. また, $\|\vec{E}_k\|^2$ は候補シンボル数に対して固定値として事前に計算することが可能である. コンステレーションが正方形に配置された QAM の場合, \vec{E}_k の全ての要素を整数として扱うことができるため, $\vec{E}_k \cdot \vec{E}_r$ は簡単な演算で求めることができる. さらに, 式(3.7)の第一項目は, 以下に示す式(4.4)を再帰的に使用して効率的に計算することができる.

$$\log\{\exp(A) + \exp(B)\} = \max(A, B) + \log\{1 + \exp(-|A - B|)\} \quad (4.4)$$

式(4.4)右辺第 2 項の $\log\{1 + \exp(-|A - B|)\}$ については、ルックアップテーブルを用いて実装することで、 $\log(\cdot)$ と $\exp(\cdot)$ の演算を削減した効率的な演算が可能となる。また、式(4.4)右辺第 2 項を省略する近似を適用することで、Max-log-MAP アルゴリズム[80]が導出できる。Max-log-MAP アルゴリズムは $|A - B|$ が大きな値となる場合において良い近似となる。

しかしながら、これまでに述べた計算手法では、候補シンボル数が多い場合、演算量の大幅な低減は困難である。なぜなら、全てのシンボル候補点に対して、式(4.3)のシンボル単位 LLR を計算する必要があるためである。8D-16QAM の場合、シンボル候補点数は 4096 であるため、1 回の外部反復を行うたびに式(4.3)の演算を 4096 回実行する必要がある。

そこで、本項では Gray マッピング 8D-16QAM 復調における演算量をさらに低減するために、ビットマッピング規則に基づく低演算量復調手法を提案する。図 4.6 に提案復調器の構成を示す。

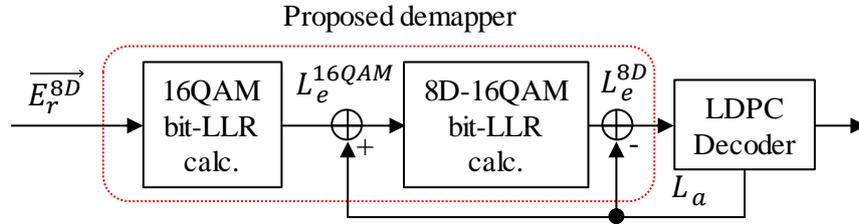


図 4.6 8D-16QAM 簡易復調器構成

まず、受信した 8 次元信号 $\overrightarrow{E_r^{8D}} = (I_{T1}, Q_{T1}, I_{T2}, Q_{T2}, I_{T3}, Q_{T3}, I_{T4}, Q_{T4})$ について、各タイムスロットの IQ 平面の 16QAM におけるビット単位 LLR $L_e^{16QAM}(b_i)$ ($i = 1, 2, \dots, 16$) を求める。ここで、8 次元信号の各要素の I および Q はそれぞれ各タイムスロットの I 成分、Q 成分を表し、添え字はタイムスロットの番号を表す。16QAM におけるビット単位 LLR は以下の式で簡易に算出することができる[81]。 b_i が MSB ($i = 1, 2, 5, 6, 9, 10, 13, 14$) の時、

$$L_e^{16QAM}(b_i) \approx \begin{cases} \frac{2E_r^l}{\sigma^2} & |E_r^l| \leq 2 \\ \frac{4(E_r^l - 1)}{\sigma^2} & E_r^l > 2 \\ \frac{4(E_r^l + 1)}{\sigma^2} & E_r^l < -2 \end{cases} \quad (4.5)$$

となり、 b_i が LSB ($i = 3, 4, 7, 8, 11, 12, 15, 16$) の時、

$$L_e^{16QAM}(b_i) \approx \begin{cases} \frac{2(E_r^l - 2)}{\sigma^2} & E_r^l \leq 0 \\ -\frac{2(E_r^l + 2)}{\sigma^2} & E_r^l > 0 \end{cases} \quad (4.6)$$

となる。ここで、 E_r^l は受信した8次元信号 $\overline{E_r^{8D}}$ の l 番目の要素を表す。例えば、 b_1 はタイムスロット $T1$ の b_{1-MSB} となるため、 b_1 の16QAMにおけるビット単位LLRを計算する際には E_r^1 を参照する。 $L_e^{16QAM}(b_i)$ を使用すると、各タイムスロットのIQ平面の16QAMにおけるシンボル単位LLRは、次式で表すことができる。

$$\lambda^{16QAM}(\overline{E_k^{16QAM}}) \approx \sum_{\overline{E_k^{16QAM}} \mapsto b_i} (1 - b_i) \{L_e^{16QAM}(b_i)\} \quad (4.7)$$

ここで、 $\overline{E_k^{16QAM}}$ は16QAMにおけるシンボル候補点の1つであり、2次元ベクトルである。各タイムスロットにおける雑音をAWGNであると仮定すると、8D-16QAMのシンボル単位LLRは、各タイムスロットの16QAMシンボル単位LLR $\lambda^{16QAM}(\overline{E_k^{16QAM}})$ の加算となり、式(3.5)の右辺第1項は次のように表すことができる。

$$-\frac{\|\overline{E_r^{8D}} - \overline{E_k^{8D}}\|^2}{2\sigma^2} = \sum_{j=1}^4 \lambda^{16QAM}(\overline{E_{k, T_j}^{16QAM}}) \quad (4.8)$$

ここで、 $\overline{E_k^{8D}} = \{\overline{E_{k, T_1}^{16QAM}}, \overline{E_{k, T_2}^{16QAM}}, \overline{E_{k, T_3}^{16QAM}}, \overline{E_{k, T_4}^{16QAM}}\}$ であるが、これらの16QAMシンボルの取り得る組み合わせは図3.6に示す関係を満たす必要がある。式(4.7)および式(4.8)から8D-16QAMのシンボル単位LLRは、16QAMにおけるビット単位LLRおよびLDPC復号器から得られる事前LLR $L_a(b_i)$ により式(4.9)で求められる。

$$\lambda_{8D}(\overline{E_k^{8D}}) = \sum_{\overline{E_k^{8D}} \mapsto b_i} (1 - b_i) \{L_e^{16QAM}(b_i) + L_a(b_i)\} \quad (4.9)$$

ここで、8D-16QAMにおける冗長ビットである $L_a(b_8, b_{12}, b_{15}, b_{16})$ は常にゼロである。式(4.9)から分かる通り、提案方式における8D-16QAMシンボル単位LLRの算出は、16QAMにお

けるビット単位 LLR に対して LDPC 復号器からフィードバックされる事前 LLR を加算するだけで良い。また、式(3.7)および式(4.4)より、8D-16QAM のビット単位外部 LLR は、8D-16QAM のシンボル単位 LLR が最大となるシンボル候補の項に大きく依存する。したがって、図 3.6 に示す各グループ (A₀, A₁, B₀, B₁) の組み合わせを満たすビット系列 b_{1-16} のうち、 i 番目のビット b_i が 0 および 1 となる系列中から式(4.9)を最大化する系列をそれぞれ探索すれば良い。これらのビット系列に対応するシンボル単位 LLR を用いて、8D-16QAM のビット単位外部 LLR は次のように近似される。

$$L_e^{8D}(b_i) \approx \max_{E_k^{8D} \in S\{b_i=0\}} \lambda_{8D}(\overrightarrow{E_k^{8D}}) - \max_{E_k^{8D} \in S\{b_i=1\}} \lambda_{8D}(\overrightarrow{E_k^{8D}}) - L_a(b_i) \quad (4.10)$$

ここで、 $S\{b_i = 0 \text{ or } 1\}$ は b_i が 0 および 1 となる 8D-16QAM シンボルの集合である。ビット単位 LLR の符号と絶対値がそれぞれビットの値(0 もしくは 1)と信頼性[82]を表す性質を利用し、式(4.9)のシンボル単位 LLR を比較することで、4096 通りの探索を行うことなく式(4.10)で使用されるビット系列を見つけることができる。検索方法を以下に示す。

まず、各タイムスロットにおいて、各グループ (A₀, A₁, B₀, B₁)の 16QAM シンボル単位 LLR $\lambda^{16QAM}(\overrightarrow{E_k^{16QAM}})$ が最も大きくなるビット系列を、図 4.7 に示す方法で求める。16QAM シンボル単位 LLR を最大化するビット系列は、入力されたビット単位 LLR を正負の符号で硬判定することで求められる。さらに、求められたビット系列をビット単位 LLR の絶対値をもとに反転することで他のグループにおける 16QAM シンボル単位 LLR を最大化するビット系列を求める。具体的には、次のビット反転①～③の処理を行う。

- ① $i = 4(j-1) + 1$ と $i = 4(j-1) + 3$ のうち $|L_e^{16QAM}(b_i)|$ が小さくなるビット b_i を反転
- ② $i = 4(j-1) + 2$ と $i = 4(j-1) + 4$ のうち $|L_e^{16QAM}(b_i)|$ が小さくなるビット b_i を反転
- ③ $i = 4(j-1) + 1$ と $i = 4(j-1) + 3$ のうち $|L_e^{16QAM}(b_i)|$ が小さくなるビット b_i を反転、かつ、
 $i = 4(j-1) + 2$ と $i = 4(j-1) + 4$ のうち $|L_e^{16QAM}(b_i)|$ が小さくなるビット b_i を反転

得られたビット系列について、表 4.1 の関係からどのグループに対応するかの判定を行う。図 4.7 における操作で必要とする演算は、ビット単位 LLR の符号判定と絶対値の比較のみである。タイムスロット T1 における 16QAM のビット単位 LLR $L_e^{16QAM}(b_{i=1\sim 4})=\{-1.5, 0.2, 1.1, 0.1\}$ が入力される例では、1000(A₀), 1010(B₀), 1001(B₁), 1011(A₁)が出力される。

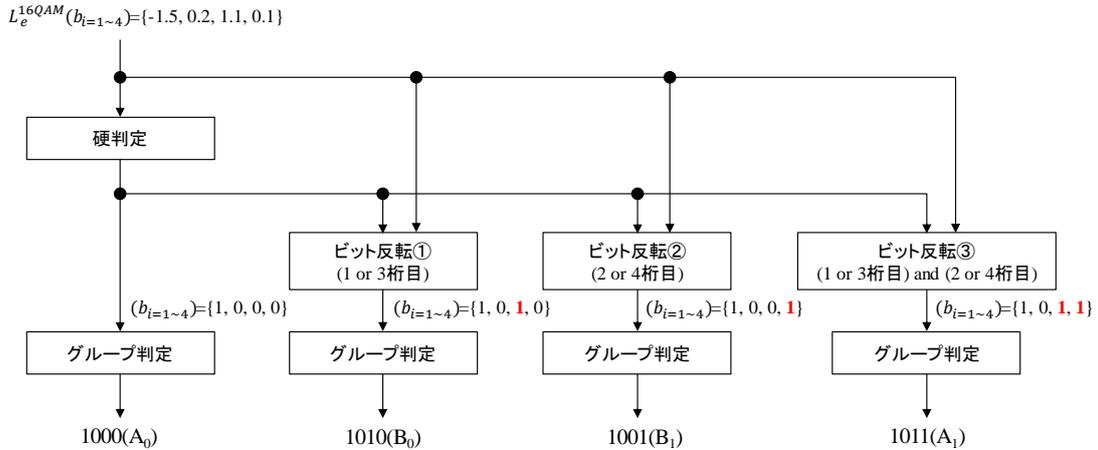


図 4.7 16QAM ビット単位 LLR からの各グループの候補ビット選択例

次に、各グループにおける最大のシンボル単位 LLR に対応するビット系列を用いて、図 3.6 に示す関係を満たす 16 通りの組み合わせを求める。式(4.10)における $S(b_i = 0 \text{ or } 1)$ において前述の 16 通りのビット系列内に存在しないビット系列については、表 4.1 に示すルールに基づき、選択されているグループが変更されないように b_i および対応するビットを反転する。したがって、式(4.10)を計算するために必要となる候補ビット系列の数は 32 通りとなり、必要な演算は比較と加減算のみとなる。

提案方式は従来方式に対する利点を以下に述べる。シンボル単位 LLR の計算に必要な候補シンボル数が、8D-16QAM において 4096 シンボルから 32 シンボルまで低減できる。これは、目標としていた PDM-8QAM と同等の演算量で、8D-16QAM の復調が可能であることを示している。また、シンボル単位 LLR は、式(4.9)を用いることにより、16QAM のビット単位 LLR と LDPC 復号器からの事前 LLR の加算のみで算出可能である。外部反復中に受信信号の電界情報 (波形情報) を保持する必要がなく、16QAM におけるビット単位 LLR のみを保持しておけば良い。さらに、式(4.10)を計算するために必要な演算が比較と加減算のみであるため、演算精度に制約が大きい実回路への実装に適している。提案方式は、IQ 平面におけるコンスタレーションのビット単位 LLR の計算法を変更することにより、冗長ビットによって制約が与えられる他の多次元変調フォーマットにも適用することができる。

ビット単位 LLR から候補ビット系列の検索を用いる方式は、他の分野において類似のアイデアが提案されており、振幅位相シフトキーイング (APSK: Amplitude Phase Shift Keying) における受信信号に最も近いシンボル点の検索[83]、チャンネル等化・位相推定と LLR の協調計算[84]、polar 符号の復号時における生き残りパス検索法[85]等が知られている。本提案では、IQ 平面におけるビット単位 LLR を使用し、受信信号から最も近い多次元シンボルに対応するビット系列を検索している。

4.2.4 簡易復調における近似誤差削減手法

式(4.10)の導出において用いられる近似は、Max-log-MAP アルゴリズム[80]に対応する。Max-log-MAP アルゴリズムの近似誤差を減らすための手法として、Normalized Max-log-MAP アルゴリズム[80]、Offset Max-log-MAP [86]アルゴリズムが知られている。ここでは、これらのアルゴリズムを 8D-16QAM の提案復調方式に適用する。まず、式(4.10)を次のように書き換える。

$$L_e^{8D}(b_i) = L_e^{16QAM}(b_i) + W(b_i) - L_a(b_i) \quad (4.11)$$

ここで、 $W(b_i)$ は 16QAM におけるビット単位 LLR から 8D-16QAM におけるビット単位 LLR に更新する重み係数を表す。重み係数 $W(b_i)$ は、式(4.10)-(4.11)から次のように導出される。

$$W(b_i) = \frac{\max_{E_k^{8D} \in S\{b_i=0\}}}{\overline{E_k^{8D} \mapsto b_{i'}, b_{i'} \neq b_i}} \sum (1 - b_{i'}) \{L_e^{16QAM}(b_{i'}) + L_a(b_{i'})\} \\ - \frac{\max_{E_k^{8D} \in S\{b_i=1\}}}{\overline{E_k^{8D} \mapsto b_{i'}, b_{i'} \neq b_i}} \sum (1 - b_i) \{L_e^{16QAM}(b_i) + L_a(b_i)\} \quad (4.12)$$

ここで、 $\overline{E_k^{8D} \mapsto b_{i'}, b_{i'} \neq b_i}$ は、 b_i を除く $\overline{E_k^{8D}}$ に割り当てられたビット $b_{i'}$ を表す。Normalized Max-log-MAP アルゴリズムおよび Offset Max-log-MAP アルゴリズムによるビット単位外部 LLR の計算を、式(4.12)の重み係数 $W(b_i)$ を用いて説明する。Normalized Max-log-MAP アルゴリズムでは、重み係数 $W(b_i)$ に 0 以上 1 以下の規格化係数 α を乗算することにより次のように計算される。

$$L_e^{8D}(b_i) = L_e^{16QAM}(b_i) + \alpha W(b_i) - L_a(b_i) \quad (0 \leq \alpha \leq 1) \quad (4.13)$$

一方で、Offset Max-log-MAP アルゴリズムでは、0 以上の閾値係数 β を用いて次のように計算される。

$$L_e^{8D}(b_i) = L_e^{16QAM}(b_i) + \max\{W(b_i) - \beta, 0\} - L_a(b_i) \quad (\beta \geq 0) \quad (4.14)$$

これらのアルゴリズムでは、式(4.4)における最大近似による誤差の影響を、重み係数 $W(b_i)$

を補正することで軽減している。ここで、規格化係数 α および閾値係数 β は、雑音の分散 σ^2 に応じて最適化する必要がある。演算量の観点から比較すると、Normalized Max-log-MAP アルゴリズムは乗算器が必要となるが、Offset Max-log-MAP アルゴリズムは減算器と比較器だけで実現できるため演算精度が問題となる場合に有利である。

4.3 120 GBaud WDM 伝送実験による性能評価

本節では、波長あたりの正味レート 600 Gbps の 120 GBaud 8D-16QAM 信号による WDM 伝送実験を通じ、提案する簡易復調アルゴリズムの性能を検証する。実験系は 3.3 節で使用したのと同じであるが、波長あたりの正味レートを 478 Gbps から 600 Gbps に向上するため、変調速度を 96 GBaud から 120 GBaud に高速化している。変調速度を高速化するため、A-MUX を駆動するクロックの周波数を 60 GHz に設定した。また、変調速度の高速化に伴い光スペクトルの占有帯域が増加するため、WDM チャンネル間隔を 100 GHz から 125 GHz に変更した。なお、WDM の波長数は 9 波長のまま変更していない。

4.3.1 Back-to-back における復調性能

図 4.8 に、8D-16QAM および PDM-8QAM の Back-to-back 構成における LDPC 復号前の Q 値 (Pre-LDPC Q-factor) の OSNR 依存性を示す。8D-16QAM の復調器は、従来構成の最適復調器 (Optimal) を用いた場合、簡易構成および Offset Max-log-MAP アルゴリズムを用いた場合について、それぞれの Q 値を示している。この結果から、提案構成と従来構成の復調性能の差は非常に小さいことが分かる。より詳細な比較を行うため、提案する簡易復調器の最適復調器からの Q 値ペナルティの OSNR 依存性を図 4.9 に示す。ここで、各 OSNR における Normalized Max-log-MAP アルゴリズムおよび Offset Max-log-MAP アルゴリズムの α および β の最適値は、予め AWGN シミュレーションによって求めた雑音の分散 σ^2 に対する α および β の最適値から決定した。ここで、各 OSNR における雑音の分散 σ^2 は等化後の受信信号から推定した。近似誤差を補正しない Max-log-MAP アルゴリズムでは、Q 値は高 OSNR 領域では小さいが、低 OSNR 領域で増加する傾向がある。Normalized Max-log-MAP アルゴリズムおよび Offset Max-log-MAP アルゴリズムを用いた場合、全ての OSNR 領域で Q 値ペナルティが軽減され、特に低 OSNR 領域で補正無しの場合に対して改善効果が大きい。3 つの方式のうち Normalized max-log-MAP アルゴリズムの Q 値ペナルティは最小となるが、Offset Max-log-MAP アルゴリズムとの Q 値ペナルティの差は 0.01 dB 以下である。したがって Offset Max-log-MAP アルゴリズムの方が、復調性能と演算量のバランスが取れていると言える。

次に、8D-16QAM に Offset Max-log-MAP アルゴリズム構成および軟判定反復復調を適用した場合の、LDPC 復号後 BER の Pre LDPC Q 値依存性を図 4.10 に示す。誤り訂正限界が

BER= 4.0×10^{-4} の HD-FEC としてパンクチャされたリード・ソロモン符号 RS(254, 239)を想定すると、内部反復 5 回、外部反復 5 回の 8D-16QAM の Pre LDPC Q 値 5.57 dB まで誤り訂正可能であることが分かる。比較のため、従来方式である PDM-8QAM に対して外部反復を適用しない構成では、Pre-LDPC Q 値が 6.35 dB まで誤り訂正可能であることが分かる。ここで 5 回の外部反復がある 8D-16QAM の構成と外部反復のない PDM-8QAM の構成で、LDPC 復号器の内部での反復回数が同じとなるように PDM-8QAM の構成では内部反復回数を 25 回としている。この Pre-LDPC Q 値を閾値として用いると、図 4.8 に示すように、8D-16QAM と PDM-8QAM の所要 OSNR はそれぞれ 21.7 dB と 22.9 dB となる。この 8D-16QAM の所要 OSNR において、Offset-Max-log MAP アルゴリズムの最適復調器からの Q 値ペナルティは図 4.9 から 0.03 dB であることが分かる。

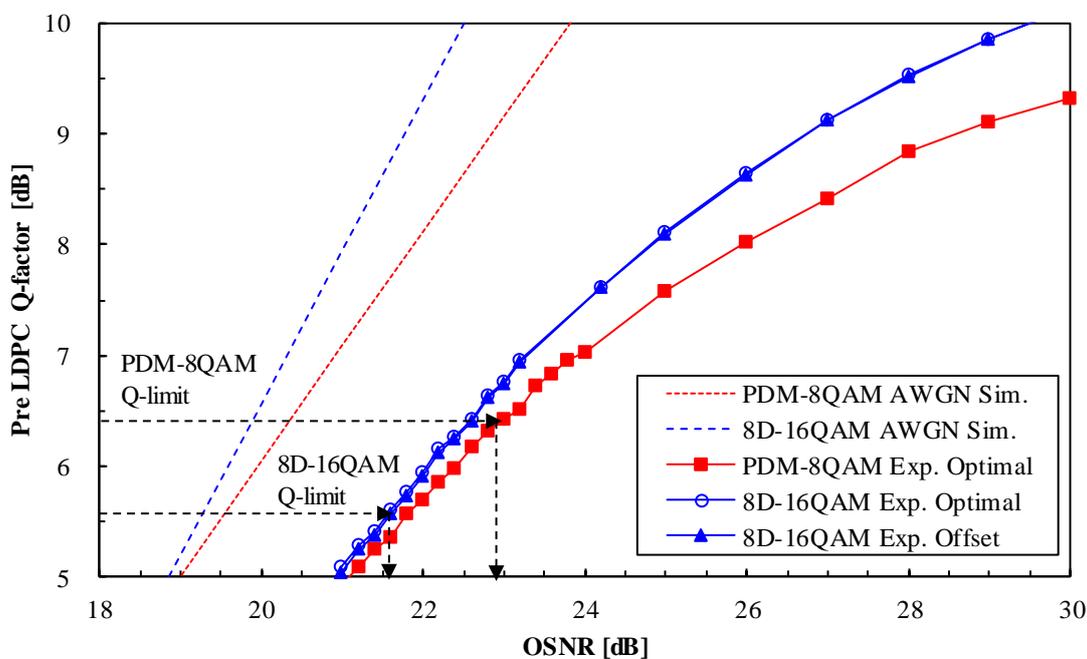


図 4.8 Back-to-back 条件における 120 GBaud 信号 LDPC 復号前 Q 値の OSNR 依存性

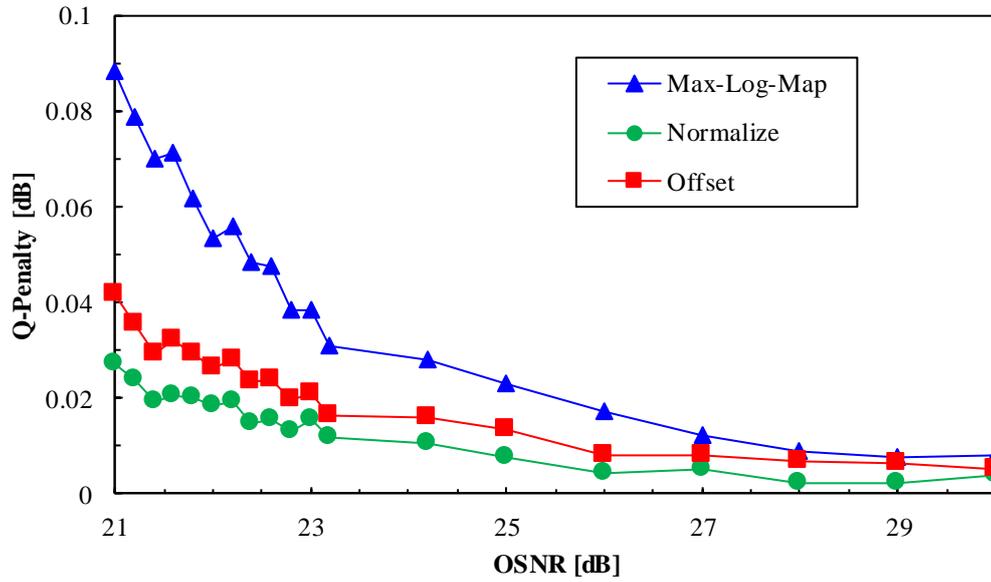


図 4.9 Back-to-back 条件における最適復調からの Q 値ペナルティの OSNR 依存性

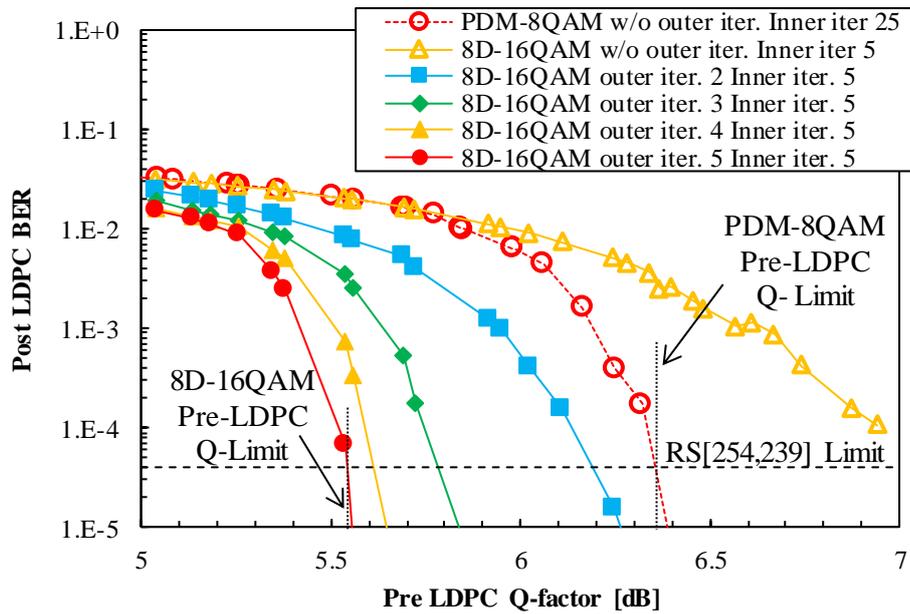


図 4.10 外部反復適用時の LDPC 復号後 BER の Pre LDPC Q 値依存性

4.3.2 WDM 構成における伝送特性評価

次に、9 チャンネル WDM 構成において伝送特性の評価を行った。中心チャネル (192.7 THz) における Pre-LDPC Q 値の伝送距離依存性を図 4.11 に示す。図 4.10 から求めた Pre LDPC Q 値の閾値を誤り訂正限界とすると、提案構成である Offset Max-log-MAP アルゴリズムに外部反復を適用した 8D-16QAM は 3900 km の伝送が可能であった。一方、従来構成である外部反復を伴わない PDM-8QAM の伝送可能距離は 2700 km であった。

次に、各アルゴリズムの最適復調器からの Q 値ペナルティの伝送距離依存性を図 4.12 に示す。Q 値ペナルティは伝送距離が長くなるにしたがって増加する。これは、伝送距離が長くなるにしたがって Q 値が小さくなるためであり、Back-to-back 構成と同様に Q 値が小さい領域で Q 値ペナルティが増加する。この Q 値ペナルティの上昇は、Normalized max-log MAP アルゴリズムまたは Offset max-log MAP アルゴリズムを適用することで低減可能であることが分かる。Q 値限界付近である 3900 km 伝送後における Offset-Max-log-MAP アルゴリズムの Q 値ペナルティは、0.03 dB 以下であった。本検討での Q 値ペナルティは、DSO によってキャプチャされた同一の受信信号において、復調方式を変更することで算出しており、受信信号に含まれる雑音量が変化する実際の伝送環境では、提案復調方式による Q 値ペナルティの影響は無視することができる。

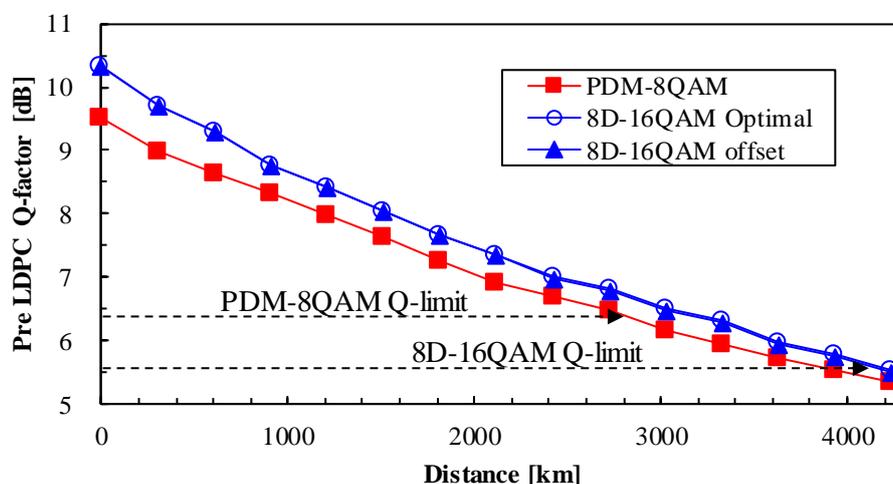


図 4.11 WDM 構成の中心チャネル(192.7 THz)における Pre-LDPC Q 値の伝送距離依存性

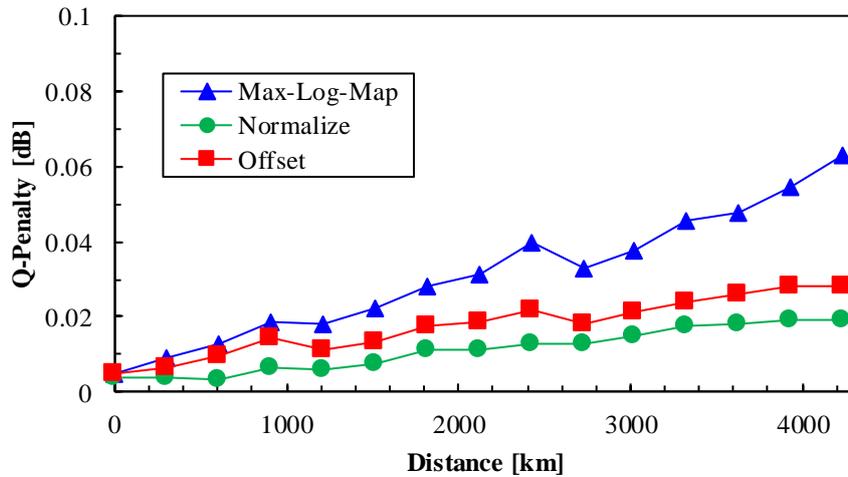


図 4.12 最適復調からの Pre LDPC Q 値ペナルティの伝送距離依存性

4.3.3 ビット演算精度依存性

実際の DSP-LSI 実装において、復調器の演算量やメモリ容量はアルゴリズムだけではなく、要求される量子化ビット数にも大きく依存する。本項では、提案する 8D-16QAM 復調アルゴリズムに必要な量子化ビット数を議論するために、受信信号に対する量子化誤差の影響について調査した。復調器への入力信号は-4 から+4 の間でクリップされ、±4 の間はミッドライズ型の量子化器によって n ビットに量子化される。2 ビットの量子化条件の例を図 4.13 に示す。

まず、Back-to-back 構成時のビット分解能依存性を評価した。Offset Max-log-MAP アルゴリズムの入力ビット分解能に対する最適復調からの Q 値ペナルティの OSNR 依存性を図 4.14 に示す。入力信号の分解能が 7 ビットの場合、8 ビットの場合と比較した Q 値ペナルティは 0.01 dB 未満であり、6 ビットの場合の Q 値ペナルティは 0.1 dB 以下であった。入力信号の分解能が 5 ビットの場合、量子化誤差の影響が大きくなり図 4.14 全ての OSNR に対して Q 値ペナルティが大きくなる。よって、提案する簡易復調器において Q 値ペナルティを 0.1 dB 以下に抑えるためには、ビット分解能は 6 ビット必要であることが分かった。

次に、WDM 伝送時の中央チャネルの Q 値ペナルティのビット分解能依存性を評価した。図 4.15 は、WDM 構成の中央チャネルにおける Offset Max-log-MAP 復調器の入力ビット分解能に対する Q 値ペナルティの伝送距離依存性を示す。WDM 伝送時においても、量子化誤差の影響は 6 ビットから顕在化し、5 ビットの場合には Q 値ペナルティが大きく増加する。量子化無しの条件において 3900 km 伝送後の LDPC 復号前の Q 値は 5.75 dB であった(図 4.11)。復調時に 6 bit 分解能を想定した際の量子化による Q 値ペナルティ 0.05 dB を考慮しても、8D-16QAM における Q 値限界 5.57 dB を上回るため、6 bit 量子化した場合にお

いても 3900 km の伝送が可能であることが示された。

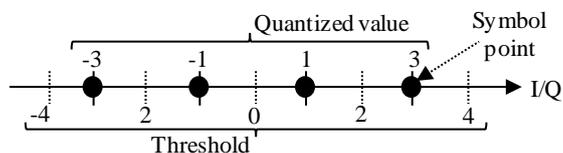


図 4.13 ミッドライズ型量子化器による 2 ビット量子化条件の例

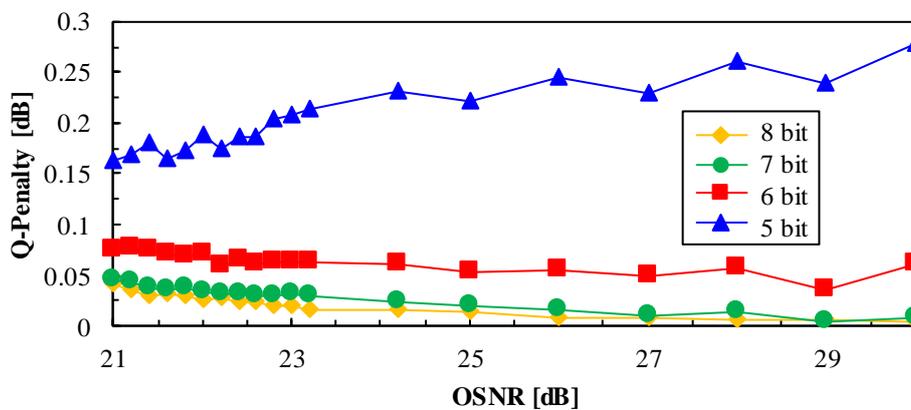


図 4.14 Back-to-back 構成時の入力ビット分解能に対する Q 値ペナルティの OSNR 依存性

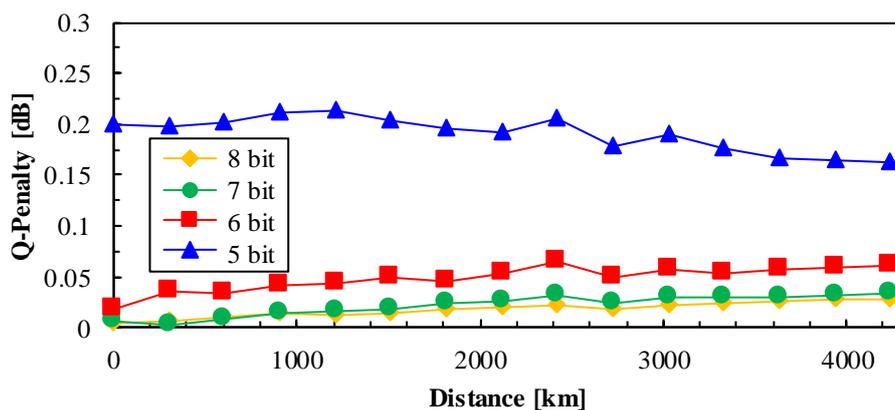


図 4.15 WDM 伝送時の中央チャンネルにおける入力ビット分解能に対する Q 値ペナルティの伝送距離依存性

4.4 結言

本章では、8D-16QAM のビット単位 LLR に基づく低演算量の反復復調方式を提案した。提案する復調方式は、16QAM のビット単位 LLR と LDPC 復号器からの事前 LLR の加算と候補ビット系列の探索のみで実現可能で、候補シンボルと受信シンボル間のユークリッド距離の計算は不要である。さらに、16QAM のビット単位 LLR と 8D-16QAM のビットマッピング規則に着目し、探索が必要となる候補シンボル数 (ビット系列数) を、従来方式の 4096 通りから 32 通りに低減した。提案する復調器の近似誤差を補正する方式として Normalized max-log-MAP アルゴリズムと Offset max-log-MAP アルゴリズムを適用し、Back-to-back 構成および WDM 伝送条件において Q 値ペナルティが低減可能であることを明らかにした。演算量と復調性能のバランスが良い Offset Max-log-MAP アルゴリズムを適用した場合、最適復調器からの Q 値ペナルティは、Back-to-back 構成および WDM 伝送条件でわずか 0.03dB であることを実験的に検証した。また、Offset Max-log-MAP アルゴリズムに外部反復を適用することにより、従来構成である外部反復無しの PDM-8QAM から 0.8 dB の Q 値限界の向上が可能であることを確認した。そして、8D-16QAM に提案する復調器を適用し、正味レート 600 Gbps, 周波数利用効率 4.8 bps/Hz で 3900 km の WDM 伝送を実証した。さらに、提案する復調器に必要なビット分解能の評価を行い、量子化ビット数が 6 ビットの場合、量子化による Q 値ペナルティが 0.1 dB 以下であることを示した。

第5章 Probabilistic shaping 技術による 波長あたりの伝送容量拡大

5.1 緒言

3章および4章では、次世代光伝送システムに求められる波長あたり 400 Gbps 以上の正味レートを持つ高速信号による数千 km 級の伝送が、多次元変調とその簡易復調法の適用により実現可能であることを示した。一方、クラウドサービスを支えるデータセンタ間の大容量通信や比較的短距離であるが大規模なデータ通信が発生する隣接した大都市間を結ぶ次世代光伝送システムには、さらなる経済化のために波長あたりの伝送容量を極限まで増加させる需要が高まっている。波長あたりの伝送容量を増加させるためには、2章で述べたように、変調速度の向上に加え多値度の増加が有効である。しかしながら、実現可能な多値数は、光伝送路における雑音だけではなく、光送受信機内部での雑音やアナログデバイスの帯域制限による干渉によっても制限を受ける。一般的に光送受信機内部での雑音や干渉は、変調速度の向上に伴い伝送帯域幅が増大するにつれて大きくなる。これは、信号電力が一定の条件下において、伝送帯域幅の増加に伴い、単位周波数あたりの信号電力が低下し、さらに、アナログデバイスの帯域制限の影響が大きくなるためである。その解決には、DAC および ADC、ドライバアンプ、光変調器、コヒーレント光受信機等のアナログデバイス技術の進展が求められる。こうしたアナログデバイス技術の進展と比較して、デジタル信号処理技術の進展に対して遅く、早期に波長あたり 1 Tbps 級信号伝送を実現するには、デジタル信号処理技術によるアナログデバイス特性の補償や高度な変復調方式による雑音耐力改善が必要となる。変復調方式に関しては、従来の 16QAM よりも多くのビットをシンボルに割り当て可能で、かつ、雑音耐力の高い変調方式が求められる。しかしながら、3章および4章で検討した多次元変復調方式では、シンボルあたりに割り当てるビット数を増加させると、候補シンボル数が爆発的に増加し、復調処理の簡易手法を用いても信号処理の実装は困難である。

本章では、広帯域なアナログデバイスとデジタル信号処理技術による特性補償により生成した高速・高多値信号に対して、Probabilistic shaping 技術を適用し、波長あたり 1 Tbps 級の信号を用いた WDM 伝送を検討する。まず、変調多値度が大きな領域において雑音耐力の改善が可能となる Probabilistic shaping の原理とその現実的な構成方式である PAS (Probabilistic Amplitude Shaping) 方式に説明する。次に、広帯域アナログデバイスとデジタル信号処理技術による高速・高多値信号を用いた WDM 伝送実験の研究動向を述べる。そして、高速信号に Probabilistic shaping 技術を実際に適用し、伝送実験により波長あたりの伝送容量が 1 Tbps 以上の 100 km 級の WDM 伝送を実証する。

5.2 Probabilistic shaping 技術

本節では、Probabilistic shaping 技術の基本的な概念を説明し、デジタル変復調方式で一般的な離散値の変調信号における Probabilistic shaping 技術の実現方法について述べる。

Probabilistic shaping 技術は、送信信号の電力が一定である前提のもと、式(5.1)で表される相互情報量 $I(X;Y)$ を、送信信号の設計を変更することで最大化する。

$$I(X;Y) = H(X) - H(X|Y) \quad (5.1)$$

ここで、 X および Y は、事象 X および事象 Y を表し、通信において、送信メッセージが X 、伝送路において雑音が付加された後の受信信号が Y に対応する。 $H(X)$ は送信メッセージの平均エントロピーを表し、 $H(X|Y)$ は受信信号 Y を受けたもとの送信メッセージに関して残留している不確定性に対応するエントロピーである。相互情報量 $I(X;Y)$ は、雑音を含む伝送路で正しく伝送された情報量を表しており、送信メッセージの平均電力一定の条件の下で X の確率分布を変更することにより、伝送路で付加される雑音量が同じ環境において、相互情報量 $I(X;Y)$ を向上することが可能であり、その時の最大値が通信路容量である。伝送路の雑音の確率密度関数がガウス分布に従う時の最大相互情報量が、シャノン・ハートレーの定理で知られる帯域 B のなかでの通信路容量 C であり、次式で与えられる[87]。

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (5.2)$$

ここで、 S は信号電力、 N は雑音電力を表す。

送信メッセージが離散値を取る場合においても、送信メッセージの分布形状を変更することで相互情報量を向上することができる。連続値を取る場合のように解析的に最適な分布形状を求めることは困難であるが、送信メッセージがマクスウェル・ボルツマン分布に従うと仮定することで試行錯誤的に探索した最適な分布に従う場合に近い相互情報量が得られることが報告されている[88]。

具体的な符号化・復号および変復調の方式として、アナログモデルの標準規格である V.34 において Shall mapping 方式が採用されている[89]。Shall mapping 方式では、合計電力が小さいシンボル系列からトレリス構造を用いて送信メッセージとして採用し、誤り訂正符号として TCM を用いることで、送信メッセージの分布を変化させることなく符号化を行う[90]。また、近年、LDPC 符号などの高性能な SD-FEC を適用可能な PAS 方式が提案され、光伝送分野において注目を集めている[88]。

5.2.1 Probabilistic Amplitude Shaping 方式

本項では、Probabilistic shaping 技術の実現手法の 1 つである PAS 方式について説明する [88]. 図 5.1 に PAS 方式における送信端ブロックを示す. 送信ビットは 2 系統に分岐され, そのうち 1 系統は Distribution Matcher (DM) に入力される. DM はビット系列をある確率分布を持つシンボル系列に変換する機能を有し, PAS 方式における DM では振幅が正のシンボル系列を出力する. DM 出力シンボル系列における各振幅の出現頻度を図 5.1 (a)に示す. DM には複数の実装方式[91]-[93]が提案されているが, 基本的にフレーム長 k_{in} の入力ビット系列を, フレーム長 k_{out} の出力シンボル系列に 1 対 1 対応させる. また, DM の動作は複数の振幅レベルのパルス位置で情報を表す多値のパルス位置変調 (PPM: Pulse-Position Modulation) と捉えることができる. DM から出力されたシンボル系列は Gray デマッピングにより再度ビット系列に変換され, DM に入力されなかったビット系列と多重後, 誤り訂正符号化器 (FEC Enc.: Forward Error Correction Encoder) に入力される. FEC Enc.ではパリティビットを計算し, パリティビットのみを出力する. パリティビットは DM に入力されなかったビット系列と多重される. 多重後のビット系列長は DM 出力シンボル系列長と同じとなり, ビットの値 $\{0, 1\}$ で -1 のべき乗を取ることで正負の符号 $\{1, -1\}$ に変換後, DM 出力シンボルに乗算されて出力される. PAS 方式における送信端ブロックの出力シンボルの出現頻度を図 5.1 (b)に示す. PAS 方式では, パリティビットの確率がランダムになる FEC を用いれば, DM 出力シンボル系列の平均電力と PAS 出力シンボルの平均電力は等しくなる. また, 図 5.1 に記載の PAS 構成を 2 系統用意し, IQ 軸にそれぞれマッピングすることで Probabilistically Shaped (PS) QAM を生成することができる.

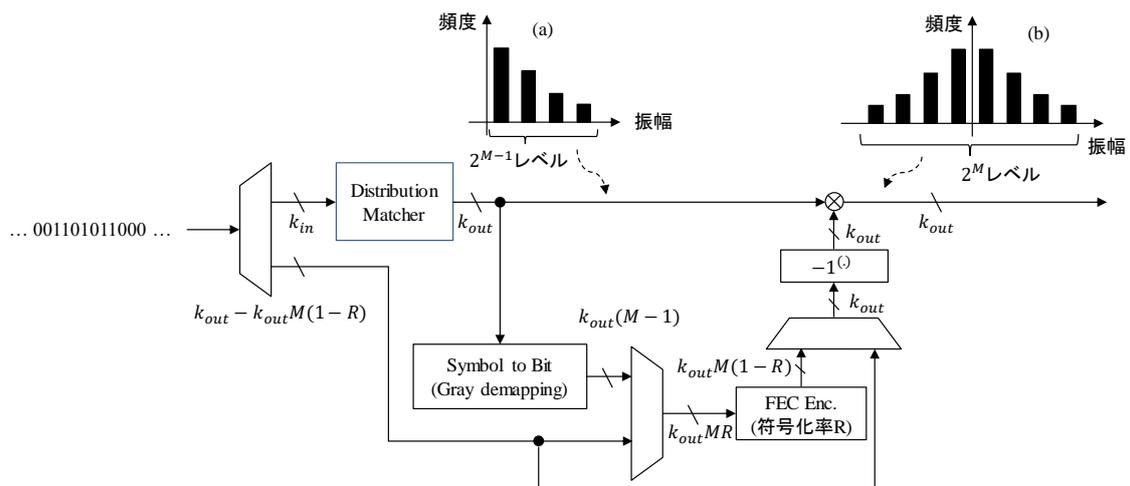


図 5.1 PAS 方式における送信端ブロックとシンボル出現頻度: (a)DM 出力, (b)PAS 出力

次に、PAS 方式においてシンボルあたり（タイムスロットあたり）に送信される正味ビット数について述べる。PAS 出力シンボルの振幅レベル数が 2^M 、符号化率 R の FEC を用いる場合、FEC Enc.において出力されるパリティビット数は $k_{out}M(1-R)$ であることから、DM に入力されないビット数は $k_{out} - k_{out}M(1-R)$ と求められる。また、DM に入力されるビット数は k_{in} であるため、フレームあたりに割り当てられるビット数は $k_{in} + k_{out} - k_{out}M(1-R)$ である。PAS 出力フレーム長は DM フレーム出力長 k_{out} と同じであるから、シンボルあたりの正味ビット数 I_{PAS} は次式で求められる。

$$I_{PAS} = \left(\frac{k_{in}}{k_{out}} + 1 \right) - M(1-R) \quad (5.3)$$

ここで、式(5.3)の右辺第 1 項の括弧は、5.2.2 小節で説明するレート損失が発生しない場合、PAS 出力振幅 s_m のエントロピー $H(s_m)$ と一致する。つまり、あるシンボルの確率分布を設定した場合の PAS 方式において理論限界は次式で求められる。

$$I_{PAS}^{ideal} = H(s_m) - M(1-R) \quad (5.4)$$

また、設定する確率分布によっても PAS 方式の性能は変化する。マクスウェル・ボルツマン分布に従う確率分布を与えることで、PAS 出力シンボルの平均電力と割り当て可能なビット数のトレードオフにおいて良い特性を示すことが知られている[88]。

次に、図 5.2 に示す PAS 方式における受信端での処理について述べる。受信信号は実部と虚部に分離され、Bit-metric Decoder においてシンボル毎にビット単位 LLR $L_k(b_i)$ を次式により算出する。

$$L_k(b_i) = \log \frac{\sum_{s_m \in S(b_i=0)} P(s_m) \exp\left(-\frac{|s_m - x_k|^2}{2\sigma^2}\right)}{\sum_{s_m \in S(b_i=1)} P(s_m) \exp\left(-\frac{|s_m - x_k|^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (5.5)$$

ここで、 x_k はタイムスロット k における受信信号の実部または虚部、 s_m は PAS 出力振幅、 $P(s_m)$ は振幅 s_m の確率分布、 $S(b_i = 0, 1)$ は Gray mapping 時の i 桁目のビットが 0 または 1 となるシンボルの部分集合、 σ^2 は雑音の分散を表す。算出されたビット単位 LLR $L_k(b_i)$ を用いて誤り訂正復号 (FEC Dec.: FEC Decoding) が行われる。誤り訂正後のビット系列は 2 系統に分岐され、そのうち 1 系統は Gray Mapping によりシンボル系列に変換後、DM の逆操作である Inverse DM により DM 入力ビット列が復元される。そして、もう一方の系統のビット系列と多重され、受信ビット系列として出力される。PAS 方式では FEC Dec.で誤りが完全に訂正される場合、Inverse DM において必ず送信したビット系列が復元可能となる。そのため、近年光伝送において用いられる高性能な SD-FEC を用いれば、Inverse DM における誤り伝搬の影響は無視することができる。

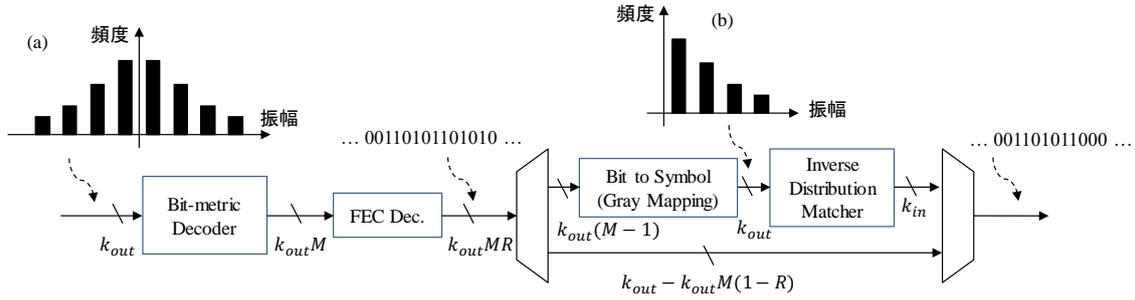


図 5.2 PAS 方式における受信端ブロックと信号振幅出現頻度: (a) Bit-metric Decoder 入力, (b) Inverse DM 入力

5.2.2 Constant Composition Distribution Matcher

DM および Inverse DM は PAS 方式において重要な役割を果たす. 本検討では, 出力シンボル系列に含まれる各振幅の出現頻度が各フレームにおいて等しくなる Constant Composition Distribution Matcher (CCDM) [91]を用いる. CCDM はフレーム長 k_{out} に対して, 使用するシンボルの振幅 $a_m = \{1, 3, 5, 7, \dots\}$, および, $k_{out} = \sum_m n(a_m)$ を満たす各振幅の出現回数 $n(a_m)$ を設定する. 図 5.1 (a)に示すように振幅 a_m は Amplitude Shift Keying (ASK) の正の振幅を使用し, m は 1 から $2^M - 1$ である. 次に, この条件において設定可能な入力ビット系列のフレーム長 k_{in} , すなわち, DM 入力ビット数について説明する. まず, a_m を要素とする長さ k_{out} のベクトル \mathbf{a} の集合 \mathcal{A} を考える. \mathcal{A} の要素数 $n(\mathcal{A})$ は, k_{out} 中に $n(a_m)$ ずつ含まれる a_m の並び替えの総数であり, 次式で求められる.

$$n(\mathcal{A}) = \frac{(k_{out})!}{\prod_m \{n(a_m)\}!} \quad (5.6)$$

同様に, 入力ビット系列について, ビット $b_m = \{0, 1\}$ を要素とする長さ k_{in} のベクトル \mathbf{b} の集合 \mathcal{B} を考えると, \mathcal{B} の要素数 $n(\mathcal{B})$ は次式で求められる.

$$n(\mathcal{B}) = 2^{k_{in}} \quad (5.7)$$

集合 \mathcal{B} から集合 \mathcal{A} へ単射が可能となるためには, 次式を満たす必要がある.

$$n(\mathcal{B}) \leq n(\mathcal{A}) \quad (5.8)$$

ここで, 式(5.8)に式(5.6)と式(5.7)代入し, 両辺の対数をとることにより, 次式が得られる.

$$k_{in} \leq \log_2 \frac{(k_{out})!}{\prod_m \{n(a_m)\}!} \quad (5.9)$$

DM では入出力の系列が 1 対 1 対応, すなわち, 全単射となる必要がある. そこで, 集合 \mathcal{B}

と全単射となる集合 \mathcal{A} の部分集合 \mathcal{A}' を考える. 定義より \mathcal{A}' の要素数は $n(\mathcal{A}') = n(\mathcal{B})$ であり, 式(5.9)の左辺は DM 入力ビット数に対応しており自然数である. 式(5.9)を満たす最も大きい自然数を k_{in} と設定すると, 床関数 $\lfloor \cdot \rfloor$ を用いて k_{in} は次式で表される.

$$k_{in} = \left\lfloor \log_2 \frac{(k_{out})!}{\prod_m \{n(a_m)\}!} \right\rfloor \quad (5.10)$$

これが設定される DM 入力ビット長となる. すなわち, CCDM では, 振幅 a_m のシンボルの並び替えで表現できる系列のうち $2^{k_{in}}$ 通りのみを使用する. 最も単純な CCDM の実装法として, $2^{k_{in}}$ 通りの入力ビット系列に対して出力シンボル系列をルックアップテーブルによって出力する方式が考えられるが, テーブルサイズが指数関数で増加するため系列長を長くすることは困難である. 効率的な CCDM の実装法として情報源の可逆圧縮・解凍に用いる算術符号化を応用した方式が提案されている[91][94]. 一般的に可逆圧縮は, 確率分布が偏ったデータを符号長の短いランダムなデータに 1 対 1 変換する操作であり, 解凍はその逆操作に対応する. CCDM の動作は算術符号化の解凍操作に対応しており, [91][94]の方式を用いることで, 入力ビット系列を所望の出現頻度を持つシンボル系列に逐次的に変換することができる. 同様に, CCDM における Inverse DM についても算術符号化の圧縮操作を応用して実現可能である.

次に, CCDM の特性について説明する. CCDM の特性は a_m のエントロピー $H(a_m)$ とレート損失 R_{loss} で表現される. エントロピー $H(a_m)$ は, 出力されるシンボルの出現確率 $P(a_m)$ から次式で求められる.

$$H(a_m) = - \sum_m P(a_m) \log_2 P(a_m) \quad (5.11)$$

また, レート損失 R_{loss} は, エントロピー $H(a_m)$ と, CCDM によって実際に割り当てたシンボルあたりのビット数 k_{in}/k_{out} の差分で表される.

$$R_{loss} = H(a_m) - \frac{k_{in}}{k_{out}} \quad (5.12)$$

$P(a_m) = n(a_m)/k_{out}$ を固定し, k_{out} の大きさを変化させると, $H(a_m)$ は式(5.11)から一定であることが分かるが, k_{in}/k_{out} は式(5.10)から k_{out} の大きさによって変化することが分かる. 図 5.3 に, $P(a_m) = \{0.55, 0.31, 0.10, 0.04\}$ とした場合の, シンボルあたりのビット数 k_{in}/k_{out} の DM 出力シンボル長 k_{out} 依存性を示す. DM 出力シンボル長 k_{out} が大きくなるにつれてシンボルあたりのビット数 k_{in}/k_{out} が増加し, $H(a_m)$ に漸近していることが分かる. これは, 式(5.6)から分かるように, k_{out} を大きくすると, 場合の数 $n(\mathcal{A})$ が $k_{out} \log_2 k_{out}$ のオーダーで増加するためである. また, 図 5.3 と同じ条件におけるレート損失 R_{loss} の DM シンボル出力長 k_{out} 依存性を図 5.4 に示す. DM シンボル出力長 k_{out} を増やすことで, レート損失 R_{loss} を低減することが可能であることが分かる.

k_{out} が小さく、レート損失が存在する場合、DM から出力される振幅の確率分布が同じであっても、シンボルあたりのビット数 k_{in}/k_{out} が小さくなる。別の表現をすると、同じシンボルあたりのビット数 k_{in}/k_{out} を実現するためには、レート損失 R_{loss} 分だけエントロピー $H(a_m)$ が大きくなるようにシンボル出現確率 $P(a_m)$ を変更する必要がある。エントロピー $H(a_m)$ は各振幅における $P(a_m)$ が全て等しい場合に最大となり、エントロピーを増加させるように $P(a_m)$ を変更すると、均一分布に近づく。その結果、シンボルの平均電力が増加し、SNR 耐力の低下を招く。

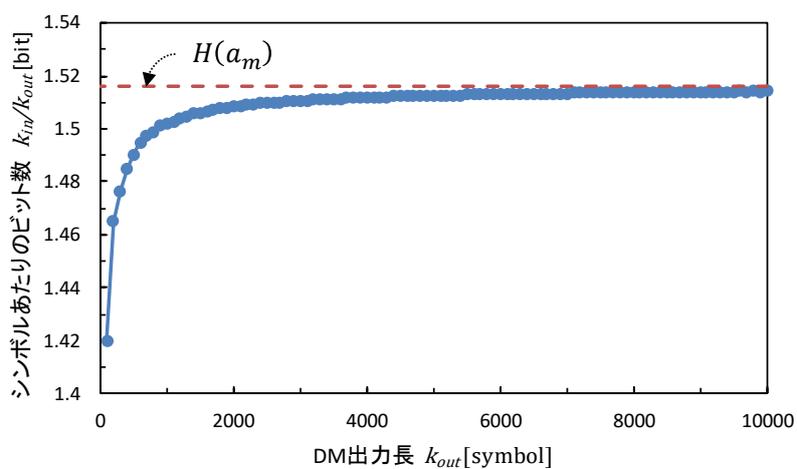


図 5.3 CCDM におけるシンボルあたりのビット数の DM 出力長依存性,
 $P(a_m) = \{0.55, 0.31, 0.10, 0.04\}$.

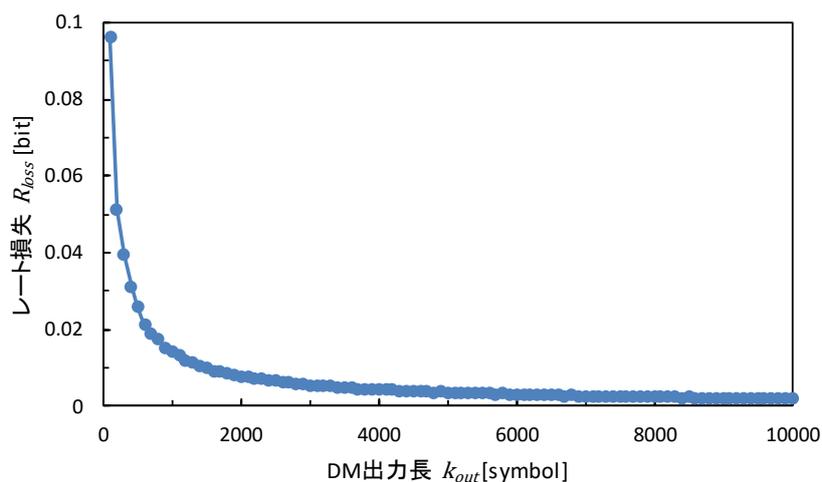


図 5.4 CCDM レート損失の DM 出力長依存性, $P(a_m) = \{0.55, 0.31, 0.10, 0.04\}$.

5.2.3 規格化一般化情報量による PAS 信号の評価

PAS 方式において振幅の正負の符号に対してパリティビットを割り当てるため、SD-FEC はバイナリ形式のものを用いることが一般的である。5.2.1 小節で記載の通り、PAS 方式は、Inverse DM 前段の SD-FEC によりエラーフリーとなることを前提とした方式であるため、誤り訂正後にエラーフリーとなるかどうか伝送特性を評価するうえで非常に重要である。伝送特性を実験において評価する際には類似の特性を持つ誤り訂正符号を用いるか、誤り訂正前の指標を用いてエラーフリー伝送が可能であるかを判断する必要がある。本小節では、その判断の指標となる規格化一般化相互情報量(NGMI: Normalized Generalized Mutual Information)[95]について、PAS 方式の場合[96]を中心に説明する。

バイナリ形式の SD-FEC による復号の際、復号器に入力されるビット単位 LLR と送信ビットの相互情報量が重要となる。この相互情報量は、理想的な誤り訂正符号を用いることでエラーフリー伝送可能なビット数である。現実的に実装可能な誤り訂正符号で同じビット数をエラーフリー伝送するためには、理想的な誤り訂正符号を用いる場合よりも大きな相互情報量が必要となる。一般的にバイナリ形式の SD-FEC 単体の特性は BPSK 変調の AWGN 通信路によって評価される。変調フォーマットと通信路を固定した場合、相互情報量と誤り訂正前の BER の関係性は 1 対 1 の関係となるため、従来の HD-FEC の場合と同じように、SD-FEC 後にエラーフリー伝送が可能となる誤り訂正前の BER を閾値として用いることで伝送性能を評価することが可能である。しかしながら、SD-FEC 単体の評価に用いた変調フォーマットと異なるものを用いる場合、相互情報量と誤り訂正前の BER の関係は BPSK の時とは異なる。例えば、BPSK よりもシンボルの振幅レベルの多い多値変調を用いる際には、1 つのシンボルに対して複数のビットが割り当てられており、それぞれのビットレベルに対応したビット単位 LLR の持つ相互情報量は BPSK の時とは異なる。すなわち、BPSK において評価された SD-FEC の閾値を、多値変調における SD-FEC 復号前 BER に適用することは適切でない。そのため、変調方式に依存せずバイナリ形式の SD-FEC がエラーフリー復号可能かどうかを判断する指標として、復号器に入力されるビット単位 LLR と送信ビットから求められる NGMI が用いられる。NGMI は一般化相互情報量(GMI: Generalized Mutual Information)をシンボルあたりのビット数で規格化したものである。

GMI は伝送後の受信信号 1 シンボルが持つ情報量を表しており、PAS 方式の場合、式(5.13)に示すように受信 LLR と送信ビットからモンテカルロ法によって求めることができる[95]。

$$I_{GMI} \approx H(s_m) - \frac{1}{N} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \log_2 [1 + \exp\{-(-1)^{b_{m,n}} l_{m,n}\}] \quad (5.13)$$

ここで、 N は GMI の計算に用いるシンボル数、 n は n 個目のシンボルを表すインデックス、 M はビットレベル数、 m はビットレベルの m 桁目、 $b_{m,n}$ および $l_{m,n}$ は n 個目のシンボルにおける m 桁目の送信ビットと受信 LLR である。また、式(5.13)における $H(s_m)$ は、振幅 s_m のシンボルの確率分布を $P(s_m)$ とした時の s_m のエントロピーであり、式(5.13)はレート損失がない理想的な DM を用いた際の GMI である。DM においてレート損失が存在する場合、DM への入力ビットフレーム長 k_{in} と出力シンボルフレーム長 k_{out} を用いて、GMI は式(5.14)で近似的に表すことができる。

$$I'_{GMI} \approx \left(\frac{k_{in}}{k_{out}} + 1 \right) - \frac{1}{N} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \log_2 [1 + \exp\{-(-1)^{b_{m,n}} l_{m,n}\}] \quad (5.14)$$

次に、式(5.13)および式(5.14)の右辺第 2 項について説明する。4.2.3 小節に記載した通り、LLR の正負の符号は硬判定時の受信ビット、LLR の絶対値は受信ビットの信頼度を表している。ここで、LLR の硬判定時にビット誤りが発生しないような雑音の小さな伝送路では $(-1)^{b_{m,n}} l_{m,n} > 0$ であり、LLR の信頼度が大きいと考えられるため、 $\exp\{-(-1)^{b_{m,n}} l_{m,n}\} \rightarrow 0$ となり、結果として $\log_2 [1 + \exp\{-(-1)^{b_{m,n}} l_{m,n}\}] \rightarrow 0$ となる。すなわち、伝送路の雑音が小さい条件において、式(5.13)および式(5.14)の右辺第 2 項は 0 となる。また、雑音が大きくなると、 $(-1)^{b_{m,n}} l_{m,n} < 0$ となるケースが増加する。そのため、右辺第 2 項は増加し、GMI は減少する。以上から、右辺第 2 項は相互情報量の定義 $I(X;Y) = H(X) - H(X|Y)$ における伝送路の曖昧さを表す条件付きエントロピー $H(X|Y)$ に対応することが分かる。

GMI は受信信号 1 シンボルが持つ情報量であり、理想 DM および理想 FEC を用いた場合に通信可能な伝送容量に対応する。一方、PAS 方式における送信端において設定される 1 シンボルあたりの情報量(ビット数)は式(5.4)から求められる。よって、PAS 方式において理想 DM および理想 FEC を想定した場合、エラーフリー伝送を実現するための条件は次式で表される。

$$I_{GMI} \geq I_{PAS}^{ideal} \quad (5.15)$$

式(5.4)を式(5.15)に代入し、次式を得る。

$$I_{GMI} \geq H(S_m) - M(1 - R) \quad (5.16)$$

さらに、式(5.16)を符号化率 R について整理すると、

$$R \leq 1 - \frac{H(S_m) - I_{GMI}}{M} \quad (5.17)$$

となる。式(5.17)は符号化率 R の理想 FEC を用いた場合にエラーフリー伝送が実現可能とな

る条件を表しており，式(5.17)の右辺が NGMI として定義される[96].

$$I_{NGMI} = 1 - \frac{H(S_m) - I_{GMI}}{M} \quad (5.18)$$

また，式(5.18)に式(5.13)を代入し，NGMI は次式で求められる．

$$I_{NGMI} \approx 1 - \frac{1}{MN} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \log_2[1 + \exp\{-(-1)^{b_{m,n}} l_{m,n}\}] \quad (5.19)$$

現実的な FEC において，エラーフリー復号を実現するために必要な情報量 $I_{threshold}$ は符号化率 R よりも大きい必要があり， $R < I_{threshold}$ を満たさなければならない． $I_{threshold}$ は用いる FEC の実装方法によって異なり，FEC 単体の特性に依存するが，変調方式には依存しない値である．つまり，FEC の評価を行う際に $I_{threshold}$ をあらかじめ求めておけば，変調方式や PAS 方式における振幅の確率分布のエントロピーが異なる場合においても， $I_{threshold}$ と伝送後の NGMI を用いることで，エラーフリー復号が可能かどうかを判断することができる．そのため， $I_{threshold}$ を想定する FEC の NGMI 閾値と呼ぶことにする．

図 5.5 に 82 GBaud の PS PDM-256QAM および PDM-64QAM の AWGN 環境シミュレーションによる NGMI の OSNR 依存性を示す．ここで，FEC は DVB-S2 において標準化された符号化率 5/6 の LDPC 符号[66]と BCH 符号(30832/30592) [97]を接続させた冗長度の合計が 21%となる FEC を想定した．その場合の NGMI 閾値は 0.857 である[98]．また，DM および FEC による冗長度を除いた PS PDM-256QAM のシンボルあたりのビット数は，同じく FEC による冗長度を除いた PDM-64QAM と同じ 9.96 bit に設定した．PS 方式の適用により，NGMI 閾値において約 1 dB の雑音耐力向上が得られることが分かる．

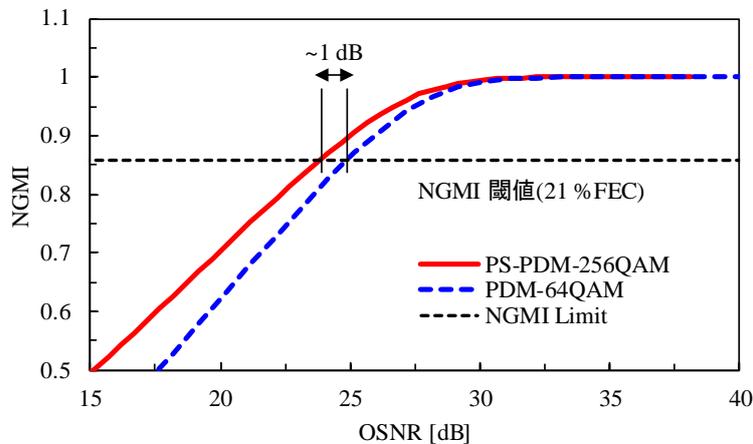


図 5.5 PS PDM-256QAM および PDM-64QAM の NGMI の OSNR 依存性

5.3 高速信号への Probabilistically shaped QAM の適用

本節では、高速・多値 QAM 信号に Probabilistic shaping 技術を適用した伝送実験を実施し、波長あたり 1 Tbps を超える数百 km 級の WDM 伝送が実現可能であることを示す。

近年、送受信機特性のデジタル信号処理による精密補償技術[30]や、複数の低速信号から高速信号を合成する帯域ダブラ技術[99]、InP (Indium Phosphide)などの化合物半導体デバイスの進展による広帯域光フロントエンド技術[17]等を用いた高速信号における多値 QAM 信号の生成・受信技術が進展している。図 5.6 に高速信号による WDM 伝送実験の研究動向を示す[62][71][100]-[106]。波長あたりの容量は、シンボルあたりのビット数と変調速度 (シンボルレート) の積で表され、図 5.6 では等高線として破線で示している。また、図 5.6 のシンボルあたりのビット数は、FEC 冗長度や受信機でのデジタル信号処理による等化用の既知信号を除いた後の値を用いている。

本節では、Probabilistic shaping 技術の高速信号への適用性と WDM 伝送における伝送性能を評価するために実施した伝送実験について述べる。まず、デジタル信号処理による高精度な校正技術により高速な高多値信号を生成し、波長あたりの伝送容量が 800 Gbps の PS-QAM 信号の WDM 伝送性能の検証[98]について説明する (図 5.6 ①)。次に、帯域ダブラによる高速信号生成技術を用いて変調速度の制約を緩和し、波長あたりの伝送容量が 1 Tbps となる PS-QAM 信号の WDM 伝送実験[107]を行った結果について述べる (図 5.6 ②)。さらに、帯域ダブラを集積した超広帯域光フロントエンド回路を用い、波長あたりの伝送容量が 1.3 Tbps となる PS-QAM 信号の WDM 伝送実験[108]を行った結果について述べる (図 5.6 ③)。

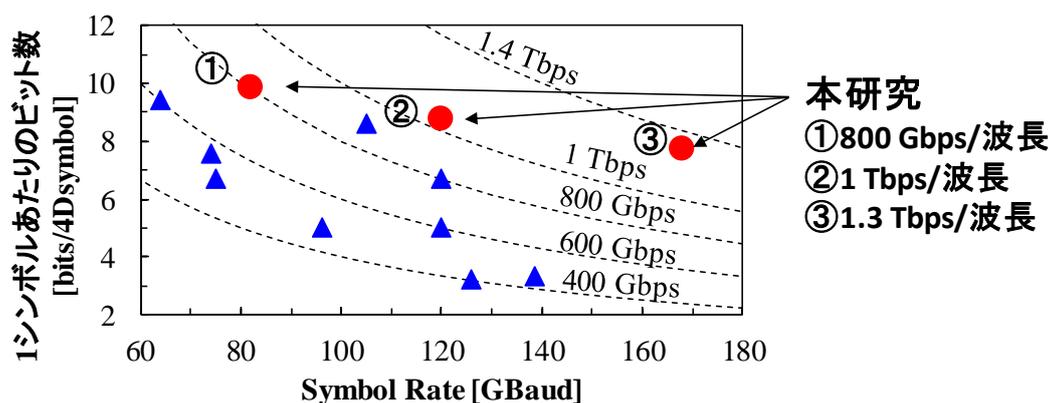


図 5.6 高速信号による WDM 伝送実験の研究動向と本研究の位置付け

5.3.1 82 GBaud PS-256QAM 信号を用いた 800 Gbps/λ 伝送実験

本小節では、帯域ダブラを使用して生成した 82 GBaud PS-256QAM 信号による、波長あたりの伝送容量が 800 Gbps となる WDM 伝送実験について述べる。

まず、PS-256QAM 信号の生成について説明する。送信ビットは 23 段の PRBS 系列を用い、CCDM[91]によりマクスウェル・ボルツマン分布に従うシンボル系列にエンコードした。エンコード後の QAM シンボルに割り当てるビット数は 6.34 bit に設定した。確率分布が整形された信号に、PAS 方式[88]により誤り訂正符号のパリティビットを付加した。誤り訂正符号として DVB-S2[66]において定義された符号化率 5/6 (64800, 54000)の LDPC 符号を適用した。LDPC 符号におけるエラーフロアの排除のため、 5×10^{-5} の BER が誤り訂正限界の BCH (30832, 30592) 符号[97]の HD-FEC を外符号として想定する。合計での符号化率は 0.827 で、冗長度は 21%となる。また、1 シンボルあたりのビット数は、偏波多重信号において 9.96 bit/4D-symbol となる。シンボルマッピング後、332,100 シンボルで構成される各フレームに、受信機での同期処理および等化処理に用いる 1.14%のパイロット信号を挿入する。パイロット信号には QPSK を用いた。パイロット信号挿入後のフレームあたりの合計シンボル数は 335,872 となる。以上より、パイロット信号および FEC パリティ除去後における 82 GBaud PS PDM-256QAM の波長あたりの伝送容量は 807 Gbps となる。

AWGN 環境におけるモンテカルロシミュレーションにより取得した、PS PDM-256QAM の LDPC 復号後のウォータフォール特性 (NGMI に対する Post LDPC BER 特性) を図 5.7 に示す。LDPC 符号による反復復調には sum-product アルゴリズムを用い、反復回数は 50 回とした。LDPC 復号後 BER の HD-FEC 閾値を 5×10^{-5} とすると、NGMI の閾値は 0.857 であった。

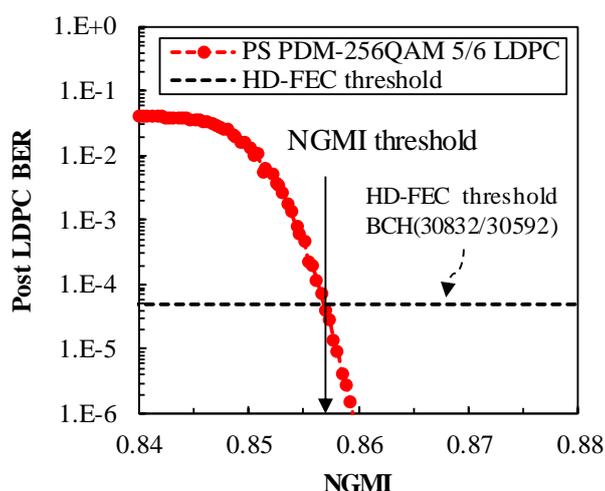


図 5.7 PS PDM-256QAM の LDPC 復号後のウォータフォール特性

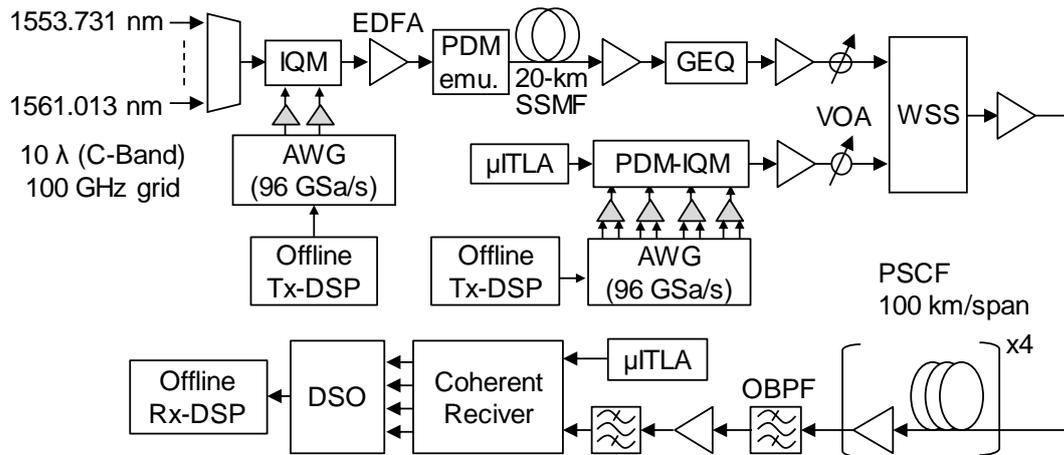


図 5.8 80 GBaud PS-256QAM WDM 伝送実験系

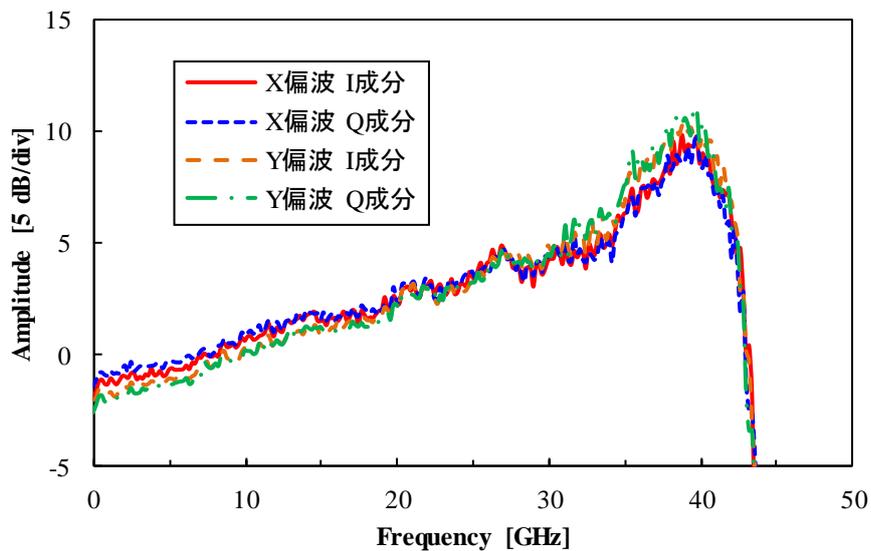


図 5.9 Tx-DSP において予等化した周波数応答

82 GBaud PS PDM-256QAM の WDM 伝送実験系を図 5.8 に示す。オフライン DSP では、Tx-DSP と Rx-DSP において送信機側と受信機側のそれぞれの周波数応答を個別に補正するため、精密校正スキームを予め実施している[30]。図 5.9 に、Tx-DSP において予等化した周波数応答を示す。

変調用の電気信号は、アナログ帯域が 32 GHz、サンプリング速度 96 GSa/s の 4ch 任意波形発生器 (AWG: Arbitrary Waveform Generator) により生成した。AWG に入力するデジタル波形は、オフライン Tx-DSP を用いて以下に記載するナイキストフィルタリングと送信機特性補償用のデジタル予等化を適用している。PS PDM-256QAM 信号は、ロールオフ係数 0.1

のルートレイズドコサインフィルタで整形する。そして、振幅と位相応答を含む送信機の周波数応答を、予め最適化した 501 タップのデジタル線形等化器により予等化する。AWG から出力された電気信号は、35 GHz 帯域幅の差動型ドライバアンプにおいて増幅後、35 GHz 帯域幅を持つ偏波多重型 IQ 変調器 (PDM-IQM: Polarization Division Multiplexed IQ Modulator) に入力され、変調速度が 82 GBaud の PS PDM-256QAM の光信号が生成される。測定用の中心チャンネルでは、送信側の変調器への入力光源および受信機の局部発振光としてフォームファクタが μ ITLA の ECL (External Cavity Laser) 光源を用い、全ての ECL のレーザ線幅は 100 kHz 未満である。

上記の測定チャンネルに加え、干渉チャンネル用の WDM 信号を生成するため、波長範囲が 1553.731 nm~1561.013 nm、チャンネル間隔が 100 GHz の 10 個の CW 光を多重し、単一偏波用の IQM に入力して PS-256QAM 信号を生成する。変調後の信号は偏光ビームカップラと遅延線による偏波多重エミュレータ (PDME: Polarization Division Multiplexing Emulator) に入力され、偏波多重信号が生成される。生成された干渉チャンネル用の WDM 信号は、20 km の標準シングルモードファイバ (SSMF: Standard Single Mode Fiber) に入力し、波長チャンネル間の無相関化を行った。測定用の主信号と干渉チャンネルの WDM 信号は波長選択スイッチ (WSS: Wavelength Selectable Switch) によって多重化される。WSS による多重時には主信号と同じ波長の干渉チャンネルの光源はオフにしている。利得等化器 (GEQ: Gain Equalization) を使用して多重後の WDM 信号の電力スペクトルを平坦化した。図 5.10 に送信端における 10 チャンネル WDM 信号の光スペクトルを示す。

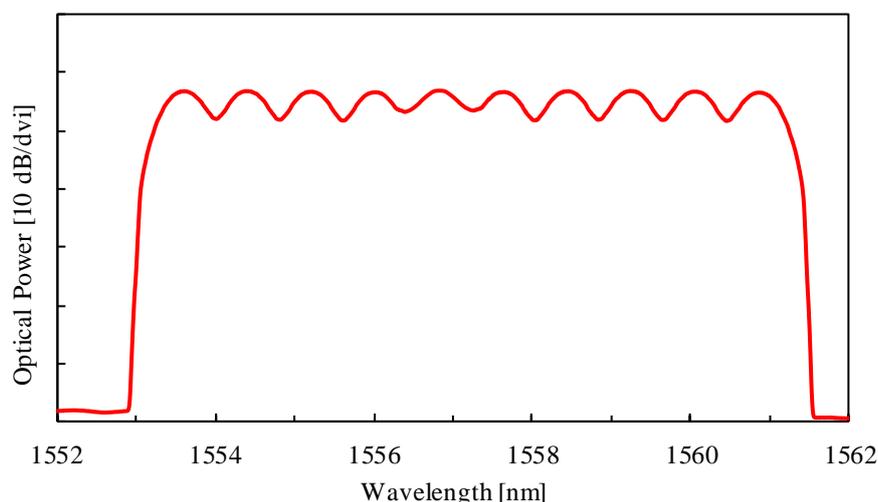


図 5.10 送信端における 10 チャンネル WDM 信号の光スペクトル

生成された 10 チャンネルの WDM 信号は、損失係数が約 0.17 dB/km で実効コア段面積 A_{eff} が $110 \mu\text{m}^2$ の純シリカコアファイバ (PSCF: Pure Silica Core Fiber) に入力される。PSCF は 1

スパンあたり 100 km であり，最大 4 スパンのストレートライン系を構築した．各スパンにおける損失は EDFA によって補償される．Back-to-back 構成 (0 km) および 400 km 伝送後の OSNR は，それぞれ 38.1 dB と 31.3 dB であった．

受信端において，WDM 信号は 0.8 nm の光バンドパスフィルタ (OBPF: Optical Band Pass Filter) によって測定波長チャンネルを抽出し，測定チャンネルの信号は EDFA によって増幅後，光コヒーレント受信機に入力される．光コヒーレント受信機は偏波位相ダイバーシティ光ハイブリッド (DPOH: Dual Polarization Optical Hybrid) 回路と 4 つの 43 GHz 帯域幅を持つバランス型光検出器 (BPD: Balanced Photo Detector) から構成されている．コヒーレント検波後の電気信号は，65 GHz 帯域幅の 160 GS/s デジタルストレージオシロスコープ (DSO: Digital Storage Oscilloscope) によりデジタル化する．

受信機におけるデジタル信号処理 (Rx-DSP) はオフライン計算により実施した．受信機側の振幅および位相の周波数応答は，予め取得・校正されたデータにより最適化された 1001 タップのデジタル線形等化器により補償される．補償後の信号は，伝送路における波長分散を補償後，2 sample per symbol にリサンプリングされ，適応等化器に入力される．適応等化器では，パイロットシンボル支援型 LMS (Least Mean-Square) アルゴリズムを用いた 51 タップ適応等化回路による線形等化と偏波分離が行われる．そして，周波数オフセットとキャリア位相はデジタル PLL (Phase Locked Loop) によって補償される[71]．等化後のシンボルからビットメトリック復調[88]によりビット単位 LLR を算出し，NGMI を求めた．また，等化後シンボルと送信シンボルの一致性として受信 SNR[109]についても測定した．

最初に，Back-to-back 構成において受信 SNR と NGMI の OSNR 依存性を測定した．図 5.11 に受信 SNR の OSNR 依存性を示す．測定結果は，単一チャンネル信号および 10 チャンネル WDM 信号における中心波長 (1556.959 nm) チャンネルの結果を示している．この測定では，受信端 OBPF を通過後の信号に EDFA から出力される ASE 雑音を付加することで OSNR を変化させた．その際，OSNR は光スペクトラムアナライザにより測定している．受信 SNR は次式に示すように，光送受信機における $SNR_{TX,RX}$ と ASE 雑音による SNR_{ASE} により表される．

$$\frac{1}{SNR} = \frac{1}{SNR_{TX,RX}} + \frac{1}{SNR_{ASE}} \quad (5.20)$$

外部から ASE 雑音を負荷しない場合には，SNR は式(5.20)における $SNR_{TX,RX}$ に対応しており，単一チャンネルにおいて 18.7 dB，WDM 構成では 18.6 dB であった． SNR_{ASE} のみを直接測定することは出来ないため，光スペクトラムアナライザによって測定された OSNR から SNR_{ASE} を近似的に次式より求めた．

$$\text{SNR}_{\text{ASE}} \approx \frac{12.5 \times 10^9}{\text{Baudrate}} \times \text{OSNR} \quad (5.21)$$

ここで、12.5 GHz は波長 1550 nm における光スペクトラムアナライザの 0.1 nm の帯域幅に対応し、OSNR 測定時に用いられる値である[74]。図 5.11 より、受信 SNR は OSNR が小さくなるにつれて式(5.21)で求められる SNR_{ASE} に漸近していることが分かる。これは、OSNR が小さい領域では、ASE 雑音を送受信機で生じる雑音に対して支配的になるからである。

PS PDM-256QAM の NGMI の OSNR 依存性を図 5.12 に示す。図 5.12 では、本実験の測定結果に加えて、AWGN 環境における数値シミュレーション結果を示している。図 5.7 に示す 21%FEC の NGMI 閾値 (0.857) において、理論値からの OSNR ペナルティは単一チャネルの場合には 3.4 dB、WDM の場合には 4.0 dB であった。以上より WDM 信号の多重分離による OSNR ペナルティは 0.6 dB であり、WDM 化に伴う顕著な OSNR ペナルティは発生しないことを確認している。

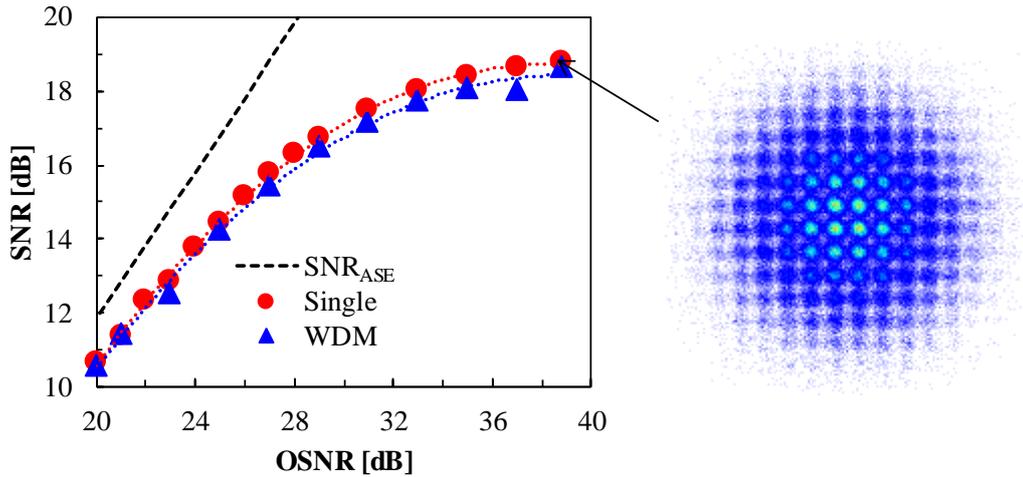


図 5.11 Back-to-back 構成における受信 SNR の OSNR 依存性

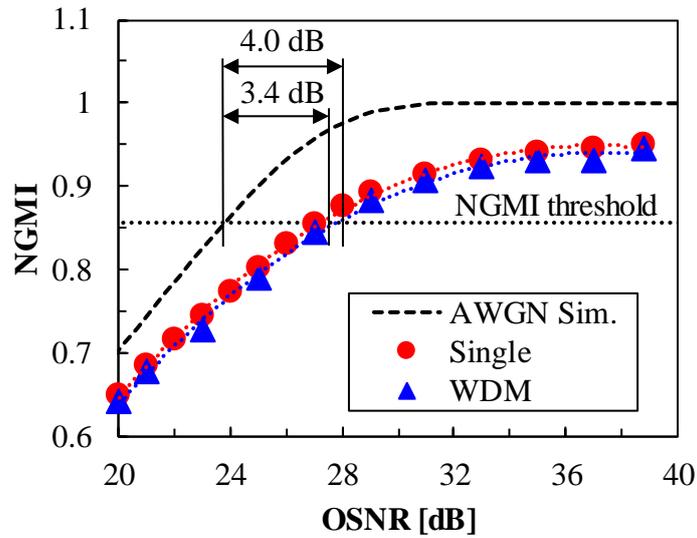


図 5.12 Back-to-back 構成における NGMI の OSNR 依存性

次に、10 チャンネル WDM 条件における PS PDM-256QAM の伝送特性を評価した。中心波長 (1556.959 nm) における 400 km 伝送後の受信 SNR および NGMI のファイバ入射電力依存性を図 5.13 に示す。-5 dBm/ch から 4 dBm/ch までのファイバ入射電力で測定した結果、NGMI が最大となる最適なファイバ入射電力は 1 dBm/ch であった。最適ファイバ入射電力 1 dBm/ch における中心波長 (ch 5 : 1556.959 nm) の SNR および NGMI の伝送距離依存性を図 5.14 に示す。400 km 伝送後においても NGMI は、誤り訂正限界である NGMI 閾値の 0.857 を上回っており、400 km の伝送が可能であることを確認した。各 WDM チャンネルにおける 400 km 伝送後の SNR と NGMI を図 5.15 に示す。測定された NGMI は、FEC における NGMI 閾値 0.857 を上回っていることが分かる。また、全ての WDM チャンネルにおいて LDPC 復号を行い、LDPC 後の BER が HD-FEC の閾値である 5×10^{-5} よりも小さいことを確認している。以上の実験結果から、PS PDM-256QAM を用いることで、波長あたりの伝送容量 800 Gbps、総容量 8 Tbps の 400 km WDM 伝送が可能であることを示した。

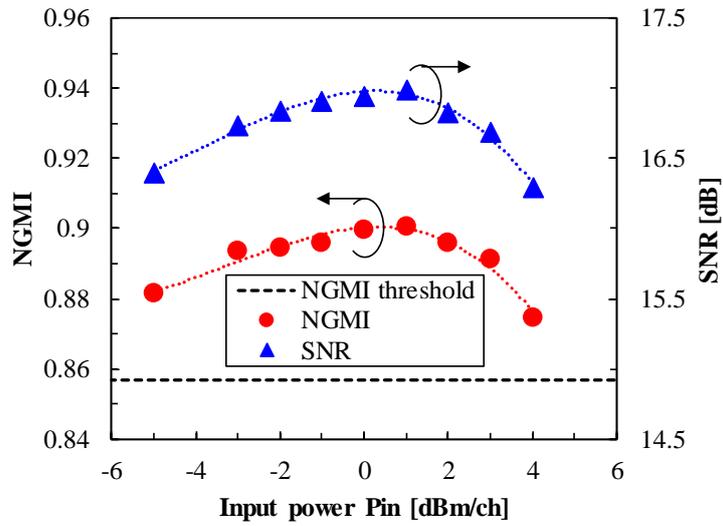


図 5.13 中心波長 (1556.959 nm) における 400 km 伝送後の受信 SNR および NGMI のファイバ入射電力依存性

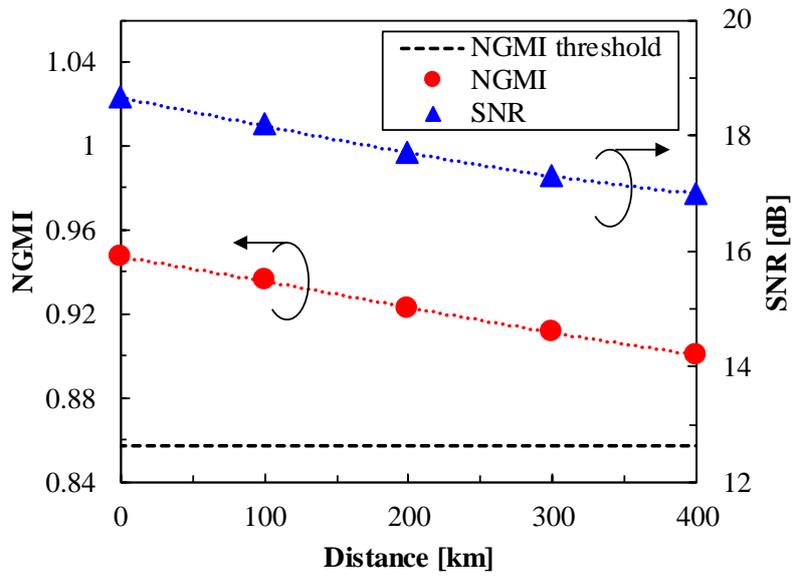


図 5.14 ファイバ入射電力 1 dBm/ch における中心波長 (1556.959 nm) の受信 SNR および NGMI の伝送距離依存性

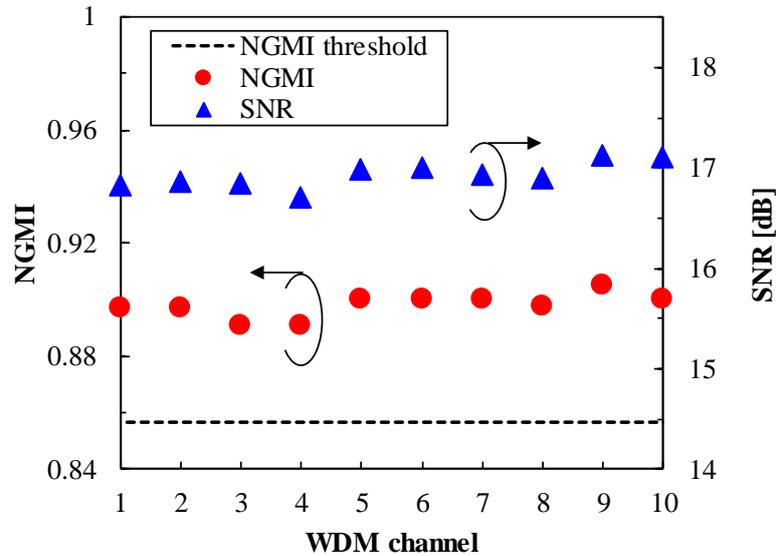


図 5.15 400 km 伝送後の各 WDM チャンネルの受信 SNR と NGMI

5.3.2 120 GBaud PS-64QAM 信号を用いた 1 Tbps/λ 伝送実験

本小節では、帯域ダブラを使用して生成した 120 GBaud PS-64QAM 信号による、波長あたりの伝送容量が 1 Tbps となる WDM 伝送実験について述べる。

まず、PS-64QAM 信号の生成について説明する。メルセンヌツイスタにより生成された長さ約 10^6 のランダムビット系列は、CCDM により所望の振幅分布をもつシンボル系列に変換される[91]。ここで、シンボル系列の振幅分布はマクスウェル・ボルツマン分布に従うように変換し、4D シンボルあたりの割り当てビット数は 10.57 bit となるように設定した。生成されたシンボル系列には、PAS 方式による誤り訂正符号の冗長ビットが付加される[11]。誤り訂正符号としては、ATSC (Advanced Television System Committee) 3.0 [110]において標準化されている符号化率 13/15(64800, 56160)の LDPC 符号を用いた。また、前小節と同様に、BCH 符号(30832, 30592)[97]の外符号を想定した。LDPC 符号と BCH 符号の合計の符号化率は 0.86 で、合計の冗長度は 16.3%である。フレームあたりのシンボル数は 1.85 %のパイロットシンボルを含めて 264,000 シンボルである。変調速度が 120 GBaud における PS PDM-64QAM 信号の正味レートは $\{[10.57 - (1 - 0.86)] \times 12\} \times (1/1.0185) \times 120 \times 10^9 = 1.04$ Tbps となる。

図 5.16 に、AWGN 環境下でのモンテカルロシミュレーションによって求めた、上記構成での PS 64QAM の LDPC 復調後のウォーターフォール特性を示す。LLR の生成にはビットメトリックデコーディングを用い、LDPC 符号の復号には sum-product アルゴリズムを使用している。また、sum-product を行う際には 50 回の反復を行っている。外符号の閾値を 5×10^{-5}

とすると、LDPC 復号後の BER がこの値より小さくなる NGMI の閾値は 0.893 であった。

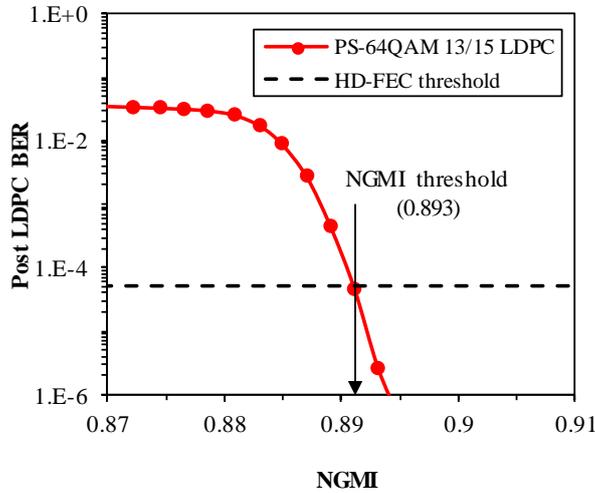


図 5.16 PS PDM-64QAM の LDPC 復号後のウォーターフォール特性

本実験では、DAC のサンプリング速度およびアナログ帯域による変調速度の制約を解消するため、帯域ダブラ技術を用いて 120 GBaud PS-64QAM 信号を生成する。帯域ダブラ技術による高速信号生成の概略を図 5.17 に示す[99]。デジタル前置処理として、ターゲットとなる実数の高速信号を、ヒルベルト変換後に変調速度 f_B の 4 分の 1 の周波数 $f_{B/4}$ でダウンコンバージョンし、低速の複素信号に変換する。変換された複素信号は実部と虚部の 2 つの実数低速信号からなる。デジタル前置処理によって算出された低速信号は、sub-DAC を使用してアナログ信号に変換される。アナログ電気信号に変換された低速信号は、2 つの A-MUX [1]と $\pi/2$ 移相器で構成される帯域ダブラに入力される。帯域ダブラでは、2 系統の低速信号に対して、それぞれ位相が 90 度異なるクロックによるアップコンバージョンを行い、それらを加算することでターゲットの高速信号が再構築される。このとき帯域ダブラは超広帯域アナログミキサとして動作している。本実験では IQ 変調を行うため、上記で述べた構成をそれぞれ I 信号および Q 信号の 2 系統用いている。

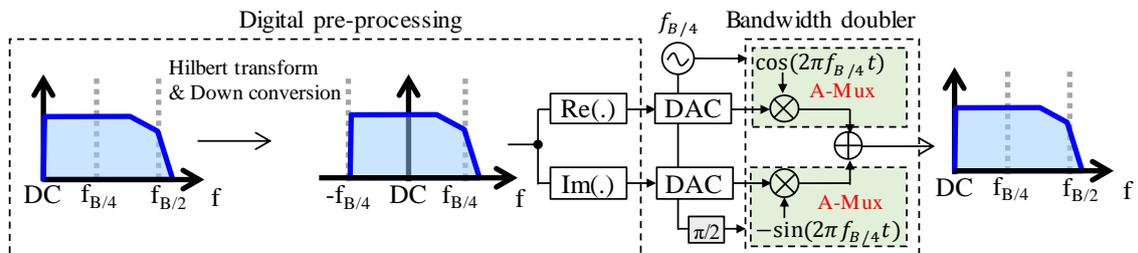


図 5.17 帯域ダブラ技術による高速信号生成の概念図

実験系を図 5.18 に示す。PS-64QAM 信号は、ロールオフ係数 0.04 のルートレイズドコサインフィルタによりスペクトル整形を行う。送信機の周波数応答は、前小節同様に、線形等化器により予等化している[98]。帯域ダブラ技術のためのデジタル前置処理を適用後、32 GHz のアナログ帯域幅を持つサンプリングレート 96 GSa/s の AWG を使用して、デジタル信号をアナログ信号に変換し、帯域ダブラにおいて低速信号から 120 GBaud の信号を生成した。生成された高速信号は 60 GHz 帯域のドライバアンプにより増幅後、アナログ帯域幅が 20 GHz の IQM に印加され、PS-64QAM 光信号が生成される。偏波多重信号は、PDME を使用して生成した。測定チャンネルの送信信号光と局部発振光源にはスペクトル線幅 10 kHz の ITLA タイプの ECL 光源を用いた。干渉チャンネル用の WDM 光源には、波長範囲が 1551.721 nm~1559.794 nm、チャンネル間隔が 125 GHz の 8 つの ECL 光源を用いた。干渉チャンネルの変調信号には、帯域ダブラから出力される差動出力用の反転信号を用い、WDM チャンネル間の無相関化を行うため、20 km の SSMF を挿入した。測定を行う主信号チャンネルと干渉チャンネルはフレキシブルグリッド WSS によって多重 (IL: InterLeaving) され、同時に信号帯域内のスペクトルを光領域で平坦化する、光領域等化 (OEQ: Optical Equalization) を適用した。

伝送路は、波長 1550 nm における損失係数が 0.17 dB/km、実効コア断面積 A_{eff} が $110 \mu\text{m}^2$ の PSCF を用いて、1 スパンあたり 80 km の 3 つのスパンで構成した。光ファイバ中での損失は、各スパンの最後に EDFA によって補償した。図 5.19 に、9 チャンネル WDM 信号の Back-to-back 構成および 3 スパン伝送後(240 km)における光スペクトルを示す。

伝送後の WDM 信号は、可変帯域幅の OBPF によって測定波長の主信号チャンネルを分離し、EDFA により増幅後、DPOH と 4 つの 70 GHz 帯域を持つ BPD で構成される光コヒーレント受信機により受信される。受信後の電気波形は 70 GHz 帯域を持つ 200GSa/s DSO によりデジタル波形として取得した。

取得した波形に対して、オフラインデジタル信号処理を適用する。受信機側の周波数応答は線形等化器によって補償し[98]、光ファイバ中での波長分散を補償後、2 sample per symbol にリサンプリングを行う。偏波分離は LMS アルゴリズムを使用した 99 タップ適応等化によって実施し、周波数オフセットと搬送波位相はデジタル PLL によって補償した[98]。ビットメトリックデコード[88]により等化後のシンボルからビット単位 LLR を算出し、NGMI を求めた。また、前小節と同様に、等化後のシンボル系列と送信シンボル系列との一致性を受信 SNR として測定した。

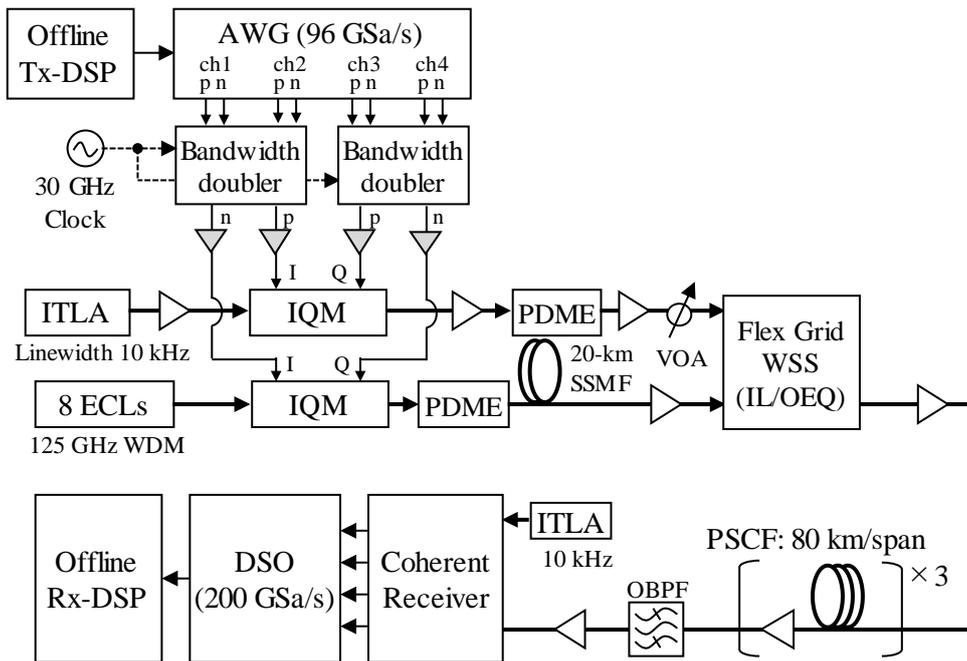


図 5.18 120 GBaud PS-64QAM WDM 伝送実験系

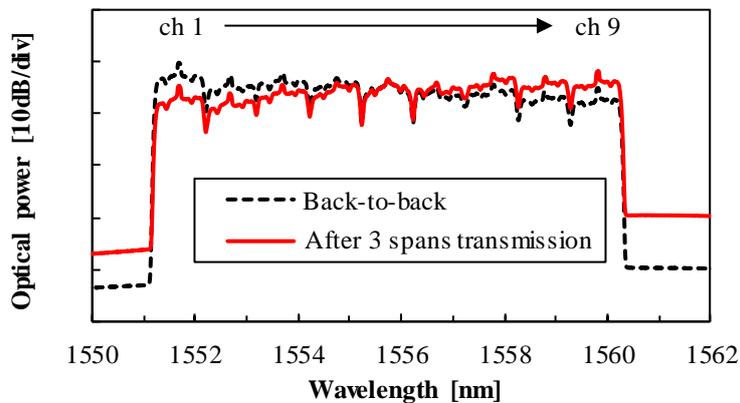


図 5.19 9 チャンネル WDM 信号の光スペクトル

Back-to-back 構成時の単一チャンネルにおける 120 GBaud PS PDM-64QAM の受信 SNR および NGMI の OSNR 依存性を図 5.20 に示す. ここでは, 光受信機において ASE 雑音を付加することで各 OSNR における受信 SNR および NGMI の測定を行った. ASE 雑音を付加しない状態での OSNR は 34.6 dB であり, その際の受信 SNR は 15.3 dB であった. また NGMI 閾値 0.893 における AWGN 環境でのシミュレーション結果からの OSNR ペナルティは 6.2 dB であった.

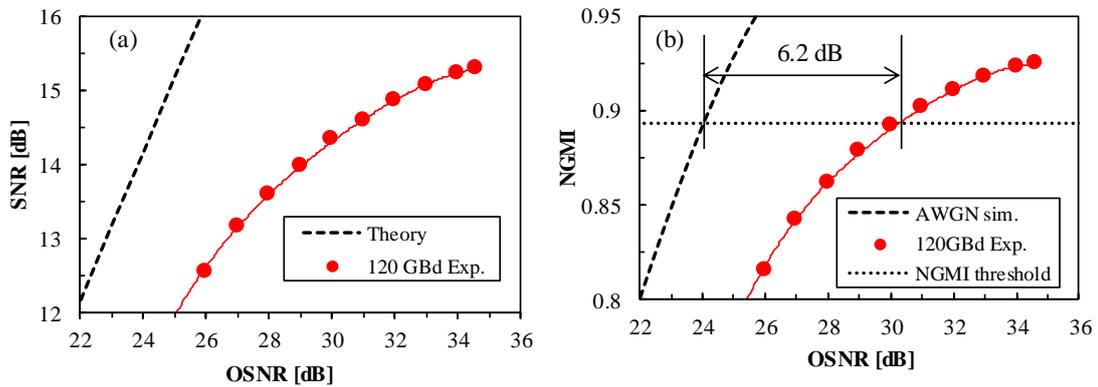


図 5.20 Back-to-back 構成時の単一チャネルにおける 120 GBaud PS PDM-64QAM の
(a) 受信 SNR および(b) NGMI の OSNR 依存性

次に、240 km の伝送路を使用した 9 チャネル WDM 伝送性能の評価を実施した．実験結果を図 5.21 に示す．図 5.21 (a)は 240 km の伝送後の中央波長チャネル(ch 5 : 1555.747 nm)の NGMI の光ファイバ入射電力依存性を示す．光ファイバ入射電力は-1 dBm/ch から+6 dBm/ch の範囲について測定した．NGMI が最大となる最適な光ファイバ入射電力は+4 dBm/ch であった．最適光ファイバ入射電力時の中心波長チャネルにおける NGMI の伝送距離依存性を図 5.21 (b)に示す．また，図 5.22 (a)および(b)にそれぞれ 0 km (伝送前) と 240 km 伝送後における中心波長チャネルのコンスタレーションを示す．240 km 伝送後においても，非線形光学効果による位相雑音等の顕著なコンスタレーションの歪は生じておらず，NGMI 閾値 (0.893) を上回る結果が得られた．次に，最適光ファイバ入射電力 (+4 dBm/ch) 時の 240 km 伝送後における各 WDM チャネルの NGMI を図 5.21 (c)に示す．全ての波長チャネルにおいて測定された NGMI は閾値である 0.893 を上回っており，240 km 伝送が可能であることを示している．以上の結果から，120 GBaud PS PDM-64 QAM 信号を用いることにより，波長あたりの正味レート 1.04 Tbps/ch，総容量 9.3 Tbps の 240 km WDM 伝送が可能であることを示した．本実験において，WDM 周波数間隔は 125 GHz としたため，周波数利用効率は 8.3 bps/Hz であった．

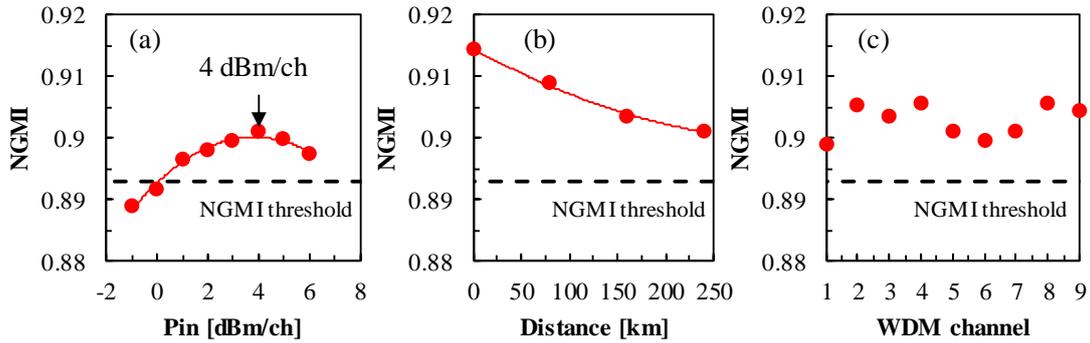


図 5.21 120 GBaud PS-64QAM WDM 伝送実験結果.

- (a) 中心波長チャンネルにおける 240 km 伝送後 NGMI のファイバ入射電力依存性,
- (b) 最適入射電力時の中心波長チャンネルにおける NGMI の伝送距離依存性,
- (c) 最適入射電力時の各 WDM チャンネルにおける NGMI

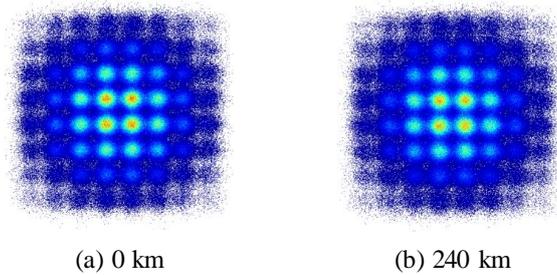


図 5.22 WDM 伝送前後での 120 GBaud PS-64QAM 信号のコンスタレーション
(a) 0 km (伝送前), (b) 240 km 伝送後

5.3.3 168 GBaud PS-64QAM を用いた 1.3 Tbps/λ 伝送実験

本小節では、超広帯域光フロントエンドモジュールを使用して生成した 168 GBaud PS-64QAM 信号による、波長あたりの伝送容量が 1.3 Tbps となる WDM 伝送実験について述べる。

変調信号の高速化により、DAC やドライバアンプ、光変調器などの個別の電気・光部品のアナログ帯域の影響だけではなく、それらを接続する同軸ケーブルやコネクタによる損失や帯域劣化による影響も大きくなる。このような同軸ケーブルやコネクタの実装による制限を緩和し、高速信号を生成するため、超広帯域光フロントエンドが提案されている[111]. 超広帯域光フロントエンドは、アナログマルチプレクサ (A-MUX) がドライバアンプと IQM とともにモジュール内に集積されており、モジュールと sub-DAC は低速信号によって

接続されるため、コネクタや同軸ケーブルによる広帯域信号の減衰なしにシンボル速度を2倍にすることが可能である。これまでに、超広帯域光フロントエンドを用いた 192 GBaud QPSK 信号および 160 GBaud 8QAM 信号の生成、検出が報告されている[111]。本実験では、超広帯域光フロントエンドを用いて 168 GBaud PS-64QAM 信号の生成を行う。

図 5.23 に、168 GBaud PS PDM-64QAM 信号の WDM 伝送性能評価のための実験系を示す。PS-64QAM 信号は、メルセンヌツイスタから生成したランダムビット系列をもとに PAS 方式[88]および CCDM[91]を用いて生成した。シンボル点の確率分布はマクスウェル・ボルツマン分布に従って設定し、PS PDM-64QAM の 4 次元シンボルあたりの割り当てビット数は 9.95 ビットに設定した。フレーム長は、1.64%のパイロットシンボルを含めて 301,056 シンボルとした。パイロットシンボルと冗長度 20.94%の FEC(符号化率 0.826 に対応) [98]の冗長ビットを除去後、168 GBaud PS PDM-64QAM 信号の正味レートは、 $1.300 \text{ Tbps} (\{9.955 - (1 - 0.826) \times 12\} / 1.0164 \times 168 \times 10^9)$ となる。

生成されたシンボル系列のスペクトル整形には、ロールオフ係数 0.01 のルートレイズド コサインフィルタを用いた。送信機における周波数リプルを含む微細な周波数応答と A-MUX における帯域内クロストークを補償するために、1001 タップの固定線形等化器を使用してデジタル予等化を適用した[98][113]。予等化後の信号から、前置デジタル処理アナログ合成 DAC (DP-AM-DAC: Digital Pre-processed Analog Multiplexed DAC) における前置デジタル処理[112]により低速信号を生成した。Sub-DAC として 32 GHz の 3dB アナログ帯域幅を持つ 4 チャンネル 96 GSa/s AWG を使用し、42 GHz のクロック周波数で駆動している A-MUX ドライバ (A-MUX DRV) により高速信号を合成した。光フロントエンドに内蔵されている InP 製 IQM に入力する CW 光には、スペクトル線幅が 10 kHz の ITLA 実装された ECL 光源を用いた。

変調後の PS-64QAM 信号から PDME を使用して偏波多重信号を生成した。干渉チャンネル用のグリッド間隔 175 GHz、合計帯域 4.2 THz の WDM 信号は、ASE 雑音源および GEQ によって模擬した。ASE 雑音源による WDM 信号の模擬の有効性は、理論的および実験的に確認されている[114]。主信号チャンネルと干渉チャンネルはフレキシブルグリッド WSS により合波した。また、フレキシブルグリッド WSS において、受信端での雑音強調を低減するために、光スペクトルを平坦化する OEQ[115]を適用した。OEQ 適用前後の光スペクトルを図 5.24 に示す。

伝送路は、1 スパンあたり 100 km の PSCF から構成され、本実験では最大 2 スパンの伝送を行った。本実験で用いた PSCF は、波長 1550 nm における損失係数が 0.17 dB/km、実効コア断面積が $110 \mu\text{m}^2$ であった。スパン損失は PSCF 後に EDFA によって補償した。図 5.25 に Back-to-back 構成および 2 スパン (200 km) 伝送後における光スペクトルを示す。

受信側では、可変帯域幅の OBPF を使用して WDM 模擬信号から主信号チャンネルを分離する。主信号チャンネルは EDFA による増幅後、DPOH と 4 つの 100 GHz 帯域幅を持つ BPD で構成される光コヒーレント受信機によりコヒーレント検波される。DPOH への局部発振

光源には、 μ ITLA タイプの ECL 光源を用い、そのスペクトル線幅は 40 kHz 未満であった。検波後の信号は、110 GHz 帯域幅の 4 チャンネル 256 GSa/s DSO によってデジタル化される。

デジタル化された信号に以下のオフライン信号処理を適用した。受信機の周波数応答は線形等化を使用して補正[98]し、伝送路における波長分散を補償後、2 sample per symbol にリサンプリングした。パイロットシンボル支援による LMS アルゴリズムを使用した 99 タップ 8×2 MIMO 適応等化によって、偏波分離および送受信機における残留周波数応答を補償した[116]。周波数オフセットと搬送波位相は、パイロット支援のデジタル PLL によって補償した[116]。等化後の受信シンボルから、ビットメトリックデコードを用いてビット単位 LLR を算出し、算出した LLR から NGMI を求めた。また前小節と同様に、受信 SNR を求めた。

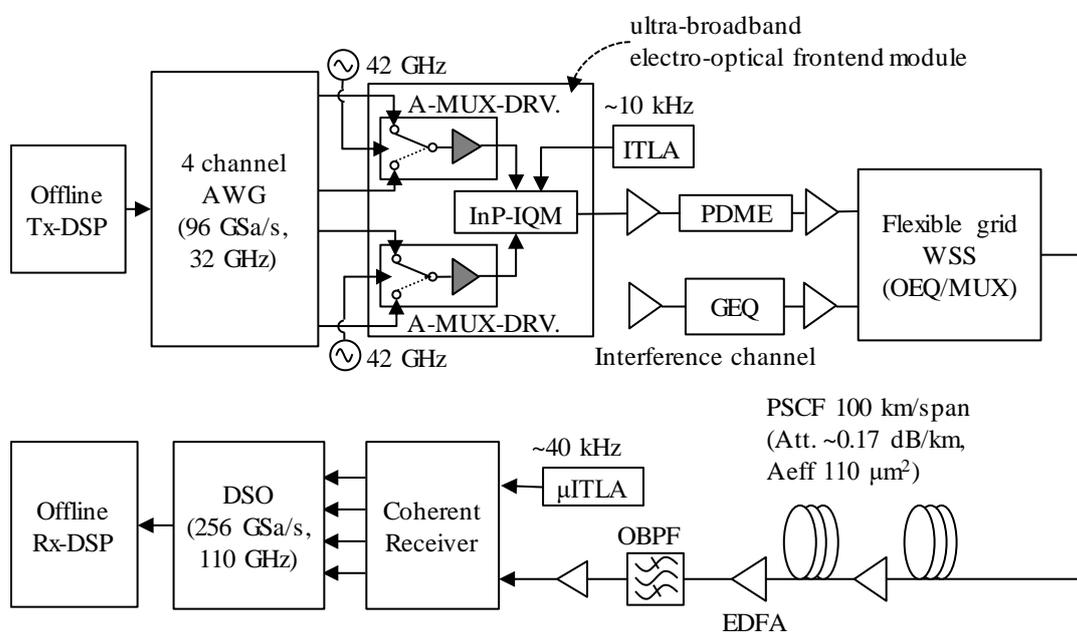


図 5.23 168 GBaud PS-64QAM 擬似 WDM 伝送実験系

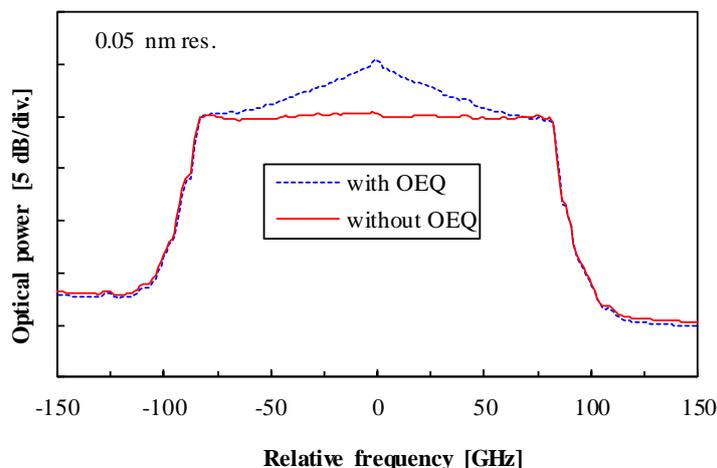


図 5.24 OEQ 適用前後の 168 GBaud PS PDM-64QAM 光スペクトル

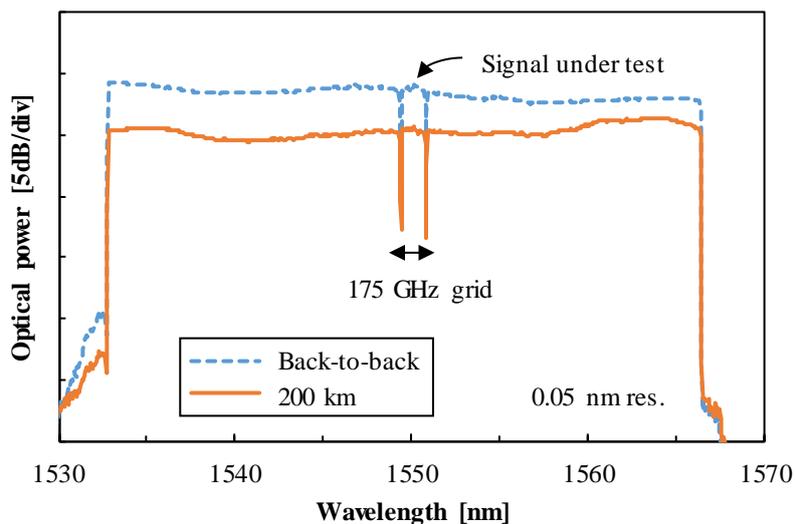


図 5.25 Back-to-back 構成および 2 スパン伝送後 (200 km) における光スペクトル

Back-to-back 構成における, 168 GBaud PDM PS-64QAM 信号の受信 SNR および NGMI の OSNR 依存性を図 5.26 に示す. ASE 雑音を付加しない場合の OSNR は 29.6 dB であり, 等化後の受信シンボルと送信シンボルから算出した受信 SNR は 13.4 dB であった. OEQ とデジタル予等化の組み合わせにより, 高速な高多値 QAM を実現可能な高い SNR が得られた. OSNR が 29.6 dB の際の NGMI は 0.891 であり, 20.94 % FEC を想定した場合の NGMI 閾値 0.857 を上回っている[98]. これは 20.94 % FEC を使用すれば, エラーフリー復調が可能であることを示している. したがって, 1.3 Tbps の正味レートでの信号生成, 復調の達成を確認できた. また, NGMI 閾値における OSNR ペナルティは 4.2 dB であった.

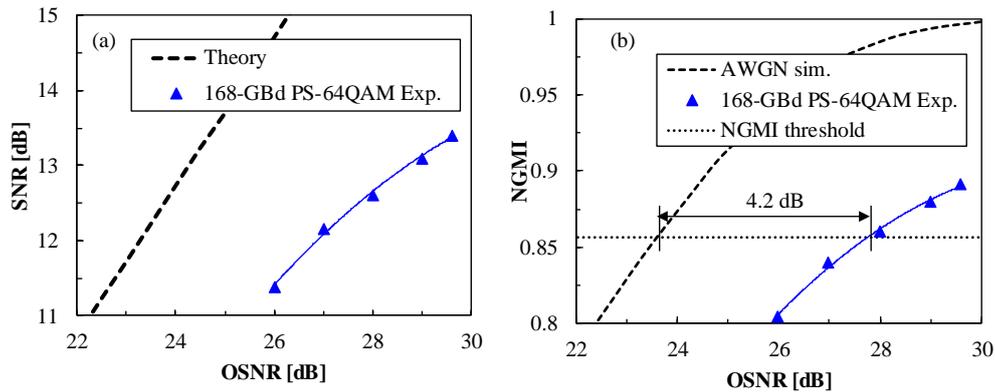


図 5.26 単一チャネルの Back-to-back 構成における 168 GBaud PS PDM-64QAM の
 (a) 受信 SNR および(b) NGMI の OSNR 依存性

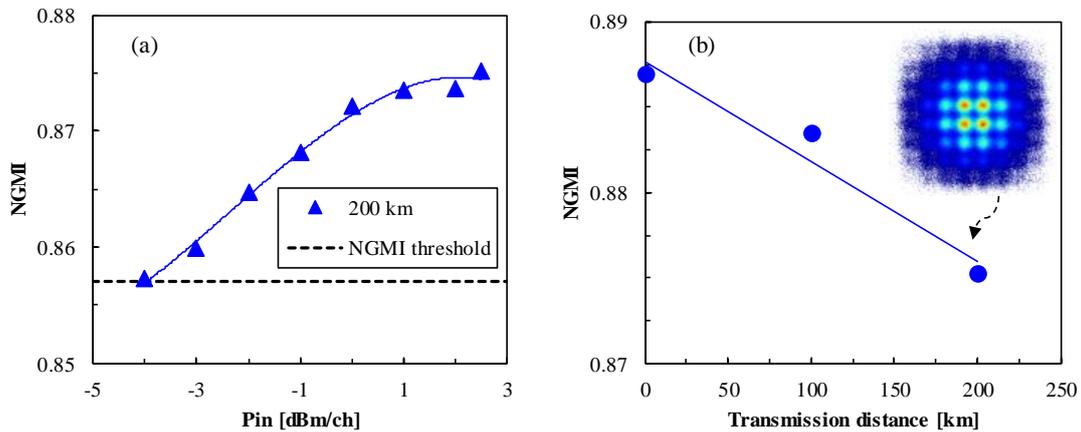


図 5.27 168 GBaud PS-64QAM WDM 伝送実験結果.

- (a) 中心波長チャネルにおける 200 km 伝送後 NGMI のファイバ入射電力依存性,
 (b) 最適入射電力時の中心波長チャネルにおける NGMI の伝送距離依存性

WDM 構成における伝送実験の結果を図 5.27 に示す. 図 5.27 (a)に 200 km 伝送後の 4.2 THz WDM 信号の中心波長チャネル(1550.116 nm)の受信 NGMI の, チャネルあたりの光ファイバ入射電力依存性を示す. チャネルあたりの光ファイバ入射電力を $-4.0 \sim 2.5$ dBm とした場合の NGMI を測定した結果, NGMI が最大となる最適な入射電力は 2.5 dBm/ch であった. 図 5.27 (b)は最適な光ファイバ入射電力 (2.5 dBm/ch) 時の中心波長チャネルにおける NGMI の伝送距離依存性および 200 km 伝送後のコンスタレーションを示す. 200 km 伝送後の NGMI は 0.875 であり, NGMI 閾値 0.857[98]を上回っており, 波長あたり正味レート 1.3 Tbps の 168 GBaud PS PDM-64QAM 信号の 200 km 伝送に成功した. この際, 175 GHz グリッド WDM 構成での信号の周波数効率は 7.4 bps/Hz であった

5.4 結言

本章では、高速信号に Probabilistic shaping 技術を適用することにより、波長あたりの伝送容量が 1 Tbps 以上となる 100 km 級伝送が実現可能であることを明らかにした。まず、現実的な回路構成で実現可能な Probabilistic shaping 技術の一つである PAS 方式における符号化および復号を含む変復調の処理と評価方法について述べた。そして、従来の PDM-64QAM とシンボルあたりのビット数が同じとなる PS PDM-256QAM を用いた場合、PDM-64QAM と比較して OSNR 耐力が 1 dB 改善することを、AWGN 環境シミュレーションにより示した。次に、デジタル信号処理による送受信機特性の高精度な補償技術、複数の低速信号を広帯域なアナログデバイスで合成し高速信号を出力する帯域ダブラ技術、InP を用いた超広帯域な光フロントエンド技術を用いて高速な多値 QAM 信号を生成し、WDM 伝送実験により伝送性能を評価した。その結果、波長あたりの伝送容量が 1.3 Tbps となる 168 GBaud PS PDM-64QAM の 200 km 伝送を実証した。

第6章 結論

本論文は、次世代光伝送システムに求められる伝送距離の長延化および波長あたりの伝送容量の拡大を実現するために、光変復調方式の高度化に関する研究を行った成果をまとめたものである。主な成果として、多次元変調方式である 8D-16QAM を適用し、次世代コアネットワークに求められる 400 Gbps 級信号の 1000 km 級伝送が実現可能であることを示した。また、Probabilistic shaping 技術を高速信号に適用し、次世代のメトロネットワークおよびデータセンタ間ネットワークで求められる 1 Tbps 級信号の 100 km 級伝送が可能であることを実証した。以下に、本研究で得られた成果を総括して述べる。

第2章では、将来の長距離・大容量光伝送システムを実現するためのデジタルコヒーレント光送受信機の主要技術と関連研究動向について説明した。その中で変復調方式に着目し、波長あたりの伝送容量拡大および伝送距離の長延化に向けて、変調多値度の増加によるシンボル間隔の縮小に伴う雑音耐力の劣化が課題となること述べた。そして、変復調方式の高度化により雑音耐力の向上が可能であることを示し、本研究の位置づけを明確化した。

第3章では、将来のコアネットワークに求められる波長あたりの伝送容量が 400 Gbps 級信号の長距離伝送を実現するため、多次元変復調方式の適用およびその設計法を検討した。最密充填格子に基づく多次元変復調方式では、シンボル間の最小ユークリッド距離を拡大することにより雑音耐力の向上が図れる。従来の変調方式である PDM-8QAM と同じシンボルあたりのビット数を持つ 8 次元変復調方式 8D-16QAM を新たに設計し、96 GBaud WDM 伝送実験により雑音耐力と伝送特性を評価した。その結果、従来の PDM-8QAM と比較して約 1 dB の雑音耐力の向上と 1200 km の伝送距離の長延化を実現し、波長あたりの伝送容量が 478 Gbps となる 8D-16QAM 信号の 5200 km WDM 伝送が可能であることを実証した。また、多次元変復調方式の演算量解析を行い、復調時の演算量が課題であることを明らかにした。

第4章は、多次元変復調方式の復調時の演算量低減に関する研究の成果について述べた。多次元変調信号の次元数の増加に伴い、復調時の探索シンボル数が指数関数的に増加するという課題に対して、多次元空間における受信信号を、複数の低次元空間に射影することによって候補シンボル数を絞り込み、かつ、多次元空間でのビット単位 LLR を更新することによって低演算量で実現可能な復調方式を提案した。そして、波長あたりの伝送速度が 600 Gbps となる 120 GBaud 8D-16QAM 信号の WDM 伝送実験により提案復調方式の性能を評価した。長距離伝送時においても、最適復調に対する Q 値ペナルティが 0.03 dB であり、非常に小さな劣化のみで 8D-16QAM 信号を復調可能であることを明らかにした。

第5章では、将来のメトロネットワークおよびデータセンタ間ネットワークに求められる波長あたりの伝送容量が 1 Tbps 級信号の 100 km 級伝送を実現するために、Probabilistic shaping 技術の適用を検討した。Probabilistic shaping 技術は、多次元変復調方式では改善効果を得ることが難しい多値度が大きい変調方式においても雑音耐力の向上が図れる。さら

に、高速信号の生成および受信のために、デジタル信号処理技術による送受信機特性の高精度な補償技術、複数の低速信号から高速信号を合成して出力する帯域ダブラ技術、化合物半導体を用いた超広帯域な光フロントエンド技術を適用した。これらの技術を統合することにより、波長あたりの伝送容量が 1 Tbps 級の WDM 伝送実験を行い、次世代光伝送システムにおける Probabilistic shpaing 技術の有効性を評価した。Probabilistic shaping 技術として、現実的な回路構成で実現可能な方式の一つである PAS 方式により生成した PS-QAM を用いて WDM 伝送実験を実施した。その結果、高速信号に PS-QAM を適用することによって、波長あたりの伝送容量が 1.3 Tbps の 200 km WDM 伝送が実現可能であることを明らかにした。

上記の研究成果より本論文の総括を行う。光増幅器の増幅帯域の制限により、WDM 方式による周波数方向への多重効果が限界を迎えつつある今日、ファイバ伝送において更なる高速化を実現するためには、一定帯域幅で伝送できる情報量を増加させる必要がある。このような背景から、本研究では、次世代光伝送システムにおけるコアネットワークの伝送距離の長延化、および、メトロネットワーク、データセンタ間ネットワークの波長あたりの伝送容量の増加を実現するため、光変復調方式の高度化に着目した。そして、理論的な側面だけでなく、光伝送装置への実装を指向した演算量の評価やターゲットとなる伝送環境における実験評価を含め、高度光変復調方式の適用の検討を行った。表 6.1 に本研究で適用した高度光変復調技術と達成した伝送容量および伝送距離をまとめる。次世代光伝送システムの各ネットワークで求められる伝送距離において、波長あたりの伝送容量を現行の 100 Gbps WDM システムから 4 倍～13 倍の増加を達成し、光変復調方式の高度化により、伝送距離と伝送容量の飛躍的な向上が可能であることを明らかにした。

表 6.1 本研究で適用した高度光変復調技術と達成した伝送容量および伝送距離

	コアネットワーク	メトロネットワーク データセンタ間ネットワーク
次世代光通信システム で要求される性能指標	400Gbps 級, 1,000 km 級伝送	1Tbps 級, 100 km 級伝送
従来方式とその波長 あたり伝送容量・伝送 距離	QPSK (100 Gbps, 1,000 km 級), 16QAM (200 Gbps, 500 km 級)	64 QAM (400 Gbps, 100 km 級)
本研究で適用した 高度変復調方式	多次元変調方式 8D-16QAM	Probabilistic shaping (PAS 方式) PS-64QAM
本研究で達成した波長 あたり伝送容量・伝送 距離	478 Gbps, 5200 km 600 Gbps, 3900 km	1 Tbps, 240 km 1.3 Tbps, 200 km

昨今の生活様式の急変に伴うリモートワークの需要急増などにより、これまで以上に大容量なデータ伝送が要求されることとなるが、波長あたりの伝送容量の増加と伝送距離の長延化により、それらの要求に対応することが可能となる。また、ファイバ伝送の経済化により、これまではネットワーク越しで実現が困難だった技術等、新たなアプリケーションの発展に貢献することができる。IOWN 構想における目標である 125 倍の容量増加を実現するためには、本論文で取り組んだ高度光変復調技術を SDM 技術や光増幅器の帯域拡張技術と融合し、さらなるファイバあたりの伝送容量の増加について検討する必要がある。また、より一層の大容量化もさることながら、IOWN 構想の他の 2 つの目標であるオールフォトニクス技術の適用による低消費電力およびデータ伝送の低遅延化についても検討を行っていく必要がある。本研究で提案した光伝送技術が、将来、高度情報通信社会の実現に求められるネットワークインフラストラクチャの実現に向けた一助となることを祈念する。

参考文献

- [1] Cisco Visual Networking Index Forecast and Trends, 2017-2022 C11-741490, February, 2019.
- [2] S. Fujita, N. Henmi, I. Takano, M. Yamaguchi, T. Torikai, T. Suzuki, S. Takano, H. Ishihara, and M. Shikada, "A 10Gb/s-80km Optical Fiber Transmission Experiment Using a Directly Modulated DFB-LD and a High Speed InGaAs-APD." in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), PD16-1, New Orleans, Louisiana, USA, March 1988.
- [3] M. Murata, K. Sano, H. Kitabayashi, S. Sugitani, H. Sugahara, and T. Enoki, "100-Gb/s Multiplexing and Demultiplexing IC Operations in InP HEMT Technology," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 39, No. 1, pp. 207–213, January 2004.
- [4] K. Hagimoto, K. Iwatsuki, M. Nakazawa, M. Saruwatari, K. Aida, K. Nakagawa, and M. Horiguchi, "210 km Transmission at 1.8 Gb/s in Direct Detection System by Er³⁺-doped Fiber Amplifier," in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), PD-15, Houston, Texas, USA, March 1989.
- [5] H. Takahashi, S. Suzuki, and I. Nishi, "Wavelength Multiplexer Based on SiO₂-Ta₂O₅ Arrayed-Waveguide Grating," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 12, No. 6, pp. 989-995, June 1994.
- [6] K. Hagimoto, Y. Kobayashi, and Y. Yamabayashi, "Multi-Gigabit-Per-Second Optical Transmission Systems," in Proc. International Conference on Integrated Optics and Optical Fibre Communication (IOOC), WC1-1, Hong Kong, June 1995.
- [7] 織田一弘, 戸出武男, 片岡智由, 佐野明秀, 須藤篤史, 小池良典, 久保勉, 松岡伸治, "ラマン増幅を用いた商用大容量 L バンド DWDM システム," 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-44, 2005 年 9 月.
- [8] R. A. Griffin, R. I. Johnstone, R. G. Walker, J. Hall, S. D. Wadsworth, K. Berry, A. C. Carter, M. J. Wale, J. Hughes, P. A. Jerram, and N. J. Parsons, "10 Gb/s Optical Differential Quadrature Phase Shift Key (DQPSK) Transmission Using GaAs/AlGaAs Integration," in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), FD6, Anaheim, California, USA, March 2002.
- [9] 松田俊哉, 松岡伸治, "東名阪基幹伝送路に導入した 40G-DWDM システムの開発," NTT 技術ジャーナル, Vol.20, No.4, pp.58-61, 2008 年 8 月.
- [10] T. Okoshi and K. Kikuchi, "Coherent Optical Communication Systems," KTK, Tokyo, Kluwer, Dordrecht/Boston/London/Tokyo, 1988.
- [11] 鈴木 扇太, 宮本 裕, 富澤 将人, 坂野 寿和, 村田 浩一, 美野 真司, 柴山 充文, 渋谷 真, 福知 清, 尾中 寛, 星田 剛司, 小牧 浩輔, 水落 隆司, 久保 和夫, 宮田 好邦, 神尾 享秀, "光通信ネットワークの大容量化に向けたデジタルコヒーレント信号処理技術の研究開発," 電子情報通信学会誌, Vol. 95, No. 12, pp. 1100-1116, 2012 年 12 月.
- [12] IOWN: Innovative Optical and Wireless Network, [Online]. Available. <https://www.rd.ntt/iown/>

- [13] T. Morioka, Y. Awaji, R. Ryf, P. Winzer, D. Richardson, and F. Poletti, "Enhancing Optical Communications with Brand New Fibers," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 50, No. 2, pp. s31-s42, February 2012.
- [14] J. Renaudier, A. C. Meseguer, A. Ghazisaeidi, P. Tran, R. R. Muller, R. Brenot, A. Verdier, F. Blache, K. Mekhazni, B. Duval, H. Debregeas, M. Achouche, A. Boutin, F. Morin, L. Letteron, N. Fontaine, Y. Frignac, and G. Charlet, "First 100-nm Continuous-Band WDM Transmission System with 115Tb/s Transport over 100km Using Novel Ultra-Wideband Semiconductor Optical Amplifiers," in Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC), PDP.A.3, Gothenburg, Sweden, September 2017.
- [15] F. Hamaoka, M. Nakamura, S. Okamoto, K. Minoguchi, T. Sasai, A. Matsushita, E. Yamazaki, and Y. Kisaka, "Ultra-Wideband WDM Transmission in S-, C-, and L-Bands Using Signal Power Optimization Scheme," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 37, No. 8, pp. 1764-1771, April 2019.
- [16] Ethernet Alliance, "The 2019 Ethernet Road Map," 2019. [Online]. available. <https://ethernetalliance.org/technology/2019-roadmap/>
- [17] Y. Ogiso, H. Wakita, M. Nagatani, H. Yamazaki, M. Nakamura, T. Kobayashi, J. Ozaki, Y. Ueda, S. Nakano, S. Kanazawa, T. Fujii, Y. Hashizume, H. Tanobe, N. Nunoya, M. Ida, Y. Miyamoto, and N. Kikuchi, "Ultra-High Bandwidth InP IQ Modulator co-assembled with Driver IC for Beyond 100-GBd CDM," in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), Th4A.2, San Diego, California, USA, March 2018.
- [18] T. Drenski and J. C. Rasmussen, "ADC & DAC – Technology Trends and Steps to Overcome Current Limitation," in Proc. Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC), M2C.1, San Diego, California, USA, March 2018.
- [19] H. Yamazaki, M. Nagatani, S. Kanazawa, H. Nosaka, T. Hashimoto, A. Sano, and Y. Miyamoto, "Digital-Preprocessed Analog-Multiplexed DAC for Ultrawideband Multilevel Transmitter," *J. Lightwave Technol.*, vol. 34, no. 7, pp. 1579–1584, April 2016.
- [20] X. Chen, S. Chandrasekhar, S. Randel, G. Raybon, A. Adamiecki, P. Pupalais, and P. Winzer, "All-Electronic 100-GHz Bandwidth Digital-to-Analog Converter Generating PAM Signals up to 190 GBaud," *J. Lightwave Technol.*, vol. 35, no. 3, pp. 411-417, October 2016.
- [21] Optical Internetworking Forum OIF, "Integratable Tunable Laser Assembly Multi Source Agreement," 2004.
- [22] L. H. H. de Carvalho, G. B. de Farias, L. Matioli, F. Borin, J. R. F. de Oliveira, and J. C. R. F. de Oliveira, "High-Performance and Small Form-Factor Tunable Lasers for High-Capacity Telecom Systems," In Proc. SBFoton International Optics and Photonics Conference (SBFoton IOPC), Sao Paulo, Brazil, October 2019.
- [23] T. Kobayashi, A. Sano, H. Masuda, K. Ishihara, E. Yoshida, Y. Miyamoto, H. Yamazaki, and T. Yamada, "160-Gb/s Polarization-Multiplexed 16-QAM Long-Haul Transmission over 3,123 km Using Digital Coherent Receiver with Digital PLL Based Frequency Offset Compensator," in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), OTuD1, San Diego, California, USA, March 2010.
- [24] R. Kudo, T. Kobayashi, K. Ishihara, Y. Takatori, A. Sano, and Y. Miyamoto, "Coherent Optical Single Carrier Transmission Using Overlap Frequency Domain Equalization for Long-Haul Optical Systems," *J. Lightwave Technol.*, vol. 27, no. 16, pp. 3721-3728, August 2009.

- [25] S. J. Savory, "Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 16, no. 5, pp. 1164-1179, May 2010.
- [26] K. Kikuchi, "Fundamentals of Coherent Optical Fiber Communications," *J. Lightwave Technol.*, vol. 34, no. 1, pp. 157-179, January 2016.
- [27] T. Pfau, S. Hoffmann, and R. Noé, "Hardware-Efficient Coherent Digital Receiver Concept with Feedforward Carrier Recovery for M-QAM Constellations," *J. Lightwave Technol.*, vol. 27, no. 8, pp. 989-999, April 2009.
- [28] T. Kobayashi, A. Sano, M. Yoshida, T. Sakano, H. Kubota, Y. Miyamoto, K. Ishihara, M. Mizoguchi, and M. Nagatani, "45.2Tb/s C-Band WDM Transmission over 240km Using 538Gb/s PDM-64QAM Single Carrier FDM Signal with Digital Pilot Tone," in Proc. European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC), Th13.C.6, Geneva, Switzerland, September 2011.
- [29] P. W. Berenguer, M. Nolle, L. Mölle, T. Raman, A. Napoli, C. Schubert, and J. K. Fischer, "Nonlinear Digital Pre-Distortion of Transmitter Components," in Proc. European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC), Th.2.6.3, Valencia, Spain, September 2015.
- [30] A. Matsushita, M. Nakamura, F. Hamaoka, and S. Okamoto, "Transmission Technologies Beyond 400-Gbps/carrier Employing High-Order Modulation Formats," in Proc. European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC), Th1D.1, Rome, Italy, September 2018.
- [31] E. Ip and J. M. Kahn, "Compensation of Dispersion and Nonlinear Impairments Using Digital Backpropagation," *J. Lightwave Technol.*, vol. 26, no. 20, pp. 3416-3425, October 2008.
- [32] A. Hasegawa and T. Nyu, "Eigenvalue Communication," *J. Lightwave Technol.*, vol. 11, no. 3, pp. 395-399, March 1993.
- [33] K. Mishina, S. Yamamoto, T. Kodama, Y. Yoshida, D. Hisano, and A. Maruta, "Experimental Demonstration of Neural Network Based Demodulation for On-Off Encoded Eigenvalue Modulation," in Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC), W.1.B.5, Dublin, Ireland, September 2019.
- [34] 中村政則, 三科健, 久野大介, 丸田章博, "光固有値変調のための時間領域波形ユークリッド距離に基づく変調フォーマット設計," 2020年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-27, 2020年9月.
- [35] S. Yamamoto, H. Takahira, and M. Tanaka, "5 Gbit/s Optical Transmission Terminal Equipment Using Forward Error Correcting Code and Optical Amplifier," *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 3, pp. 254-255, February 1994.
- [36] Y. Miyata, K. Sugihara, W. Matsumoto, K. Onohara, T. Sugihara, K. Kubo, H. Yoshida, and T. Mizuoichi, "A Triple-Concatenated FEC Using Soft-Decision Decoding for 100 Gb/s Optical Transmission," in Proc. Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), OThL3, San Diego, California, USA, March 2010.
- [37] K. Sugihara, Y. Miyata, T. Sugihara, K. Kubo, H. Yoshida, W. Matsumoto, and T. Mizuoichi, "A Spatially-Coupled Type LDPC Code with an NCG of 12 dB for Optical Transmission Beyond 100 Gb/s," in Proc. Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), OM2B.4, Anaheim, California, USA, March 2013.

- [38] G. D. Forney and G. Ungerboeck, "Modulation and Coding for Linear Gaussian Channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 44, no. 6, pp. 2384-2415, October 1998.
- [39] T. Morioka, "New Generation Optical Infrastructure Technologies: "EXAT Initiative" Towards 2020 and Beyond," in Proc. OptoElectronics and Communications Conference (OECC), FT4, Hong Kong, July 2009.
- [40] E. Yamazaki, S. Yamanaka, Y. Kisaka, T. Nakagawa, K. Murata, E. Yoshida, T. Sakano, M. Tomizawa, Y. Miyamoto, S. Matsuoka, J. Matsui, A. Shibayama, J. Abe, Y. Nakamura, H. Noguchi, K. Fukuchi, H. Onaka, K. Fukumitsu, K. Komaki, O. Takeuchi, Y. Sakamoto, H. Nakashima, T. Mizuochi, K. Kubo, Y. Miyata, H. Nishimoto, S. Hirano, and K. Onohara, "Fast Optical Channel Recovery in Field Demonstration of 100-Gbit/s Ethernet over OTN Using Real-Time DSP," *Opt. Express*, vol. 19, no. 14, pp. 13179–13184, July 2011.
- [41] I. B. Djordjevic, H. G. Batshon, L. Xu, and T. Wang, "Coded Polarization-Multiplexed Iterative Polar Modulation (PM-IPM) for Beyond 400 Gb/s Serial Optical Transmission," in Proc. Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), OMK2, San Diego, California, USA, March 2010.
- [42] S. Zhang, F. Yaman, Y.-K. Huang, J. D. Downie, D. Zou, W. A. Wood, A. Zakharian, R. Khrapko, S. Mishra, V. Nazarov, J. Hurley, and I. B. Djordjevic, "Capacity-Approaching Transmission over 6375 km Using Hybrid Quasi-Single-Mode Fiber Spans," *J. Lightwave Technol.* vol. 35, no. 3, pp. 481-487, February 2017.
- [43] E. Agrell and M. Karlsson, "Power-Efficient Modulation Formats in Coherent Transmission Systems," *J. Lightwave Technol.*, vol. 27, no. 22, pp. 5115-5126, November 2009.
- [44] T. A. Eriksson, M. Sjödin, P. Johannisson, P. A. Andrekson, and M. Karlsson, "Comparison of 128-SP-QAM and PM-16QAM in Long-Haul WDM Transmission," *Opt. Express*, vol. 21, no. 16, pp. 19269-19279, August 2013.
- [45] M. P. Yankov, D. Zibar, K. J. Larsen, L. P. B. Christensen, and S. Forchhammer, "Constellation Shaping for Fiber-Optic Channels with QAM and High Spectral Efficiency," *Photon. Technol. Lett.*, vol. 26, no. 23, pp. 2407-2410, December 2014.
- [46] F. Buchali, F. Steiner, G. Böcherer, L. Schmalen, P. Schulte, and W. Idler, "Rate Adaptation and Reach Increase by Probabilistically Shaped 64-QAM: An Experimental Demonstration," *J. Lightwave Technol.*, vol. 34, no. 7, pp. 1599-1609, April 2016.
- [47] M. N. Tehrani, M. Torbatian, H. Sun, P. Mertz, and K. Wu, "A Novel Nonlinearity Tolerant Super-Gaussian Distribution for Probabilistically Shaped Modulation," in Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC), Th1H.4, Rome, Italy, September 2018.
- [48] Y. Yamamoto, M. Hirano, and T. Sasaki, "A New Class of Optical Fiber to Support Large Capacity Transmission," in Proc. Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference, (OFC/NFOEC), OWA6, Los Angeles, California, USA, March 2011.
- [49] T. Kobayashi, T. Umeki, R. Kasahara, H. Yamazaki, M. Nagatani, H. Wakita, H. Takenouchi, and Y. Miyamoto, "96-Gbaud PDM-8QAM Single Channel Transmission over 9,600 km by Nonlinear Tolerance Enhancement

- Using PPLN-based Optical Phase Conjugation," in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), Th3E.4, San Diego, California, USA, March 2018.
- [50] L. E. Nelson, G. Zhang, M. Birk, C. Skolnick, R. Isaac, Y. Pan, C. Rasmussen, G. Pendock, and B. Mikkelsen, "A Robust Real-Time 100G Transceiver with Soft-Decision Forward Error Correction," *J. Opt. Commun.*, vol. 4, no. 11, pp. B131-B141, November 2012.
- [51] H. Bülow, "Polarization QAM Modulation (POL-QAM) for Coherent Detection Schemes," in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), OWG.2, San Diego, California, USA, March 2009.
- [52] H. Bülow, X. Lu, L. Schmalen, A. Klekamp, and F. Buchali, "Experimental Performance of 4D Optimized Constellation Alternatives for PM-8QAM and PM-16QAM," in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), M2A.6, San Francisco, California, USA, March 2014.
- [53] T. A. Eriksson, S. Alreesh, C. Schmidt-Langhorst, F. Frey, P. W. Berenguer, C. Schubert, J. K. Fischer, P. A. Andrekson, M. Karlsson, and E. Agrell, "Experimental Investigation of a Four-Dimensional 256-ary Lattice-Based Modulation Format," in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), W4K.3, Los Angeles, California, USA, March 2015.
- [54] J. K. Fischer, C. Schmidt-Langhorst, S. Alreesh, R. Elschner, F. Frey, P. W. Berenguer, L. Molle, M. Nölle, and C. Schubert, "Transmission of 512SP-QAM Nyquist-WDM Signals," in Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC), Tu.3.3.2, Cannes, France, September 2014.
- [55] T. A. Eriksson, P. Johannisson, M. Sjödin, E. Agrell, P. A. Andrekson, and M. Karlsson, "Frequency and Polarization Switched QPSK," in Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC), Th.2.D.4, London, UK, September 2013.
- [56] D. S. Millar, T. Koike-Akino, S. Ö. Arik, K. Kojima, K. Parsons, T. Yoshida, and T. Sugihara, "High-Dimensional Modulation for Coherent Optical Communications Systems," *Opt. Express*, vol. 22, no. 7, pp. 8798-8812, April 2014.
- [57] S. Ishimura and K. Kikuchi, "Eight-State Trellis-Coded Optical Modulation with Signal Constellations of Four-Dimensional M-ary Quadrature-Amplitude Modulation," *Opt. Express*, vol. 23, no. 5, pp. 6692-6704, March 2015.
- [58] G. Caire, G. Taricco, and E. Biglieri, "Bit-Interleaved Coded Modulation," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 44, no. 3, pp. 927-946, May 1998.
- [59] I. B. Djordjevic, M. Arabaci, and L. L. Minkov, "Next Generation FEC for High-Capacity Communication in Optical Transport Networks," *J. Lightwave Technol.*, vol. 27, no. 16, pp. 3518-3530, August 2009.
- [60] J. Renaudier, O. Bertran-Pardo, A. Ghazisaeidi, P. Tran, H. Mardoyan, P. Brindel, A. Voicila, G. Charlet, and S. Bigo, "Experimental Transmission of Nyquist Pulse Shaped 4-D Coded Modulation using Dual Polarization 16QAM Set-Partitioning Schemes at 28 Gbaud," in Proc. Optical Fiber Communication Conference and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), OTu3B.1, Anaheim, California, USA, March 2013.

- [61] J. X. Cai, H. G. Batshon, M. Mazurczyk, H. Zhang, Y. Sun, O. V. Sinkin, D. G. Foursa, and A. Pilipetskii, "64QAM Based Coded Modulation Transmission over Transoceanic Distance with > 60 Tb/s Capacity," in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), Th5C.8, Los Angeles, California, USA, March, 2015.
- [62] M. Nakamura, F. Hamaoka, A. Matsushita, K. Horikoshi, H. Yamazaki, M. Nagatani, A. Sano, A. Hirano, and Y. Miyamoto, "Coded Eight-Dimensional QAM Technique Using Iterative Soft-Output Decoding and Its Demonstration in High Baud-Rate Transmission," *J. Lightwave. Technol.*, vol. 35, no. 8, pp. 1369-1375, February 2017.
- [63] J. H. Conway and N. J. A. Sloane, "Sphere Packings, Lattices and Groups," 3rd edition, New York: Springer-Verlag, 1999.
- [64] F. Gray, "Pulse Code Communication," U.S. Patent 2 632 058, 1953.
- [65] R. G. Gallager, "Low-Density Parity-Check Codes," Cambridge, MA: MIT Press, 1963.
- [66] Digital Video Broadcasting (DVB); 2nd Generation Framing Structure, Channel Coding and Modulation Systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and Other Broadband Satellite Applications (DVB-S2), European Telecommun. Standards Inst. (ETSI) Standard EN302 307, Rev. 1.2.1, 2009.
- [67] S. Ten Brink, "Convergence Behavior of Iteratively Decoded Parallel Concatenated Codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 10, pp. 1727-1737, October 2001.
- [68] H. Bülow, X. Lu, and L. Schmalen, "Experimental Analysis of Single Carrier POLQAM (6Pol-QPSK) Transmission with Soft-Decoding," in Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC), Mo.4.D.2, London, UK, September 2013.
- [69] T. Koike-Akino, D. Millar, K. Kojima, and K. Parsons, "Coded Modulation Design for Finite-Iteration Decoding and High-Dimensional Modulation," in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), W4K.1, Los Angeles, California, USA, March 2015.
- [70] T. Xia, T. Koike-Akino, D. Millar, K. Kojima, K. Parsons, Y. Miyata, K. Sugihara, and W. Matsumoto, "Nonbinary LDPC Convolutional Codes for High-Dimensional Modulations," in Proc. Signal Processing in Photonic Communications (SPPCom), SpS3D.5, Boston, Massachusetts, USA, July 2015.
- [71] A. Sano, M. Nagatani, H. Nosaka, and Y. Miyamoto, "5 × 1-Tb/s PDM-16QAM Transmission over 1,920 km Using High-Speed InP MUX-DAC Integrated Module," in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), M3G.3, Los Angeles, California, USA, March 2015.
- [72] F. Chang, K. Onohara, and T. Mizuochi, "Forward Error Correction for 100 G Transport Networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 48, no. 3, pp. S48-S55, March 2010.
- [73] H. Khodakarami and W. Shieh, "On the Energy Efficiency of Modulation Formats for Optical Communications," *Photon. Technol. Lett.*, vol. 25, no. 3, pp. 275-278, February 2013.
- [74] International Telecommunication Union Telecommunication Standardization (ITU-T), Std. Rec. G.697, "Optical Monitoring for Dense Wavelength Division Multiplexing Systems," November 2016.
- [75] H. M. Navazi and M. J. Hossain, "A Novel Symbol Mapping Method for BICM-ID Systems for Higher Order Signal Constellations," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 18, no. 8, pp. 1323-1326, August 2014.

- [76] T. Koike-Akino and V. Tarokh, "Sphere Packing Optimization and EXIT Chart Analysis for Multi-Dimensional QAM Signaling," in Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC), WCS-25.2, Dresden, Germany, June 2009.
- [77] T. Liu and I. B. Djordjevic, "Multidimensional Optimal Signal Constellation Sets and Symbol Mappings for Block-Interleaved Coded-Modulation Enabling Ultrahigh-Speed Optical Transport," *IEEE Photonics Journal*, vol. 6, no. 4, 5500714, August 2014.
- [78] S. Zhang, F. Yaman, E. Mateo, T. Inoue, K. Nakamura, and Y. Inada, "A Generalized Pairwise Optimization for Designing Multi-Dimensional Modulation Formats," in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), W4A.6, Los Angeles, California, USA, March 2017.
- [79] John. G. Proakis, "Digital Communications", 3rd edition, McGraw-Hill, 1995
- [80] J. Chen and M. P. C. Fossorier, "Near Optimum Universal Belief Propagation Based Decoding of Low-Density Parity Check Codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 3, pp. 406-414, March 2002.
- [81] R. Pyndiah, A. Picart, and A. Glavieux, "Performance of Block Turbo Coded 16-QAM and 64-QAM Modulations," in Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM), vol.2, pp. 1039-1043, Singapore, Singapore, November 1995.
- [82] D. J. Costello and C. D. Forney, "Channel Coding: The Road to Channel Capacity," *Proc. IEEE*, vol. 95, no.6, pp. 1150-1177, June 2007.
- [83] Q. Wang, Q. Xie, Z. Wang, S. Chen, and L. Hanzo, "A Universal Low-Complexity Symbol-to-Bit Soft Demapper," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 63, no. 1, pp. 119-130, January 2014.
- [84] Y. Kim, F. R. Rad, B. J. Brickner, and J. Moon, "Soft-Demapping and Phase Error Correction in Wireless System with Receive Diversity," U.S. Patent 7,173,990, February 2007.
- [85] M. Seidl, A. Schenk, C. Stierstorfer, and J. B. Huber, "Polar-Coded Modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, no. 10, pp. 4108-4119, October 2013.
- [86] J. Chen, R. M. Tanner, C. Jones, and Y. Li, "Improved Min-Sum Decoding Algorithms for Irregular LDPC Codes," in Proc. IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT), pp. 449-4532, Adelaide, South Australia, Australia, September 2005.
- [87] Claude E. Shannon, "A Mathematical Theory of Communication," *Bell System Technical Journal*, vol.27, no. 3, pp. 379-423, July 1948.
- [88] G. Bocherer, F. Steiner, and P. Schulte, "Bandwidth Efficient and Rate-Matched Low-Density Parity-Check Coded Modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 12, pp. 4651-4665, December 2015.
- [89] International Telecommunication Union Telecommunication Standardization (ITU-T), Std. Rec. V.34, "A Modem Operating at Data Signalling Rates of Up to 28,800 bit/s for Use on the General Switched Telephone Network and on Leased Point-to-Point 2-Wire Telephone-Type Circuits," September 1994.
- [90] G. D. Forney, L. Brown, M. V. Eyuboglu, and J. L. Moran, "The V.34 High Speed Modem Standard," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 34, no. 12, pp. 28-33, December 1996.

- [91] P. Schulte and G. Böcherer, "Constant Composition Distribution Matching," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 62, no. 1, pp. 430-434, January 2016.
- [92] J. Cho, S. Chandrasekhar, R. Dar, and P. J. Winzer, "Low-Complexity Shaping for Enhanced Nonlinearity Tolerance," in Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC), W.1.C.2, Düsseldorf, Germany, September 2016.
- [93] T. Yoshida, M. Karlsson, and E. Agrell, "Hierarchical Distribution Matching for Probabilistically Shaped Coded Modulation," *J. Lightwave Technol.*, vol. 37, no. 6, pp. 1579-1589, March 2019.
- [94] T. V. Ramabadran, "A Coding Scheme for M-out-of-N Codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 38, no. 8, pp. 1156-1163, August 1990.
- [95] A. Alvarado, E. Agrell, D. Lavery, R. Maher, and P. Bayvel, "Replacing the Soft-Decision FEC Limit Paradigm in the Design of Optical Communication Systems," *J. Lightwave Technol.*, vol.33, no. 20, pp. 4338-4352, October 2015.
- [96] J. Cho, L. Schmalen, and P. J. Winzer, "Normalized Generalized Mutual Information as a Forward Error Correction Threshold for Probabilistically Shaped QAM," in Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC), M.2.D.2, Gothenburg, Sweden, September 2017.
- [97] D. S. Millar, R. Maher, D. Lavery, T. Koike-Akino, M. Pajovic, A. Alvarado, M. Paskov, K. Kojima, K. Parsons, B. C. Thormsen, S. J. Savory, and P. Bayvel, "Detection of a 1 Tb/s Superchannel with a Single Coherent Receiver," in Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC), Mo.3.3.1, Valencia, Spain, September 2015.
- [98] M. Nakamura, A. Matsushita, S. Okamoto, F. Hamaoka, and Y. Kisaka, "Spectrally Efficient 800 Gbps/carrier WDM Transmission with 100-GHz Spacing Using Probabilistically Shaped PDM-256QAM," in Proc. of European Conference on Optical Communication (ECOC), We3G.4, Roma, Italy, September 2018.
- [99] F. Hamaoka, M. Nakamura, M. Nagatani, H. Wakita, H. Yamazaki, T. Kobayashi, H. Nosaka, and Y. Miyamoto "Electrical spectrum synthesis technique using digital pre-processing and ultra-broadband electrical bandwidth doubler for high-speed optical transmitter," *Electron. Lett.*, vol. 54, no. 24, pp. 1390-1391, November 2018.
- [100] J. Zhang, J. Yu, B. Zhu, Z. Jia, F. Li, X. Li, H. Chien, S. Shi, C. Ge, Y. Xia, and Y. Chen, "WDM Transmission of Twelve 960 Gb/s Channels Based on 120-GBaud ETDM PDM-16QAM over 1200-km TeraWave™ Fiber Link," in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), Tu3A.2, Anaheim, California, USA, March 2016.
- [101] J. Zhang and J. Yu, "Generation and Transmission of High Symbol Rate Single Carrier Electronically Time-Division Multiplexing Signals," *IEEE Photonics Journal*, vol. 8, no. 2, 7902506, April 2016.
- [102] H. Chien, J. Yu, B. Zhu, J. Shi, Y. Cai, X. Xiao, Y. Xia, X. Wei, and Y. Chen, "Probabilistically Shaped DP-64QAM Coherent Optics at 105 GBd Achieving 900 Gbps Net Bit Rate per Carrier over 800 km Transmission," in Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC), We.3G.1, Rome, Italy, September 2018.

- [103] I. F. de Jauregui Ruiz, A. Ghazisaeidi, P. Brindel, R. Rios-Müller, A. Arnould, H. Mardoyan, O. A. Sab, J. Renaudier, and G. Charlet, "Record 560 Gb/s Single-Carrier and 850 Gb/s Dual-Carrier Transmission over Transoceanic Distances," in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), M2C.2, San Diego, California, USA, March 2018.
- [104] M. Nakamura, F. Hamaoka, A. Matsushita, H. Yamazaki, M. Nagatani, A. Hirano, and Y. Miyamoto, "Low-complexity iterative soft-demapper for multidimensional modulation based on bitwise log likelihood ratio and its demonstration in high baud-rate transmission," *J. Lightwave Technol.*, vol. 36, no. 2, pp. 476-484, January 2018.
- [105] A. Matsushita, F. Hamaoka, M. Nakamura, K. Horikoshi, H. Yamazaki, M. Nagatani, A. Sano, A. Hirano, and Y. Miyamoto, "Super-Nyquist 9-WDM 126-GBaud PDM-QPSK Transmission over 7878km using Digital-Preprocessed Analog-Multiplexed DAC for Long-Haul Applications," in Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC), W.3.D.2, Düsseldorf, Germany, September 2016.
- [106] A. Matsushita, M. Nakamura, H. Nishizawa, Y. Kisaka, and A. Hirano, "10-WDM 64-GBaud PDM-64QAM Transmission over all-Raman amplified 840 km SSMF using Digital Back Propagation," in Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC), Th.2.E.2, Gothenburg, Sweden, September, 2017.
- [107] M. Nakamura, F. Hamaoka, M. Nagatani, H. Yamazaki, T. Kobayashi, A. Matsushita, S. Okamoto, H. Wakita, H. Nosaka, and Y. Miyamoto, "1.04 Tbps/carrier Probabilistically Shaped PDM-64QAM WDM Transmission over 240 km Based on Electrical Spectrum Synthesis," in Proc. of Optical Fiber Communication Conference (OFC), M4I.4, San Diego, California, USA, March 2019.
- [108] M. Nakamura, F. Hamaoka, M. Nagatani, H. Yamazaki, Y. Ogiso, H. Wakita, M. Ida, A. Matsushita, T. Kobayashi, H. Nosaka, and Y. Miyamoto, "1.3-Tbps/carrier Net-Rate Signal Transmission with 168-GBaud PDM PS-64QAM Using Analogue-Multiplexer-Integrated Optical Frontend Module," in Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC), Tu.2.D.5, Dublin, Ireland, September 2019.
- [109] L. Galdino, D. Lavery, Z. Liu, K. Balakier, E. Sillekens, D. Elson, G. Saavedra, R. I. Killey, and P. Bayvel, "The Trade-off between Transceiver Capacity and Symbol Rate," in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), W1B.4, San Diego, California, USA, September 2018.
- [110] Advanced Television Systems Committee (ATSC) Standard: Physical Layer Protocol (A/322), ATSC Standard TS A/322:2017, June 2017.
- [111] M. Nakamura, F. Hamaoka, M. Nagatani, Y. Ogiso, H. Wakita, H. Yamazaki, T. Kobayashi, M. Ida, H. Nosaka, and Y. Miyamoto, "192-Gbaud Signal Generation Using Ultra-Broadband Optical Frontend Module Integrated with Bandwidth Multiplexing Function," in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), M4I.4, San Diego, California, USA, March 2019.
- [112] H. Yamazaki, M. Nagatani, F. Hamaoka, S. Kanazawa, H. Nosaka, T. Hashimoto, and Y. Miyamoto, "Discrete Multitone Transmission at Net Data Rate of 250 Gb/s using Digital-Preprocessed Analog-Multiplexed DAC with Halved Clock Frequency and Suppressed Image," *J. Lightwave Technol.*, vol. 35, no. 7, pp. 1300-1306, April 2017.

- [113] M. Nakamura, F. Hamaoka, A. Matsushita, H. Yamazaki, M. Nagatani, A. Hirano, and Y. Miyamoto, "High Baud Rate Signal Transmission with Coded Multi-dimensional Modulation," in Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC), Th.1.E.4, Gothenburg, Sweden, September 2017.
- [114] D. Elson, G. Saavedra, K. Shi, D. Semrau, L. Galdino, R. Killey, B. Thomsen, and P. Bayvel, "Investigation of Bandwidth Loading in Optical Fibre Transmission using Amplified Spontaneous Emission Noise," *Opt. Express*, vol. 25, no. 16, pp. 19529-19537, August 2017.
- [115] A. Matsushita, M. Nakamura, K. Horikoshi, S. Okamoto, F. Hamaoka, and Y. Kisaka, "64-GBd PDM-256QAM and 92-GBd PDM-64QAM Signal Generation using Precise-Digital-Calibration aided by Optical-Equalization," in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), W4B.2, San Diego, California, USA, March 2019.
- [116] T. Kobayashi, M. Nakamura, F. Hamaoka, M. Nagatani, H. Wakita, H. Yamazaki, T. Umeki, H. Nosaka, and Y. Miyamoto, "35-Tb/s C-band Transmission over 800 km Employing 1-Tb/s PS-64QAM Signals Enhanced by Complex 8×2 MIMO Equalizer," in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), Th4B.2, San Diego, California, USA, March 2019.

略語一覽

3R	Regeneration, Retiming, Reshaping
8D	Eight-Dimensional
A-MUX	Analog Multiplexer
ADC	Analog-to-Digital Converter
APSK	Amplitude Phase Shift Keying
ASE	Amplified Spontaneous Emission
ASK	Amplitude Shift Keying
ATSC	Advanced Television System Committee
AWG	Arbitrary Waveform Generator
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BICM	Bit Interleaved Coded Modulation
BPD	Balanced PhotoDetector
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CCDM	Constant Composition Distribution Matcher
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
CW	Continuous Wave
DAC	Digital-to-Analog Converter
DBP	Digital Back-Propagation
DM	Distribution Matcher
DP-AM-DAC	Digital Pre-processed Analog Multiplexed DAC
DPOH	Dual Polarization Optical Hybrid
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
DRV	Driver Amplifier
DSO	Digital Storage Oscilloscope
DSP	Digital Signal Processing
DVB-S2	Digital Video Broadcasting–Satellite–Second Generation
Dec.	Decoder
E/O	Electrical-to-Optical
ECL	External Cavity Laser
EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier
ENoB	Effective Number of Bit
EXIT	Extrinsic Information Transfer

Enc.	Encoder
FEC	Forward Error Correction
FTTH	Fiber to the home
GEQ	Gain EQualization
GMI	Generalized Mutual Information
HD	Hard-Decision
I	In-Phase
IL	InterLeave
IMDD	Intensity Modulation Direct Detection
IOWN	Innovative Optical and Wireless Network
IQM	IQ Modulator
ITLA	Integrable Tunable Laser Assembly
InP	Indium Phosphide
IoT	Internet of Things
LDPC	Low Density Parity Check
LLR	Log-Likelihood Ratio
LMS	Least Mean-Square
LSB	Least Significant Bit
LSPC	Loop Synchronous Polarization Controller
MAP	Maximum A-Priori
MIMO	Multiple-Input Multiple-output
MSB	Most Significant Bit
NB	Non-Binary
NGMI	Normalized Generalized Mutual Information
O/E	Optical-to-Electrical
OBPF	Optical Band Pass Filter
OEQ	Optical Equalization
OOK	On-Off Keying
OSNR	Optical Signal-to-Noise Ratio
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PAS	Probabilistic Amplitude Shaping
PDM	Polarization Division Multiplexing
PDME	Polarization Division Multiplexing Emulator
PLL	Phase Locked Loop
PPM	Pulse-Position Modulation
PS	Probabilistically Shaped

PSCF	Pure Silica Core Fiber
Q	Quadrature-Phase
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RC	Raised Cosine
Rx	Receiver
SD	Soft-Decision
SDM	Space Division Multiplexing
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SSMF	Standard Single Mode Fiber
TCM	Trellis Coded Modulation
TDM	Time Division Multiplexing
TIA	TransImpedance Amplifier
Tx	Transmitter
WDM	Wavelength Division Multiplexing
WSS	Wavelength Selectable Switch

本論文に関する原著論文

A. 査読付き論文

1. **M. Nakamura**, F. Hamaoka, A. Matsushita, K. Horikoshi, H. Yamazaki, M. Nagatani, A. Sano, A. Hirano, and Y. Miyamoto, “Coded Eight-Dimensional QAM Technique Using Iterative Soft-Output Decoding and Its Demonstration in High Baud-Rate Transmission,” *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, Vol. 35, No. 8, pp. 1369-1375, February, 2017. [第3章]
2. **M. Nakamura**, F. Hamaoka, A. Matsushita, H. Yamazaki, M. Nagatani, A. Hirano, and Y. Miyamoto “Low-complexity iterative soft-demapper for multidimensional modulation based on bitwise log likelihood ratio and its demonstration in high baud-rate transmission,” *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, Vol. 36, No. 2, pp. 476-484, January, 2018. [第4章]

B. 査読付き国際会議

1. **M. Nakamura**, M. Yoshida, F. Hamaoka, and K. Yonenaga “Optical 8-Dimensional Time-Polarization Modulation Using Square-QAM-Constellation and a Simple Decoding Algorithm,” in Proc. OptoElectronics and Communications Conference (OECC), JThA.93, Shanghai, China, June, 2015.
2. **M. Nakamura**, F. Hamaoka, A. Matsushita, K. Horikoshi, H. Yamazaki, M. Nagatani, A. Sano, A. Hirano, and Y. Miyamoto, “96-GBaud Coded 8-Dimensional 16QAM Transmission over 5,252 km Using Iterative Soft-Output Decoding,” in Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC), W.2.D.3, Düsseldorf, Germany, September, 2016.
3. **M. Nakamura**, F. Hamaoka, A. Matsushita, H. Yamazaki, M. Nagatani, A. Sano, A. Hirano, and Y. Miyamoto, “120-GBaud Coded 8 Dimensional 16QAM WDM Transmission Using Low-Complexity Iterative Decoding Based on Bit-Wise Log Likelihood Ratio,” in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), W4A.3, Los Angeles, California, USA, March, 2017.
4. **M. Nakamura**, F. Hamaoka, A. Matsushita, H. Yamazaki, M. Nagatani, A. Hirano, and Y. Miyamoto, “High Baud Rate Signal Transmission with Coded Multi-dimensional Modulation,” in Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC), Th.1.E.4, Gothenburg, Sweden, September, 2017.
5. **M. Nakamura**, F. Hamaoka, A. Matsushita, H. Yamazaki, M. Nagatani, T. Kobayashi, Y. Kisaka, and Y. Miyamoto, “Advanced DSP Technologies with Symbol-rate over 100-Gbaud for High-capacity Optical Transport Network,” in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), M1C, San Diego, California, USA, March, 2018.
6. **M. Nakamura**, F. Hamaoka, A. Matsushita, and Y. Kisaka, “Multi-Dimensional Modulation with Iterative Decoder for High Capacity Optical Transport Network,” in Proc. OptoElectronics and Communications Conference (OECC), 5B3-2, Jeju, Korea, July, 2018.

7. **M. Nakamura**, A. Matsushita, S. Okamoto, F. Hamaoka, and Y. Kisaka, “Spectrally Efficient 800 Gbps/carrier WDM Transmission with 100-GHz Spacing Using Probabilistically Shaped PDM-256QAM,” in Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC), We3G.4, Roma, Italy, September, 2018. [第 5 章]
8. **M. Nakamura**, F. Hamaoka, A. Matsushita, and Y. Kisaka, “Multi-Dimensional Modulation and Demodulation Techniques for High-Capacity Optical Transport Network,” in Proc. Photonics West, 10947(109470A), San Francisco, California, USA, February, 2019.
9. **M. Nakamura**, F. Hamaoka, M. Nagatani, H. Yamazaki, T. Kobayashi, A. Matsushita, S. Okamoto, H. Wakita, H. Nosaka, and Y. Miyamoto, “1.04 Tbps/carrier Probabilistically Shaped PDM-64QAM WDM Transmission over 240 km Based on Electrical Spectrum Synthesis,” in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), M4I.4, San Diego, California, USA, March, 2019. [第 5 章]
10. **M. Nakamura**, F. Hamaoka, M. Nagatani, Y. Ogiso, H. Wakita, H. Yamazaki, T. Kobayashi, M. Ida, H. Nosaka, and Y. Miyamoto, “192-Gbaud Signal Generation Using Ultra-Broadband Optical Frontend Module Integrated with Bandwidth Multiplexing Function,” in Proc. Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC), Th4B.4, San Diego, California, USA, March, 2019.
11. **M. Nakamura**, F. Hamaoka, M. Nagatani, H. Yamazaki, Y. Ogiso, H. Wakita, M. Ida, A. Matsushita, T. Kobayashi, H. Nosaka, and Y. Miyamoto, “1.3-Tbps/carrier Net-Rate Signal Transmission with 168-GBaud PDM PS-64QAM Using Analogue-Multiplexer-Integrated Optical Frontend Module,” in Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC), Tu.2.D.5, Dublin, Ireland, September, 2019. [第 5 章]
12. **M. Nakamura**, T. Kobayashi, H. Yamazaki, F. Hamaoka, M. Nagatani, H. Wakita, H. Nosaka, and Y. Miyamoto “Entropy and Symbol-rate Optimized 120 GBaud PS-36QAM Signal Transmission over 2400 km at Net-rate of 800 Gbps/ λ ,” in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), M4K.3, San Diego, California, USA, March, 2020.

C. 国内全国大会

1. **中村政則**, 吉田光輝, 米永一茂, 片岡智由, “デジタルコヒーレント方式のための多次元光変調のシンボル点配置探索法,” 2011 年電子情報通信学会総合大会, B-10-23, 2015 年 3 月.
2. **中村政則**, 濱岡福太郎, 松下明日香, 山崎裕史, 長谷宗彦, 木坂由明, 宮本裕, “超高速・長距離光伝送を実現する 8 次元変復調技術,” レーザー学会学術講演会第 38 回年次大会, 26pIX.2, 2018 年 1 月.
3. **中村政則**, 三科健, 久野大介, 丸田章博, “光固有値変調のための時間領域波形ユークリッド距離に基づく変調フォーマット設計,” 2020 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-27, 2020 年 9 月.

D. 査読なし国内研究会

1. 中村政則, 吉田光輝, 米永一茂, 平野 章, “正方 QAM を用いた 8 次元光変調の構成法と基本特性評価,” 電子情報通信学会光通信システム研究会, 信学技報, vol. 115, no. 276, OCS2015-53, pp. 59-64, 2015 年 10 月.