

デジタル信号処理による長距離・大容量
光ファイバ伝送システムの周波数利用効率向上

Spectral efficiency improvement using digital signal processing
in long-haul and high-capacity optical transmission systems

2019 年 12 月

小林 孝行

Takayuki KOBAYASHI

デジタル信号処理による長距離・大容量
光ファイバ伝送システムの周波数利用効率向上

Spectral efficiency improvement using digital signal processing
in long-haul and high-capacity optical transmission systems

2019 年 12 月

早稲田大学大学院 先進理工学研究科

小林 孝行

Takayuki KOBAYASHI

目次

第1章 序論1	
1.1 基幹光ファイバ伝送システムの進展と4つの革新技術.....	1
1.2 光ファイバ伝送システムの大容量化と長距離化	4
1.2.1 周波数利用効率向上における課題.....	4
1.2.2 受信信号対雑音比の向上と光ファイバ中の非線形光学効果.....	5
1.3 本論文の目的.....	8
1.4 本論文の構成.....	10
第2章 デジタル信号処理と光多重技術による少数キャリア光 OFDM 方式	12
2.1 はじめに.....	12
2.2 スペクトル狭窄化による周波数利用効率の向上	12
2.2.1 周波数利用効率の向上手法と光 OFDM 方式の必要性.....	12
2.2.2 光 OFDM の最適サブキャリア数.....	14
2.2.3 少数キャリア OFDM 生成信号処理と光多重による広帯域化.....	15
2.3 110 Gb/s 22 キャリア光 OFDM 伝送実験.....	18
2.3.1 実験系	18
2.3.2 22 サブキャリア光 OFDM 信号の特性評価.....	20
2.4 OFDM 方式の光ファイバ伝送路への適用性.....	23
2.5 まとめ	25
第3章 高次多値化による光伝送システムの周波数利用効率の向上.....	26
3.1 はじめに.....	26
3.2 多値光信号の生成方式と受信アルゴリズム	27
3.2.1 高次多値化に向けた光 QAM 送信機.....	27
3.2.2 光 QAM 受信機と復調アルゴリズム.....	28
3.2.3 高次 QAM 信号のための教師なし復調アルゴリズム	30
3.3 偏波多重 16QAM 光信号による 160 Gb/s 単一チャネル長距離伝送実験.....	33
3.3.1 長距離伝送のための周回実験系.....	33
3.3.2 復調アルゴリズムの検証結果.....	35
3.4 偏波多重 16QAM 光信号による 69.1 Tb/s 大容量伝送実験.....	38
3.4.1 C 帯および拡張 L 帯を用いた波長多重実験系	38
3.4.2 大容量伝送時における受信信号特性	39
3.5 まとめ	42
第4章 デジタルパイロットトーンを用いた高非線形耐力な SC-FDM 方式.....	43
4.1 はじめに.....	43
4.2 非線形光学効果の補償技術とその演算規模.....	44
4.3 デジタルパイロットトーンを付加した SC-FDM 方式	46

4.3.1	送信機構成と送信信号処理.....	46
4.3.2	受信機構成とパイロットトーンによる非線形補償.....	47
4.4	偏波多重 64QAM SC-FDM 信号を用いた長距離 WDM 伝送.....	49
4.4.1	実験系.....	49
4.4.2	SC-FDM 方式による高品質なサブキャリア多重の実証.....	51
4.4.3	長距離伝送における非線形光学効果の補償効果.....	52
4.4.4	7×538 Gb/s 長距離 WDM 伝送実験結果.....	55
4.5	SC-FDM 方式による 102.3 Tb/s 波長多重伝送.....	57
4.5.1	実験系.....	57
4.5.2	光 64QAM 信号の光周波数領域における多重間隔の限界.....	59
4.5.3	224×548 Gb/s 波長多重伝送による大容量化実証.....	60
4.6	まとめ.....	63
第 5 章	前方励起分布ラマン増幅による光多値信号の伝送距離長延化.....	64
5.1	はじめに.....	64
5.2	インコヒーレント光源を用いた分布ラマン増幅.....	64
5.3	偏波多重 16QAM 信号を用いた波長多重長距離伝送実験.....	65
5.4	まとめ.....	69
第 6 章	空間分割多重技術による周波数利用効率の向上.....	70
6.1	はじめに.....	70
6.2	SDM による光伝送システムの周波数利用効率の向上.....	70
6.3	1 Pb/s 光増幅中継伝送実験.....	74
6.4	まとめ.....	77
第 7 章	結論.....	78
参考文献	80
謝辞	93
略語一覧	95
研究業績	98

第1章 序論

1.1 基幹光ファイバ伝送システムの進展と4つの革新技术

1980年頃から世界中の通信キャリアで、従来の同軸ケーブルによる電気通信システムに代わり、基幹ネットワークに光ファイバを用いた通信システムの導入が開始された。日本においては、1985年に旭川から鹿児島までのおよそ3,400 kmにわたる日本を縦貫する光ファイバ伝送網が完成した[1]。現在では、陸上から海底に至るまで、世界中に光ファイバが張り巡らされ、光通信ネットワークが情報社会を支える基盤となっている。図1.1に光ネットワークの模式図を示す。基幹光ネットワークでは、大都市間が大容量の波長多重光伝送システムによって結ばれており、地域網やアクセス網からのトラフィックを多数の高速な光信号に収容して各地に伝送している。基幹ネットワークの各拠点には、ROADM(Reconfigurable optical add/drop multiplexer)などの技術により実現されているリング状の地域網が接続されており、波長多重光伝送システムの波長リソースを柔軟に用いた県内レベルの光ネットワークが構成されている。地域網を構成する各ノードは、データセンタや複数の局舎ビルが収容されている。局舎ビルでは、FTTH(Fiber To The Home)、ADSL(Asymmetric Digital Subscriber Line)、CATV(Cable Television)などのラストワンマイルを担う通信サービスが収容されており、アクセスネットワークを形成している。また、BWA(Broadband Wireless Access)、携帯電話やスマートフォンなどの移動体通信サービスのアクセスポイントを通信事業者のセルラネットワークに接続するためのMBH(Mobile backhaul)やMFH(Mobile fronthaul)の多くは光アクセス網により実現されている。今日では、FTTHや移動体通信サービスが普及し、その契約者数は、図1.2に示すようにFTTHは3000万加入、WiMAXに代表されるBWAサービスは6000万加入を超えており、今なお増加を続けている。動画配信などの多様なサービスを提供するデータセンタを中心としたトラフィックも増加の一途をたどっており、ネットワークトラフィックは、年率1.3倍のペースで増加を続けている。また、1ユーザーが高精細動画配信やクラウドコンピューティングを利用することによって毎秒1ギガビット級の通信を行うケースもでてきている。基幹光ネットワークでは、このような爆発的に増え続けるトラフィックを収容する必要がある。単純に伝送容量を増やすには、使用する光ファイバの芯線数を増やせばよいが、芯線数に比例して波長多重光伝送システムも必要になり送受信機数などの装置規模やコストが増大する。したがって、経済的な基幹光ネットワークを実現するには、大都市間をつなぐ長距離光伝送システムの大容量化が必須であり、様々な機関で研究開発が進められている。

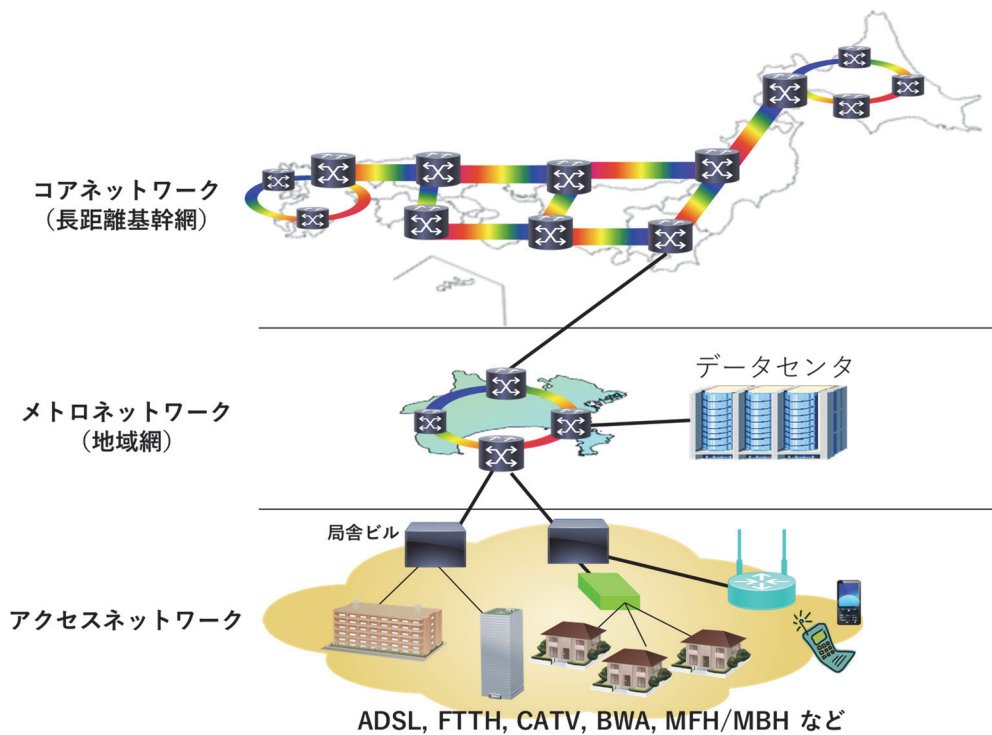


図 1.1 ブロードバンドの発展を支える光ネットワーク

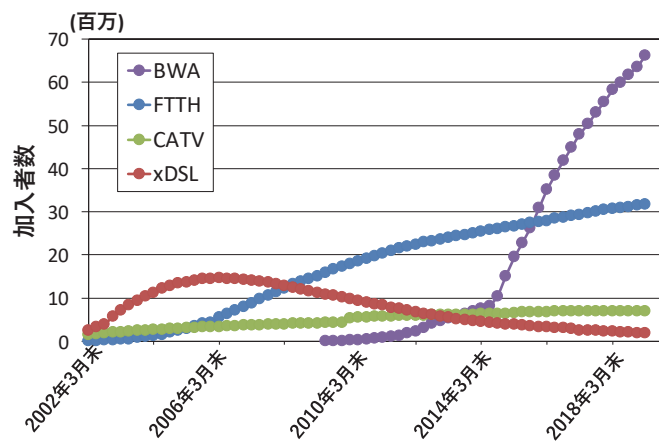


図 1.2 日本におけるブロードバンド契約者数の推移 [2]

図 1.3 に日本における商用光伝送システムの進展を示す。基幹光伝送システムにおいては、4つの革新技術の研究開発により大幅な性能向上がはかられてきた。1つ目は、高速エレクトロニクスにもとづく電気時分割多重技術(ETDM: Electrical Time-Division Multiplexing)である。1980年代から現在に至るまで、電気信号と光信号の変換を行うレーザー、変調器、フォトダイオードや周辺の電子デバイスの動作速度を向上させることで、送受信機1組あたりの光信号の高速化が行われ、加えてデバイスを集積化することで、経済化が行われてきた。実用化システムにおいて、2値のオン・オフキーイング(OOK)による強度変調・直接検波(IMDD)方式では、1980年には、2値信号の速

度が 100 Mb/s であったが、1990 年には 10 Gb/s まで高速化が行われた[1]。その後、4 値の光位相変調を用いた伝送システムでは、シンボルレートが 2006 年には 20 Gbaud[3]、2012 年には 32 Gbaud に高速化されている[4]。研究領域においては、100 Gb/s の 2 値の NRZ 信号の電子回路が 2004 年に報告されている[5]。

2 つ目のキー技術は、光増幅器である。特に、エルビウム添加光ファイバ増幅器(EDFA: Erbium Doped Fiber Amplifier)は、1980 年代の後半から開発が始められ、光伝送システムの大幅な長距離化・大容量化に貢献している[6]。光増幅器が登場するまでは、光ファイバで伝送され減衰した光信号は、中継地点において電気に変換され(O/E 変換 : Optical-to-electrical Conversion)、電気領域で信号に 3R 処理(Regeneration, Retiming, Reshaping)が施され、再び光信号に変換し(E/O 変換 : Electrical-to-optical Conversion)光ファイバへ入力する 3R 中継が行われていた。この O/E, E/O 変換を伴う中継方式では、中継地点の数だけ送受信機が必要になり光伝送システムのコストの主要因になっていた。そこで、光信号を光のまま増幅可能な EDFA を中継器として用いることで、高価な O/E, E/O 変換器を使うことなく再生中継が実現され、大幅なコスト削減が行われた[7]。また、EDFA の適用により大陸間を 3R 中継することなく伝送可能な太平洋横断伝送システムも実現可能になった[8][9]。

3 つ目は、波長分割多重 (WDM: Wavelength Division Multiplexing) 技術である。複数の異なる波長を多重し、光ファイバ 1 芯で伝送する技術である。ETDM 技術で高速化された信号を、波長軸に多重することで、チャネルの高速化と伝送システムの大容量化の両立が可能である。また、光増幅器が複数の波長を一括して増幅できることから、3R 中継器を大幅に削減可能な WDM 伝送システムは、現在の長距離・大容量光伝送システムの基盤技術となっている。2003 年には、1 波長 10 Gb/s の光信号を 50 GHz 間隔で 80 波多重した伝送システム[10]、2006 年には、40 Gb/s を 40 波長多重可能な伝送システム[3]が導入されている。

4 つ目は、デジタルコヒーレント技術である。コヒーレント光通信技術[11]は、信号光と局部発振光のビートをを用いて、光信号の復調を行うことで高感度化を行う方式である。3R 中継を前提とした 1980 年代の光伝送システムにおいて、受信感度の高感度化は、3R 中継間隔を長距離化し、経済化につながるものであるため、研究開発が進んだが、受信機構成の複雑性や光位相同期の安定性に技術的課題があり、EDFA の登場とともに、IMDD 方式が主流となった。近年、受信端のデジタル信号処理により高精度な位相同期[12]を実現し、合わせて信号の歪み補償などを信号処理で行う[13]デジタルコヒーレント技術が登場した。IMDD 方式では、光の強度のみを用いて信号を伝送していたが、光の波としての性質 (振幅・位相・偏波) を用いて信号伝送できることから、信号の効率的な多値化が実現できる。また、従来では、高速光信号の伝送距離を大きく制限していた光ファイバ中の波長分散や偏波モード分散による信号歪みの影響をデジタル信号処理で補償することで、伝送距離の長延化も可能になる。2012 年には、デジタルコヒーレント技術を適用した、偏波多重 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)信号による 1 波長あたり 100 Gb/s の 50 GHz 間隔

¹ 2 値信号では、ボーレート(シンボルレート)=ビットレートとなる。M 値信号では、ビットレート=ボーレート $\times\log_2(M)$ で与えられる。

80 波の波長多重伝送システムが実用化され、光ファイバ 1 芯あたりの伝送容量が 8 Tb/s まで向上している[14]. 更に、2017 年には、デジタル信号処理の高度化と偏波多重 16QAM(Quadrature Amplitude Modulation)を用いることによって、1 波長あたりの伝送速度を 200 Gb/s まで向上させ、19 Tb/s を超える総容量が実現可能な光伝送システムの導入が開始されている[15].

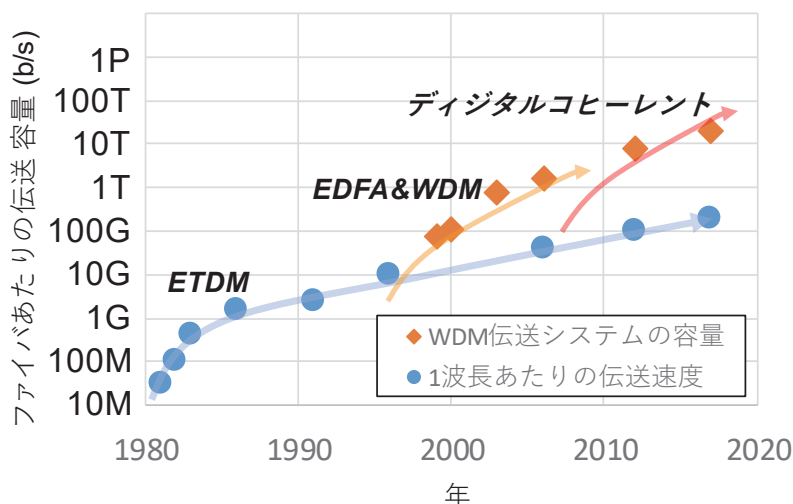


図 1.3 日本における実用化された光伝送システムの進展

1.2 光ファイバ伝送システムの大容量化と長距離化

1.2.1 周波数利用効率向上における課題

前節で述べたように光増幅器を用いた WDM の光増幅中継伝送技術は、経済的な基幹光ネットワークを構成するうえで不可欠であり、光伝送システムの性能を飛躍的に向上させた。図 1.4 に標準的な単一コアのシングルモードファイバの損失スペクトルと光増幅器の利得帯域を示す。光ファイバの損失は、レイリー散乱、赤外吸収、1400nm 付近の OH 基による吸収などによって、波長域で損失が異なる。基幹光ネットワークにおいては、低損失領域である C 帯および L 帯の合計約 10 THz の帯域を対象に技術が進展し、それぞれの帯域において EDFA が実用化されている。また、エルビウム以外の希土類の一つであるトリウムを添加した光増幅器(TDFA)が S 帯で、リンを添加した光増幅器(PDFA)が O 帯で実現されている。伝送システムの大容量化のためには、これらの光帯域に対して多重する波長の数を増やせばよいが、低損失かつ光増幅器が存在する波長域は限られている。従来用いられてきた 2 値の IMDD 方式による 10 Gb/s, 50 GHz 間隔 WDM システムでは、周波数利用効率 0.2 b/s/Hz であったが、4 値のデジタルコヒーレント方式を用いた 100 Gb/s, 50GHz 間隔の WDM システムでは、2 b/s/Hz まで向上している。光伝送システムの伝送容量は、周波数利用効率と光増幅帯域の積で決まるので、大容量化のためには、さらなる周波数利用効率の向上が必須である。周波数利用効率の向上の手法は 2 種類あり、光波形整形によるスペクトルの狭帯化(信

号の占有帯域の削減)と信号の多値化である。従来の ETDM による高速光信号では、矩形に近い広帯域な電気信号を、ボーレートの 7 割~8 割程度のベッセル・トムソンフィルタに代表されるアナログのローパスフィルタやガウス型の光バンドパスフィルタによって波形(光スペクトル)整形をしており、符号間干渉を許容しながら緩やかな帯域制限を行っていた。このような帯域制限では、波長多重時に隣接チャンネルとのクロストークを避けるため波長間隔を広げる必要があり、周波数利用効率が低下していた。偏波多重 QPSK を用いれば、周波数利用効率 4 b/s/Hz が理論限界であるが、同変調方式を適用した 100 Gb/s/波長の WDM 伝送システムでは、2 b/s/Hz にとどまっている。一方、信号の多値化においては、主に 2 値信号を扱う電気回路の高速化がおこなわれてきており、4 値を超える高速の電気多値信号を生成するのは困難であった。更に信号の多値度が上昇すると、指数関数的に必要な信号対雑音比(SNR : Signal-to-Noise Ratio)が上昇するため、IMDD 方式など伝送方式を固定して、信号を多値化する場合、伝送距離が劇的に短くなる。

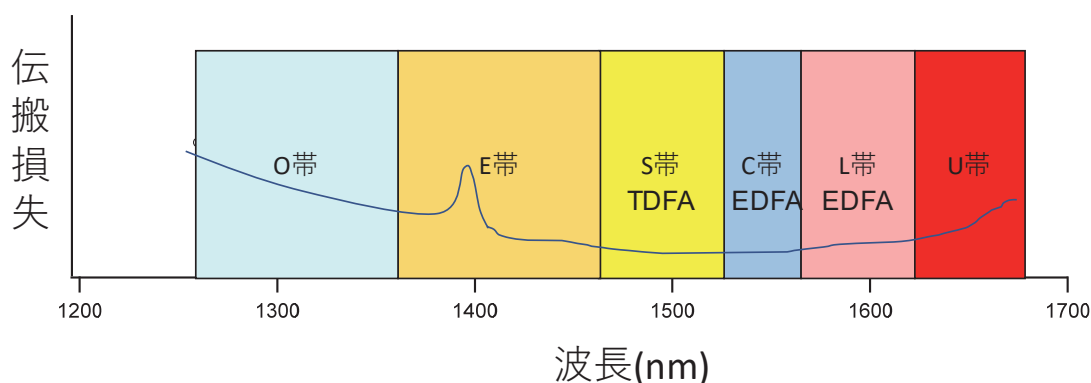


図 1.4 光ファイバの損失スペクトルと対応する光増幅器

1.2.2 受信信号対雑音比の向上と光ファイバ中の非線形光学効果

スペクトルの理想的な狭帯域化(ナイキストレートでの伝送)を仮定すると、伝送容量 C [b/s] は、シャノン・ハートレーの定理[15]より下記式で与えられる。

$$C = B \cdot N_{\text{pol}} \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{N} \right) \quad (1.1)$$

P_s は信号光のパワー、 N は光増幅器で付加される雑音、 N_{pol} は使う偏波成分の数(1 or 2)、 B は光増幅帯域である。 B を除いた項が周波数利用効率を表す。すなわち、高い SNR であるほど周波数利用効率の向上が可能であることを示している。

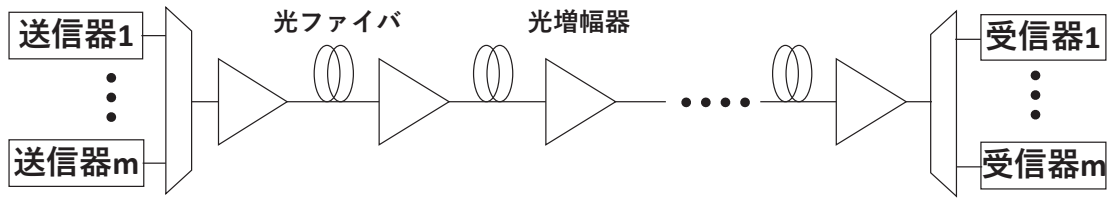


図 1.5 波長多重光増幅中継伝送システムの概略図

一方で、図 1.5 に示すような波長多重光増幅中継伝送システムにおいては、信号が光増幅器で増幅されるごとに、自然放出光(ASE : Amplified Spontaneous Emission)雑音が付加され、SNR が劣化する。各光ファイバ伝送区間における損失を光増幅器で増幅すると仮定すると、偏波多重信号を M 回増幅中継した後の光 SNR(OSNR)は以下の式(1.2), (1.3)であらわされる。

$$OSNR = \frac{P_s}{P_{ASE}} \quad (1.2)$$

$$P_{ASE} = M \cdot n_{sp}(G - 1)h\nu_c B_o \quad (1.3)$$

P_s は各区間におけるファイバの入力パワー、 n_{sp} は反転分布パラメータ、 G は光増幅器の利得、 h はプランク定数、 ν_c は、光のキャリア周波数、 B_o は光帯域(慣例的に $0.1 \text{ nm} \approx 12.5 \text{ GHz}$)である。NFの理論限界は 3 dB ($NF = 2n_{sp}$, $n_{sp} \geq 1$)のため、高い OSNR を得るためには、中継間隔を短くする、もしくは低損失の光ファイバを用いるなどして光増幅器を低い利得で動作させて P_{ASE} を低減させるか、ファイバ入力パワー P_s を上昇させればよい。中継間隔が決まっている陸上系システムでは、中継間隔を短くする手法の適用は難しいが、伝送路ファイバを増幅媒体として用いる分布ラマン増幅によって、見かけの伝送路損失を下げる手法がある [3]。一方で、 P_s が高くなると次式で表される光ファイバ中を信号が伝搬する際に生じる非線形光学効果で信号が歪む [17]。光ファイバ中の信号の伝搬は、非線形シュレディンガー方程式によって記述できる。単一偏波の非線形シュレディンガー方程式を以下に示す。

$$\begin{aligned} \frac{\partial E(z, t)}{\partial z} &= (\hat{D} + \hat{N})E(z, t) \\ \hat{D} &= -\frac{\alpha}{2} - j\frac{\beta_2}{2}\frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{\beta_3}{6}\frac{\partial^3}{\partial t^3} && \text{線形項} \\ \hat{N} &= j\gamma|E(z, t)|^2 && \text{非線形項} \end{aligned} \quad (1.4)$$

α は光ファイバの損失係数、 β_2 、 β_3 は群速度分散パラメータと群遅延分散パラメータである。 γ は、光ファイバ中のパワー密度に関連する非線形定数である。 $E(z, t)$ は、図 1.5 における送信機 1 から m から出力されたすべての WDM 信号が加算された電界である。非線形項 \hat{N} で記述される非線形光学効果は、信号光の電界によって引き起こされる 3 次の誘導分極により、光ファイバの屈折率が信号の強度に比例して変化する光カー効果である。WDM の各波長の信号の帯域内で生じる自己位相変調(SPM : Self Phase Modulation)と WDM チャンネル間で生じる相互位相変調(XPM : Cross Phase Modulation)、四光波混合(FWM : Four Wave Mixing)に分類できる。従来の光伝送シ

テムでは、非線形項 \hat{N} による信号歪みとファイバ入力パワーの向上による OSNR 改善効果が最適となるような領域でオペレーションされている。式(1.1)で記述されるシャノン限界は、光ファイバ伝送システムにおいては、非線形光学効果の影響によって、SNR の増加に対して単調増加ではなく、ピーク値を持つようになる。これは、非線形シャノン限界[18]と呼ばれる。図 1.6 に SMF を用いた各伝搬距離に対して、チャンネル間の XPM によって制限される非線形シャノン限界を計算した例を示す。増幅中継間隔 100 km, EDFA の NF 3 dB, 100 GHz 間隔の 47 チャンネル WDM を想定した。伝送後の SNR を高くするためには、入力パワーを増加させる必要があり、伝送距離が長くなるにしたがって非線形光学効果の影響が累積し、得られる伝送容量が低下する。したがって、高い周波数利用効率をもつ光信号を長距離伝送するためには、非線形光学効果に対して何らかの補償技術もしくは抑圧技術が必要になる。

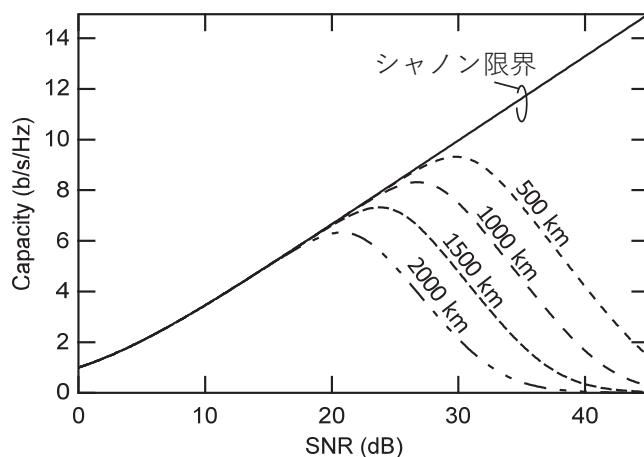


図 1.6 SMF における非線形シャノン限界

一方、 \hat{D} で記述される線形項は、光ファイバによる損失、 β_2 に比例する波長分散と β_3 に比例する分散スロープが含まれる。簡単のため、非線形項を無視し、式(1.3)の両辺をフーリエ変換し、初期値 $\tilde{E}(0, \omega)$ として解くと、光ファイバ中を z [km]進行した波形は、

$$\tilde{E}(z, \omega) = \exp\left(-\frac{\alpha}{2}z\right) \exp\left(j\frac{\beta_2}{2}\omega^2z - j\frac{\beta_3}{6}\omega^3z\right) \tilde{E}(0, \omega) \quad (1.5)$$

とかける、 $\tilde{E}(z, \omega)$ は、 $E(z, t)$ のフーリエ変換で、 ω は光の角周波数である。波長分散や、分散スロープは、光の周波数の2乗および3乗に比例して位相回転を引き起こす。更に、線形項のみ考慮し、ファイバ中で生じる偏波回転および偏波モード分散(PMD: Polarization Mode Dispersion)を考慮に入れると、偏波多重信号の伝搬は、式(1.5)のように記述できる。 $T(\omega)$ は、式(1.6)で表される偏波回転および偏波モード分散の伝達関数行列モデル[19]である。各記号は、 N : 光ファイバの長手方向の分割数、 b : PMD 係数 [ps/km^{1/2}]、 α_n : ランダム 一様分布 [0, 2p)、 ϕ_n : 温度等による微小変動項、ランダム 一様分布 [0, 2p)、 h_n : n 番目の分割点のファイバ長[km]を表す。光ファイバ中の微小区間で、X 偏波成分と Y 偏波成分に遅延差が生じ、偏波回転を繰り返すモデルである。偏波モード分散は、光ファイバの製造上の過程や敷設後の応力などの影響で、理想状態の真円からのず

れがあると生じ、信号の遅延広がりが引き起こされる現象である。

$$\begin{pmatrix} \tilde{E}_X(z, \omega) \\ \tilde{E}_Y(z, \omega) \end{pmatrix} = \exp\left(j\frac{\beta_2}{2}\omega^2 z - j\frac{\beta_3}{6}\omega^3 z\right) \mathbf{T}(\omega) \begin{pmatrix} \tilde{E}_X(0, \omega) \\ \tilde{E}_Y(0, \omega) \end{pmatrix} \quad (1.6)$$

$$\mathbf{T}(\omega) = \prod_{n=1}^N \begin{bmatrix} e^{j\left(\sqrt{\frac{3\pi}{8}}b\omega\frac{\sqrt{h_n}}{2} + \phi_n\right)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & e^{-j\left(\sqrt{\frac{3\pi}{8}}b\omega\frac{\sqrt{h_n}}{2} + \phi_n\right)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \alpha_n & \sin \alpha_n \\ -\sin \alpha_n & \cos \alpha_n \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

従来の IMDD 方式や、遅延検波を用いる DQPSK 方式では、波長分散を中継区間ごとに分散補償ファイバなどを用いて光学的に補償する分散マネジメントシステムが導入されている。しかしながら、偏波状態によって時変動する偏波モード分散は、従来のシステムでは補償が難しく、伝送距離を制限していた[3]。一方、デジタルコヒーレント方式では、中継区間では、波長分散補償を行わずに、受信端のデジタル信号処理で一括補償し、偏波モード分散については、適応的に補償することで、伝送距離制限要因ではなくなっている[14]。アナログ信号とデジタル信号間の変換部(ADC/DAC)および、信号処理 LSI の動作速度に大きく依存することが課題である。

以上から、光伝送システムの大容量化のためには、有限の光帯域を有効活用するため、周波数利用効率の向上が必要である。加えて、従来システムとの中継間隔の互換性の維持の観点から、非線形光学効果にロバストかつ長距離伝送が可能な光伝送方式が必要となる。

1.3 本論文の目的

本研究では、光ファイバ伝送システムの長距離・大容量化に向けて、有限な光増幅可能な帯域を有効活用するため周波数利用効率を向上させ、長距離伝送可能な送受信デジタル信号処理を適用した光伝送技術の提案と実証を目的とする。

はじめに、光スペクトル狭窄化による周波数利用効率の向上について検討する。無線伝送分野では、限られた周波数資源を有効活用するために、信号に対しナイキストフィルタ等の波形整形フィルタや、OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)などのブロック伝送方式により信号のスペクトルを狭窄化することで、周波数利用効率の向上がなされている。そのような信号を生成するためには、デジタル信号処理と信号処理された信号を出力する高速なデジタルアナログコンバータ(DAC)が必須である。しかしながら、高速光伝送システムでは、特に DAC の帯域と動作速度が制限要因となり、デジタル信号処理の適用は困難であった。また、無線伝送における OFDM では数百を超える多数キャリアが用いられているが、光ファイバ伝送路においては、電界振幅に応じて非線形光学効果が生じるため、サブキャリア構成を検討する必要がある。本研究では、光ファイバ伝送路に最適なサブキャリア構成を明らかにし、DAC の動作制限を緩和可能な、デジタル信号処理と光多重技術を融合した少数キャリア光 OFDM 方式を提案し、光スペクトルの狭窄化による周波数利用効率の向上を実証する。

次に、波形整形とともに周波数利用効率の向上に必要な信号の高次多値化について検討を行う。本検討においては、送信側は DAC の制限緩和のため 4 値の光電界を複数合成することで高速な光多値信号を生成する方式を適用することとし、主に信号復調方式について検討を行う。100 Gb/s/ch

のデジタルコヒーレント方式では、変調方式は QPSK で、受信側にアナログデジタルコンバータと DSP が配置され、信号の性質を利用した CMA による適応等化/偏波分離や Viterbi & Viterbi アルゴリズムによる位相再生などの信号処理により復調が行われている。しかしながら、この復調アルゴリズムは、高次多値信号に適用が難しく、高品質な復調は困難である。本研究では、教師信号によるオーバーヘッド挿入を必要としない、信号の多値度やその信号点配置に対してスケーラブルな復調デジタル信号処理を提案し、長距離伝送および大容量伝送において安定的に動作することを実証する。

周波数利用効率の向上においては、波形整形によるスペクトルの狭窄化と多値化の両者が必須である。しかし、先に述べたように、DAC を用いた信号生成方式では、波形/スペクトル整形された多値信号の生成が可能であるが、その動作速度制限により広帯域な光信号を直接生成することは困難である。また、OFDM のようなサブキャリアがオーバーラップするマルチキャリア信号形式は、時間波形の PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)が高いため光ファイバ中の非線形光学効果を引き起こしやすく、長距離伝送に課題がある。そこで、本研究では、DAC により波形整形された低速な高次多値シングルキャリア信号を生成し、光領域での多重によって、高周波数利用効率なマルチキャリア信号を実現する光 SC-FDM(Single Carrier Frequency Division Multiplexing)方式を提案する。更に、高次多値信号は、信号点の間隔が狭くなり位相余裕も小さいため、非線形光学効果による信号歪みに対して耐力が低下する。本検討では、従来補償が難しかった波長多重された信号間で生じる相互位相変調に対して、デジタルパイロットトーンによる補償方式を提案する。光 SC-FDM 信号を用いた長距離伝送および大容量波長多重伝送実験を通じて、提案方式の実現性と非線形補償方式の有効性を実証する。

提案した高周波数利用効率の光伝送方式の更なる長距離化及び大容量化のために、2 つの技術の適用性を実証する。1 つ目は、前方励起分布ラマン増幅技術である。光ファイバ伝送路の OSNR を改善する方式として、分布ラマン増幅が知られており、特に後方励起の分布ラマン増幅は、実用化もなされている。しかしながら、前方励起の分布ラマン増幅は、従来のコヒーレント光源による励起では、光ファイバを介して光源の相対強度雑音(RIN)が信号に転写される RIN トランスファーによって信号品質が著しく劣化する課題があった。本研究では、長距離化に向けて、RIN トランスファーの抑圧が期待できるインコヒーレント光源による前方ラマン増幅の高周波数利用効率な光信号への適用性を明らかにする。2 つ目は高密度空間分割多重 (DSDM : Dense Spatial Division Multiplexing) 技術である。いままでは、単一コアシングルモード光ファイバを前提としてきたが、その物理的な容量限界とされる 100 Tb/s 容量を超え、スケーラブルな大容量光伝送システムを実現するためには、DSDM の適用が有望である。本研究では、提案した光伝送方式の SDM への適用性を明らかにし、光増幅中継伝送が可能なることを、マルチコアファイバを用いた伝送実験を通じて実証する。

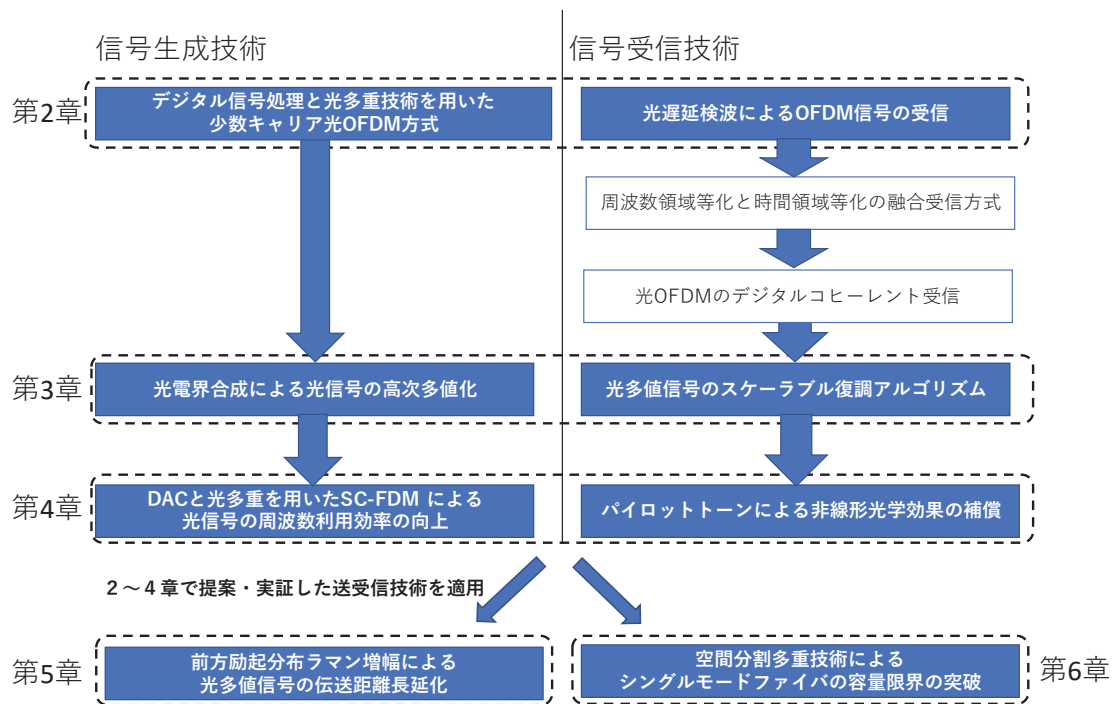


図 1.7 本論文の技術領域と構成

1.4 本論文の構成

本論文は図 1.1 で示される章から構成されている。

2 章では、送信端デジタル信号処理と光多重技術を融合した少数キャリア光 OFDM 方式について述べる。はじめに、光 OFDM 方式について概略を述べ、無線伝送との送受信機比較や課題を説明する。次に、光ファイバ伝送路における光 OFDM 信号のサブキャリア数に対する伝送品質依存性をシミュレーションにより明らかにし、100 Gb/s の光 OFDM 信号においては、最大 16 程度の少数サブキャリア数が最適であることを述べる。次に、提案する少数サブキャリア光 OFDM 送信機のデジタル信号処理と構成について説明する。さらに、提案方式を用いた 100 Gb/s 伝送実験により光信号のスペクトル狭窄化による周波数利用効率の向上を実証する。本検討は、DAC の動作速度制限を緩和した初めての 100Gb/s 光 OFDM 信号の伝送実験報告である[1], [21]。

3 章では、高次多値化による光信号の高周波数利用効率化について述べる。本章では、シングルキャリアの光多値信号の生成・受信方式について説明した後、提案する復調デジタル信号処理方式について説明する。適応等化アルゴリズムとして教師なしの CMA-MMA(Constant modulus algorithm-Multi Modulus Algorithm)と判定指向の LMS(Least-mean Square)アルゴリズムを切り替えるとともに、適応等化の収束度に応じて、周波数オフセット補償に用いるデジタル PLL の制御に用いる誤差関数も切り替えることで、トレーニング信号などのオーバーヘッドの挿入による伝送レート上昇無しに、安定かつ高精度な復調処理を実現するものである。次に、単一波長の 160 Gb/s 偏波多重 16QAM 信号を用いて、長距離伝送が可能なることを伝送実験により実証する、さらに、69.1 Tb/s の大容量波長多重伝送システムにおいても提案アルゴリズムが適用可能なことを実証する

[22][23].

4章では、スペクトル整形及び高次多値化を適用した SC-FDM 方式について述べる。はじめに、XPM を補償可能なデジタルパイロットトーンを具備した SC-FDM 方式の送受信機構成および送受信デジタル信号処理について説明する。次に、1チャンネル当たり 400 Gb/s の 64QAM を用いた光 SC-FDM 信号の波長多重長距離伝送実験を通じて、デジタルパイロットトーン方式の非線形補償効果について検証する。次に C 帯、L 帯全域を用いた 100 Tb/s 大容量波長多重実験により、SC-FDM 方式を用いて光信号の周波数利用効率が 9.1 b/s/Hz まで向上可能なことを実証する [24].

5章～6章では、2～4章で提案・実証した高周波数利用効率な光伝送方式の伝送距離の延伸や、更なる周波数利用効率の向上・大容量化に向けて前方励起分布ラマン増幅およびマルチコアファイバを用いた空間分割多重技術の適用性を検証する。5章では、前方励起分布ラマン増幅の適用性を検討する。特に、低雑音性が期待できるインコヒーレント光源による分布ラマン増幅の適用性を、160 Gb/s の偏波多重 16QAM 信号を用いた長距離波長多重伝送実験により実証する [25], [26].

6章では、空間分割多重技術の適用性を検討する。まず、DSDM 伝送システムについての概略とその課題を説明する。高周波数利用効率な伝送方式である 1波長当たり 680 Gb/s の偏波多重 16QAM 信号を適用することで、伝送媒体として 32 コアのマルチコアファイバを採用し、C 帯のみの波長多重で、1 Pb/s 容量の光増幅中継伝送が可能なることを伝送実験により実証する [27].

第2章 デジタル信号処理と光多重技術 による少数キャリア光 OFDM 方式

2.1 はじめに

本章では、光信号の周波数利用効率の向上を目的とした光スペクトルの狭窄化のための光 OFDM 方式について述べる。まず、周波数利用効率の向上手法について説明し、そのなかでも光 OFDM 方式に着目し、その必要性について述べる。次に、光 OFDM 方式の光ファイバ伝送路における非線形光学効果に対する耐力をシミュレーションにより検討し、光伝送に適したサブキャリア数が 16 程度の少数キャリア領域にあることを示す。その後、DAC による制限を緩和する方式として、少数キャリア光 OFDM 方式に適したデジタル信号処理と光多重技術を用いた方式について原理と送受信機構成を説明する。さらに、100 Gb/s 光伝送実験により、本方式による周波数利用効率の向上を実証し、その課題も明らかにする。

2.2 スペクトル狭窄化による周波数利用効率の向上

2.2.1 周波数利用効率の向上手法と光 OFDM 方式の必要性

光伝送システムでは、2 値のオンオフキーイング変調/直接検波方式をもとに、電気回路の高速化と光/電変換デバイスの広帯域により 1 波長当たりの伝送速度を高速化してきた。更に光増幅器の登場により、光信号を波長軸に多重することで、大容量化が可能になった。しかしながら、光増幅器が増幅できる光帯域は限られており、C 帯、L 帯あわせて 10 THz 程度である。S 帯などに利用帯域を拡張する方法もあるが、スケーラビリティが最大数倍程度と限界がある。したがって、大容量化を行うためには、光信号の周波数利用効率を向上させる必要がある。

高い周波数利用効率を得る手法としては、主に 2 種類ある。波形整形や多重方法を工夫することにより、光スペクトルを狭窄化する方法と、信号に複数ビットの情報を重畳する多値化である。本章では、前者の光スペクトル狭窄化を扱い、多値化については第 3 章で扱う。両者を同時に適用する方式は 4 章で論じる。

光伝送システムは、2 値の電気信号の高速化によって進展してきた。矩形の広帯域な電気信号パルスに対し、ボーレートに対して 7~8 割の 3 dB 帯域をもつベッセル・トムソンフィルタ等の線形位相応答のアナログローパスフィルタ(LPF: Low Pass Filter)を用いて帯域制限を行い、光変調器によってベースバンドの電気信号を光の領域にアップコンバージョンしている。また、光バンドパスフィルタにより、信号に帯域制限をかけ、光スペクトルを狭窄化する場合もある。しかしながら、

これらのフィルタはナイキスト基準を満たしていないため、さらに信号スペクトルを狭窄化しようとする符号間干渉が大きく生じる。また、ナイキスト基準を満たすコサインロールオフフィルタなどは、アナログ回路や光回路での実装が難しく、デジタル信号処理に基づく方式では、DACのもつ帯域や動作速度により出力信号の速度が制限されてしまう。そこで、光信号の占有帯域の狭窄化のために、図 2.1 に示すように光領域でポーレートと同じ周波数間隔で信号を直交させて多重し、分離する光 OFDM 方式が提案された[28]。これはコヒーレント WDM[29][30]とも呼ばれており、信号どうしが直交条件に基づけば、符号間干渉なしでスペクトルをオーバーラップさせ信号を多重することができる。サブキャリア数を増やしていけばナイキスト波形整形したシングルキャリア信号と同等のスペクトル狭窄化が得られ、2 値の信号としては、最大となる 1 b/s/Hz の周波数利用効率が報告されている。この方式では光キャリア数に比例して、スペクトルの狭窄化及び高速化が可能であるが、サブキャリア多重・分離をすべて光領域で行うため、多数のキャリアを扱う際には、送受信機の規模が増大し、サブキャリア間の直交性を維持するのも難しい。一方で、無線伝送と同じデジタル信号処理に基づいて、図 2.2 に示すような OFDM 信号の多重分離を行う光 OFDM 方式も提案・実証されている[31]-[34]。これらの報告では、高速フーリエ逆変換(IFFT)を用いて生成され DAC から出力された電気の OFDM 信号は、光強度変調器によるダブルサイドバンド変調[31][32]や、光 IQ 変調[33][34]によって光信号に変換され、直接検波やコヒーレント検波されたのち A/D 変換され高速フーリエ変換(FFT)を用いて周波数領域で復調処理が行われる。また、波長分散や偏波モード分散は、ガードインターバル(GI)やサイクリックプレフィックス(CP)の挿入によって補償しており、GI/CP の挿入によるオーバーヘッドの割合を低減するため数百のサブキャリアから構成されている。しかし、DAC、ADC、デジタル信号処理回路の動作速度制限から IFFT/FFT で一括処理可能な信号帯域が限られてしまうため、光信号のスペクトル狭窄化と高速化(広帯域化)の両立が難しい。特に光強度変調器を用いる方式[31][32]では、光バンドパスフィルタ(OBPF)によって、単一バンドの光 OFDM 信号を生成するためガードバンドが必要になるなど回路への要求帯域が高くなる。また、多数キャリアを用いるため信号の PAPR が高く、非線形光学効果に対する耐力に課題がある[35]。

以上から、光信号のスペクトル狭窄化のために光 OFDM 方式は有望であるが、光ファイバ伝送に適したサブキャリア構成を明確化し、最適サブキャリア数に適した回路への要求帯域を低減と高速化が両立可能な光 OFDM 方式の提案が必要である。

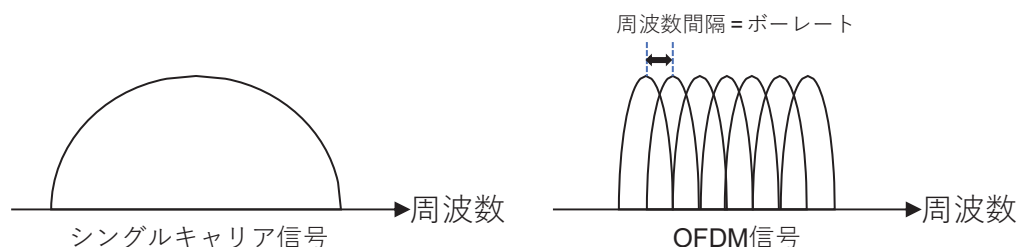


図 2.1 シングルキャリア信号と OFDM 信号のスペクトルの模式図

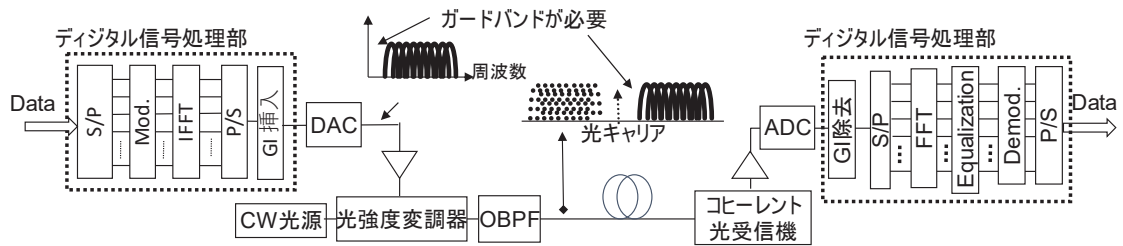


図 2.2 従来のデジタル信号処理に基づいた光 OFDM 送受信機の構成

2.2.2 光 OFDM の最適サブキャリア数

OFDM 信号を設計するうえで重要なパラメータの一つがサブキャリア数である。FFT ベースの OFDM では、光ファイバ伝送後の波長分散量に応じた長さの GI や CP の挿入が必要になる。これらは、長距離伝送においては大きなオーバーヘッドになる。従来では、目的のデータを伝送する際に、シンボル長をながくとる、すなわち、100 を超えるようなサブキャリア数にすることで 1 サブキャリア当たりのボーレートを下げ、GI や CP が OFDM 信号に占める割合を低減している。しかしながら、多数キャリアの OFDM 信号は PAPR が高く、光ファイバ中の非線形光学効果の影響を強く受ける。光 OFDM 信号を設計するにあたっては、サブキャリア数依存性を明確化する必要がある。ここでは、単一偏波の非線形シュレディンガー方程式をスプリットステップ法[36]に基づいて数値的に解く光伝送シミュレーションにより光 OFDM の非線形光学効果に対する耐力を明らかにする。評価する信号は、単一偏波の 55.5 Gb/s の光 OFDM 信号である。単一波長および 50 GHz 間隔の 7 チャンネルの波長多重システムについて伝送シミュレーションを実施した。伝送路は、80 km のシングルモードファイバ(波長分散: 17ps/nm/km)と EDFA からなる。簡単のため、EDFA は雑音なしの増幅を仮定し、受信側で雑音を付加して、OSNR ペナルティを評価した。また、波長分散補償は、受信側で理想的な補償を一括して行い、GI や CP は挿入していない。変調符号は QPSK を仮定し、サブキャリア数は 1 から 256 まで変化させた。サブキャリア数 1 の時はシングルキャリア QPSK と等価である。

図 2.3 に 2000 km 伝送後の非線形光学効果に対するサブキャリア数依存性を示す。右縦軸は、光信号の PAPR を示し、左縦軸は back-to-back で $BER = 10^{-3}$ を得られる OSNR からのペナルティを示す。線形伝送であれば、OSNR ペナルティは 0 dB となるが、非線形光学効果による波形歪みが存在するためペナルティが生じている。丸のプロットが、ファイバ入力パワーが 2dBm/ch の時の単一チャンネル伝送特性を表し、四角のプロットが、ファイバ入力パワー 0 dBm/ch での 7 チャンネル WDM 伝送特性を示す。サブキャリア数が増えていくにつれ、信号の PAPR が大きくなり、非線形光学効果による OSNR ペナルティも増加している。単一チャンネル伝送システムでは、主な非線形光学効果は、チャンネル内で生じる自己位相変調 (SPM) であり、サブキャリア数 16 付近が最も非線形光学効果の影響が小さくなった。また、7 チャンネルの WDM システムでは、SPM に加えて、WDM チャンネル間で生じる XPM や FWM の影響が加わる。サブキャリア数 16 まではほぼ一定の OSNR ペナルティであり、それ以上にサブキャリア数が増加すると、OSNR ペナルティは単調に増加した。シミュレーション結果より、光伝送システムにおいては、非線形光学効果への耐力の観点

から、最大 16 程度の少数サブキャリアによる構成が良いことが分かった。

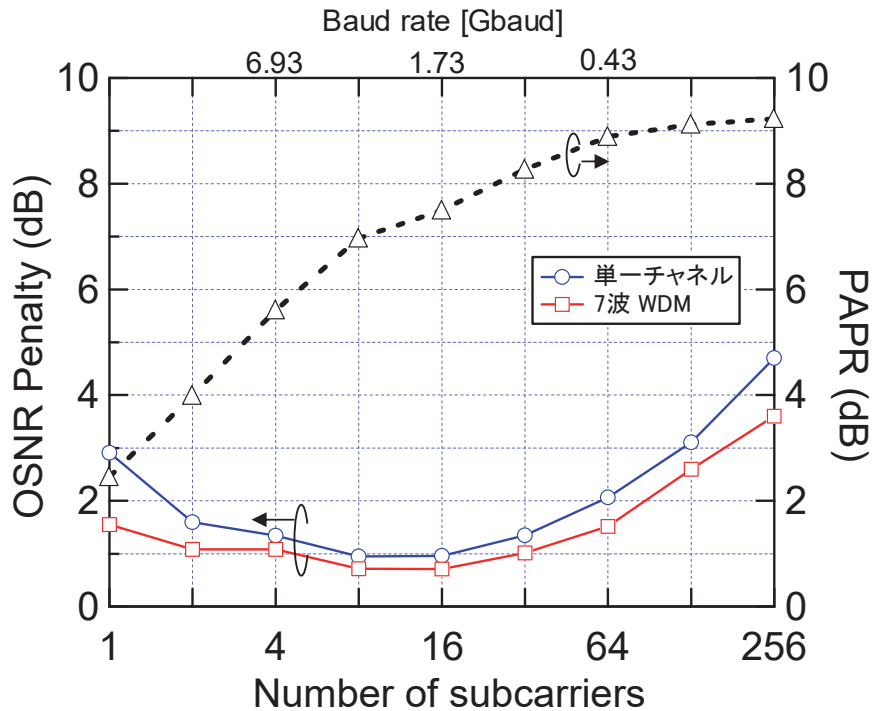


図 2.3 非線形光学効果に対するサブキャリア数依存性(2000 km 伝送後)

2.2.3 少数キャリア OFDM 生成信号処理と光多重による広帯域化

前項で述べたように、少数サブキャリアであっても、すべてのサブキャリアを光領域で多重しようとする回路規模が増大する。したがって、動作制限までは DSP/DAC を使い、光領域での多重によって高速化/広帯域化をはかる方式について述べる。

A) 光 IQ 変調器を用いた少数サブキャリア生成方式

FFT ベースの OFDM 信号生成は、多数キャリアを生成するにあたっては、FFT/IFFT を用いるがゆえに非常に演算効率が良い。しかしながら、少数サブキャリアになると、効率性が離散フーリエ変換(DFT)と同等になる。図 2.4 に提案する光 IQ 変調器を用いた少数サブキャリア OFDM 送信機の構成を示す。信号処理については後述するが、本方式では、DFT を用いずに単純な演算で少数サブキャリアを生成でき、信号処理で DC 成分を扱わないので、周波数利用効率よく光キャリアに対して対称な光 OFDM 信号を生成できる。従って、電気デバイスや光デバイスに求められる帯域を緩和することができる。

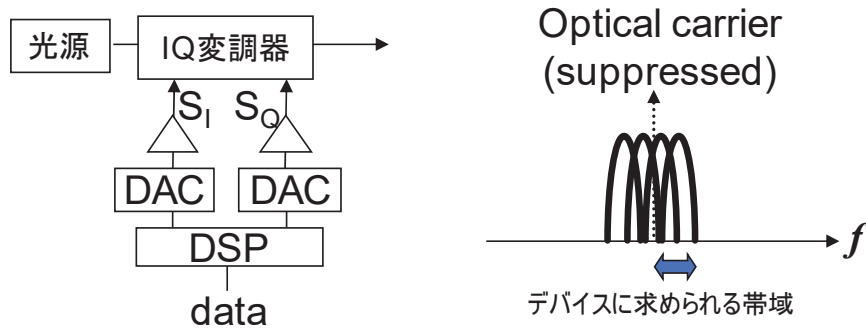


図 2.4 光 IQ 変調器を用いた少数サブキャリア OFDM 送信機

簡単のため、まず 2 値で符号化された 2 サブキャリア OFDM 信号生成について説明する。光 IQ 変調器の I アーム及び Q アームへの入力信号を 2.1 式および 2.2 式で表される S_I , S_Q とすると、光 IQ 変調器から、光キャリアが抑圧された 2 サブキャリア光 OFDM 信号が光キャリア周波数を中心に生成される。

$$S_I(t) = (D_1(t) + D_2(t)) \cos\left(2\pi \cdot \frac{\Delta f}{2} t\right) \quad (2.1)$$

$$S_Q(t) = (D_1(t) - D_2(t)) \sin\left(2\pi \cdot \frac{\Delta f}{2} t\right) \quad (2.2)$$

ここで $D_1(t), D_2(t)$ はデータパターンである。例えば、データとして 0 もしくは 1 を入力した場合、出力される信号は NRZ-OOK の OFDM 信号になる。また、 -1 もしくは 1 を入力した場合、BPSK 変調された光 OFDM 信号が生成できる。 Δf は 2 サブキャリアの周波数間隔で、入力データのポーレートと等しい。光 IQ 変調器からの出力信号 S_{out} は 2.3 式で与えられ、入力光キャリアおよび IQ 変調器、変調器駆動信号及び出力光スペクトルの関係を図 2.5 に示した。

$$S_{out}(t) = D_1(t) \cos\left(2\pi \left(f_c + \frac{\Delta f}{2}\right) t\right) + D_2(t) \cos\left(2\pi \left(f_c - \frac{\Delta f}{2}\right) t\right) \quad (2.3)$$

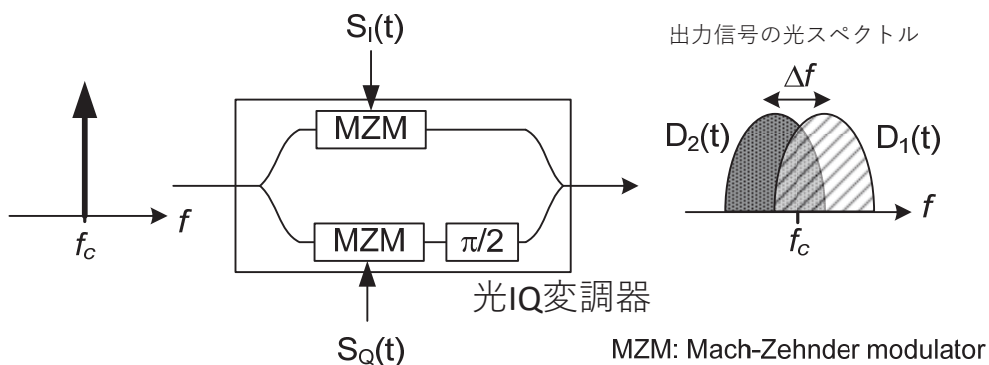


図 2.5.2 サブキャリア生成方式の模式図

次に、2 サブキャリア生成方式を拡張し、デジタル信号処理で n サブキャリア生成を行う場合について説明する。サブキャリアが複素数で表現される信号(QPSK など)で符号化されている場合、

IQ 変調を駆動する S_I , S_Q は以下のように記述される.

$$S_I(t) = \sum_{k=1}^m \{Q_{kL}(t) - Q_{kU}(t)\} \cos\left(2\pi \frac{\Delta f_k}{2}\right) + \sum_{k=1}^m \{I_{kU}(t) - I_{kL}(t)\} \sin\left(2\pi \frac{\Delta f_k}{2}\right) \quad (2.4)$$

$$S_Q(t) = \sum_{k=1}^m \{I_{kL}(t) + I_{kU}(t)\} \cos\left(2\pi \frac{\Delta f_k}{2}\right) + \sum_{k=1}^m \{Q_{kU}(t) + Q_{kL}(t)\} \sin\left(2\pi \frac{\Delta f_k}{2}\right) \quad (2.5)$$

I_{kU} および Q_{kU} は, 光キャリアを中心に高周波側の k 番目のサブキャリアに重畳された信号の実成分(I: In-phase)と直交成分(Q: Quadrature)である. 同様に, I_{kL} および Q_{kL} は, 低周波側の k 番目のサブキャリアの複素信号の I, Q 成分を表す. 生成されるサブキャリア数は $2m$ で, QPSK を用いたい場合は, I_{kU} , Q_{kU} , I_{kL} , Q_{kL} のそれぞれに -1 もしくは 1 を入力すればよい. サブキャリアのボーレート B_{sub} と Δf_k は, $\Delta f_k = (2k + 1)B_{sub}$ の関係で与えられる. 2.4式および2.5式を用いれば, 光 IQ 変調器の出力 S_{OUT} は, 2.6式で与えられる.

$$S_{OUT}(t) = \sum_{k=1}^m I_{kU}(t) \cos(2\pi(f_c + \Delta f_k)t) - \sum_{k=1}^m Q_{kU}(t) \sin(2\pi(f_c + \Delta f_k)t) \\ + \sum_{k=1}^m I_{kL}(t) \cos(2\pi(f_c - \Delta f_k)t) - \sum_{k=1}^m Q_{kL}(t) \sin(2\pi(f_c - \Delta f_k)t) \quad (2.6)$$

本方式は, 任意の IQ 信号をサブキャリアに重畳でき, 単純な三角関数と加算減算のみで構成されるため, 少数サブキャリアの OFDM 信号生成に適した方式である.

B) 光領域の多重による送信機の高速度化・広帯域化

提案した少数キャリア OFDM の生成方式を用いても, 生成可能な信号帯域は, DAC や光変調器の帯域に律速される. 従って, 光領域による多重を併用することが信号の広帯域化に有効である [20][37][38]. 図 2.6 に電気領域と光領域でのサブキャリア多重技術を融合させた光 OFDM 送信機の構成を示す. 送信機には, 種光となる CW 光源, 多波長光生成部, 光合分波器および N 並列の IQ 変調器で構成されている. それぞれの IQ 変調器には DSP と DAC が接続されおり, M サブキャリアの OFDM 信号を生成する. ここでは, 送信機での各地点 A,B,C,における光スペクトルが図示されている $N=3$, $M=4$ の時を例にして説明する. CW 源から出力された光は, マルチキャリア生成器によって, 位相と周波数がロックされた3つの CW 光に変換される. 3つのキャリアは, それぞれの周波数(波長)ごとに分波され, 光 IQ 変調器に入力される. 光 IQ 変調器からは4サブキャリアの光 OFDM 信号が出力され, 光合波器によって3つの OFDM 信号が多重されることで, 1つの 12 サブキャリア光 OFDM 信号が得られる. サブキャリアのボーレートが B [Baud]の時, マルチキャリア生成器で生成する CW 光の間隔は $4B$ [Hz]にすればよい. 本方式では, デジタル信号処理によるサブキャリア生成とマルチキャリア生成器を組み合わせることで, 全てのサブキャリアの直交性が保たれており, 広帯域な光 OFDM 信号が生成できる.

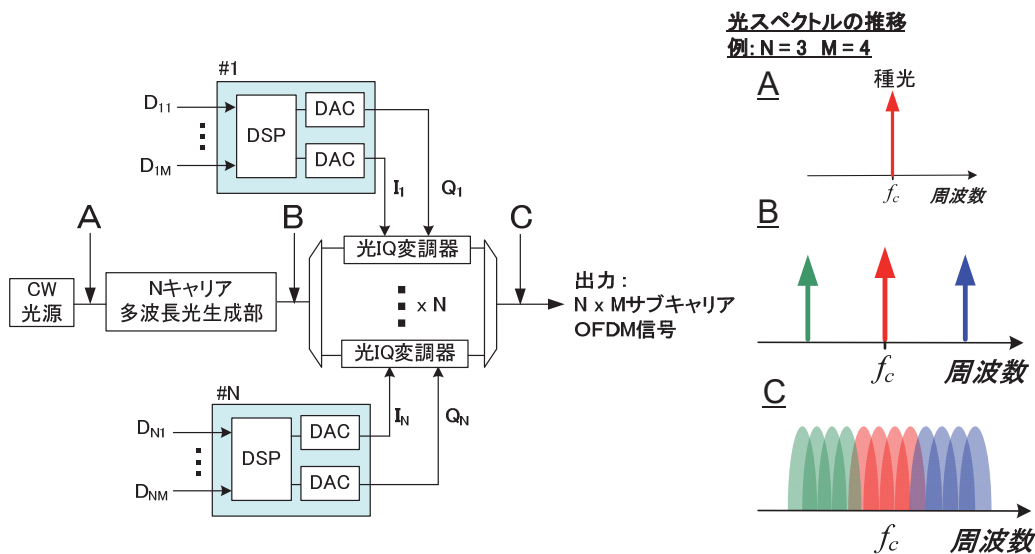


図 2.6 デジタル信号処理によるサブキャリア生成と光領域での多重による光 OFDM 送信機および光スペクトルの遷移 (A) CW 光源出力 (B) 多波長光生成部出力 (C) 提案送信機出力

2.3 110 Gb/s 22 キャリア光 OFDM 伝送実験

本項では、デジタル信号処理と光多重技術を融合した光 OFDM 方式のラインレート 110 Gb/s で実施した実証実験について述べる。実験系について説明した後に結果を示し、本方式の光スペクトル狭窄化及び高速化への有効性を示す。つづいて、デジタル信号処理を用いた光伝送システムの目指す方向性について論じる。

2.3.1 実験系

図 2.7 に 100Gb/s 光 OFDM 伝送実験系を示す。送信機においては、前項で説明したデジタル信号処理・光多重融合の光 OFDM 方式を用いた。マルチキャリア CW(Continuous Wave)光は、10 GHz のクロックで駆動した強度変調器と位相変調器がカスケードに接続された多波長光生成器 [39][40]で生成し、種光源として、波長 1555.5 nm、線幅 200 kHz の外部共振器レーザ(ECL: External Cavity Laser)を用いた。これにより、10 GHz 間隔の 11 波の CW 光が生成される。次に、11 波それぞれの CW 光に、2 サブキャリア OFDM 変調を行う。各サブキャリアは、5 Gb/s の DPSK(Differential Phase Shift Keying)により符号化される。結果、送信機から 5 Gb/s DPSK 信号が 5 GHz 間隔で 22 多重された光 OFDM 信号が出力された。光パワーは、2 サブキャリア生成部の出力で 0 dBm に設定した。ラインレートは、110 Gb/s であり、7 %の誤り訂正符号のオーバーヘッド挿入を仮定すると、ネットレート(実際に伝送可能なデータレート)は、103 Gb/s になり、これは 100G Ethernet のクライアント信号が収容可能なレートである。また、2 サブキャリア OFDM 変調部を駆動する IQ 信号は、事前に演算をオフラインで行い、20 GS/s、8 bit 分解能の DAC を持つ任意発生器を用いて発生させた。2 つのサブキャリアに重畳されるデータ $D_1(t)$ と $D_2(t)$ のデータパターンは、7 段の疑似ランダムパターン(PRBS: Pseudo Random Binary Sequence)を 19 bit 遅延

させたものを用いた。本実験で用いた変調器駆動信号の 4 sample/symbol のデジタル波形を図 2.8 に、実際に DAC から出力されたアナログ信号波形を図 2.9 にアイパターン形式で示す。少数サブキャリア生成の波形は、ガウシアンノイズのような多数キャリアの OFDM 信号[41]に比べて、非常にシンプルである。実際に DAC から出力された波形が歪んでいる原因としては、DAC の帯域制限があげられる。本実験で用いた DAC のアナログ 3dB 帯域は、5.8 GHz であり、理想的な要求帯域 7.5 GHz より小さい。このため、波形の遷移点で波形の立ち上がり及び立ち下りが不十分になっている。

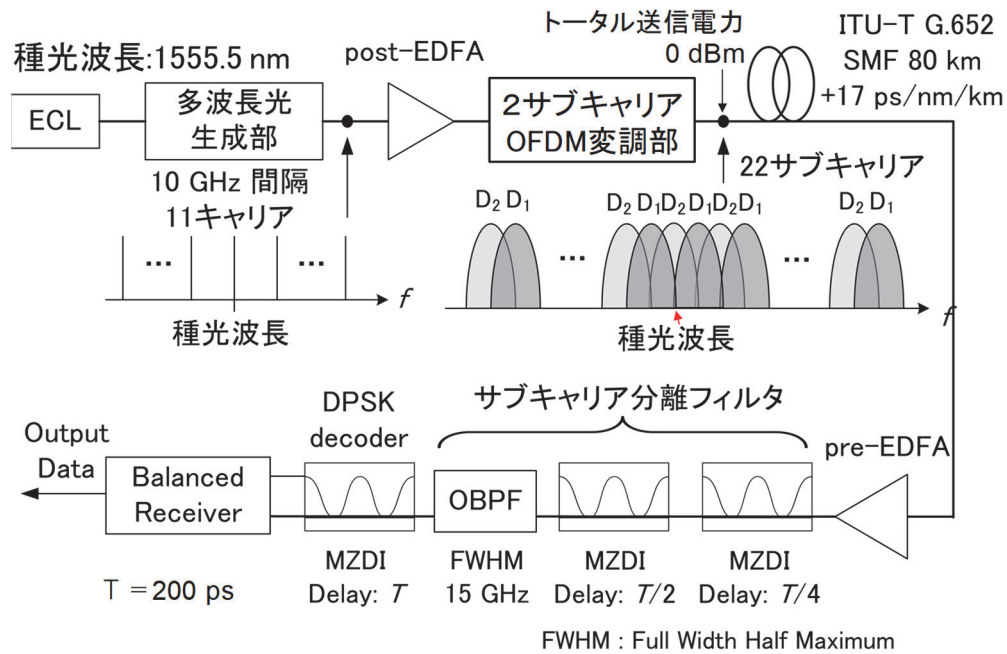


図 2.7 100 Gb/s 光 OFDM 伝送実験の実験系

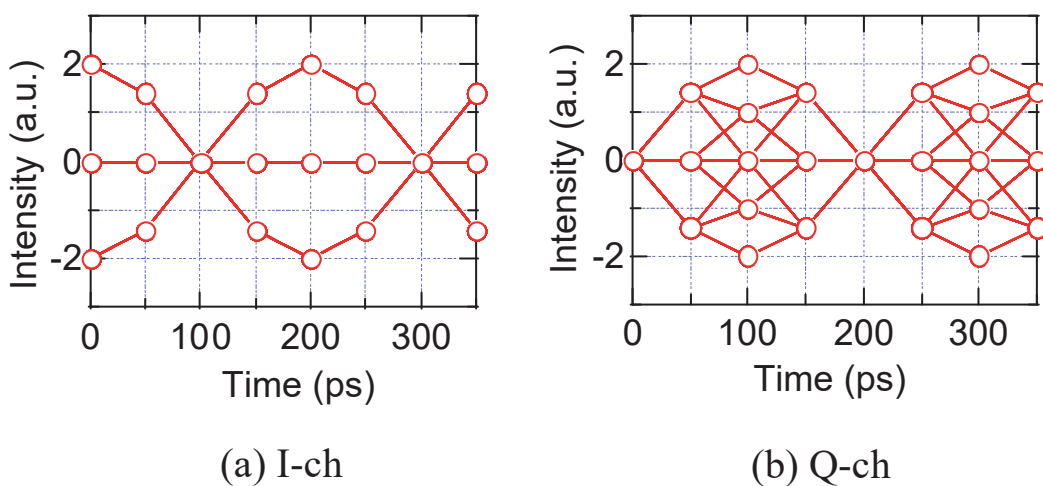


図 2.8 IQ 変調器駆動信号のデジタル波形

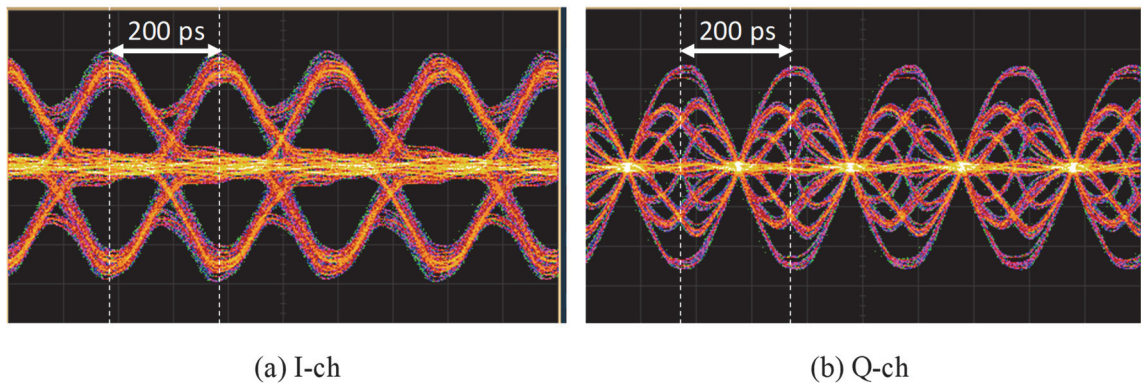


図 2.9 DAC のアナログ出力波形

本実験で用いた伝送路は、1 スパン構成とした。本伝送路は、ガードインターバル及びサイクリックプレフィックスを用いない光 OFDM の波長分散耐力向上の実証が目的のため、単純な伝送系とした。伝送ファイバは、80 km の ITU-T G.652 準拠のシングルモードファイバ (SMF) を採用した。波長分散は、送信波長において、17 ps/nm/km で、80 km での波長分散量は 1360 ps/nm であり、伝送損失は、0.23 dB/km であった。

受信機では、伝送された光 OFDM 信号は、前置 EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier) によって増幅した後、遅延量の異なる 2 つのマッハツェンダ遅延干渉計 (MZDI : Mach-Zehnder Delay Interferometer) と光バンドパスフィルタ (OBPF : Optical Band Pass Filter) を用いて、受信するサブキャリアの分離・選択を行った。T をサブキャリアのシンボル間隔 (200 ps) とすると、遅延量 50 ps ($= T/4$) の MZDI で選択したいサブキャリアから 10 GHz 離れたサブキャリアをフィルタリングし、遅延量 100 ps ($= T/2$) の MZDI で 5 GHz 離れた隣接サブキャリアをフィルタリングする。次に、全置半幅 (FWHM) 15 GHz の光バンドパスフィルタを用いて、残留サブキャリアのフィルタリングを行う。最後に、遅延量が 200 ps ($= T$) の MZDI とバランスレシーバを用いて DPSK の遅延検波を行った。また、測定条件に応じて、伝送路の波長分散と等しい分散補償ファイバ (DCF : Dispersion Compensation Fiber) をサブキャリア分離フィルタの直前に挿入した。MZDI によるサブキャリア分離についての詳細は、文献 [28] [42] を参照されたい。

本実験系は、送信機に 1 つの OFDM 変調部、受信機に 1 つの MZDI とバランスレシーバから構成されているが、実際の伝送システムでは、11 個の独立な OFDM 変調部及び 22 組のバランスレシーバとそれに応じた MZDI が必要なことに留意されたい。

2.3.2.22 サブキャリア光 OFDM 信号の特性評価

はじめに、光 OFDM による光スペクトル狭窄化について示す。図 2.10 にデジタル信号処理のみで生成した 5 Gb/s DPSK 信号 \times 2 サブキャリアの 10 Gb/s 光 OFDM 信号と、光多重も併用した 2 サブキャリアの 110 Gb/s 光 OFDM 信号の光スペクトルを示す。波長分解能と測定範囲の観点から、前者は、光ヘテロダイン受信と電気スペクトルアナライザを用いて測定し、後者は光スペクトラムアナライザを用いて測定した。図 2.10 (a) に示すように提案のデジタル信号処理で 2

サブキャリア信号が、最初のヌル点で測定すると、15 GHz の帯域で生成されているのがわかる。従来の 10 Gb/s 光 DPSK 変調では、20 GHz の光帯域が必要であったが、比較して 3分の2の光帯域狭窄化が得られた。また、光領域での多重を用いると、図 2.10 (b)に示されるように、110 Gb/s の DPSK 信号が 115 GHz の光帯域で生成できていることがわかる。本提案によりナイキスト帯域 110 GHz と同等まで光帯域の狭窄化が得られることを示している。なお、光スペクトラムアナライザの分解能の限界から、図 2.10 (b)では、光スペクトルのそれぞれのピークが 2 サブキャリアになっている。また、実験系構築の都合上、光マルチキャリア発生器の制御を要因とする不要なキャリアや、キャリアごとのパワー変動が観測できるが、適当な光バンドパスフィルタを多波長光発生部の直後に設置すれば、除去することができる。

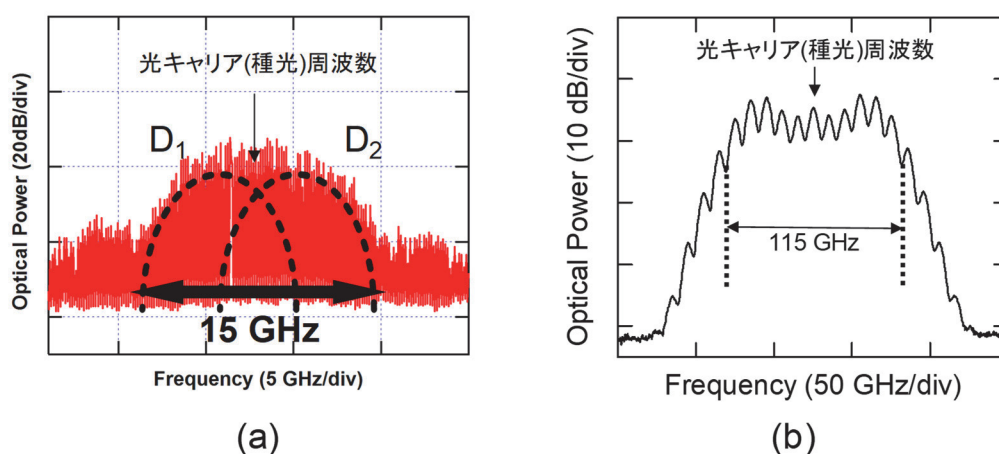


図 2.10 光 OFDM の光スペクトル測定結果

(a) 5 Gb/s DPSK 2 キャリア光 OFDM 信号, (b) 110 Gb/s 22 キャリア光 OFDM 信号

次に、信号品質評価結果を示す。図 2.11 に 110 Gb/s 22 キャリア光 OFDM 信号の中央のサブキャリア(ch.11)における、back-to-back 及び SMF 80 km 伝送後の Q 値の受信パワー依存性を示す。Q 値は、測定された BER(Bit Error Ratio)を、erfc を補誤差関数として、変換式 $Q \text{ [dB]} = 20 \log_{10} \left(\sqrt{2} \text{erfc}^{-1}(2 \times \text{BER}) \right)$ を用いて変換したものである。加えて、光多重による過剰ペナルティを調査するため、本グラフには、2 サブキャリア OFDM の光ファイバを介さない back-to-back における測定結果も示している。光受信パワーは、前置 EDFA の全サブキャリア合計の入力パワーを測定し、光アッテネータによって変化させた。図に示すように、back-to-back の系で比較すると、2 キャリアの光 OFDM 信号と 22 キャリアの光 OFDM 信号の受信感度差は、10.4 dB であり、これは、同じ変調方式を仮定した場合の 10 Gb/s と 110 Gb/s の光信号の原理的な差にほぼ等しい。したがって、提案方式により、光領域の多重による過剰なペナルティなく、広帯域かつ高速な光 OFDM 信号が生成できることがわかる。SMF 80 km 伝送後における信号品質評価結果について述べる。分散補償ファイバを用いない場合、back-to-back に対する伝送ペナルティは 1dB 以下であり、DCF を用いた場合と同等の伝送特性を得た。よって、本方式の波長分散耐力が 1360 ps/nm (SMF 80km)以上であることが確認された。しかしながら、図 2.12 に示した SMF 80 km 伝送後のサブキャリア 11 の遅延検波後のアイパターンを見ると、アイ開口の時間が 100 ps 程度になっている。こ

これは、単一キャリアの 5 Gb/s DPSK 信号の半分のアイ開口時間であり、光 OFDM 信号を MZDI で分離する際に原理的に生じる現象である[42]。ゆえに、サブキャリアごとの波長分散耐力は、シングルキャリアの DPSK に比べ劣っていることがわかる。最後に、全 22 サブキャリアの SMF 80km 伝送後(分散補償ファイバなし)の Q 値を図 2.13 に示す。全サブキャリアで Q 値が 11.7 dB 以上であり、ITU-T G.975,1 で規定される誤り訂正符号(FEC)の閾値 $Q = 9.1\text{dB}$ を上回った。本測定結果は、すべてのサブキャリアで誤り訂正後に $\text{BER} = 10^{-12}$ 以下であることの証左であり、高い伝送品質で 100 Gb/s の光信号が伝送可能なことが示された。なお、サブキャリアごとに Q 値のばらつきが生じているのは、送信機内の多波長光源によるマルチキャリア CW 光のパワーのばらつきによってサブキャリアごとの受信パワーが異なっているためである。以上より、デジタル信号処理と光領域での多重を融合した光 OFDM 方式が、DAC の帯域制限を緩和し、光スペクトルの狭窄化および光信号の高速化に有効であることが実証された。

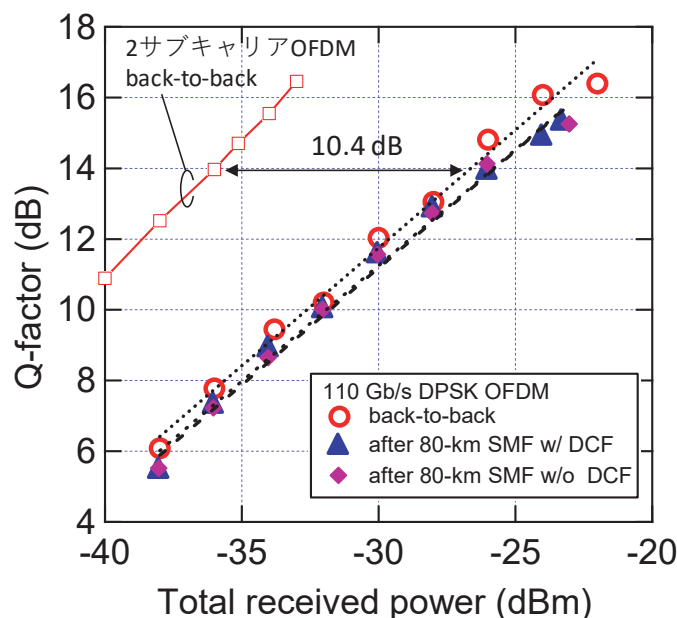


図 2.11 サブキャリア 11 における Q 値の受信パワー依存性

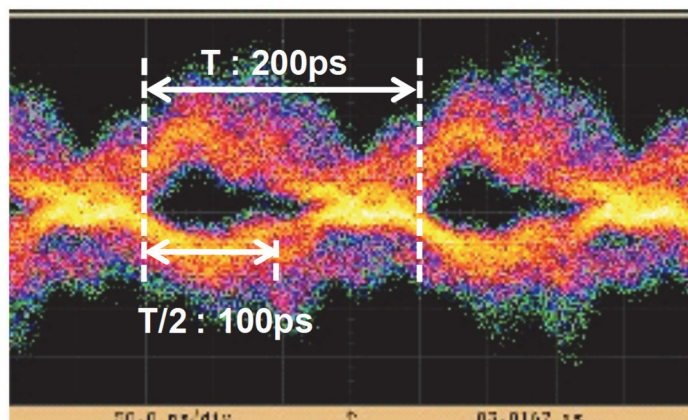


図 2.12 SMF 80 km 伝送後のサブキャリア 11 のアイパターン (分散補償ファイバ無し)

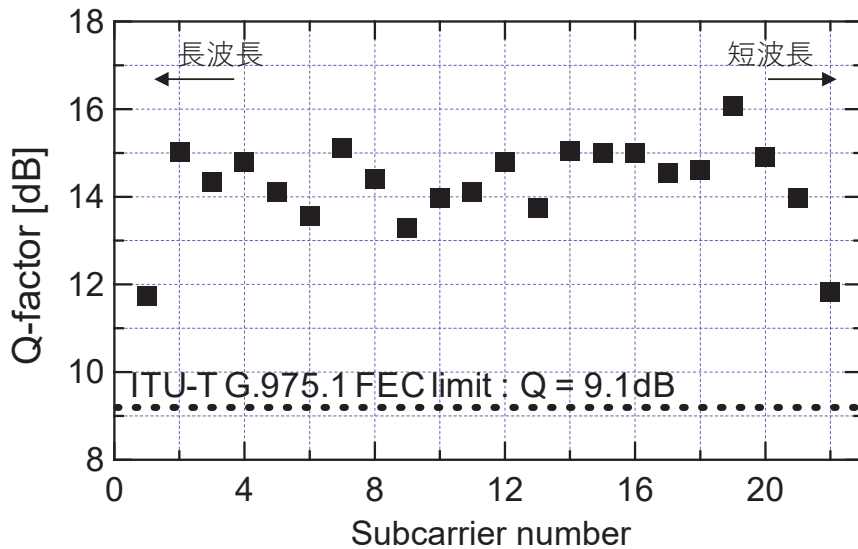


図 2.13 SMF 80 km 伝送後(DCF なし)の 110 Gb/s 光 OFDM 信号の信号品質

2.4 OFDM 方式の光ファイバ伝送路への適用性

本節では、OFDM の光ファイバ伝送への適用性について定性的な観点から述べる。無線伝送で用いられている OFDM では、ガードインターバルやサイクリックプレフィックスを挿入することで、伝搬遅延による OFDM シンボル間の干渉を避けて、受信側の信号処理で復調を行っている。これは、無線伝送では、図 2.14 の(a)に示すように FFT を用いて周波数領域で OFDM シンボルごとにブロック信号処理を行っていることに起因する。OFDM シンボル内、すなわち信号処理するブロック内では、チャンネル(伝送路の状態)が変動しないことが前提となっているため実現できる。一方、光ファイバ伝送においても、デジタルコヒーレント技術が進展し、受信側でのデジタル信号処理により光信号の等化や位相再生を行えるようになってきている[43]。光ファイバ伝送路で生じる線形な信号歪みの要因は、1.2.2 で述べたように主に波長分散と偏波モード分散である。波長分散によって、光信号を構成する周波数成分が各周波数(波長)によって光ファイバ中を伝搬する速度が異なるため、信号波形が歪む。SMF を例にとると、波長分散の典型値は、1550 nm 帯において 17 ps/nm/km であり、信号が光ファイバ中を 1,000 km 伝搬すると、0.1 nm(≈ 12.5 GHz)離れた周波数成分間で、1700 ps の伝搬遅延差が発生する。シンボルレート 32 Gbaud を考慮すると、100 シンボル以上にわたって、信号波形が広がることを意味している。しかしながら、波長分散は、光ファイバの温度変化等で時間レベルの速度で変動するものの、信号のシンボルレートと比較すれば静的である。したがって、ブロック処理による歪み補償が有効である。一方、偏波モード分散は、光ファイバの製造不均一性などに起因して、2つの偏波軸間で伝搬遅延が生じる現象であり、そのオーダーは、伝送路の環境に大きく依存するが 100 ps 以下である[44]。波長分散に比べて小さい遅延量であるが、光ファイバ伝送路中では、振動などで偏波が数百 kHz の速度で変動する場合があります[45][46]、偏波モード分散とあわせて、高速変動するフェージングを生じる。従って、等化や偏波

成分の分離(MIMO 処理)を一括して周波数領域でブロック処理することは困難である. 光伝送システムにおいては, 波長分散, 偏波変動や偏波モード分散は線形な現象であることを利用して, 静的な波長分散は周波数領域で大規模なブロック処理 (FDE : Frequency Domain Equalizer) で演算効率よく補償し, 偏波変動への追従や偏波モード分散の等化は, 小規模 (少数タップ数) の時間領域等化器 (TDE : Time domain Equalizer) で適応的に行う図 2.14(b)に示すような 2 ステージ構成の復調信号処理が提案されている [47]. 本章における検討では, 少数サブキャリアかつ光多重を用いるため GI や CP の挿入ができず, 受信部では, 多段構成の遅延干渉計によるサブキャリア分離と遅延検波を用いておりデジタル信号処理の適用が難しく, 受信後の信号に干渉や歪みが残留していた. 更に, 受信機の構成上, 4 値以上の信号の多値化も困難である. しかしながら, このような 2 ステージ構成の復調信号処理を用いれば, 光領域での多重による少数キャリア光 QPSK-OFDM 信号が, GI や CP の挿入なしでも高品質に長距離伝送が可能ながことが報告されている [48][49]. これは, 光 OFDM によるボーレート低減とスペクトルのオーバーラップによる帯域狭窄化ではなく, 光伝送システムを時変動しない成分にはブロック信号処理を施して補償し, 時変動成分は, 時間領域の処理で適応的に高速追従する構成にすることが重要であることを示している. 従って, 図 2.15(a)に示光 OFDM のようにスペクトルをオーバーラップさせずに, 図 2.15(b)に示すような DAC を用いてナイキストパルス整形した低速の多値化されたシングルキャリア信号を光多重してマルチキャリア信号を生成すれば, 受信側においても光フィルタのみでサブキャリアを干渉なしで分離でき, DAC や ADC の動作速度に依存せず, 高速化や周波数利用効率の向上をはかりながら, 長距離・大容量伝送が可能になる. これについては, 4 章で論じる.

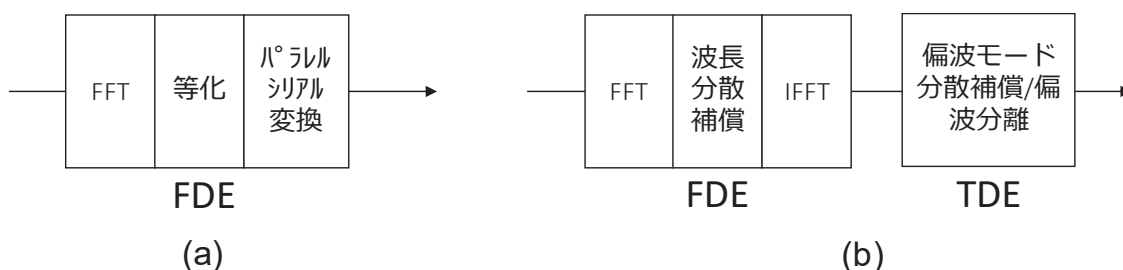


図 2.14 受信機における等化信号処理 (a) OFDM の等化処理 (b) 2 ステージ構成の等化処理

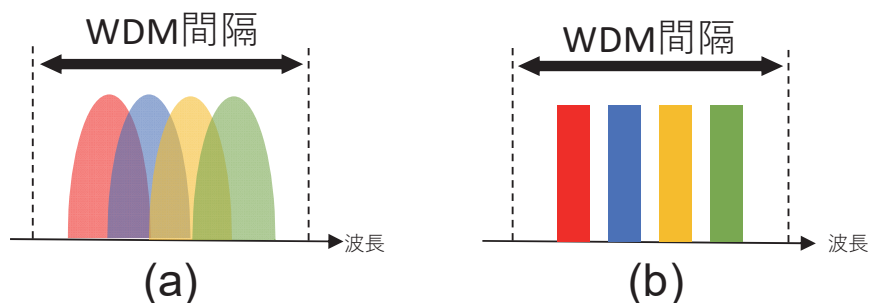


図 2.15 光スペクトル (a) OFDM (b) 波形整形されたシングルキャリア信号の多重

2.5 まとめ

本章では、光信号の周波数利用効率の向上手法について、光スペクトルを狭窄化する光 OFDM 方式に着目し、シミュレーションにより光ファイバ伝送路で生じる非線形光学効果を考慮したサブキャリア設計の指針を示した。更に、16 程度の少数キャリア領域に適した光 OFDM 信号のデジタル信号処理と IQ 変調器を用いた生成方法に加えて、DAC の動作速度に律速されない、光多重技術を合わせて用いる方式について提案した。さらに、光伝送実験を通じて、提案方式により DAC の動作速度制限に律速されることなく 110 Gb/s の光 OFDM 信号の生成および SMF 80km 伝送が可能なことを確認し、ナイキスト帯域の 110 GHz に迫る 115 GHz まで光スペクトルの狭窄化が可能なことを実証した。

第3章 高次多値化による光伝送システムの 周波数利用効率の向上

3.1 はじめに

本章では、2章で扱った光のスペクトル狭帯化手法と並ぶ周波数利用効率の向上手法である高次多値化について述べる。光スペクトルを狭帯化するのみでは、波長多重する光源の周波数安定性や光フィルタの合分波特性を考慮すると、周波数利用効率の向上には限界がある。特に、限られた光増幅帯域を有効に活用し伝送容量の大容量化を達成するためには、4値以上の多値化が重要である。実際に、デジタルコヒーレント受信技術を用いて、偏波多重 QPSK を採用し、100 Gb/s/ch の 10 Tb/s 級容量の長距離伝送が報告されている [50]-[52]。また、文献 [52] では、周波数利用効率 3.6 b/s/Hz が達成されている。更なる周波数利用効率の向上やチャネル速度の高速化のためには、信号の高次多値化が必須になる。特に、16 値以上の高次の QAM (Quadrature Amplitude Modulation) は、高次多値化技術として重要である。図 3.1 に多値化による必要 OSNR の増加を示す。ビットレートは一定とし、BER = 10^{-3} において、BPSK および QPSK (= 4 QAM) を基準として、必要 OSNR の差分をプロットした。偏波多重を用いれば、原理的なペナルティなしに 1 シンボルあたりに伝送可能な情報量が 2 倍になる。高次多値化による周波数利用効率の向上は、非常に魅力的であるが、多値数の増加と必要 OSNR にはトレードオフの関係がある。例えば、256QAM の場合、QPSK に比べて 4 倍の周波数利用効率が可能であるが、約 12 dB (16 倍) 必要 OSNR が上昇する。これは、多値数が増加していくと、指数関数的に伝送距離が制限されることを意味している。さらに、DAC/ADC の分解能、回路の線形性、光源の線幅などシステム要求条件が厳しくなる。復調アルゴリズムについても、光源の線幅や非線形光学効果に起因する位相雑音を制御可能なものが求められる。

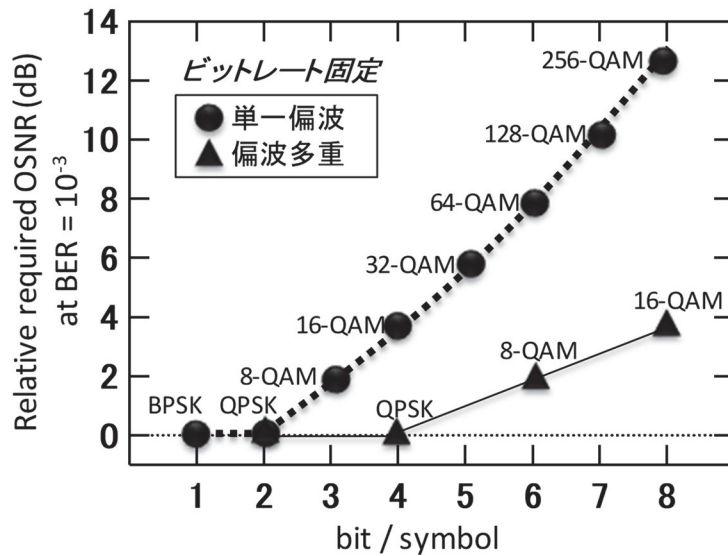


図 3.1 BER = 10⁻³における多値化による必要 OSNR の増加

本章では、まず、高次多値の光信号生成方法について検討する、DAC と IQ 変調器を用いたデジタル信号処理に基づく方式および、DAC の動作制限に律速されない、光 QPSK 信号の電界を光領域で合成して多値信号を生成する方式について説明する。次に、高次多値信号の受信アルゴリズムについて検討する。高次多値信号にスケラブルに適用可能な教師（パイロット）信号を用いない、適応等化フィルタとデジタル PLL (Phase lock loop) を用いた復調アルゴリズムについて提案し、その動作原理を説明する。本方式によれば、受信する多値信号に応じて判定閾値を変更するのみで受信が可能になる。偏波多重 16QAM 信号を用いた単一チャンネル伝送実験により、レーザ線幅耐力や長距離伝送における提案復調アルゴリズムの動作を実証する。また、提案する受信アルゴリズムを用いれば、偏波多重 16QAM 信号により周波数利用効率が 6.4 b/s/Hz まで向上でき、C 帯及び L 帯で波長多重を行えば 69.1 Tb/s の伝送容量が達成可能なことを大容量伝送実験を通じて実証する。

3.2 多値光信号の生成方式と受信アルゴリズム

3.2.1 高次多値化に向けた光 QAM 送信機

図 3.2(a), (b) に光 QAM 信号の送信機構成を示す。送信機(a)は、2つの DAC と 1つの光 IQ 変調器から構成されている。DSP によって演算され DAC から出力された多値の電気信号によって、光 IQ 変調器の I アームおよび Q アームにおいて光を振幅変調することによって、光 QAM 信号を生成する。これは、部品点数の少ない単純な構成であり、DSP により信号に対して波形整形なども行え、任意の形式の光信号を生成できる。しかしながら、生成可能な信号の多値度及びボーレートは、DAC のサンプリングレート、帯域および分解能に大きく依存する。サンプリングレートと分解

能は、トレードオフの関係にあるため、512QAM では、3 Gbaud 伝送[53]が、16QAM では、21.4 Gbaud 伝送[54]が報告されている。また、波形整形などの信号処理は施せないが、複数の 2 値電気信号を、アッテネータで振幅調整し、パワーコンバイナを用いて電気領域で加算することで、電気的な多値信号を生成する方式による 56 Gbaud 16QAM 伝送報告されている[55]。一方、送信機(b)は、並列化された光 IQ 変調器から構成され、振幅の異なる複数の QPSK 信号の光電界を合成して光多値信号を生成する。光源から出力された CW 光は N 等分され、異なる 2 値の電気信号で駆動された IQ 変調器によって、光 QPSK が出力される。各々の光 QPSK 信号は、振幅およびタイミングが調整されたあと合波され、光 QAM 信号が生成される。この構成は、 4^N -QAM 信号を DAC を用いずに、高速な 2 値の電気信号のみで生成可能であるため高速化に有効である。しかしながら、波形整形によるスペクトル狭窄化が困難であり、多値度に応じて IQ 変調器の並列数が増加するため、制御や光回路が複雑化する課題がある。並列化された IQ 変調器をシリカベースの PLC(Planar Lightwave Circuit)技術を用いて集積した変調器を用いて、16QAM 伝送実験[22][23]および、20 Gbaud 64QAM 送受信実験[56]が報告されている。本構成は、本章の実証実験[22][23]で光 16QAM 送信機として採用した。

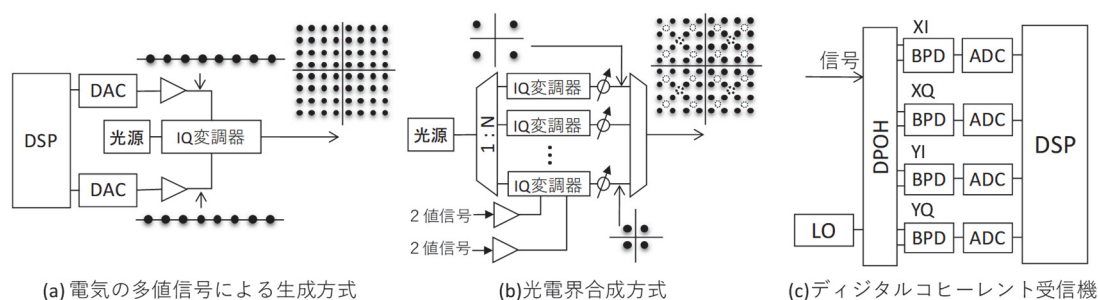


図 3.2 光 QAM 信号の送信機及び受信機構成

3.2.2 光 QAM 受信機と復調アルゴリズム

図 3.2(c)に偏波多重光 QAM 信号の受信機構成を示す。一般的なイントラダインの偏波ダイバシティのデジタルコヒーレント受信機である。偏波ダイバシティ光 90 度ハイブリッド(DPOH: Dual Polarization Optical 90 degree Hybrid)によって、受信する光信号とフリーランの局部発光光源(LO: Local Oscillator)から出力された CW 光が合波され、X 偏波および Y 偏波それぞれの IQ 成分に分離される。DPOH の 4 つの光出力は、バランス型フォトディテクタ(BPD: Balanced Photo Detector)によってそれぞれアナログの電気信号に変換される。4 つのアナログ電気信号は、ADC で標本化・量子化され、DSP ユニットで復調信号処理が施される。偏波多重光 QAM 信号の復調に求められる機能としては、等化、偏波分離、位相再生、キャリア周波数オフセット補償である。基本的には、QPSK 信号の場合と変わらず、FDE による波長分散補償と適応 TDE による偏波分離と等化の後に、位相再生・周波数オフセットを行えばよい[44]。異なる点は、TDE の動作規範と位相再生・周波数オフセット補償アルゴリズムである。QPSK 信号では、信号点の振幅が一定である特徴を利用して、CMA[57]による等化・偏波分離が行われ[58]、位相再生および周波数オフセット補償には信号を 4 乗するとデータに依存せず位相オフセットが推定できる Viterbi & Viterbi (V&V)ア

ルゴリズム[59]がよく用いられている[60]. しかしながら, 図 3.3 に示すように, 高次 QAM 信号では, 多値度によって振幅や位相が複数存在するため, QPSK で用いた手法による高精度な復調は難しい. 例えば, 16QAM では振幅が3種類あるため, 適応等化に CMA を用いると, 適当な R を用いれば, 偏波分離や等化は行えるが, 評価関数 ε の時間平均が 0 にならないため完全な等化動作には至らない. また, V&V アルゴリズムは, 16QAM では対角に配置された 8 点のみしか利用できないため, まず利用可能なシンボル点か判断する仕組みが必要となり, 推定精度や追従性が低下する.

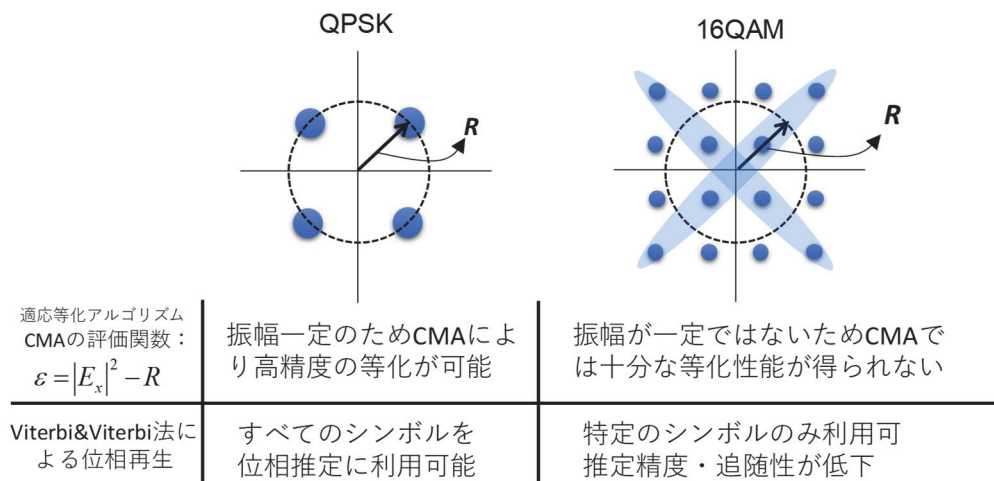


図 3.3 QPSK と 16QAM への CMA, V&V アルゴリズムの適用性の比較

高精度に復調が可能な, パイロット信号を用いない, 多値 QAM のための復調アルゴリズムが提案されている. 本章で詳述する筆者による提案方式[3]を含めた 3 つの方式[39] [40]の特徴を表 3.1 にまとめる. いずれの方式も適応信号処理の初期収束段階と安定化段階に分かれた方式を採用している. 初期収束段階では, 符号間干渉などによる信号点の広がりや信号判定が可能な状態まで収束させ, 安定化段階では, 判定指向型(DD: Decision Directed)の LMS(Least-Mean Square)アルゴリズムによって, 正しいシンボル点を目標値に適応フィルタの制御を行い, 等化・偏波分離の精度を向上させている. しかしながら, 方式 1, 2 では, 位相再生・周波数オフセット補償には, 最尤推定を用いており, 演算の複雑さに課題がある. また, 方式 2 で用いられている CMMA は, 復調する信号の信号点配置によって, 評価関数を変える必要がある. 提案方式では, 初期収束において, 位相再生可能な CMA-MMA(Multi-Modulus Algorithm) [63]と, 判定シンボルの符号のみを利用する判定指向型のデジタル PLL を合わせて用いることで, 最尤推定などの複雑な演算なしに, 安定な初期収束を可能にし, DD-LMS への切替を行うことができる. また, 判定閾値の変更のみで, 任意の高次多値信号を復調可能である. 次節以降では, 提案アルゴリズムについて詳述し, 長距離伝送および大容量伝送における実証実験について述べる.

表 3.1 高次 QAM 向け復調アルゴリズムの比較

(a) 初期収束			(b) 安定化段階		
	適応フィルタ制御	位相リカバリ, 周波数オフセット補償	適応フィルタ制御	位相リカバリ, 周波数オフセット補償	
方式1 [61]	CMA	最尤推定	位相不感応 DD-LMS	DD-PLL	
方式2 [62]	CMA + CMMA	最尤推定	DD-LMS	最尤推定	
提案方式 [22]	CMA-MMA	DD-PLL 判定シンボルの符号のみ使用	DD-LMS	DD-PLL	

3.2.3 高次 QAM 信号のための教師なし復調アルゴリズム

提案する復調信号処理の構成を図 3.4 に示す。まず、受信信号がどう処理されていくか説明したあと、適応信号処理のアルゴリズムについて述べる。

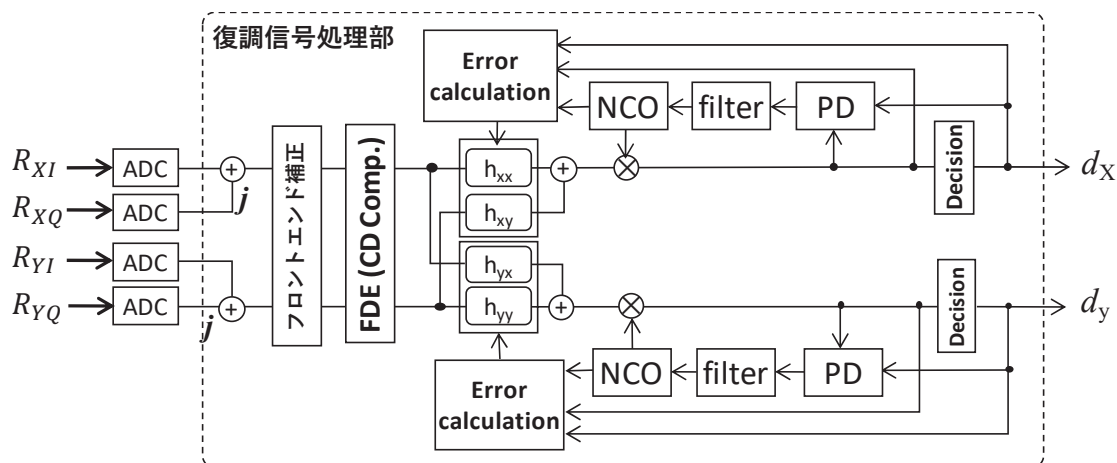


図 3.4 復調信号処理の構成

コヒーレント受信機で受信され、ベースバンドに変換された信号は、ADCによって、標本化、量子化され、デジタルサンプル列に変換される。ボーレートの2倍でサンプリングを行うと、信号処理の構成が簡単になるため、本項では2倍オーバーサンプリング(2 sample/symbol)を仮定する。はじめに、受信フロントエンドの理想状態からのずれ、例えばレーン間のスキューなどを補正する。その後、信号列は、波長分散補償がFDEを用いて施され、FIRフィルタで構成される偏波分離・等化部に入力される。 h_{xx} , h_{xy} , h_{yx} , h_{yy} は、 k を任意の自然数として、それぞれ $2k+1$ タップのFIRフィルタの複素タップ係数ベクトルである。FIRフィルタを、バタフライ構成にすることにより、等化とともに偏波分離が可能になる。伝送路で受けたPMDを補償するためには、FIRフィルタのタップ数を適切に設定する必要がある。適応フィルタは、フィードフォワード等化器(FFE)のみで構成され、判定帰還型の等化器(DFE: Decision Feedback Equalizer)は採用していない。ま

た、受信データ列がボーレートの2倍でサンプリングされているとき、 $\mathbf{R}_X(m), \mathbf{R}_{XQ}(m), \mathbf{R}_Y(m), \mathbf{R}_{YQ}(m)$ は、時刻 m の時に、バタフライ構成のFIRフィルタに入力される受信信号ベクトルであり、 $\mathbf{R}_{X_I}(m) = [R_{X_I}(2m-k), R_{X_I}(2m-k+1) \dots, R_{X_I}(2m), \dots, R_{X_I}(2m+k-1), R_{X_I}(2m+k)]^T$ で表される。 T は転置を表す。他の受信信号ベクトルも同様に表現される。式3.1で示されるFIRフィルタの出力 $R_{XEQ}(m), R_{YEQ}(m)$ は偏波分離・等化後の受信信号を表しており、1 sample/symbol へのダウンサンプルが同時に行われる。その後、デジタルPLLにより、位相再生および周波数オフセット補償が行われ、信号判定を経て、受信信号が復調される。FIRフィルタは、後述するアルゴリズムによって適応的に制御する。

$$\begin{pmatrix} R_{XEQ}(m) \\ R_{YEQ}(m) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{h}_{XX} & \mathbf{h}_{XY} \\ \mathbf{h}_{YX} & \mathbf{h}_{YY} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{R}_{X_I}(m) + j\mathbf{R}_{XQ}(m) \\ \mathbf{R}_{Y_I}(m) + j\mathbf{R}_{YQ}(m) \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

つづいて、デジタルPLLの動作について説明する。図3.5は、X偏波の復調向けのPLLのみを示しているが、Y偏波も同様の処理が行われる。(a)に、PLLの全体構成を示す。ループフィルタとして、(b)に示した微分成分および積分成分を含む2次のループフィルタを用いた。FIRフィルタから出力された信号 R_{XEQ} は、PLLのNCO(Numerically Controlled Oscillator)から出力された位相回転を受ける。判定前・判定後の信号が位相比較器に入力され、誤差信号 $\phi_e(m)$ がループフィルタに入力される。ここで、 k_1, k_2 は、補償したいキャリア周波数オフセットの大きさに応じて、設定される。誤差信号の積分成分 $\phi_i(m)$ と直流成分 $k_1\phi_e(m)$ を加算した $\phi_\delta(m)$ がNCOの制御信号として入力される。NCOでは、(c)に示したように単純に $\phi_\delta(m)$ が時間的に積分され、補償する位相 $\hat{\phi}(m)$ が出力される。ここで重要なのは、位相比較器である。適応FIRフィルタの収束が十分でない場合、位相比較器の出力する誤差信号が、等化や偏波分離の精度もしくは周波数オフセットの大きさに起因するか判別できない。従って、適応フィルタの収束度に応じて、位相比較器の誤差演算を切り替える必要がある。

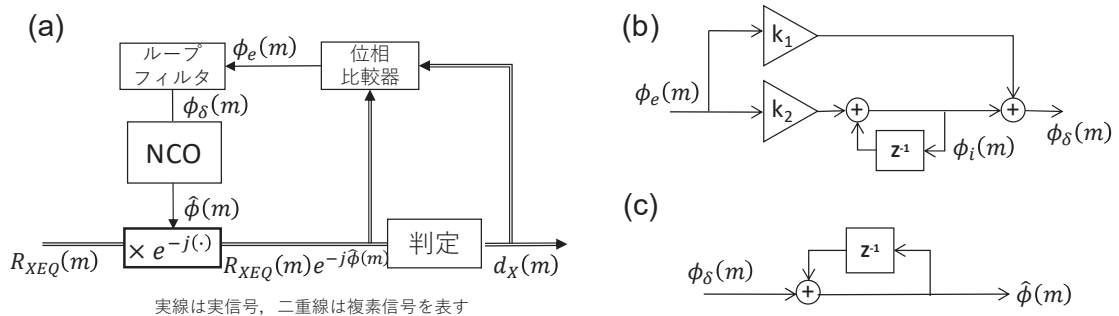


図3.5 デジタルPLLの構成 (a)全体図 (b)ループフィルタ (c)NCO

バタフライ型FIRフィルタおよびデジタルPLLの適応制御に用いるアルゴリズムを表3.2に示す。適応制御は、4段階に分かれる。Stage 1~3では、パイロット信号無しで動作が可能なCMA-MMA[63]を用いた。このアルゴリズムは、複素信号の実成分および虚数成分の誤差関数を分離して演算しそれらを加算して、FIRフィルタの更新に使う誤差信号 e_X, e_Y を算出する。位相再生の機能を持ち、教師なしで収束が可能である。しかしながら、周波数オフセット存在下では、位相再生

機能が動作せず CMA と同様の動作になる。提案アルゴリズムではこの性質を利用している。Stage 1 では、バタフライ型 FIR フィルタの出力 R_{XEQ} , R_{YEQ} が偏波分離されるまで、デジタル PLL は動作させない。Stage 2 では、判定シンボルと復調シンボルの位相差の符号のみを位相比較器から出力する[64]。これにより、PLL が周波数オフセットにロックすると、CMA-MMA の位相再生機能によりコンスタレーションの回転が停止する。Stage 3 では、判定シンボルと復調シンボルの位相差を位相比較器からそのまま出力し、誤差信号の精度を上げて PLL のロック動作を継続する。その後 Stage 4 では、適応フィルタの制御アルゴリズムを判定指向型 LMS に変更し、誤差信号の信頼性を向上させて、信号点の等化および偏波分離の精度を向上する。

表 3.2 段階的な適応制御アルゴリズム

	適応フィルタ制御 アルゴリズム	位相比較器
Stage 1	CMA-MMA	動作させない
Stage 2	CMA-MMA	判定シンボルと復調シンボルの位相差の符号
Stage 3	CMA-MMA	判定シンボルと復調シンボルの位相差
Stage 4	DD-LMS	判定シンボルと復調シンボルの位相差

以上説明した提案アルゴリズムのタップ係数更新とデジタル PLL の具体的な演算を図 3.6 と図 3.7 にまとめる。 R_{CMA}, R_{MMA} は、それぞれ復調する QAM 信号の形状や多値度に応じて設定する実数である。 $\Im(\cdot)$ は、複素数の虚数部を返す関数、 $\text{Sgn}(\cdot)$ はシグナム関数で、入力に対して、その符号に応じて -1, 0, +1 のいずれかを返す関数である。 $X(m), Y(m)$ は等化・偏波分離・周波数オフセットが補償された X 偏波、 Y 偏波の信号である。コンスタレーションダイアグラムは、 $X(m), Y(m)$ を用いて描画する。図 3.6 と図 3.7 に従い、時刻 m ごとに演算を行えば、任意の QAM 信号が復調できる。

タップ係数の初期化	
$\mathbf{h}_{XX}(0) = \mathbf{h}_{YY}(0) = [0, 0, \dots, 1 \dots 0, 0]^T$ $\mathbf{h}_{XY}(0) = \mathbf{h}_{YX}(0) = [0, 0, 0 \dots 0]^T$	
<i>Do for m ≥ 0</i>	
X偏波	$R_{XEQ}(m) = [\mathbf{h}_{XX}^T(m)\mathbf{R}_X(m) + \mathbf{h}_{XY}^T(m)\mathbf{R}_Y(m)]$ $X(m) = R_{XEQ}(m) \exp(-j2\pi\hat{\phi}(m))$ $e_X(m) = \begin{cases} X(m)(X(m) ^2 - R_{CMA}^2) + j\Im(X(m))(\Im(X(m))^2 - R_{MMA}^2) & , \text{if CMA-MMA} \\ d_X(m) - X(m) & , \text{if DD-LMS} \end{cases}$ $\mathbf{h}_{XX}(m+1) = \mathbf{h}_{XX}(m) + \mu e_X(m)\mathbf{R}_X^*(m) \exp(j2\pi\hat{\phi}(m))$ $\mathbf{h}_{XY}(m+1) = \mathbf{h}_{XY}(m) + \mu e_X(m)\mathbf{R}_Y^*(m) \exp(j2\pi\hat{\phi}(m))$
Y偏波	
Y偏波	$R_{YEQ}(m) = [\mathbf{h}_{YX}^T(m)\mathbf{R}_X(m) + \mathbf{h}_{YY}^T(m)\mathbf{R}_Y(m)]$ $Y(m) = R_{YEQ}(m) \exp(-j2\pi\hat{\phi}(m))$ $e_Y(m) = \begin{cases} Y(m)(Y(m) ^2 - R_{CMA}^2) + j\Im(Y(m))(\Im(Y(m))^2 - R_{MMA}^2) & , \text{if CMA-MMA} \\ d_Y(m) - Y(m) & , \text{if DD-LMS} \end{cases}$ $\mathbf{h}_{YX}(m+1) = \mathbf{h}_{YX}(m) + \mu e_Y(m)\mathbf{R}_X^*(m) \exp(j2\pi\hat{\phi}(m))$ $\mathbf{h}_{YY}(m+1) = \mathbf{h}_{YY}(m) + \mu e_Y(m)\mathbf{R}_Y^*(m) \exp(j2\pi\hat{\phi}(m))$

図 3.6 バタフライ型 FIR フィルタのタップ係数更新アルゴリズム

<i>Do for m ≥ 1</i>	
位相比較 $\phi_e(m)$	$= \begin{cases} 0 & , \text{if stage 1} \\ \text{sgn}(R_{XEQ}(m)e^{-j\hat{\phi}(m)}d_X^*(m)) & , \text{if stage 2} \\ \Im[R_{XEQ}(m)e^{-j\hat{\phi}(m)}d_X^*(m)] & , \text{others} \end{cases}$
$\phi_i(m) = \phi_i(m-1) + k_2\phi_e(m)$	
$\phi_\delta(m) = k_1\phi_e(m) + \phi_i(m)$	
$\hat{\phi}(m+1) = \hat{\phi}(m) + \phi_\delta(m)$	

図 3.7 デジタル PLL の更新アルゴリズム

3.3 偏波多重 16QAM 光信号による 160 Gb/s 単一チャネル長距離伝送実験

3.3.1 長距離伝送のための周回実験系

本節では、前節で説明した高次多値 QAM 復調アルゴリズムの 160 Gb/s 偏波多重 16QAM 信号を用いた動作実証実験について説明する。送信器・光増幅中継伝送路・受信器からなる実験系を図 3.8 に示す。まず、送信機について説明する。光 16QAM 変調器の構成を図 3.9 に示す。送信信号の波長は、1552.52 nm とし、線幅 15 kHz, 100 kHz, 2 MHz の 3 種類の CW 光源を用意した。本実験では、複数の QPSK 信号の電界を合成する QAM 信号生成方式を用いた。変調器は、PLC-LN

ハイブリッド集積技術[64]によって作成され、2つの光IQ変調器がパワー分岐比2:1のカプラ対によって並列に集積された構成となっている。本実験では、それぞれのIQ変調器は、20 Gb/sの異なる符号長 $2^{15}-1$ のPRBS (Pseudo Random Binary Sequence)パターンで駆動し、光電界の振幅比2:1 (パワー比4:1)の2つの光QPSK信号を生成する。その後、Y分岐カプラで2つの光QPSK信号の電界を加算することで[66]、80 Gb/sの単一偏波16QAM信号が変調器から出力される。図3に变調器から出力された光信号の(a)光スペクトルおよび(b)2乗(直接)検波波形を示す。直接検波波形から良好なアイ開口が確認でき、2つのQPSKの光電界の合成が精度よく行われ、SNRの高い16QAM信号が得られていることが分かる。また、最初のヌル点で帯域幅を定義すると、生成した16QAM信号は、40 GHzの帯域をもつ。光合成方式では、波形整形などによる光スペクトルの狭窄化が難しいため、ナイキスト帯域20 GHzの2倍の帯域になっている。実験では、単一偏波信号を3dBカプラを用いて二つに分け、一方に遅延差10 nsと偏波回転を与え、偏波ビームコンバイナ(PBC : Polarization Beam Combiner)で偏波合成する偏波多重エミュレーションを行い、ラインレート160 Gb/sの偏波多重16-QAM信号を生成した。FECの冗長度として7%を仮定すると、ネットレートは149.5 Gb/sである。

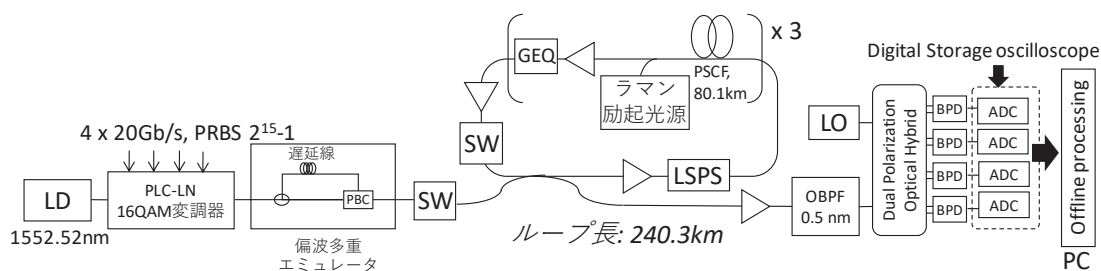


図3.8 単一波長160 Gb/s 偏波多重16QAM 伝送実験系

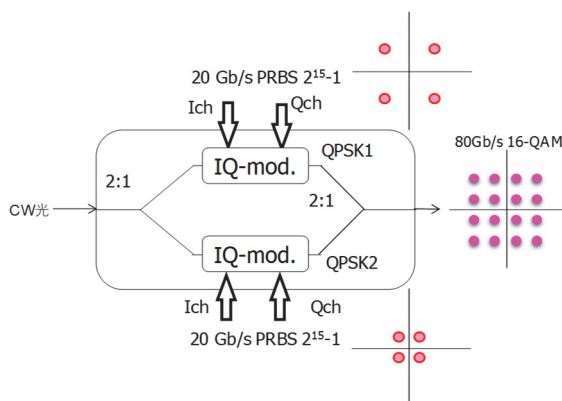


図3.9 PLC-LN ハイブリット 16QAM 変調器

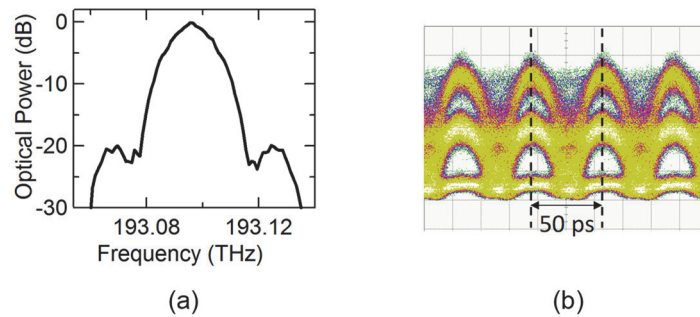


図 3.10 単一偏波 80 Gb/s 光 16QAM 信号の (a) 光スペクトル (b) 2 乗(直接)検波波形

つぎに、光増幅中継伝送路について説明する。中継系の低雑音化をはかるため、伝送路ファイバとして低損失・低非線形なファイバである Pure-Silica Core Fiber (PSCF) を採用し、光増幅方式として EDFA および後方励起の分布ラマン増幅(DRA : Distributed Raman Amplifier)によるハイブリッド増幅を行った。本構成により OSNR が改善できることは文献[50]で報告されている。本実験では、伝送路として、図 3.8 に示すように、2つの光スイッチ(SW)、光カプラとスパン長 80.1 km の PSCF が 3 スパン接続された 1 周 240.3 km の周回伝送路を構成した。1 スパンあたりの伝送損失は、送信信号波長 1552.52 nm において 13.5 dB であり、EDFA と DRA により補償した。DRA の利得は、3 スパンの平均で 10.7 dB であった。また、利得等化器(GEQ)により不要な帯域の雑音をカットした。さらに、周回系の偏波依存性を緩和するため LSPS (Loop-synchronous Polarization Scrambler) を用いて、周回ごとに偏波スクランブルを行った。信号波長における PSCF の波長分散は、20.4 ps/nm/km、PMD 係数は $0.078 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ である。

最後に、受信機について述べる。光信号は、光バンドパスフィルタ(OBPF)によって信号帯域外の不要な帯域の雑音が抑圧され、受信機に入力される。受信機は、1 チップ型の PLC ベースの DPOH[67]及び局部発振光源(ローカル光, LO : Local Oscillator)から構成され、偏波ダイバシティ構成になっており、イントラダイン検波が行われる。ローカル光として、線幅 15 kHz, 100 kHz の 2 種類の光源を用意し、ローカル光の波長は、送信光源との周波数オフセットが 50 MHz 以下になるように設定した。DPOH で光信号とローカル光が合波され、バランス型フォトディテクタ(BPD)によって、電気信号に変換される。受信信号の各偏波の実数部、及び虚数部は 4 つの ADC が具備されているデジタルストレージオシロスコープ(DSO : Digital Storage Oscilloscope) によって 50 GS/s, 8 bit 分解能で標本化・量子化され保存される。実験で取得したデータ長は、1 セットあたり 1 Msample で、20 μs に相当する。その後、前節で説明した復調アルゴリズムを用いて、保存した信号をコンピュータでオフライン復調し、収束後に符号誤り率を測定した。なお、本実験では、サンプリングレート 50 GS/s がボーレートの 2 倍ではないため、サンプリングレート変換処理(50 GS/s to 40 GS/s)をフロントエンド補正の直後に実施した。

3.3.2 復調アルゴリズムの検証結果

アルゴリズムの光源の線幅に起因する位相雑音への耐力を検証するため、送信光源 3 種類とローカル光 2 種類を組み合わせ、back-to-back にて OSNR 耐力を測定した。図 3.11 にその結果を示

す。光源は、15 kHz, 100 kHz の線幅の 外部共振器光源(ECL: External Cavity Laser)と、線幅 3 MHz の DFB(Distributed Feed-Back)レーザである。テストしたすべての組み合わせにおいて、復調信号処理の安定な収束が得られた。図 3.11(a)に示されるように、最も特性の良い、信号光源: 15kHz・セルフホモダイン受信の場合に対して、信号光源: 100 kHz ECL, ローカル光: 100 kHz ECL の場合で、BER = 10^{-3} において OSNR ペナルティ 1dB 以下であり、エラーフロアの上昇も僅かであった。送信光源として、DFB レーザを用いた場合、その位相雑音の大きさから、セルフホモダインの場合と比較し、OSNR ペナルティは、2 dB に上昇した。図 3.11(b)に BER = 10^{-3} における、必要 OSNR の線幅依存性を示す。線幅は、送信光源と LO の合計値である。OSNR ペナルティを 1dB 以下に抑えるためには、線幅 100 kHz 以下のレーザを送信光源およびローカル光として使用する必要がある。なお、線幅耐力はボーレートに依存するため、本実験では、20 Gbaud 16QAM 信号を用いているが、ボーレートを高速化すれば、それに比例して使用可能なレーザ線幅の上限が相対的に上昇する。

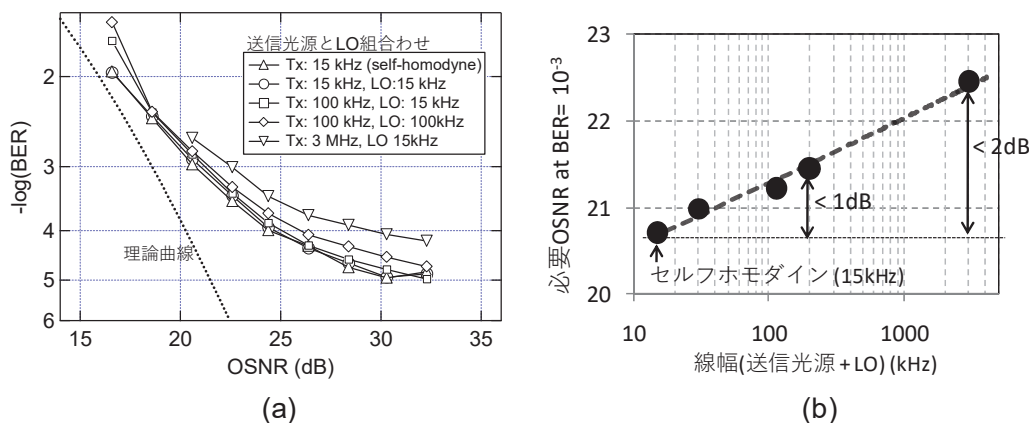


図 3.11 (a) back-to-back における BER 特性, (b) BER = 10^{-3} における必要 OSNR の線幅依存性

つぎに、長距離伝送時における実験結果を示す。非線形光学効果に対する偏波多重 16QAM 信号の耐力を得るために、ファイバ入力パワーを -7.6 dBm から -1.6 dBm まで 2 dB 間隔で変化させ、4 種類の伝送距離において Q 値を測定した。本測定は、送信光源: 100kHz, ローカル光: 15kHz で行った。図 3.12 は、ファイバ入力パワーに対する Q 値を各伝送距離でプロットしたもので、最適入力パワーは、-5.6dBm ~ -3.6dBm であることが分かる。ファイバ入力パワーが、-3.6dBm と -5.6dBm の場合において、冗長度 7% の ITU-T G.975.1 enhanced FEC を仮定した場合、誤り訂正後 BER = 10^{-12} が得られる、閾値 Q = 9.1 dB を 3,123.9 km 伝送後で上回った。また、3364 km 伝送後で、ファイバ入力パワー -1.6dBm の時に大きく Q 値が劣化している。これは、非線形光学効果、主に自己位相変調(SPM)によって、信号の位相が大きく変動するためである。信号品質は劣化するものの、非線形光学効果の影響下においても、提案アルゴリズムの安定性を確認した。最後に、最適ファイバ入力パワーである -5.6 dBm の時の、Q 値の距離依存性を、送信光源: 100 kHz, ローカル光: 100 kHz の場合で測定した。結果を図 3.13 に示す。ローカル光が線幅 15kHz の場合と比較して、同等の伝送距離 3,123 km をえた。また、その時の復調された信号のコンスタレーションダイ

アグラムを図 3.14 に示す。16QAM 信号の生成方式に起因する信号点配置の歪みが観測されるが、すべての信号点がガウシアン雑音で分布するクリアなコンスタレーションが得られている。本測定では、3,000 km 伝送後で約 60,000 ps/nm の波長分散を受信側のデジタル信号処理で補償している。2種類のローカル光で同等の伝送距離が得られたことは、EEPN(Equalization-Enhanced phase noise)[68]の影響が無視できるほど小さいことを示している。EEPN とは、送信光源由来の位相雑音は波長分散の影響を受け、受信側で補償される。一方、ローカル光由来の位相雑音は、波長分散補償によって時間的に広がるため、強度雑音に変換され、受信信号に過剰な雑音が加わる現象である。

本節では、単一波長偏波多重 16QAM 信号を用いた back-to-back における基本特性評価および長距離伝送実験を実施した。本実験結果によって、レーザの位相雑音や伝送時の非線形光学効果の影響下において、提案アルゴリズムが安定に動作することを示した。

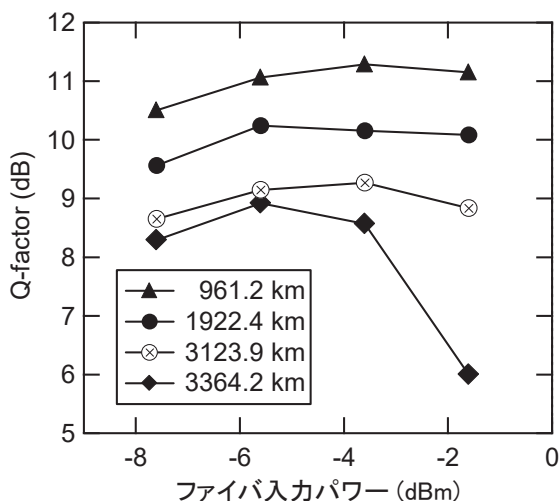


図 3.12 偏波多重 16QAM 信号の長距離伝送における非線形耐力

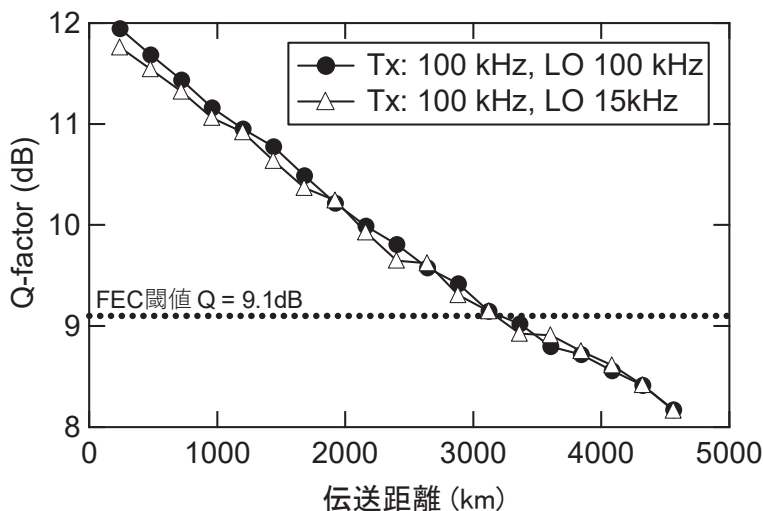


図 3.13 ファイバ入力パワー -5.6 dBm における Q 値の伝送距離依存性

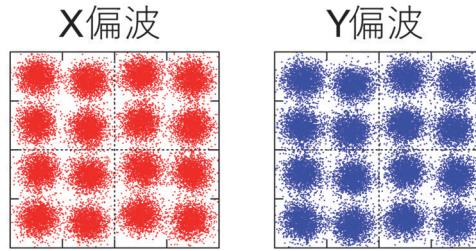


図 3.14 コンスタレーションダイアグラム(3,123 km 伝送後, Tx: 100 kHz, LO: 100 kHz)

3.4 偏波多重 16QAM 光信号による 69.1 Tb/s 大容量伝送実験

3.4.1 C 帯および拡張 L 帯を用いた波長多重実験系

高次多値化による周波数利用効率向上を実証するため実施した、偏波多重 16QAM 信号を用いた大容量波長多重伝送実験について説明する。

図 3.15 に 432 チャンネル波長多重伝送実験系を示す。16QAM 信号は、前節の単一波長伝送実験と同様に、光電界を合成する方式および IQ 変調器が並列に集積化された PLC-LN(LiNbO₃)変調器で 4 種類の符号長 $2^{15}-1$ の PRBS を用いて生成した。異なる点は、変調器駆動信号を 21.4 Gb/s に高速化したことである。変調器の EO(Electro-Optical) 3 dB 帯域は、25 GHz であり、21.4 Gbaud の信号生成に対しては十分な特性を持っているため、符号間干渉の小さい信号が生成できる。波長多重用送信光源として、432 チャンネルの CW 光(1527.22-1562.03, 1565.91-1619.84 nm)を 25 GHz 間隔で C 帯および拡張 L 帯に配置した。信号伝送に利用した光帯域は、C 帯 4.4 THz, 拡張 L 帯 6.4 THz の計 10.8 THz である。本実験では、隣接するチャンネルが同じデータで変調されるのを防ぎ、チャンネル間のクロストークを模擬するために、偶数チャンネルと奇数チャンネルに分けて、16QAM 信号の変調を行った。これにより、偶数チャンネルと奇数チャンネルそれぞれにおいて、50 GHz 間隔で歯用多重された 216 チャンネルの 85.6 Gb/s 16QAM 信号が得られる。測定チャンネルの送信光源として、波長可変 ECL(線幅 100 kHz)および、狭線幅 (< 200 kHz) の波長可変 DFB レーザアレイ (TLA)を用いた。残りの光源群は、2~3 MHz の線幅をもつ DFB レーザで構成した。チャンネル間のクロストークを抑圧し、25 GHz 間隔の WDM 信号を得るために、偶数チャンネルおよび奇数チャンネルは、2 段構成の光インターリーバ(IL: Inter-leaver)を用いて合波した。その後、10 ns の遅延線をもつ偏波多重エミュレータによって、432 チャンネルの 171.2 Gb/s 偏波多重 16QAM 信号が生成される。図 3.16 に、2 段構成の IL を通過後の偶数チャンネルおよび奇数チャンネルの光スペクトルを示す。IL 通過後の各信号の 20 dB 帯域は 27 GHz で、チャンネルの信号パワーは、25 GHz 離れた隣接チャンネルの中心周波数において、45 dB 以上抑圧されている。なお、IL は、ナイキスト基準を満たさないため、信号が通過すると符号間干渉が生じる。各チャンネルの信号のラインレートは、171.2 Gb/s で、7% の FEC オーバーヘッドを仮定すると、ネットデータレートは、160 Gb/s になり、25 GHz 間隔で波長多重されているので、周波数利用効率は、6.4 b/s/Hz になる。伝送路は、単一チャンネル伝送実験と同じ 3 スパンの 80.1 km PSCF[50][70]で構成される。光増幅中継は、デュア

ルバンドの EDFA と後方励起分布ラマン増幅のハイブリッド増幅により行った。伝送路損失は、波長 1570 nm において、0.160 dB/km、1 スパン 80.1 km あたり 13.5 dB であった。伝送路ファイバの実行断面積は、3 スパン平均で $110 \mu\text{m}^2$ 、1575 nm における波長分散は、21.8 ps/nm/km であった。デュアルバンド EDFA は、C 帯 EDFA、拡張 L 帯 EDFA[71]、ゲイン平坦化フィルタ(GFF : Gain Flattening Filter)から構成されている。各帯域向け EDFA は、2 段構成の増幅方式を採用しており、ゲインブロック間に GFF を挿入することで、低ノイズ性と高出力性を両立している。後方励起分布ラマン増幅の励起光は、C 帯および拡張 L 帯の広範囲を増幅するため 5 波長(1430 nm, 1440 nm, 1470 nm, 1490 nm, 1505 nm)構成とした。伝送路へのファイバ入力パワーは、全チャンネル平均で、-5dBm/ch である。分布ラマン増幅の利得は、8.4 dB~11.6 dB、スパン NF は、13.1 dB~18.4 dB であった。増幅中継系についての更なる詳細は、文献[72]を参照されたい。

受信側では、WDM 信号は IL で偶奇チャンネルが分離され、光バンドパスフィルタによって測定対象のチャンネルを抽出し、単一チャンネル伝送実験と同様のデジタルコヒーレント受信機で、イントラダイン受信を行う。デジタルストレージオシロスコープによって標本化・量子化された受信信号は、0 で説明したアルゴリズムを用いて、オフラインで復調・BER 測定が行われる。バタフライ型 FIR フィルタのタップ数は 27 とし、BER は復調された 1.8 Mbit の信号から計算した。

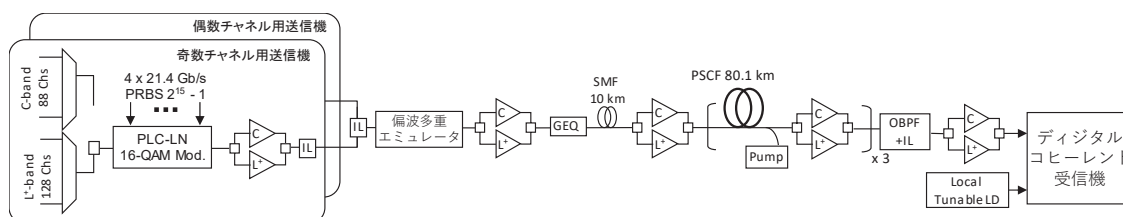


図 3.15 432 チャンネル波長多重伝送実験系

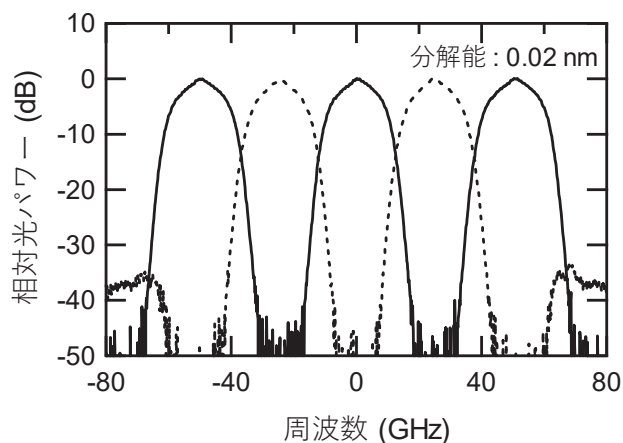


図 3.16 25 GHz 間隔で波長多重された 171 Gb/s 偏波多重 16QAM 信号

3.4.2 大容量伝送時における受信信号特性

光インターリーバによる光スペクトル狭窄化の影響と、波長多重時の隣接チャンネルとのクロスト

ークの影響を測定した。インターリーバの通過段数を变化させたときの単一チャンネル、25 GHz 間隔5チャンネル波長多重時のOSNR対BER特性を図3.17に示す。測定波長は、1552.52 nmである。インターリーバなしの単一チャンネルの結果は、四角のプロットで示した。BER = 10^{-3} を得るための必要OSNRは、21.5 dBで理論値より2.7 dB劣化している。同図にOSNR 30 dBの時のコンスタレーションを示している。信号点は、ガウシアンライクな広がり観測された。理論値との乖離は、光合成による位相制御の精度、変調器の駆動波形や受信機の不完全性が原因と考えられる。△および○のプロットは、単一チャンネルでの結果を示している。IL2段構成の場合は、送信側に1段、受信側に1段に挿入し、3段構成の場合は、送信側に2段、受信側に1段挿入している。IL挿入なしの時と比較し、BER = 10^{-3} においてOSNRペナルティが3.6 dB発生した。2段構成と3段構成の差分は、0.5 dB以下であり非常に小さい。これは、ILにより光スペクトルが狭窄化されるが、フィルタの形状がナイキスト基準を満たさないため、符号間干渉が生じた結果である。復調信号処理の適応FIRフィルタによって、一部の符号間干渉は補償されるが、ILでフィルタリングされた信号の高周波成分は雑音に埋もれてしまう。MMSE(Minimum Mean Square Error)規範に基づくLMSアルゴリズムを用いた適応線形フィルタでは、雑音強調を避けるように動作するため、符号間干渉を全て補償することはできない。塗りつぶした三角および丸のプロットは、5チャンネルの波長多重の場合の中央波長におけるBER測定結果である。IL2段構成(▲)の場合、光スペクトルの狭窄化が不十分のため、隣接チャンネルとの合波時に、クロストークを受け、エラーフロアが上昇している。そのため、OSNRを上昇させてもBERが 10^{-3} に達しない。一方、IL3段構成(○)においては、2段階構成に比べて信号に符号間干渉が生じるが、より光スペクトルが狭窄化されているため、隣接チャンネルからのクロストークの影響が低減し、エラーフロアがBER = 10^{-3} 以下に下がっている。本測定結果から、大容量伝送実験系の構築にあたって、ILを送信側で2段、受信側で1段挿入する構成とした。

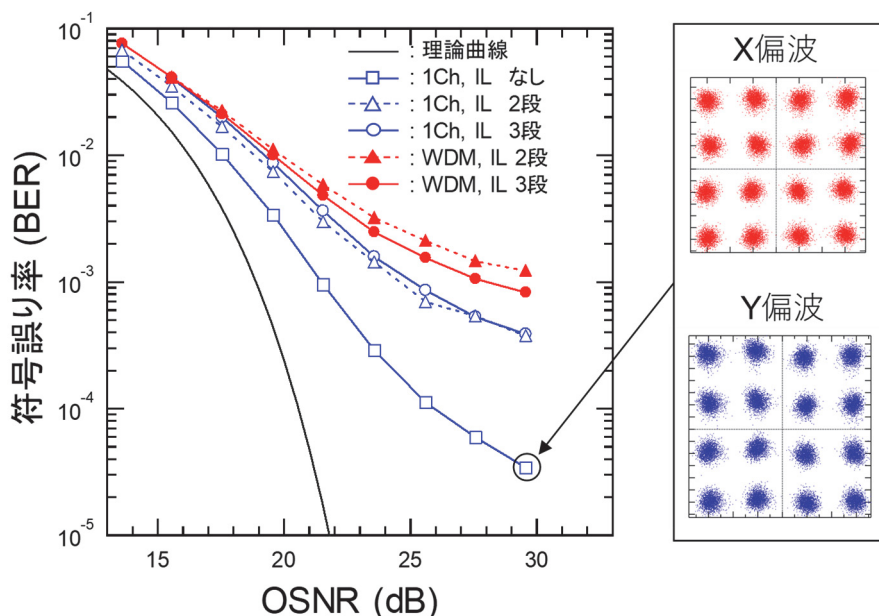


図3.17 光インターリーバによる光スペクトル狭窄化の影響

240 km 伝送後の波長多重信号の光スペクトルおよび、432 チャンネルの Q 値測定結果を図 3.18 に示す。実験系の説明で述べたように使用した光帯域は 10.8 THz で、内訳は C 帯が 4.4 THz、拡張 L 帯が 6.4 THz である。受信 OSNR は、C 帯において 23.6 dB~28.9 dB、拡張 L 帯では、23.8 dB~28.1 dB であった。両方の光帯域において、短波長のチャンネルの Q 値が劣化しているのは、受信 OSNR が反映されている。図 3.17 の back-to-back の BER の OSNR 耐力を比較すれば、Q 値のチャンネルによるばらつきは、受信 OSNR の差異によるものであるとわかる。これは、非線形光学効果の影響が小さいことを示しており、-5dBm/ch という低いファイバ入力パワーと低非線形な PSCF によるところが大きい。また、拡張 L 帯における Q 値ばらつきが C 帯より大きいのは、C 帯用に設計された DPOH を L 帯でも使用したため、直交性が低下しているのが原因である。432 チャンネルすべてで受信 Q 値が 9 dB を超えており、FEC の誤り訂正閾値 8.5 dB を上回っている。本実験では、訂正後の BER が 1×10^{-12} を達成可能な 7% オーバーヘッドの硬判定 FEC を想定した[73]。最後に、432 チャンネル波長多重伝送における Q 値の長時間安定性を、チャンネル 128(1552.52 nm)を用いて測定した。約 7 秒おきに 300 回測定した Q 値の時間安定性およびそのヒストグラムを図 3.19 に示す。すべての測定データにおいて、復調アルゴリズムが安定に動作することを確認した。Q 値の平均値は、9.68 dB、標準偏差は 0.096 dB であり、35 分以上にあたって、非常に小さな Q 値変動が観測された。この標準偏差を仮定すると、伝送品質がもっとも悪いチャンネルにおいても、長時間、FEC の閾値 8.5 dB を下回らないことを示している。以上により、69.1 Tb/s 容量(160 Gb/s×432 チャンネル)の 240 km 伝送が実証された。また、偏波多重 16QAM を用いれば、6.4 b/s/Hz まで周波数利用効率が向上可能なことが示された。

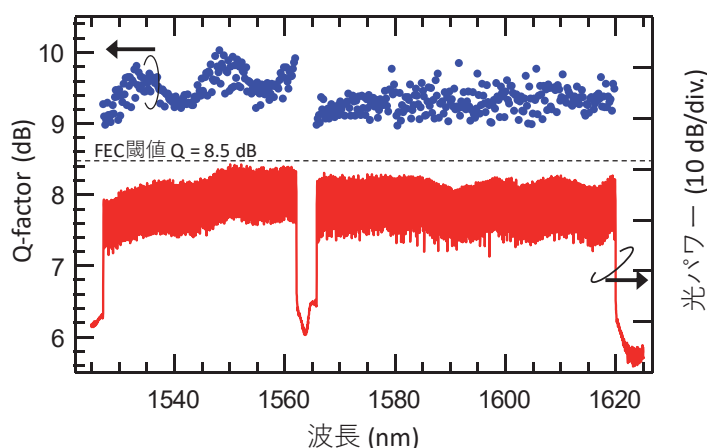


図 3.18 432 チャンネル WDM 信号の 240 km 伝送後の Q 値と受信光スペクトル

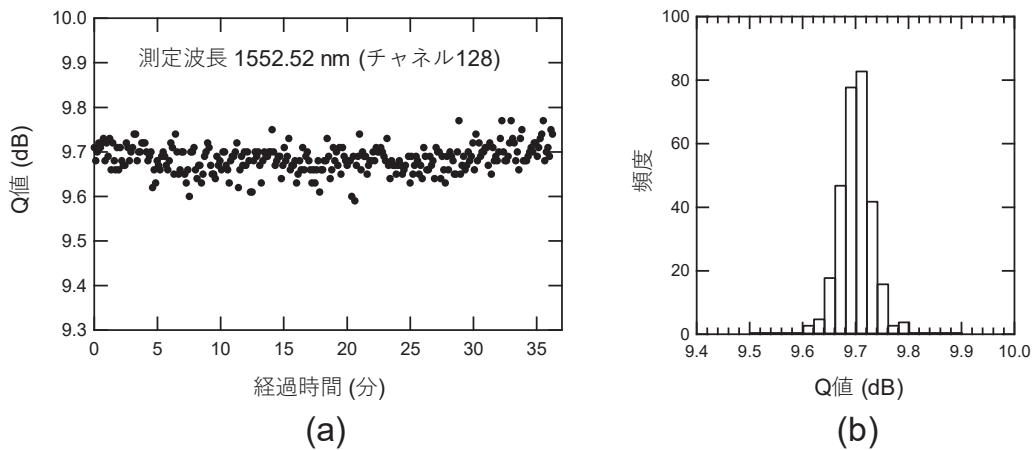


図 3.19 Q 値の長時間安定性 (a) 時間経過依存性, (b) ヒストグラム

3.5 まとめ

本章では、周波数利用効率の向上について、光信号の多値化技術を用いた方式について検討した。また、信号の多値度に対してスケーラブルなデジタル PLL を用いた復調アルゴリズムを提案し、その動作について詳説した。光電界合成方式により生成された 160 Gb/s 偏波多重 16QAM 信号を用いて、長距離伝送および大容量波長多重伝送実験を実施し、波長分散や非線形光学効果の影響下で、提案復調アルゴリズムが安定に動作することを示し、その有効性を実証した。

本章では、偏波多重 16QAM を用いれば、光信号が 1 チャンネルあたり 160 Gb/s まで高速化され、周波数利用効率が 6.4 b/s/Hz まで向上可能であることを示し、高次多値化の有効性を確認した。しかしながら、光フィルタによる信号スペクトルの狭窄化では符号間干渉が生じ、さらに、波長間隔をつめて密に波長多重しようとする隣接チャンネルからのクロストークが発生し、受信信号品質が劣化する。従って、光信号の高次多値化に加えて、符号間干渉とクロストークペナルティがない波長多重を可能にする光スペクトルの狭窄化の両立が必要である。次章では、DAC によりナイキストパルス整形された高次多値信号を生成しながらも、DAC の動作速度に制限されない、光領域での多重化を併用した SC-FDM 技術について述べる。

第4章 デジタルパイロットトーンを用いた高非線形耐力な SC-FDM 方式

4.1 はじめに

周波数利用効率の向上に対しては、第3章で述べたように、光スペクトルの狭窄化および信号の多値化が重要である。一方、高次多値信号のボーレートや多値度は、DAC や ADC などのデバイスの動作速度や帯域に大きく依存する。ゆえに、DAC と IQ 変調器で生成した低速の高次多値 QAM 信号を光周波数領域で複数多重して、高速な光信号を生成する方式が有効である。そのようにして作られた高速光信号は、スーパーチャネルと呼ばれることもある[74]。第2章で述べたような連続的に重なった光スペクトルを持つ光 OFDM や、個別の光 OFDM 信号を多重するケース、シングルキャリア信号を多重するケースがある。特に多数のサブキャリアから構成される光 OFDM は、ナイキストフィルタを用いずに高い周波数利用効率を実現でき、光ファイバ伝送路で受けた波長分散や偏波モード分散などの影響を受信側で補償でき[75][76]。高次多値 QAM を用いた 8b/s/Hz の光 OFDM スーパーチャネルの長距離伝送の報告がある[77][78]。しかしながら、光 OFDM 信号は、その多数キャリアを持つ性質から PAPR[79]が高く、同等のシングルキャリア信号に比べて非線形光学効果への耐力に劣る[21][81][81][82]。一方、シングルキャリアを周波数多重した SC-FDM(Single Carrier Frequency Division Multiplexing)方式がある。無線伝送においては、電気増幅器における非線形信号歪みを回避するため提案された方式である[80]。3GPP で規定される LTE(Long Term Evolution)においてもアップリンクの PAPR 低減に採用されている。同様にして、光伝送においても、光ファイバ中で発生する非線形光学効果への抑圧効果が期待されており、SC-FDM 方式を用いた伝送実験が報告されている[81][82][83]。これらの報告では、送受信信号処理を含めて無線伝送システムと同じ DFT-spread-OFDM 方式が用いられている。本章では、DFT-spread 信号処理を用いない、複数のナイキストパルス整形されたシングルキャリア信号から構成される SC-FDM 方式[83]について述べる。

その他の周波数利用効率向上における課題は、信号の多値度と受信感度のトレードオフである。ラインレートの上昇分と多値数の増加に伴って必要な受信 OSNR も上昇するため(例えば、100G→400G で 6dB, QPSK→64QAM で 8dB)、高次多値 QAM 伝送で長距離伝送を行うためには、第3章で用いたような低雑音な後方励起の分布ラマン増幅や、20%程度の FEC 冗長度を許容し、高性能な誤り訂正符号[86][87]を適用することが重要である。また、100 Gb/s 光伝送システムとの互換性を考慮し、400 Gb/s のクライアント信号を 50 GHz の波長多重間隔に収容する場合、少なくとも周波数利用効率 8b/s/Hz が必要になる。この時、20%の FEC 冗長度を仮定するとラインレートは 480 Gb/s となり、理想的なナイキストパルス整形が可能だとしても、図 4.1 に示すように 50GHz

に収容可能な周波数帯域が 50 Gbaud 以下になるためには、32 値以上の多値化が必須となる。このような高次多値光信号の高品質伝送に必須な高い受信 OSNR を得るためには、ファイバ入力パワーを上昇させればよいが、それに伴い、非線形光学効果の影響も強くなる。また、高次多値信号は、多値度が上がるほど、信号点の間隔が狭くなり位相余裕もなくなるため、非線形光学効果に弱くなる。そのため、高次多値化に伴って、非線形光学効果の補償技術も重要になる。

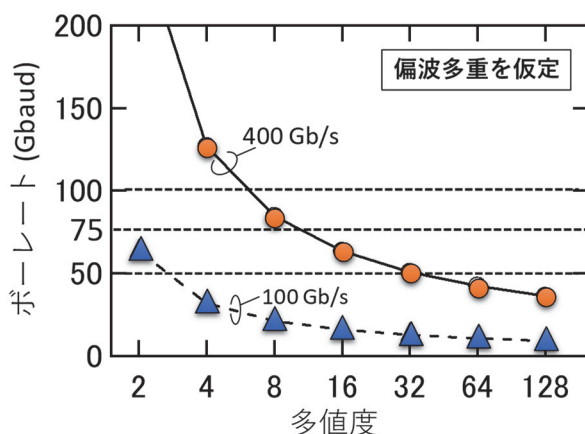


図 4.1 100 Gb/s と 400 Gb/s に必要な多値度とボーレートの関係

本章では、まず、受信 OSNR を上昇させる非線形光学効果の補償技術とその回路規模について検討する。次に、スペクトル狭窄化と高次多値化を両立し、非線形光学効果の補償に対して有効なデジタルパイロットトーンを挿入した SC-FDM 方式を提案し、その送受信機構成および信号処理について説明する。さらに、デジタルパイロットトーンが挿入された偏波多重 64QAM SC-FDM 信号を用いて、チャンネル速度 400 Gb/s の長距離伝送実験および大容量伝送実験を通じて、20 % の FEC 冗長度を仮定した場合、9.1 b/s/Hz まで周波数利用効率の向上が可能なことを実証する。

4.2 非線形光学効果の補償技術とその演算規模

高次多値化による受信感度の上昇に対して、伝送距離を維持しようとする、より高い受信 OSNR が必要になる。受信 OSNR は、光ファイバ伝送路中の最低信号パワーで決まるため、高い受信 OSNR を得るためには光ファイバへの入力パワーを上昇させればよい。しかしながら、光パワーの上昇に応じて非線形光学効果の影響で信号が歪むため、従来の光伝送システムでは、入力パワーの上昇による OSNR 改善効果と非線形光学効果による信号劣化のつり合いが最適となる入力パワーで伝送を行っていた。従って、非線形補償技術は、受信 OSNR を上昇させるために必要な技術であり、複数の方式が提案・実証されている [88]-[94]。図 4.2(a) に示したデジタル逆伝搬法 (DBP: Digital Back-propagation) は、直接的な非線形補償技術であり、様々な光信号フォーマットに対して検討報告がある [88]-[91]。この方式は、その名の通り、光ファイバ伝送路を複数の区間に分割して、受信側から送信側に向かって、デジタル領域において、波長分散および非線形光学効果による光

パワーに比例する位相回転を繰り返し行うものである。理想的な DBP は、チャンネル内で生じる自己位相変調、偏波間位相変調、および WDM チャンネル間で生じる相互位相変調、四光波混合を補償可能である。しかし、WDM チャンネル間の非線形光学効果を補償するためには、WDM 信号全ての光信号電界を合成した信号が必要になる。そのため、DBP で補償できる非線形光学効果は、ADC や DSP でサンプリング・処理が可能な範囲に律速される。チャンネル間非線形補償を行う場合、構成が複雑化する[95]。チャンネル内非線形光学効果に対しては、高い補償性能をもち、信号フォーマットに対して無依存な方式である。しかしながら、受信サンプルごとにそのパワーに応じた位相回転処理を行うため信号処理コストが課題である。

WDM チャンネル間の非線形補償のために、信号にパイロットトーンを付随させて送信し、受信信号処理で隣接チャンネルからうける位相揺らぎを推定する方法がある。パイロットトーンは、信号とほぼ同等の影響を隣接チャンネルから受けるため、隣接チャンネルの情報なしにチャンネル間非線形による位相揺らぎの推定可能である。また、実装として、図 4.2(b)に示すように、ローパスフィルタ(LPF)、バンドパスフィルタ(BPF)と位相回転のみで構成でき、繰り返し演算は必要ない。光 OFDM システムでは、いくつかのサブキャリアをパイロット信号として簡単に利用可能であるが、時間追従性に乏しく、ビットレートが低下する。そこで、光変調器の DC バイアスを制御することで、アナログのパイロットトーンを生成し、レーザ線幅による位相雑音[76]や XPM[96][97]の影響を補償する方式が報告されている。デジタルパイロットトーンをシングルキャリア信号に適用した例も報告されている[83]。これについては、本章で詳述する。

つぎに、DBP とパイロットトーン方式の回路規模について検討する。図 4.3 に、両方式の演算に必要な NAND(not AND)回路のゲート数を、伝送距離に対して推定した結果を示す。増幅中継間隔は、80 km とした。NAND ゲート数は、必要な掛け算の回数とフリップフロップ回路から、文献[92]と同様の方法で計算した。DBP の繰り返し数 N は、スパン数と同等とし、公平な比較にするため、パイロットトーン方式では、FDE で構成される波長分散回路[44]も回路規模に含めた。この検討では、DBP の回路規模は、伝送距離とともに飛躍的に増加しているのに対し、パイロットトーン方式は、ほぼ一定であった。DBP は、伝送距離が延びていくと、図 4.2(a)の回路が N 個に増えるが、パイロットトーン方式では、波長分散補償回路の規模のみが増大することが原因である。本検討では、ストレートフォワードな実装を仮定したが、繰り返し数を減らしても同等の性能が得られる DBP の回路規模を大幅に削減する提案[90]もなされている。信号品質の改善効果については、文献[83]では、パイロットトーン方式を適用して、偏波多重 64QAM の 90 チャンネル波長多重伝送において、240 km 伝送後で 0.5 dB の Q 値改善が得られている。DBP を適用した例では、偏波多重 64QAM 信号の単一チャンネル伝送において、1200 km 伝送後に 1 dB の Q 値改善が得られている[98]。補償される非線形光学効果は DBP とは異なるが、パイロットトーン方式は、回路規模に対しての Q 値改善量を考慮すると、非線形光学効果の補償に有効な方式であることが分かる。本章の 4.4 では、DBP とパイロットトーン方式の両者を適用した場合について伝送実験を通して検証する。

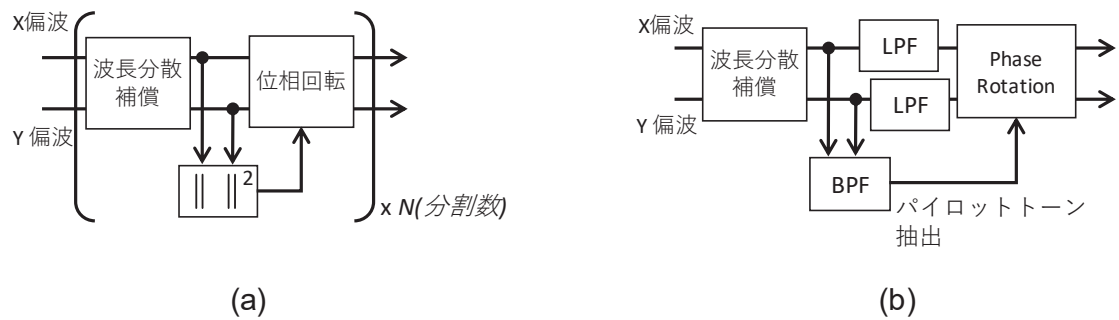


図 4.2 非線形光学効果の補償方式 (a) デジタル逆伝搬法, (b) パイロットトーン方式

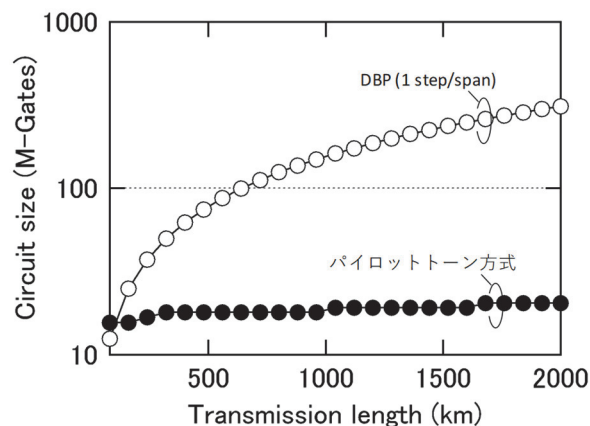


図 4.3 DBP とパイロットトーン方式の推定回路規模

4.3 デジタルパイロットトーンを付加した SC-FDM 方式

4.3.1 送信機構成と送信信号処理

図 4.4 に SC-FDM 信号生成のための送信機構成を示す。非線形光学効果などに起因する位相雑音耐力を向上させるため、パイロットトーンが各シングルキャリア信号に付加されている。SC-FDM 信号送信機は、マルチキャリア発生器、光合分波器、並列化された光 IQ 変調器とそれらを駆動するための DAC とデジタル信号処理 (DSP) ユニットで構成される。本構成は、2 章で論じた DAC の速度制限を緩和するために用いた光領域での信号多重方式と同等である。SC-FDM 送信機は、DAC と DSP が必須であり、それらによってナイキストパルス整形されたスペクトルが矩形に近い高次多値信号生成とパイロットトーンのデジタル領域での付加を実現する。マルチキャリア光源から出力される周波数間隔が高精度にロックされた複数の N 本の CW 光は、分波器によって分離され、それぞれ IQ 変調器に入力される。IQ 変調器は、パイロットトーンが付加されたナイキストパルス整形された電気の高次 QAM 信号で駆動される。生成された N 個のシングルキャリア信号は、合波器によって多重され SC-FDM 信号が出力される。この構成では、信号がナイキストパルス整形によって狭帯域化されており、パイロットトーンの挿入箇所には、信号成分はほとんどない。そのため、パイロットトーンの挿入は、信号にほとんど影響を与えない。また、周波数ロッ

クされたマルチキャリア光源とナイキストパルス整形を組み合わせ適用することで、個別の光源を並べて信号多重する場合と比較して、光源の周波数変動に依存せずに、線形クロストークを抑圧しながら、各シングルキャリア信号の多重間隔を狭めることができる。

送信側の IQ 変調器の駆動信号を生成するためのデジタル信号処理の機能ブロック図を図 4.5 に示す。はじめに、2 値(0,1)の入力データ列が QAM の信号点にマッピングされ、2 sample/symbol (2sps.) にアップコンバージョンされる。通常、シンボル点の間に 0 挿入することで実現する。次に、0.1 以下のロールオフ率で、ナイキストパルス整形が施される。その後、ナイキストフィルタによって信号成分が抑圧された領域に、デジタル sin 波のパイロットトーンを加算する。最後に、DAC や変調器ドライバ、IQ 変調器の帯域制限を補正するための予等化(pre-equalization)処理が行われ、DAC からパイロットトーンが付加された電気の多値信号がアナログ信号として出力される。通信理論においては、ナイキストフィルタとして、レイズドコサインフィルタ(2 乗余弦フィルタ)の平方根をとったルートレイズドコサインフィルタを送信側と受信側に整合フィルタとしてそれぞれ配置することで、送受あわせて符号間干渉がない波形整形が行われる。光伝送では、送信光源とローカル光の周波数オフセットが GHz オーダーで発生する可能性があるため、本研究では、送信側でレイズドコサインフィルタを用いる。

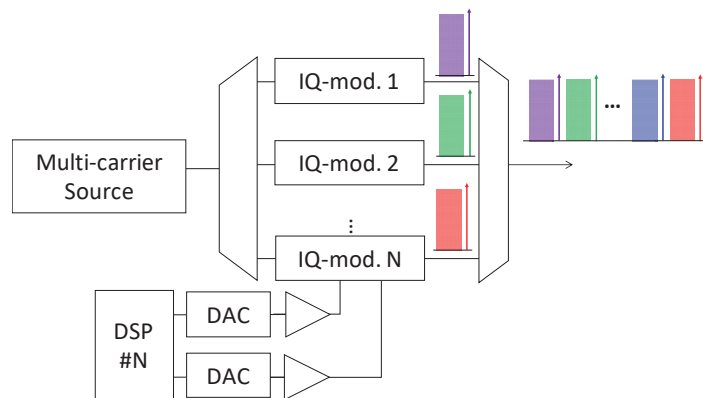


図 4.4 デジタルパイロットトーンを付加した SC-FDM 方式の送信機構成

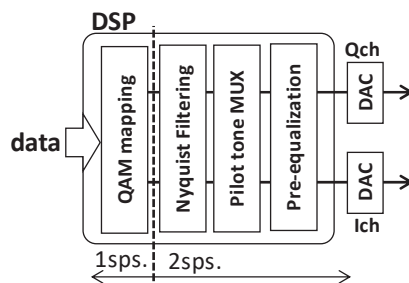


図 4.5 送信端信号処理のブロック図

4.3.2 受信機構成とパイロットトーンによる非線形補償

受信機構成およびパイロットトーンによる非線形補償を含む復調デジタル信号処理ブロック図

を図 4.6 に示す。SC-FDM 信号に含まれる複数のシングルキャリア信号は、光バンドパスフィルタおよびデジタルローパスフィルタ (LPF) によって分離され、個別にこの信号処理で復調される。光バンドパスフィルタ (OBPF) で帯域外の雑音が除去された後、コヒーレント受信機によってイントラダイン受信される。偏波多重された信号のそれぞれの偏波の実成分および虚数成分は、4つのバランス受信機により光電変換(OE)され、それぞれADCにより標本化・量子化される。伝送実験では、ADCの代わりに高速ストレージオシロスコープで信号を保存し、PCのソフトウェア上で信号処理(オフライン処理)を行った。復調アルゴリズムは、第3章で提案した復調アルゴリズムに、パイロットトーンによる非線形補償を加えたものである。スキュー補償とLPFによる復調対象信号の抽出を行った後、波長分散(CD: Chromatic Dispersion)がFDEによって補償される。次に、シングルキャリア信号のボーレートの2倍にサンプリングレートを変換する(Resample)。その後、後述するパイロットトーンによる非線形補償(位相雑音補償)が施される。偏波分離と信号等化が、バタフライ型の適応等化FIRフィルタ(AEQ)によって行われ、最後に周波数オフセットがデジタルPLLによって補償される。最後に判定とデマッピングが行われ、QAM信号が2値のバイナリ信号に変換される。

つぎに、パイロットトーンを用いた非線形補償について説明する。光OFDMにおいて、光源線幅による位相雑音をパイロットトーンにより補償する技術は、2007年にJansenらによって提案された[76]。本研究では、この技術をシングルキャリア信号の隣接信号間で生じる非線形光学効果の補償に応用した。パイロットトーンは、隣接するほかの信号から主信号とほぼ同じ非線形光学効果をうける。したがって、WDMチャンネルやSC-FDM信号内の他のシングルキャリア信号などの隣接する信号からのXPMによる位相雑音は、パイロットトーンから推定可能である。図4.7にパイロットトーン抽出と位相雑音の補償処理の実装を示す。周波数 Δf の位置に重畳されているパイロットトーンは、信号からバンドパスフィルタ(BPF)によって抽出後、 $-\Delta f$ 周波数シフトされ、位相変動成分のみが取り出される。その後、位相共役をとり、主信号に乗算され、位相雑音が補償される。パイロットトーンによる位相雑音の補償性能は、PSR(Pilot-to-signal power Ratio)とトーンを抽出するためのBPFの帯域に主に依存する。PSRは、 $10 \log_{10}(P_{pilot}/P_{signal})$ 定義され、 P_{pilot} と P_{signal} は、パイロットトーンの電力と主信号の電力であり、送信端DSPの予等化処理の直前で測定される。高いPSRは、位相雑音補償性能も高いが、主信号のSNRを低下させる。一方、低いPSRと広いBPFの帯域は、位相雑音を強調してしまう。最適なBPFの帯域とPSRについては、長距離伝送実験において明らかにする。

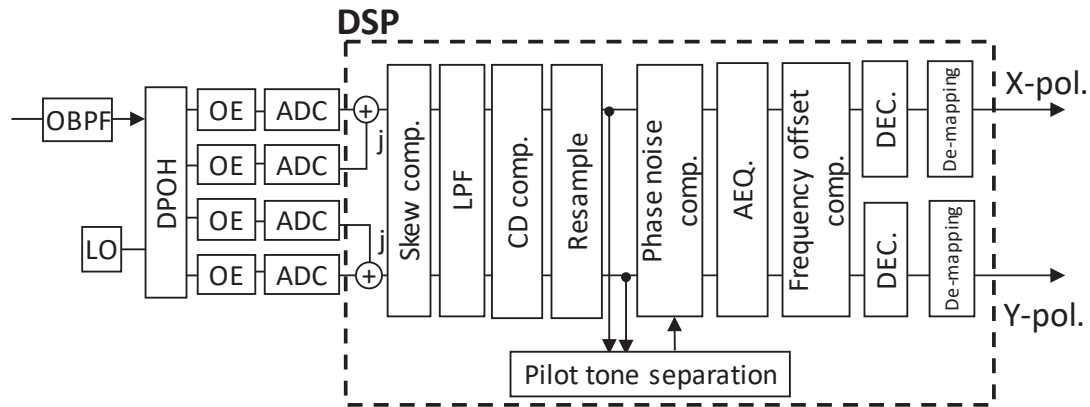


図 4.6 コヒーレント受信器と復調信号処理ブロック図

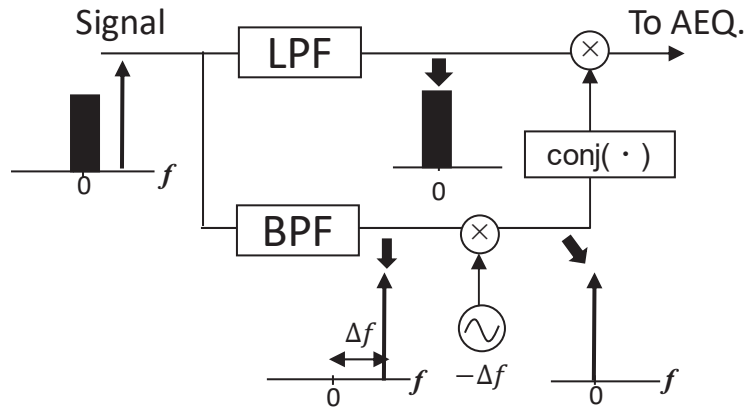


図 4.7 パイロットトーンを用いた位相雑音補償の実装

4.4 偏波多重 64QAM SC-FDM 信号を用いた長距離 WDM 伝送

本節では、偏波多重 64QAM SC-FDM 信号を用いた 50 GHz 間隔の 7 チャンネル WDM 伝送実験について述べる。1 周 240 km (PSCF 80 km x 3 スパン) の周回伝送系を用いて、パイロットトーンと DBP による非線形光学効果の補償効果について検証する。

4.4.1 実験系

図 4.8 にラインレート 538 Gb/s の偏波多重 64QAM SC-FDM 信号の送信機を示す。光源(LD)から出力された CW 光は、6.25 GHz 及び 18.75 GHz のクロック周波数で駆動されたマッハツェンダ変調器(MZM : Mach-Zehnder Modulator)によって、12.5 GHz 間隔の 4 つの CW 光に変換される[99]。その後、FSR 12.5 GHz のインターリーバによって、図 4.9(a)に示すように余分な周波数成分を 40 dB 以下に抑圧する。4 本の CW 光は、IQ 変調器 1 によって、変調が行われる。変調器駆動信号は、4.3 で説明した送信信号処理を用いてパイロットトーンが付加された 5.6 Gbaud のナイキストパルス整形した 8 値の電気信号である。8 値の信号系列は、遅延させた 3 つの符号長 $2^{15}-1$

の PRBS を合成して生成した。ナイキストフィルタとして、ロールオフ係数 0.1 のレイズドコサインフィルタを採用し、1024 タップの FIR フィルタで実装した。オフライン処理で生成した波形は、任意波形発生器(AWG : Arbitrary Waveform Generator)にアップロードされ、11.2 GS/s、10 bit 分解能で DAC から出力される。DAC の 3dB 帯域は 5.8 GHz である。図 4.9(b)に示される 12.5 GHz 間隔の 4 キャリア信号は、IQ 変調器 2 によって 6.25 GHz 周波数シフトした成分と光カップラで足しあわされることで、8 キャリアから構成される SC-FDM 信号が生成される。遅延 T は、9.5 ns とした。その後偏波多重エミュレーションが行われ、538 Gb/s の偏波多重 64QAM SC-FDM 信号が得られる。コヒーレント検波後の電気スペクトルを図 4.9(c)に示す。5.6 Gbaud の 64QAM 信号が 6.25 GHz 間隔で周波数多重されており、各サブキャリアには、中心周波数から 3 GHz の位置にパイロットトーンが付加されている。

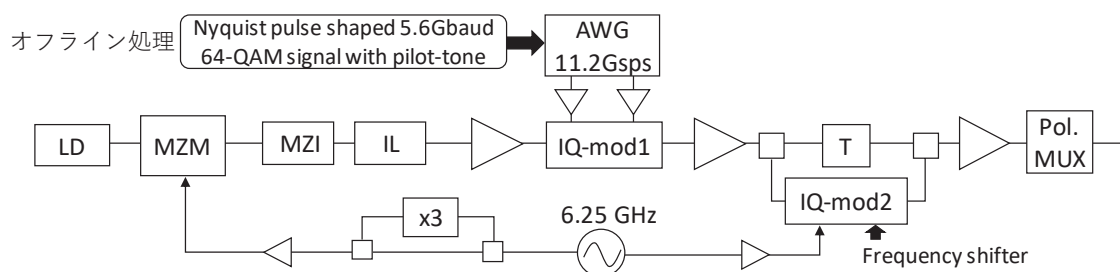


図 4.8 538 Gb/s 偏波多重 64QAM SC-FDM 信号の送信機構成

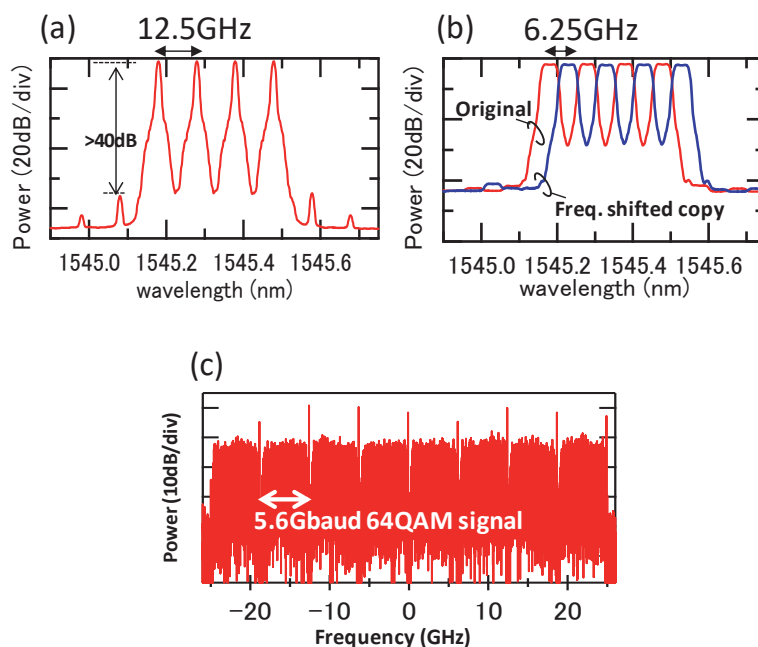


図 4.9 光スペクトル (a) IL 出力 (b) IQ 変調器 1 の出力と周波数シフトされた信号 (c) 8 キャリア SC-FDM 信号

図 4.10 に 7 チャンネル波長多重の周回伝送実験系の構成を示す。実験で使用した波長は、1548.5

nm から 1550.92 nm で 50 GHz 間隔の 7 波長である。測定する波長のみ、線幅 60 kHz の ECL を用い、その他は、線幅 2MHz の DFB 光源とした。奇数チャンネルと偶数チャンネルは、別々に合波され、SC-FDM 送信機 Tx1, Tx2 によって独立に変調される。Tx1 と Tx2 内の IQ 変調器は、異なるデータ系列で駆動した。光バンドパスフィルタで、7 波長 WDM 信号の帯域外の ASE をカットした後、遅延量 25 ns を持つ偏波多重エミュレータで、偏波多重を行った。伝送路は、240.3 km の周回伝送系で、80.1 km の PSCF 3 スパンで構成される。PSCF の損失係数は 0.169 dB/km、実効断面積 A_{eff} は、 $110 \mu\text{m}^2$ である。伝送路内での波長分散補償は、行っていない。光ファイバ伝送路の損失は、後方励起の分布ラマン増幅によって補償した。また、周回系構築のための光スイッチ(SW)や光カプラ、周回同期偏波スクランブラー(LSPS)などの光学部品の損失は、NF 5dB の EDFA で補償している。コヒーレント受信機は、図 4.6 に示した構成と同様のものを用いた。信号抽出用の光バンドパスフィルタは、0.5 nm と 0.1 nm の通過帯域をもつものを使用し、ローカル光として線幅 70 kHz の ECL を採用した。受信信号は、80 GS/s のデジタルストレージオシロスコープによって、測定ごとに 4M サンプル保存され、オフライン復調処理が実施される。

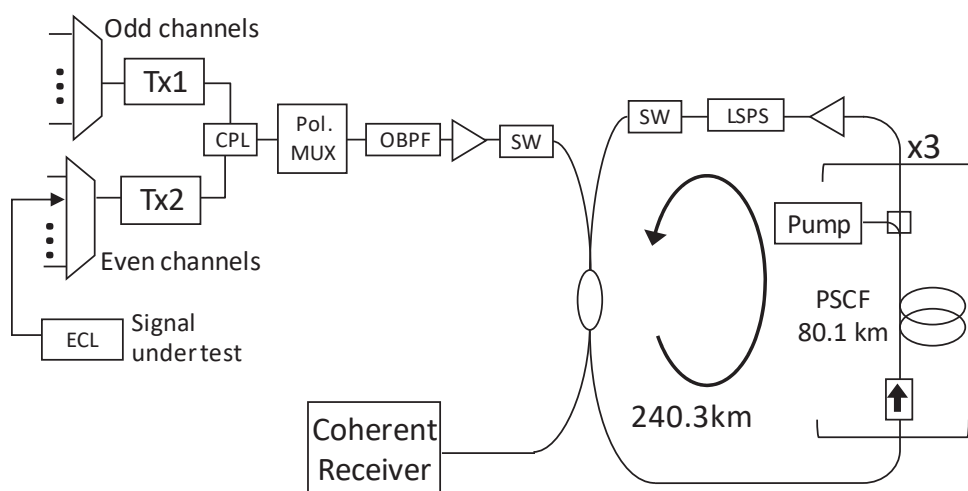


図 4.10 7チャンネルの波長多重周回伝送実験系

4.4.2 SC-FDM 方式による高品質なサブキャリア多重の実証

SC-FDM 方式による信号品質を検証するため、back-to-back の系において、測定を実施した。シングルキャリア 67.2 Gb / s 信号および 8 サブキャリア 538 Gb / s SC-FDM 信号の測定された OSNR 耐力を図 4.11 に示す。単一サブキャリアと 8 サブキャリア多重の信号では、 $\text{BER} = 10^{-3}$ に必要な OSNR はそれぞれ 22 dB, 31 dB であった。原理的には、8 倍(≈ 9 dB)の受信感度差が存在する。したがって、サブキャリアの多重化による過剰な OSNR ペナルティは、BER が 10^{-2} から 10^{-3} の範囲で 0.1dB 未満であった。これは、ロールオフ係数 0.1 の急峻なナイキストフィルタリングにより、スプリアス成分が抑制され低クロストークでサブキャリア多重が実現されていることを示す。これらの BER 曲線は、パイロットトーンを使用して復調されており、高い OSNR (> 40 dB) では、光源の線幅によって引き起こされる位相雑音が部分的に補償されたため、エラーフロアがわずかに

低減した。伝送後に得られるような低 OSNR 領域値では、パイロットトーン方式による OSNR 耐力の改善見られなかった。図 4.12 は、OSNR 31 dB での単一チャネルおよび WDM 構成での Q 値のサブキャリア依存性を示します。単一チャネル測定では、SC-FDM 信号の端のサブキャリアは、隣接するサブキャリアが存在しないため、波長多重時の信号と比較して、高い Q 値を示した。

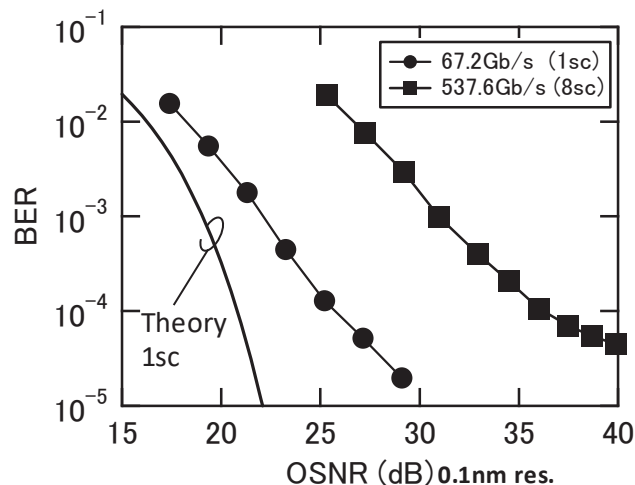


図 4.11 538 Gb/s 偏波多重 64QAM SC-FDM 信号の OSNR 耐力

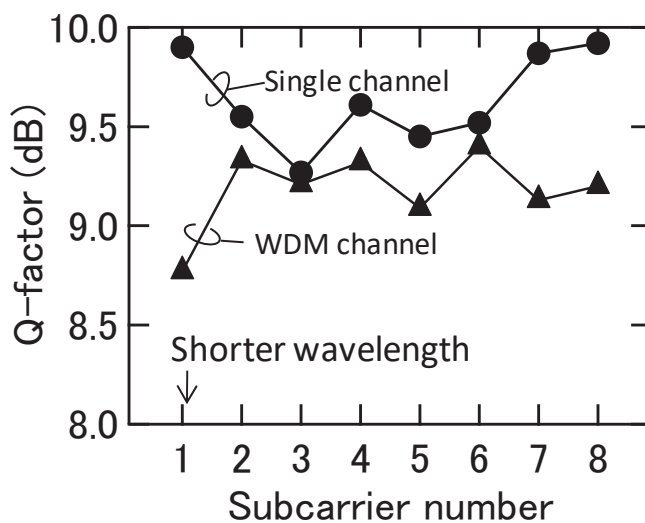


図 4.12 SC-FDM 信号内のサブキャリアごとの Q 値

4.4.3 長距離伝送における非線形光学効果の補償効果

本節では、7ch WDM 長距離伝送におけるパイロットトーンを用いた非線形光学効果補償方式における最適パラメータを調査した。また、非線形補償方式として、DBP とパイロットトーン方式の比較と両者を組み合わせた場合について検証を実施した。

はじめに、240 km, 480 km, 720 km の 3 つの伝送距離に対して最適な PSR を調査した。測定し

た波長は 1550.12nm(ch5)とした。PSR は-28 dB から-4 dB まで変化させ、光ファイバへの入力光パワーは-3.5dBm/ch に固定した。パイロットトーンと信号の合計電力は一定に保った。この条件では、精度の高い位相補償を実現するため PSR を上げると、トータルの光信号パワーが一定であるため、主信号の OSNR が低下する。図 4.13 に、各距離での Q 値の PSR 依存性を示す。パイロットトーンを介した位相推定は、ASE 雑音の影響を受けた場合精度が低くなるため、PSR が低い場合は、パイロットトーン方式により雑音強調が引き起こされ Q 値が劣化している。一方、より高い PSR では、Q 係数の低下が主信号の OSNR の低下によって引き起こされる。伝送距離が長くなると、XPM などのチャンネル間非線形効果がパイロットトーンによって効果的に補償されるため、Q 値の改善効果がより表れている。本測定により、最適な PSR は約-14 dB であることがわかった。次の測定では、PSR は-14dB に設定した。

パイロットトーン抽出のための BPF の帯域幅も重要なパラメータである。図 4.14 に長距離伝送における Q 値の BPF 帯域幅依存性を示す。この測定は、7 チャンネル WDM 構成で実施した。測定波長は 1550.12 nm(ch5)を使用した。PSR は、前測定結果から -14dB に設定した。非線形光学効果の影響が強い環境下で測定を行うために、ファイバ入力パワーは-1.5dBm とした。本測定では、BPF として 3 次ガウシアンフィルターを使用し、半値半幅(HWHM: Half Width at Half Maximum)を 1 MHz から 100 MHz まで変化させた。XPM を主とするチャンネル間非線形効果が蓄積された伝送距離 1200 km においては、Q 値は 15 MHz の帯域幅でピークを持った。一方、30 MHz を超える帯域幅では、その広い帯域幅によって、非線形由来ではない雑音を取り込んでしまうため、Q 値が劣化する。

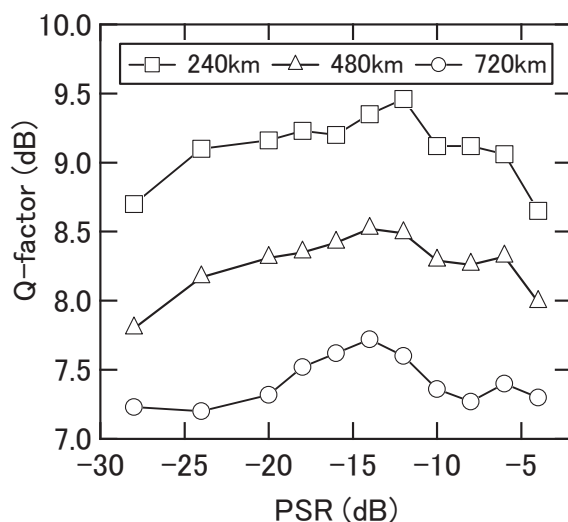


図 4.13 伝送距離 240 km, 480 km, 720 km における Q 値の PSR 依存性

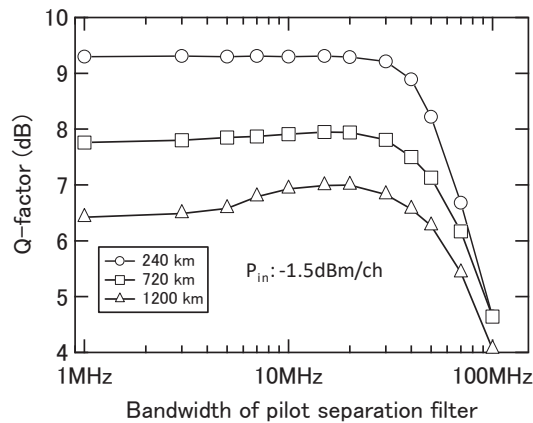


図 4.14 パイロットトーンを抽出するバンドパスフィルタの帯域幅最適化

7 チャンネルの 50 GHz 間隔の WDM 構成で、DBP とパイロットトーン方式の比較を実施した。DBP を復調信号処理で行う場、波長分散補償器の代わりに、図 4.2(a)に示されている多段型の非線形イコライザ[91]を用いた。DBP の反復回数は、80.1 km スパンの数と同等とした(1 step/span)。この実験では、4 つの場合について検証した。ひとつめは、非線形性補償を適用しない場合であり、受信信号は、パイロットトーンによる位相雑音補償なしで復調される。2 番目と 3 番目のケースでは、それぞれ DBP のみとパイロットトーンのみを使用した非線形補償を実施した。4 番目は、両者を同時に適用した。4 番目のケースでは、DBP の後にパイロットトーンによる位相雑音補償処理を行った。測定信号としてチャンネル 3 (中心波長 1549.32 nm) のサブキャリア 4 (sc4) を評価し、ファイバ入力パワーを -7.5 dBm/ch から -1.5 dBm/ch まで変化させた。これは、8 サブキャリアの 538 Gb/s SC-FDM 信号のトータル光パワーとして定義される。SC-FDM 信号のサブキャリアの受ける非線形光学効果は、SPM、チャンネル内のサブキャリア間の XPM、隣接する WDM チャンネルからの XPM である。また、2 つの偏波成分間の非線形相互作用も含まれる。DBP はチャンネル内の非線形効果を補償し、パイロットトーンは信号間の非線形効果を補償するために適用される。図 4.15 は、240 km および 1200 km 伝送後の各ケースでの Q 値を示している。伝送距離 240 km では、4 つのケースすべてにおいて、同等の Q 値を示します。短い伝送距離では、ほぼ線形伝送であるため、-1.5 dBm のファイバ入力パワーにおいて非線形性補償を適用しても、OSNR のみのよって決まる Q 値は改善されない。一方、1200 km 伝送後においては、-3.5 dBm/ch を超えるファイバ入力パワーで、非線形性補償技術による補償効果があることが確認された。さらに、-1.5 dBm/ch では、パイロットトーン方式と DBP をそれぞれ単独で適用した場合の、Q 改善量は 0.5 dB であった。これは、DBP を使用するとサブキャリア信号の帯域内で生じる SPM と偏波間相互作用が部分的に補償され、パイロットトーンを使用すると信号間の XPM が部分的に補償されていることを示している。同時に両方の手法を適用すると、Q 値は 1 dB 改善された。また、DBP の反復計算回数を増やすことで、さらに Q 値を改善することが可能だが、計算の複雑さが大幅に増加するため、計算複雑性に対する Q 値改善量に留意する必要がある。パイロットトーンによる手法においては、チャンネル間 XPM による位相雑音をより高い精度で補償するためには、周波数利用効率を犠牲にして、主信号とパイロットトーン間のガードバンドを広げる必要がある[97]。

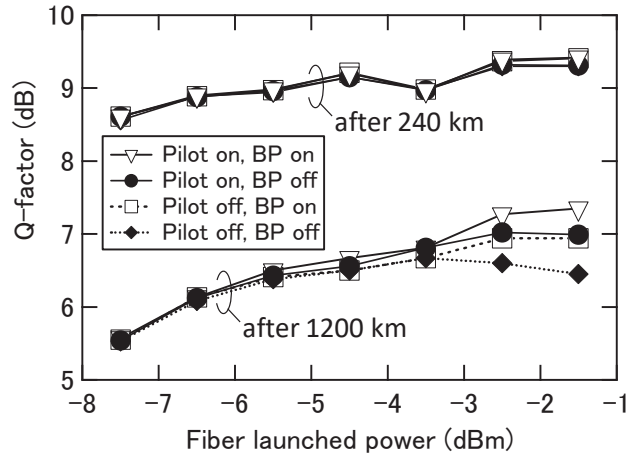


図 4.15 DBP およびパイロットトーンによる非線形光学効果の補償効果

4.4.4 7×538 Gb/s 長距離 WDM 伝送実験結果

はじめに、7チャンネルのWDM構成とシングルチャンネルの伝送性能を、 -2.5 dBm/chのファイバ入力パワーで比較した。これらの測定では、パイロットトーンを使用した非線形補償のみを適用して非線形耐力を改善し、DBPは適用していない。Q値の伝送距離依存性を図4.16に示す。各プロットは、 538 Gb/s 偏波多重64QAM SC-FDM信号の8つのサブキャリアの平均Q値である。短距離でのWDMと単一チャンネル伝送のQ値の差異は、主に隣接するWDMチャンネルの存在によって引き起こされる線形クロストークによるものである。伝送距離が長くなると、WDM伝送では、チャンネル内のSPMに加えて、チャンネル間XPMの影響が累積するため、単一チャンネル伝送よりQ値の劣化が大きい。しかしながら、パイロットトーンを使用した位相雑音補償によって、WDM伝送におけるQ値の劣化は緩やかになっている。また、シングルチャンネル伝送では、FECの冗長度を7%と20%と仮定した場合に、 720 kmと $1,680$ kmの伝送に成功した。WDM伝送においては、 480 kmおよび $1,200$ kmの伝送距離において、ファイバ入力パワー -2.5 dBm/chで7チャンネルすべてのQ値を測定した。図4.17に、 $1,200$ km伝送後の50 GHz間隔の7チャンネルWDM信号の光スペクトルを示す。ナイキストパルス整形によって、各サブキャリアが矩形にスペクトル整形され、信号が高精度に多重できていることが分かる。各WDMチャンネルの8つのサブキャリアの平均BERから計算されたQ値を図4.18に示す。7%冗長度で誤り訂正閾値8.5 dBのFECを想定すると、1チャンネルあたりのネットレート503 Gb/s、周波数利用効率10 b/s/Hzで 480 kmの伝送を達成した。また、冗長度20%の誤り訂正閾値6.75 dBのFEC [86]を仮定すると、1チャンネルあたりのネットレート448 Gb/s、周波数利用効率8.96 b/s/Hzで $1,200$ km伝送に成功した。 $1,200$ km伝送後のXおよびY偏波のチャンネル3、サブキャリア4の復調されたコンスタレーションを図4.19に示す。偏波多重64QAM SC-FDM信号を用いれば、非線形光学効果の影響下においても、パイロットトーンによる非線形補償を適用することによって、9 b/s/Hz級の高周波利用効率の光信号が長距離伝送可能なことが示された。

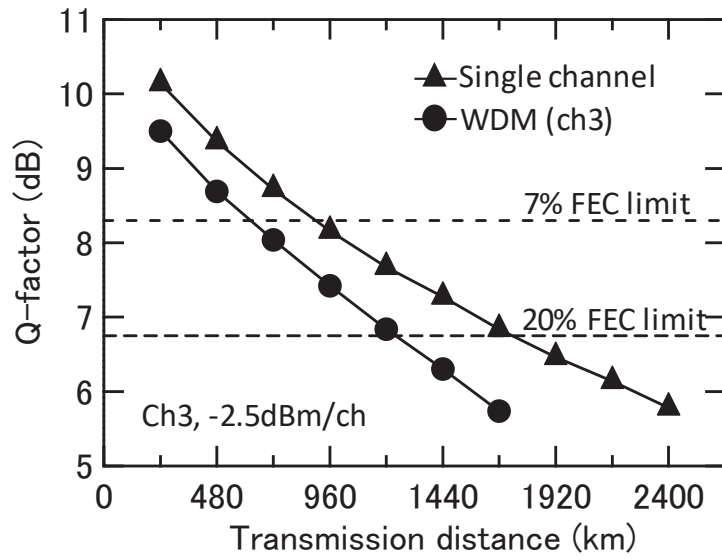


図 4.16 単一チャネルおよび7チャネル WDM 伝送における Q 値の距離依存性

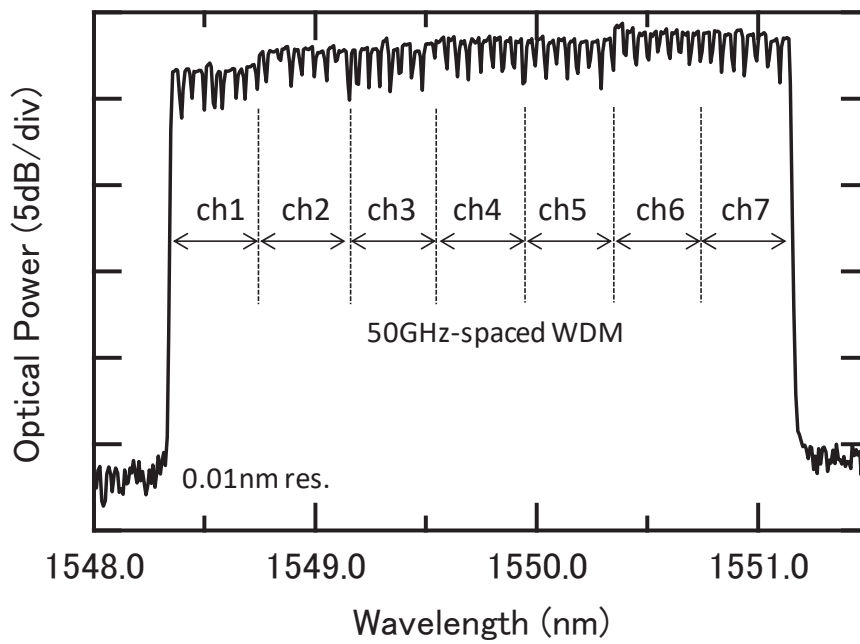


図 4.17 1200 km 伝送後の 50 GHz 間隔に多重された 7 チャネル WDM 信号

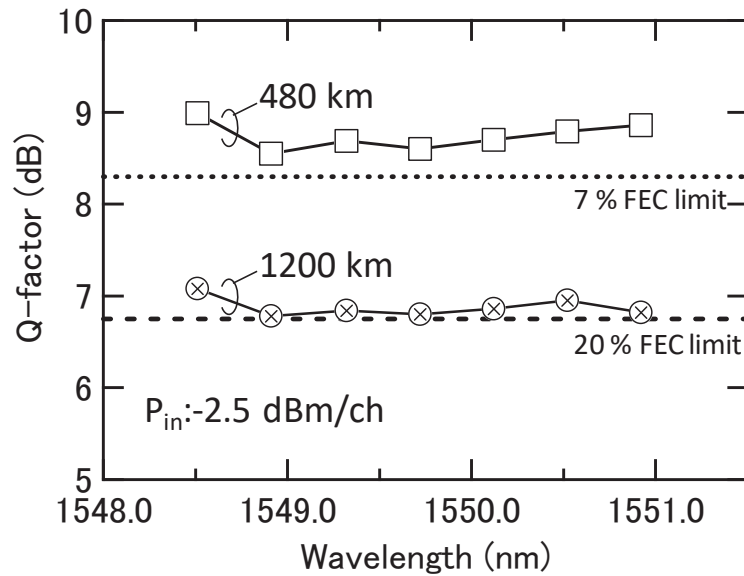


図 4.18 480 km と 1200 km 伝送後の 7 波 WDM 信号の 8 キャリアの平均 Q 値

ch4, sc4, 1200km

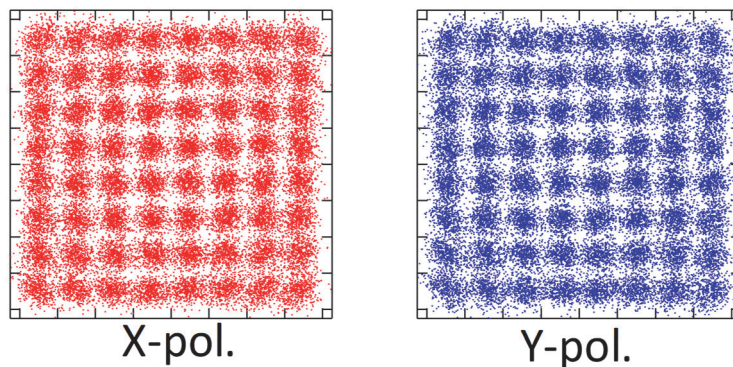


図 4.19 1200 km 伝送後の復調されたコンスタレーションダイアグラム
(チャンネル 4, サブキャリア 4)

4.5 SC-FDM 方式による 102.3 Tb/s 波長多重伝送

本節では、SC-FDM 方式を C 帯、拡張 L 帯を用いた広帯域波長多重伝送に適用する。11.2 THz の光帯域を用いて 100 Tb/s 容量かつ 1 チャンネルあたり 400 Gb/s の超高速信号を 50 GHz の光帯域で収容可能な高周波利用効率の光伝送を、陸上光伝送システムで標準的な増幅中継間隔 80 km の伝送リンクを用いて実証する。

4.5.1 実験系

図 4.20 に実験のセットアップを示す。7 チャンネルの長距離 WDM 伝送実験系を大容量波長多重

実験用に修正をくわえたものである。送信系において、C帯と拡張L帯に50GHz間隔で224のCW光(1526.44nm-1565.09nmおよび1567.95nm-1620.94nm)を用意した。測定波長については、約60kHzの線幅のECLを用い、残りの光源は線幅2MHzのDFB光源で構成した。奇数/偶数チャンネルは個別に多重化され、各CW光はSC-FDM信号生成器に入力される。SC-FDM信号生成には、図4.8と同じ構成を用いた。異なる部分は、ロールオフ率を0.1から0.01にし、サブキャリアを変調する64QAM信号のボーレートを5.6Gbaudから5.71Gbaudへ高速化した。SC-FDM信号のサブキャリア数と周波数間隔は、長距離伝送実験と同様に、それぞれ8および6.25GHzとした。結果、50GHz間隔で波長多重される各チャンネルは、ラインレートが548Gb/sの8つの偏波多重64QAM信号(6.25GHz間隔)で構成される。長距離伝送実験と比較し、ボーレート高速化とスペクトルの矩形化により、20%冗長度のFECを仮定しても、9.1b/s/Hzの周波数利用効率が得られる。パイロットトーンは各サブキャリアに付加され、サブキャリアの中心周波数から2.94GHzに配置した。図4.21に、55MHzの高周波数分解能を備えた光スペクトルアナライザで測定したSC-FDM信号の光スペクトルを示す。送信系においては、信号変調による損失を補償するために、並列構成のC帯および拡張L帯EDFA[37]を使用した。伝送路は、7chWDM伝送実験で使用したPSCFの3つの80.1kmスパンで構成された周回系をストレートラインに変更した。各スパン損失は、後方励起の分布ラマン増幅によってすべて補償した。C帯および、拡張L帯の広帯域を増幅するため、各スパンで9波長(1422, 1430, 1440, 1450, 1460, 1470, 1480, 1490および1505nm)から6波長を用いて後方励起をおこなった。ラマン増幅のオンオフ利得は16dBであった。長距離伝送実験と同じデジタルコヒーレント受信機によって信号を受信し、オフライン処理によって復調とBER測定を行った。バタフライ型の適応FIRフィルタのタップ数は27とした。また、パイロットトーンによる位相雑音補償は、すべての測定において適用され、DBPは用いていない。なお、キャプチャするデータは4Msampleで、BERは、1.5Mビットの復調信号から計算した。

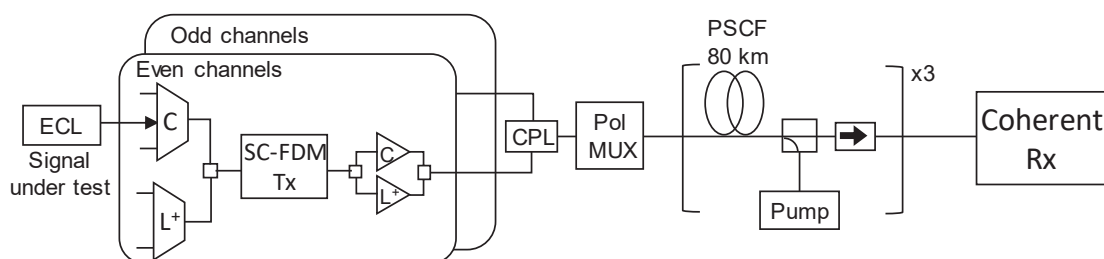


図 4.20 C帯および拡張L帯を用いたWDM伝送実験系

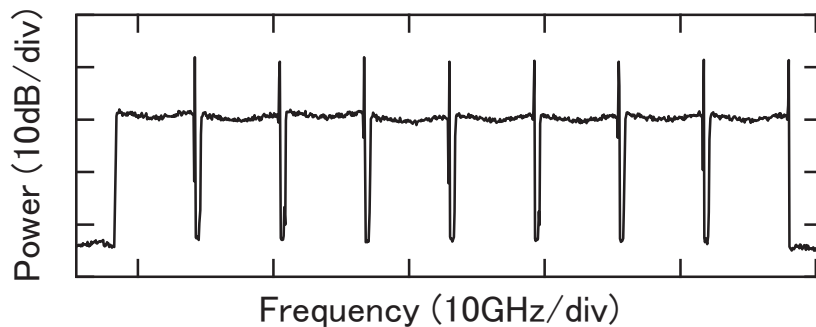


図 4.21 パイロットトーンが付加された 8 サブキャリアで構成される 548 Gb/s SC-FDM 信号

4.5.2 光 64QAM 信号の光周波数領域における多重間隔の限界

64QAM を用いたサブキャリア信号の多重間隔の限界を調査するため、4 サブキャリア 64-QAM SC-FDM 信号を用いて、Q 値のサブキャリア間隔依存性を測定した。ボーレートと ONSR は、それぞれ 5.71 Gbaud と 28 dB とし、測定チャンネルの波長は 1545.32 nm である。図 4.22 に測定結果を示す。信号の多重間隔が 5.9 GHz (ナイキスト周波数 5.71 GHz の 1.042 倍) よりも大きい場合、Q 値は信号多重間隔に依存せず、サブキャリア間の線形クロストークは無視できる。サブキャリア間隔を広くしていくと、わずかな Q 値の低下が観測されるが、これは、MZM によるマルチキャリア生成過程でスプリアス成分がわずかに増加するためである。一方、信号多重間隔が 5.9 GHz を下回ると、Q 値は急激に劣化した。これは、DAC や IQ 変調器が理想的なものではないため、0.01 のような小さなロールオフ係数でスペクトルを狭窄化しても、理想的な矩形の光スペクトルにはならず、ナイキスト帯域外の成分が生成されてしまうため、それがクロストークの原因となっている。WDM 伝送実験では、図 4.22 の破線で示すように、サブキャリア間隔は 6.25 GHz (チャンネル間隔の 1/8) に設定しており、SC-FDM 内のサブキャリア間クロストークの抑圧に加えて、隣接する WDM チャンネルの光源の周波数変動によるチャンネル間線形クロストークの抑制が成功していることを確認している。図 4.23 は、波長 1545.32 nm で測定されたシングルキャリアおよび 8 サブキャリア SC-FDM 信号の BER の OSNR 耐力特性を示している。単一のナイキストパルス整形された 5.71 Gbaud 64QAM 信号の BER 10^{-2} における必要 OSNR は 17.9 dB であり、理論値との差分は 1.6 dB であった。また、8 サブキャリア 548 Gb/s SC-FDM 信号の BER 10^{-2} における OSNR は 27.6 dB であった。長距離伝送実験と比較し、ボーレートが上昇しているものの、小さなロールオフ係数でスペクトルを狭窄化したため、サブキャリア多重化による過剰な OSNR ペナルティは 0.7 dB に抑圧された。

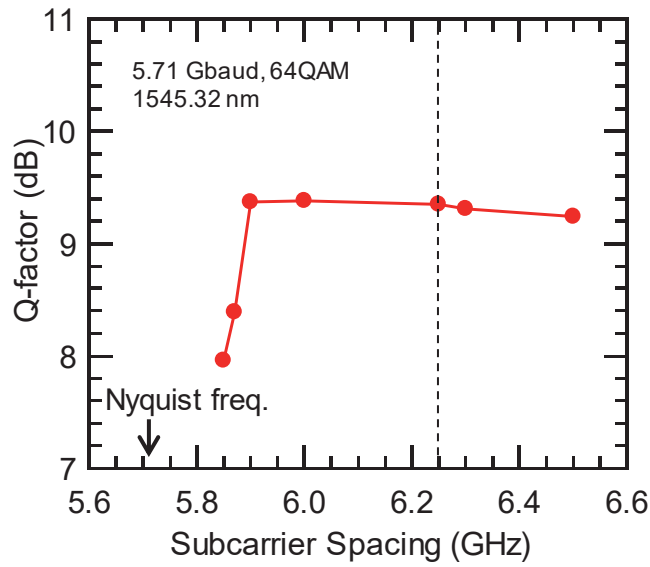


図 4.22 SC-FDM 信号のサブキャリア多重間隔と Q 値

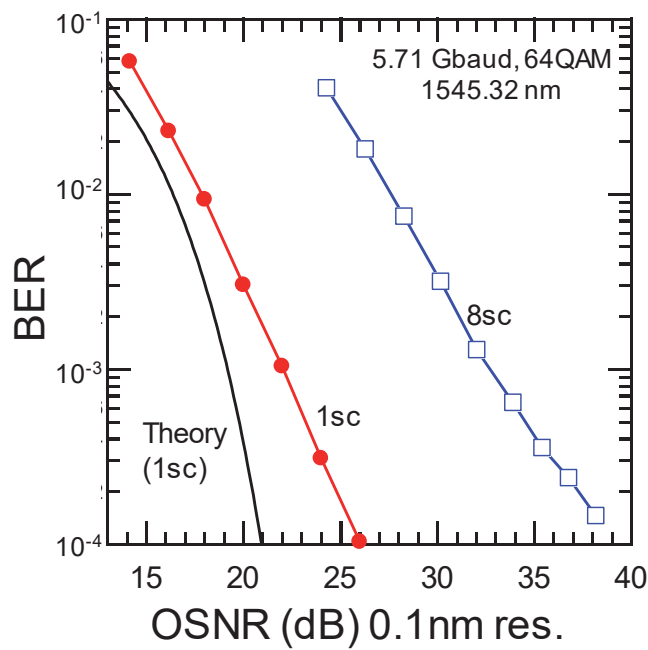


図 4.23 back-to-back における 548Gb/s SC-FDM 信号の OSNR 耐力

4.5.3 224 × 548 Gb/s 波長多重伝送による大容量化実証

最適なファイバ入力パワーを調査するために、224 チャンネルの波長多重信号の 240 km 伝送における Q 値のファイバ入力パワー依存性を測定した。測定波長は 1590.41 nm とし、224 チャンネルの平均ファイバ入力パワーを、-12.2 dBm/ch から -2.2 dBm/ch まで 2 dB 刻みで変化させた。図 4.24 に結果を示す。パイロットトーンによる位相雑音補償を適用すると、-12.2 dBm/ch から -6.2 dBm/ch

の範囲で、Q 値は入力パワーに比例して増加した。-4.2 dBm/ch および-2.2dBm/ch においても、急激な Q 値劣化は観測されず、安定な復調動作を確認した。一方、平均ファイバ入力パワーが-6.2 dBm/ch を超えると、パイロットトーンなしで復調された信号の Q 値は非線形光学効果により急速に劣化した。これにより、大容量波長多重伝送においても、パイロットトーンによる位相雑音補償により、WDM チャンネル間の非線形光学効果の影響を低減できることがわかった。また、全チャンネルの信号品質測定に用いるファイバ入力パワーとして、チャンネルによるパワーの偏差を考慮し、平均ファイバ入力パワー -8.2 dBm/ch とした。パイロットトーンによる位相雑音補償により、平均パワーを超えるようなチャンネルに対しても安定かつ高品質な信号復調が可能である。

最後に、平均ファイバ入力パワー -8.2dBm/ch で 224 チャンネル WDM 信号の伝送特性を測定しました。図 4.25 に、分解能 0.2 nm で測定した 240 km 伝送後の光スペクトルを示す。受信信号の OSNR は、C 帯 (4.9 THz) および拡張 L 帯 (6.3 THz) において、オールラマン増幅により、約 29 dB であった。240 km 伝送後の測定された全チャンネルの Q 値を図 4.26 に示し、チャンネル 77、サブキャリア 5 の復調されたコンスタレーションを図 4.27 に示します。図 4.26 の各プロットは、8つのサブキャリアの平均 BER から変換された Q 値を表す。224 チャンネルすべての Q 値が 6.86 dB 以上であることを確認した。これは、20%冗長度の連続的にインターリーブされた BCH 符号 [86]を誤り訂正符号として用いれば、訂正閾値 6.75 dB (破線) を全てのチャンネルが上回っていることが分かる。以上から、偏波多重 64QAM SC-FDM 信号を用いれば、 $9.13 \text{ b/s/Hz} (= 8 \times 2 \text{ pol.} \times 5.71 \text{ Gbaud} \times \log_2(64) \div 1.2 \div 50 \text{ GHz})$ まで周波数利用効率の向上が可能であり、C 帯と拡張 L 帯の 11.2 THz を用いれば、102.3 Tb/s の大容量化かつ 240 km 伝送が可能なることを実証した。

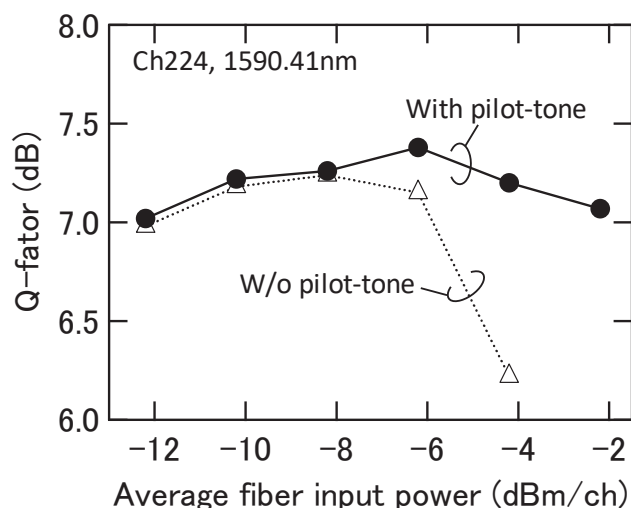


図 4.24 大容量伝送におけるパイロットトーンによる非線形補償効果

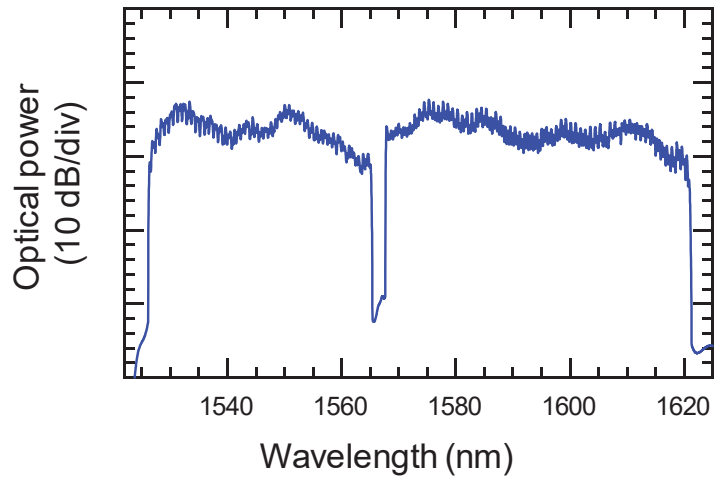


図 4.25 240 km 伝送後の 224 チャンネル SC-FDM 信号の光スペクトル

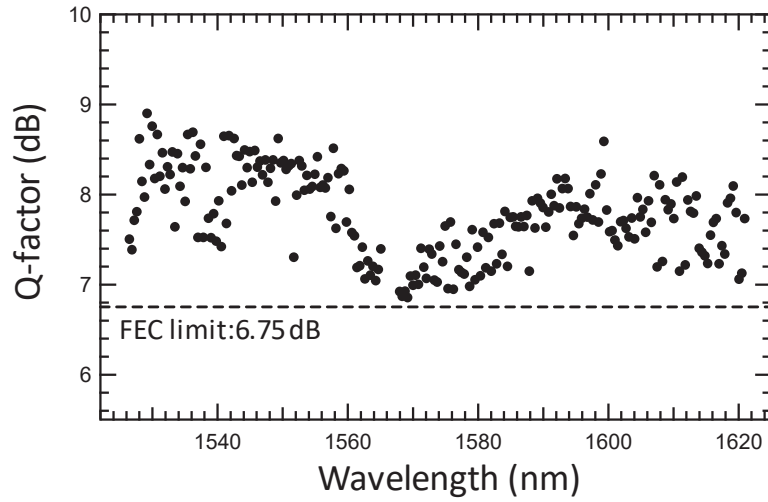


図 4.26 240 km 伝送後の全 224 チャンネルの 8 サブキャリア平均 Q 値

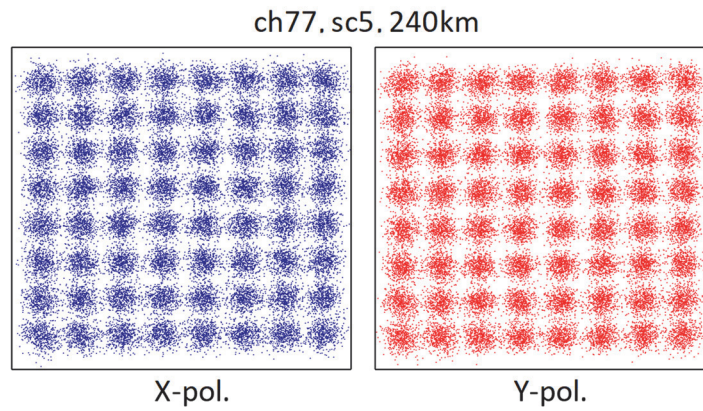


図 4.27 チャンネル 77, サブキャリア 5 の 240 km 伝送後のコンスタレーションダイアグラム

4.6 まとめ

本章では、周波数利用効率の向上に向けて、光スペクトルの狭窄化および高次多値化を両立させ、非線形光学効果の補償を考慮したパイロットトーンを挿入した SC-FDM 方式について提案・実証した。538 Gb/s の偏波多重 64QAM SC-FDM 信号を用いて、ナイキストパルス整形により光スペクトルを狭窄化し、光領域で複数のシングルキャリア信号を多重すれば、DAC や ADC などのデバイスの動作制限を緩和しながら、クロストークペナルティなしで高周波利用効率の光信号が生成できることを示した。また、長距離伝送実験により、非線形補償方式として、パイロットトーン方式の有効性を確認した。さらに、7% の FEC 冗長度を仮定した周波数利用効率 10 b/s/Hz, 480 km 伝送と、20% FEC 冗長度を仮定した 8.96 b/s/Hz, 1200 km 伝送を実証し、SC-FDM 方式により高周波利用効率信号の長距離伝送が可能であることを示した。また、C 帯および拡張 L 帯の 11.2 THz を用いて、548 Gb/s の偏波多重 64QAM SC-FDM 信号を適用すれば、9.1 b/s/Hz の周波数利用効率で、102.3 Tb/s, 240 km 伝送が可能であることを示した。

3.1 で述べたように、信号の多値度を向上させると、指数関数的に受信感度が上昇する。C 帯および L 帯の活用を前提とすると、SC-FDM 方式を用いても、容量を 100 Tb/s を 200 Tb/s にするためには少なくとも $4096 (= 2^{12})$ 値の多値信号を使う必要があり、デバイスへの要求条件も飛躍的に厳しくなり、受信感度の観点からも伝送距離が著しく制限される。したがって、更なる光伝送システムの大容量化・長距離化に向けては、既設の単一コアシングルモードファイバを前提として、送受信機の高度化/高性能化および低雑音増幅中継技術の研究・開発を継続的に進めるとともに、伝送媒体を含めたスケラブルかつ効率的な伝送方式の検討が必要になる。次章以降では、2～4 章で論じた高周波利用効率な光伝送方式の性能向上技術に対する適用性について検討する。5 章では、単一コアシングルモードファイバを用いた高周波数利用効率の光伝送方式の長距離化に向けて、前方励起分布ラマン増幅の適用性を検討する。6 章では、空間分割多重技術による光ファイバ 1 芯あたりのさらなる高周波利用効率化および大容量化について述べる。

第5章 前方励起分布ラマン増幅による光多値信号の伝送距離長延化

5.1 はじめに

4章までに述べたように、デジタルコヒーレント伝送システムでは、光信号のスペクトル狭窄化・多値化により、周波数利用効率の向上が行われている。また、信号点配置の最適化、等化、前方誤り訂正などのデジタル信号処理により、所定の信号対雑音比で、シャノン限界に近いチャネル容量が実現されている[100]。高周波数利用効率の長距離光伝送システムを実現するには、送受信機で使われるデバイスの線形性や帯域、DSP アルゴリズムの性能を向上させて、送受信される光信号の高品質化を行うとともに、光ファイバ伝送路における光増幅中継器を低雑音化して、受信 OSNR を改善する必要がある。分散ラマン増幅 (DRA)、特に後方励起の DRA は、OSNR を改善するためのよく知られた手法である。大容量伝送システムでは広く適用されており[101]、本論文でも、3章および4章で述べた伝送実験に適用した。しかしながら、励起光の相対強度雑音 (RIN) が、光ファイバ中でのラマン増幅過程を介して、信号の振幅変動として光信号に転写される RIN トランスファーと呼ばれる現象が存在し、特に、信号光と励起光が同方向に進行する場合に大きくあらわれる。したがって、前方励起 DRA の高次多値信号への適用は難しく、一部、ラマン増幅のオン/オフ利得を 3 dB と非常に小さくした状態でのみ前方励起 DRA の 32/64QAM 信号への適用が報告されている[102]。RIN トランスファーを緩和する手段として、インコヒーレント光を励起光に利用した前方励起 DRA が、デジタルコヒーレント伝送システムへの適用性が報告されている[103][104]。インコヒーレント光源の候補として、レイリー散乱を利用した光ファイバを用いた方式[103]と、半導体光増幅器 (SOA: Semiconductor Optical Amplifier) から出力される ASE を用いる方式がある[104]。前者を利用した 2 次前方励起 DRA の RIN トランスファーの抑圧効果は、偏波多重 QPSK 信号の WDM 伝送実験で実証されている。一方、SOA ベースのインコヒーレント光源を用いた 2 次前方励起の DRA は、励起光源構成の提案とラマン利得 10 dB における偏波多重 16QAM での単一チャネル伝送実験が報告されている。

本章では、インコヒーレント光源を用いた 2 次前方励起 DRA の高周波利用効率な光伝送システムへの適用性を調査するため、偏波多重 16QAM 信号を用いて波長多重伝送実験を実施し、従来の EDFA との比較と、長距離伝送における信号品質のラマン利得依存性を明らかにする。

5.2 インコヒーレント光源を用いた分布ラマン増幅

インコヒーレント光源を用いた 2 次励起 DRA [104]の概略図を図 5.1 に示す。本方式では、ラマ

ン増幅プロセスを介して発生する RIN トランスファーを低減するために、信号光を増幅するための 1 次励起光として広帯域スペクトルを持つインコヒーレント光を用いる[106]. また、インコヒーレント光の波長から約 100 nm 短波長側に、インコヒーレント光をラマン増幅するためのコヒーレント光が 2 次励起光として追加される. 信号光が広帯域なインコヒーレント光で増幅されるため、低 RIN トランスファーが実現できる. また、2 次励起によってインコヒーレント光のパワーが増幅され続けるため、信号光の増幅において、高いラマン増幅利得を得ることができる. 本章の実証実験で使用した励起光の光スペクトルを図 5.2 に示す. 中心波長 1500 nm の SOA ベースのインコヒーレント光源を採用した[107]. また、コヒーレント光源として、波長 1422 nm と 1430 nm のファイバーブラッググレーティング (FBG: Fiber Brag Grating) を備えたファブリペローレーザーダイオード (FP-LD) を用いた.

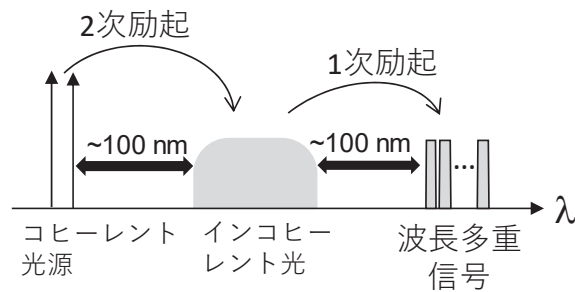


図 5.1 インコヒーレント光源による 2 次の分布ラマン増幅の動作原理

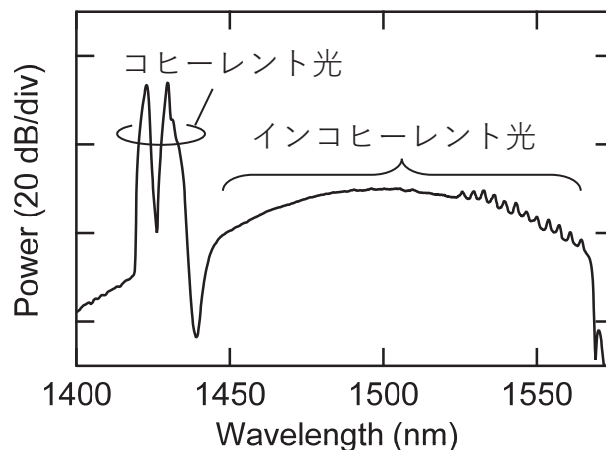


図 5.2 インコヒーレント光および 2 次励起用コヒーレント光の光スペクトル

5.3 偏波多重 16QAM 信号を用いた波長多重長距離伝送実験

高周波数利用効率の光信号への前方励起分布ラマン増幅の適用性を実証するため、DAC と IQ 変調器を用いて生成した偏波多重 16QAM 信号を用いて、波長多重長距離伝送実験を実施した. 実験系を図 5.3 に示す. 1604.9 nm~1607.1 nm の波長範囲に 25 GHz 間隔の 11 波長から構成される L

帯の WDM 伝送システムとした。周波数利用効率は、20%冗長度の誤り訂正符号の適用を仮定した場合、6 b/s/Hz である。信号品質の測定チャンネルは、WDM 信号の中心波長の 1605.96 nm とし、光源として線幅 100 kHz の波長可変 ECL を採用した。残りの光源は、線幅約 2 MHz の DFB 光源で構成した。奇数チャンネル/偶数チャンネルの光搬送波は、別々に多重されたのち、DAC で駆動された偏波多重 IQ 変調器 (DP-IQM) によって変調され、22.5 Gbaud のナイキスト波形整形された偏波多重 16QAM 信号が生成される。波形整形のデジタルフィルタは、ロールオフ率は 0.01 のレイズドコサインフィルタを用いた。16QAM の信号系列は、符号長が 2^{23} の DC バランス PRBS を信号点にマッピングし構成した。次に、偶数/奇数チャンネルの偏波多重 16QAM 信号は、25 GHz / 50 GHz の光インターリーバ (IL) によって多重され、25 GHz 間隔の 11 チャンネル偏波多重 16QAM WDM 信号が生成される。チャンネルごとのネットレートは、FEC の冗長度 20% を仮定すると、150 Gb/s となる。伝送路は、SMF 80 km からなる周回伝送系で、ASE ノイズをフィルタリングするための 3 nm 帯域幅の光バンドパスフィルタ、光ゲインイコライザー (GEQ : Gain Equalizer)、ループ同期偏波スクランブラ (LSPS)、光スイッチ (SW) で構成される。SMF 80 km の損失は、16.9 dB であった。周回伝送系を構築するための光学部品の損失は、エルビウム添加ファイバ増幅器 (EDFA) によって補償した。なお、分布ラマン増幅により伝送ファイバの損失を補償するが、不足分の損失は伝送路ファイバ直後に挿入した EDFA のゲインを調節して補償した。比較として EDFA のみで伝送路損失を補償する場合も、この EDFA を用いている。励起光と信号の光パワーは、伝送路の入力で測定した。すべての測定において、インコヒーレント励起光の光パワーは 80 mW とした。これは、本実験で用いたインコヒーレント光源の最大出力である。1422 nm と 1430 nm の 2 次励起用コヒーレント光のパワーを調整することで、4 dB から 10 dB に変化させた。比較のため、1505 nm の FP-LD を用いて、従来のコヒーレント励起 DRA の伝送性能についても測定を実施した。伝送された信号は、偏波ダイバーシティコヒーレント受信機によって受信され、16 GHz の電気帯域幅を持つストレージオシロスコープにより、50 GS/s、8 bit で標本化・量子化され保存される。復調信号処理がオフラインで実施される。

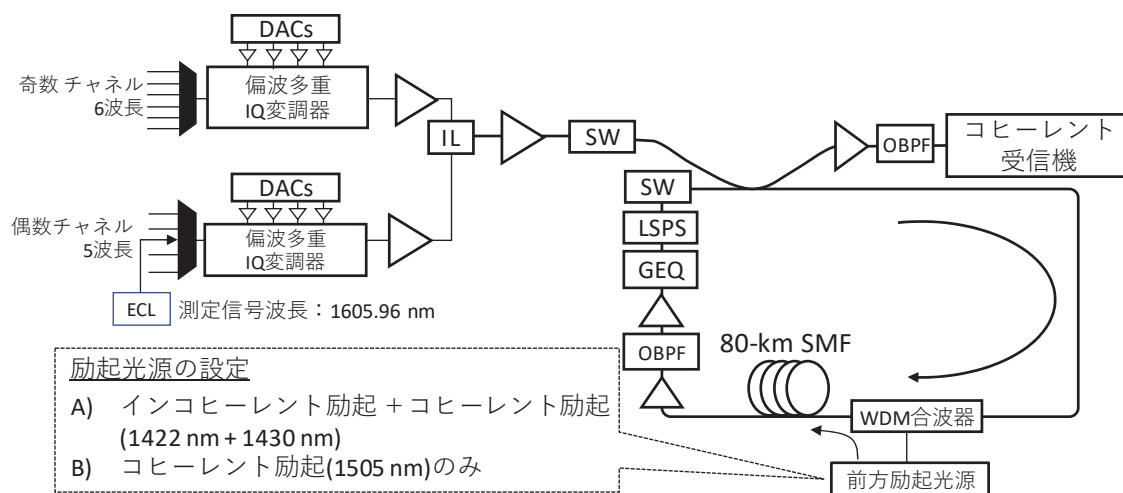


図 5.3 11 チャンネル 偏波多重 16QAM 波長多重伝送実験系

ラマンオン/オフ利得が 10 dB の場合の 80 km SMF 伝送後の励起光の光スペクトルを図 5.4 80 km 伝送後の WDM 信号と励起光の光スペクトル図 5.4 に示す。インコヒーレント励起光, 1422 nm および 1430 nm のコヒーレント励起光(c-pump)の光パワーは, それぞれ 80 mW, 370 mW および 390 mW である。比較のため, c-pump を入力しない場合の光スペクトルも併せて示した。2 つの c-pump がインコヒーレント励起光をラマン増幅し, その利得のピークは 1530 nm 付近にあらわれ, 最大 10 dB インコヒーレント光源が増幅された。図 5.5 に WDM 信号の光スペクトルを示す。11 チャンネルの WDM 信号のすべてのチャンネルに対して, 10 dB のラマンオン/オフ利得が得られた。一方, インコヒーレント励起光のみの場合, ラマンオン/オフ利得は 1.8 dB であった。比較のために, 従来の FP-LD による波長 1505 nm を励起光として使用すると, 図 5.5 に示すように, 10 dB のラマンオン/オフ利得を得られる。次に, 長距離伝送における信号品質(Q 値)のラマンオン/オフ利得への依存性を測定した。コヒーレント励起光 (1422 nm および 1430 nm) のパワーを最適化することによって, ラマンのオン/オフ利得を 4 dB から 10 dB に変化させた。図 5.6 (a), (b) に 1,720 km の SMF 伝送後の測定チャンネル (1605.96 nm) における, 各ラマン利得での Q 値のファイバ入力パワー依存性を示す。図 5.6 (a)に示すように, インコヒーレント光源を備えた 2 次の前方励起 DRA では, ラマン利得が増加するにつれ, 最適なファイバ入力パワーが低パワー領域へシフトした。また, EDFA のみで増幅中継を実施した場合と比較して, 最大 Q 値が 1.2 dB 改善された。この結果は, インコヒーレント光による前方励起 DRA による OSNR の改善が, RIN トランスファーによる雑音付加よりもはるかに大きいことを示している。一方, 図 5.6 (b)に示すように, 1505 nm FP-LD を用いた前方励起では, 4 dB の小さい利得においては, インコヒーレント励起の場合とほぼ同等の性能を示したが, 利得が増加すると Q 値が大きき劣化し, 10 dB のラマンオン/オフ利得においては, 最適 Q 値は 4.6 dB まで低下した。これは, EDFA のみで増幅中継した場合と同等であり, RIN トランスファーによる信号品質劣化が, OSNR の改善効果を大きく上回った。これは, 信号の多値度が上がるとさらにペナルティが大きくなることを示唆している。これらの結果により, インコヒーレント光を用いた 2 次の前方励起 DRA が, 偏波多重 16QAM 信号の伝送性能を改善し, RIN トランスファーによるペナルティを無視できることを確認することで, 周波数利用効率の高い光信号に対して適用可能なことが明らかになった。本実験においては, 前方励起のみの伝送システムを用いて評価を行ったが, 実際は, 後方励起の DRA との組み合わせにより, 更なる低雑音化やゲインプロファイルの設計自由度の向上が期待できる。

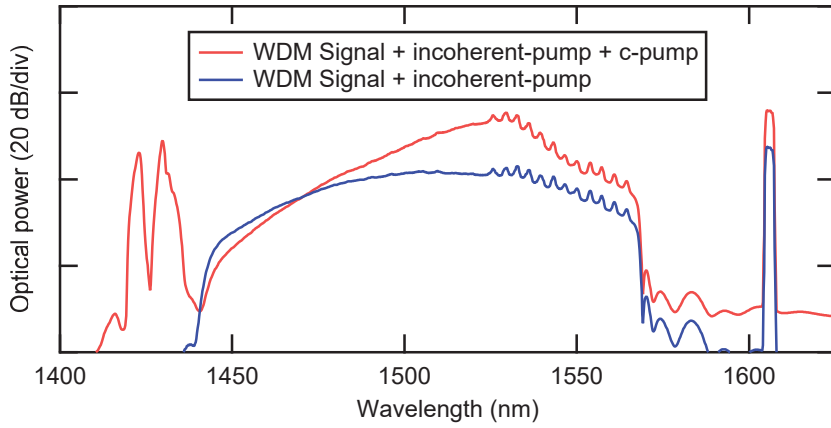


図 5.4 80 km 伝送後の WDM 信号と励起光の光スペクトル

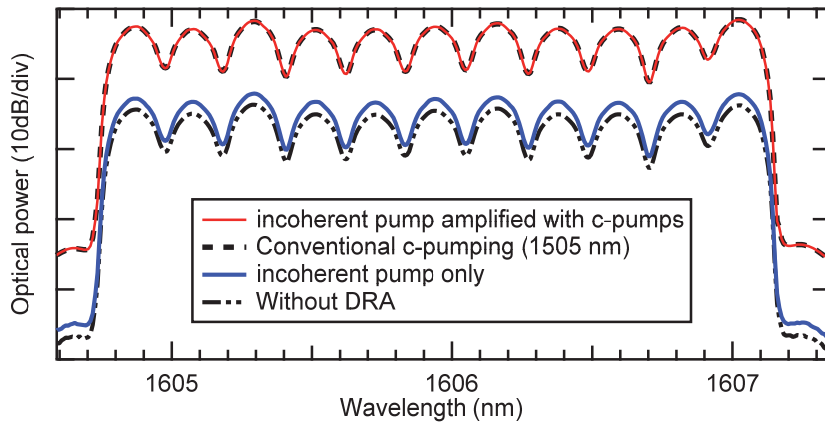


図 5.5 分布ラマン増幅の有無による SMF 80 km 伝送後の WDM 信号の光スペクトル

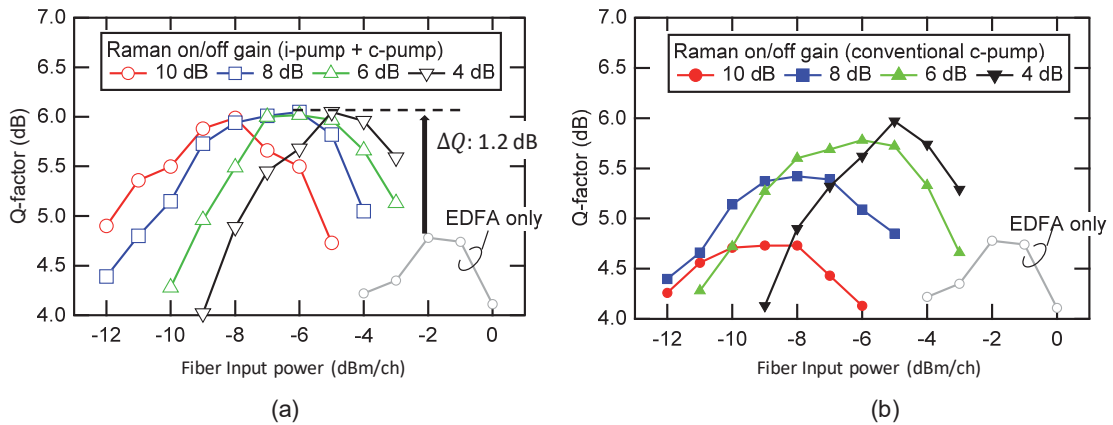


図 5.6 1,760 km 伝送後における Q 値の入カパワー依存性 (a) インコヒーレント光源を用いた 2 次前方ラマン増幅 (b) コヒーレント光による前方ラマン増幅

5.4 まとめ

本章では、高周波利用効率な光信号の伝送距離の延伸にむけて、SOA型インコヒーレント励起光源を利用した2次前方励起DRAの適用性を、偏波多重16QAM信号のL帯波長多重伝送実験により検証し、その有効性を実証した。SMF 1,760 km伝送後において、インコヒーレント光による前方励起DRAを適用することにより、EDFAのみで増幅中継する場合と比較し、1.2 dBのQ値改善が得られた。さらに、ラマン利得4 dB~10 dBの範囲において、ラマン従来のコヒーレント励起による前方励起DRAでは、信号品質がラマン利得に応じて劣化することを確認した。一方、インコヒーレント光励起のDRAでは、RINトランスファーによる過剰なペナルティを発生させることなく、1 dBを超えるQ値改善が実現できる。後方励起DRAだけでなく、低雑音の前方励起DRAも利用することで、より柔軟な伝送リンクの電力プロファイル設計とOSNRの改善が期待される。

第6章 空間分割多重技術による周波数利用効率の向上

6.1 はじめに

4章では、単一コアのSMFにおいて、高周波利用効率の伝送方式を適用することにより、その伝送容量を100 Tb/sまで向上可能であることを実証した。最近では、高次多値化やナイキストパルス整形などの周波数利用効率向上技術に加えて、信号点の配置やシンボルの出現頻度を最適化し高感度化を実現するコンスタレーションシェーピング、誤り訂正技術の高度化、非線形光学効果の補償技術の高性能化などが進展し、2017年には、それらの技術を適用し、C帯およびL帯の波長多重を行うことで51.5 Tb/s、17,107km伝送[108]が報告されている。しかしながら、さらなる周波数利用効率の向上と長距離化に向けては、信号の多値度向上によるスケラビリティは指数関数的に失われてしまう。加えて、WDM信号間で発生する非線形光学効果である相互位相変調による非線形シャノン限界は大きな障壁である。DBPやパイロットトーン方式などのデジタル信号処理や、光位相共役(OPC: Optical Phase Conjugation)などの光信号処理による非線形信号歪み補償技術が提案されているが、光ファイバのコアがその入力パワーに耐え切れずに熔融するファイバヒューズが生じる物理的な光パワー入力限界もその先に見えてきており、従来システムの光増幅中継間隔や伝送距離を維持しながら、周波数利用効率の向上を実現するのが難しい領域に差し掛かっている[110]。

本章では、SMFの伝送容量限界を超えるための有望な技術として、光ファイバの多コア化や複数の伝搬モードを活用する容量スケラブルな高密度空間分割多重(DSDM: Dense Space division Multiplexing)技術の高周波数利用効率伝送方式への適用性を明らかにする。本章では、まず、光ファイバ1芯あたりの高周波数利用効率化・大容量化を実現するSDM技術について説明する。その後、偏波多重16QAM信号を適用した、32コアのマルチコアファイバを用いた伝送容量1 Pb/s、伝送距離205.6 kmの光増幅中継伝送実験について述べる。本実験では、偏波多重16QAM信号に空間分割多重技術を適用すれば、光ファイバ1芯あたりで217.6 b/s/Hzまで周波数利用効率の向上が可能なことを実証する。

6.2 SDMによる光伝送システムの周波数利用効率の向上

本項では、SDMを適用した光伝送システムの基本構成やその種類について説明する。その概念図を図6.1に示す。SDM光伝送システムでは、従来のSMFを用いた光伝送システムにおけるWDM信号が空間多重度の数だけ多重されるので、空間多重度 N 、使用する光の増幅帯域 B [Hz]、 SNR を

信号対雑音比とすれば伝送容量 C [b/s] は、シャノン・ハートレーの定理から

$$C = N \cdot B \cdot \log_2(1 + SNR) \quad (6.1)$$

とかけ、空間多重数 N に比例して大容量化が期待できる。しかしながら、単純に伝送媒体のみで空間的な多重を行うと、空間多重数に比例して光送受信機や光増幅器が必要になり、伝送システムの装置数が増加し、その規模が肥大化してしまう。したがって、SDM 光伝送システムを経済的に実現するためには、伝送媒体に加えて、光送受信機、光中継ノードにおける光増幅器や光スイッチといったコンポーネントについても空間的に集積化・高密度化を行うことが必要になる。また、SDM 光伝送システムにおいても、SMF を用いた従来の光伝送システムを大容量化する時と同様に、後方互換性が重要であり、陸上系光伝送システムであれば、光増幅中継間隔 ~ 80 km、伝送距離 1000 \sim 1500 km が求められる [111]。

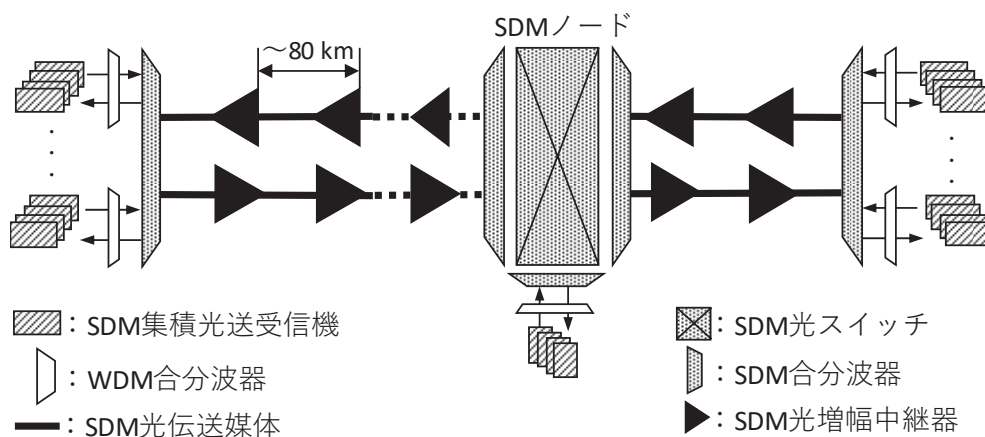


図 6.1 SDM 光伝送システムの概念図

つぎに、SMF の伝送容量限界である 100 Tb/s に対して、10 倍の 1 Pb/s 以上のスケーラブルな大容量化を実現するために必要な空間多重数について述べる。図 6.2 に信号が多重される空間ごとの伝送容量と、100 Tb/s, 1 Pb/s, 10 Pb/s の伝送容量を実現するために必要な空間多重数を示す。空間多重数 1 は、従来の SMF を用いた光伝送システムを示しており、図中の 2 つのプロットは、1 波長あたり 100 Gb/s と 400 Gb/s のデジタルコヒーレント WDM 伝送システムの容量をそれぞれ示している。1 Pb/s 以上の伝送容量を実現するためには、空間当たり 10 Tb/s の容量を仮定すれば、100 空間多重が必要であり、40 Tb/s であれば空間多重数は 25 となる。さらに、SMF の限界である 100 Tb/s 容量であれば必要な空間多重数は 10 となる。従って、デジタルコヒーレント技術の更なる進展により従来の SMF を用いた光伝送システムの大容量化を考慮すると、ペタビット超級の光伝送システムでは、空間多重数が 10 \sim 100 になると予想される。特に、空間多重数 30 以上の SDM は、特に高密度空間分割多重(DSDM: Dense SDM)と呼ばれており、ペタビット以上の伝送容量を実現するためには必須の技術である。また、SDM 技術は、供給電力に制限があるためエネルギー効率が重視される海底伝送システムでも重要な技術である [109]。これは、式(6.1)で見方を変えて伝送容量 C を固定すれば、SDM 技術を適用すれば、所要 SNR を単一コア SMF に比べ

て低減できる。例えば、100 Tb/s 容量を得るのに、単一コア SMF では、C 帯および L 帯の 10 THz の光増幅帯域と信号形式として 64QAM 以上の高次多値信号の適用が必須となるが、仮に空間多重数 4 とすれば、C 帯のみの 4 THz の光増幅帯域かつ、より低多値度の 16QAM で達成可能になる。

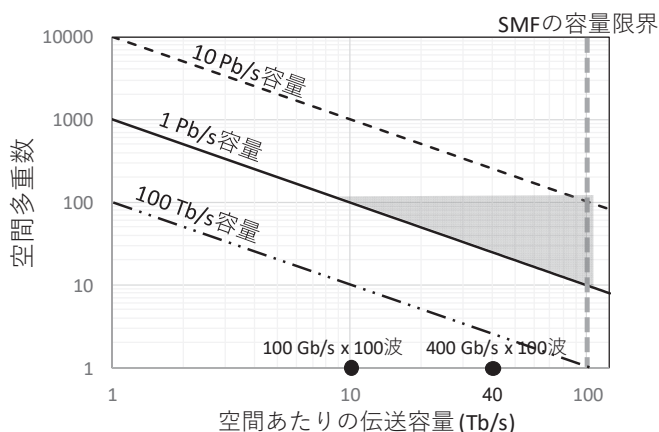
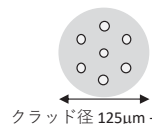
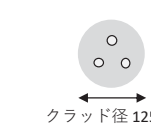
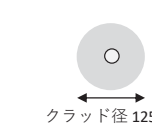
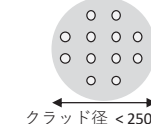


図 6.2 空間あたりの伝送容量と空間多重数の関係

つぎに、SDM を実現する伝送媒体について述べる。一般的に SDM とは、何らかの手段を用いて空間的に信号を多重する方式であり、光通信の分野では、既にデジタルコヒーレント技術の導入によって、SMF を用いた光伝送システムにおいて光波の 2 つの偏波成分に変調を行い、1 波長当たりに伝送可能なビットレートおよび周波数利用効率を向上させている。また、Ethernet 規格で規定されている並列伝送方式では、単一コアの光ファイバ複数本を束ねることで、各ファイバで同じ波長を用いて信号伝送を行っており、広義の SDM といえる。しかしながら、空間的に高密度化をはかるためには、表 6.1 に示すような、光ファイバ 1 芯のクラッド内に複数の空間チャンネルをもつ、高密度な構造をもつ伝送媒体が重要であり、いくつかの形状の SDM 用光ファイバが提案・開発されている。シングルモードのコアをクラッド内に複数配置したマルチコアファイバ(MCF: Multi-core Fiber)は、コアごとに独立して信号を伝送させるため、従来の単一コアシングルモードファイバを用いた伝送技術と互換性が高く、従来の波長多重システムを並列に空間多重することができ、最大 37 の空間多重数が実現されている[112]。マルチコアファイバでは、高密度にコアを配置するとコア間でクロストークが生じ、同じ波長の信号間で干渉により信号が劣化する。一方、マルチコアファイバのコア間距離を縮めて、意図的にコア間の信号を結合させて伝送を行う、結合型マルチコアファイバが提案されている[113]。ファイバ内で混ざり合った信号を分離するために、受信機における MIMO 信号処理が必要であるが、同じ空間多重数であれば、非結合型の MCF よりクラッド径を小さくできる特徴がある。また、ファイバの伝搬モードを複数用いる数モードファイバ(FMF)も SDM の伝送媒体の一つである。従来の単一コア SMF と同じクラッド径でありながら、最大 15 の FMF 伝送が実証されている[114]。FMF 伝送では、モード間の信号がファイバ伝搬するにしたがって混ざり合うため、受信機において MIMO 信号処理が必要になり、利用するモード数の 2 乗に応じて MIMO 信号処理の計算規模が増大する課題がある。さらに、空間多重度を高めるため、各コアが複数の伝搬モードを持つ数モード・マルチコアファイバ(FM-MCF)も提案されている

[115][116]. 複雑な構造のため製造や接続に高い技術が要求されるが、100以上の空間多重数を実現するには有望な伝送媒体である。

表 6.1 SDM 伝送システムにおける伝送媒体

	マルチコアファイバ (MCF)	結合型マルチコアファイバ(CC-MCF)	数モードファイバ (FMF)	マルチコア・数モードファイバ(MC-FMF)
ファイバ断面例	 クラッド径 125 μ m - 250 μ m	 クラッド径 125 μ m	 クラッド径 125 μ m	 クラッド径 < 250 μ m
空間多重数	~37	~12	~15	~114
MIMO 信号処理	不要	要	要	要

つぎに、1 Pb/s 容量を超える SDM 伝送実験報告例について述べる。2012 年に SDM 技術を活用して、世界初の光ファイバ 1 芯あたり 1 Pb/s、52 km の伝送実験が報告され、SDM 技術の大容量化におけるスケーラビリティが実証された[117]。この伝送実験では、非六方細密構造のコア配置を採用してコア間クロストークを低減した 12 コアのシングルモード MCF を伝送媒体として使用し、さらにクロストークマネジメント伝送設計の導入により、伝送後のコア間クロストーク量から使用可能な信号の多値度(32QAM)を選定し、C 帯と拡張 L 帯での波長多重を用いて伝送容量を最大化している。伝送距離としては、無中継の 52 km である。また同時期に、シングルモードのコアと 3 モードのコアを持つハイブリッド型 MCF を伝送媒体として、空間多重数を 18 とすることで 1.05 Pb/s、3 km の伝送実験が報告されている[118]。シングルモードの 12 コアには、偏波多重 32QAM の WDM 信号を伝送し、残りの 2 コアは 3 モードで偏波多重 QPSK の WDM 信号を伝送させている。2015 年には、伝送容量 2 Pb/s の伝送実験が 2 つ同時に報告されている。一方は、FM-MCF による伝送実験[119]で、6 モード 19 コアファイバによって 100 を超える超高密度な空間多重数を実現することで、偏波多重 QPSK 信号を用いた C 帯のみの波長多重で 2.05 Pb/s の伝送容量が達成されている。もう一方の報告は、シングルモードの 22 コアファイバを用いた 2.15 Pb/s 伝送[120]である。1 つのスーパーコンティニウム光源によって、高い光 SNR かつ狭線幅の 399 波長分の信号光を一括で生成しており、多量の光源を用いずに偏波多重 64QAM 信号を 41 km 伝送させている。また、光ファイバ 1 芯あたりの容量が 10 Pb/s を超えた初めての報告として、空間チャンネルあたりの伝送容量を 64QAM と 16QAM 信号を C 帯および L 帯で波長多重することで 89 Tb/s にし、6 モード 19 コアファイバを用いて空間多重数を 114 とすることで、伝送距離 11.3 km で、光ファイバ 1 芯あたり 10.16 Pb/s の伝送容量が達成されている[121]。これによって、従来の SMF を用いた光伝送システムと比較し、SDM 技術により伝送容量が 100 倍以上にスケール可能なことが実証されている。しかしながら、以上の報告は、すべて光増幅中継を伴わない無中継伝送であり、その伝送距離は 52 km 以下に制限されている。本項の最初に述べたように、SDM 光伝送システムの実現にあたっては、SMF を用いた従来の光伝送システムとの互換性が重要であるため、大容量化

の実証に加えて、光増幅中継とその伝送距離の長延化が必要である。本章で述べる伝送実験では、本研究の高周波数利用効率な光伝送技術を用いて、伝送容量 1 Pb/s での光増幅中継伝送を実証している[122]。これについて、次章で詳しく述べる。

表 6.2 1 Pb/s 容量を超える SDM 伝送実験報告

文献	伝送媒体	空間多重数	信号形式	光帯域	伝送容量 (Pb/s)	伝送距離 (km)
[117]	MCF	12	32QAM	C, L+	1.014	52
[118]	FM-MCF	18	32QAM/ QPSK	C, L	1.048	3
[119]	FM-MCF	114	QPSK	C	2.05	9.8
[120]	MCF	22	64QAM	C	2.15	41
[121]	FM-MCF	114	64QAM/ 16QAM	C, L	10.16	11.3
[122]	MCF	32	16QAM	C	1.01	205.6

6.3 1 Pb/s 光増幅中継伝送実験

図 6.3 に WDM 間隔 100 GHz, 波長数 46, 空間多重数 32 の DSDM 伝送実験系を示す。送信系において、46 の CW 光源の光周波数は、100 GHz 間隔に設定し、これらは偶数チャンネルと奇数チャンネルで別々に多重した。また、測定波長においては、線幅 < 60 kHz の波長可変の外部共振器レーザ (ECL) を用いた。残りの 45 の光源は、線幅 < 2 MHz の DFB 光源を採用した。本実験では、測定チャンネル、偶数チャンネル、奇数チャンネルのそれぞれで個別の IQ 変調器を用いて信号変調を行った。変調器を駆動する電気信号は、96 Gbaud の多値信号であり、4 チャンネルのサブ DAC と 2 つのアナログマルチプレクサ (A-MUX : Analog Multiplexer) から構成される帯域ダブラ方式による 48 GHz のクロックで動作させた高速デジタルアナログコンバータ (DP-AM-DAC : Digital pre-processed analog multiplexed digital-to-analog-converter) [123] を用いて生成した。サブ DAC として、96 GS/s, 32 GHz 帯域の任意波形発生器 (AWG) を使用し、サブ DAC から出力される信号は、事前にオフライン信号処理で生成したものを AWG の記憶領域にアップロードしたものである。オフライン信号処理では、最初に長さ 2^{23} の DC バランスされた擬似ランダムバイナリシーケンス (PRBS) を DVB-S2 準拠の 12.5%冗長度の LDPC (Low density parity check) 符号とエラーフロア除去のために 0.22%冗長度の BCH 符号の接続符号[124]によりエンコードを行った。LDPC 符号のワード長は 64,800 で、合計の FEC 冗長度は、12.75 %である。なお、この接続符号の誤り訂正閾値は、 $Q = 6.5$ dB [122]である。つぎに、0.15 %の冗長度でトレーニングシーケンス (TS) を挿入し、エンコードされたビットを 16QAM の信号点にマッピングする。最後に、ロールオフ率 0.01 のナイキストパルス整形および DP-AM-DAC のための前置信号処理を行った。光 IQ 変調後、200 ns の遅延量の偏波多重エミュレータによって偏波多重が行われる。その後、波長選択スイッチ (WSS)

で、光等化、エイリアス除去、偶数/奇数チャンネルと測定チャンネルの合波を行う。これらの操作により、WSS からは、96 Gbaud の偏波多重 16QAM 信号が 100GHz 間隔で 46 チャンネル多重された WDM 信号が出力される。FEC および TS の冗長ビットを除いた 1 波長あたりに伝送可能なビットレート（ネットレート）は、680.14 Gb/s となる。その後、この WDM 信号は、32 分岐され、それぞれ異なる遅延量の光遅延線アレイによって信号のデコリレーションが施され、マルチコアファイバの周回伝送系に入力される。空間チャンネルあたりの周波数利用効率率は、6.8 b/s/Hz であり、空間分割多重後の伝送容量として 1.001 Pb/s (= 6.8 b/s/Hz × 100 GHz × 46 WDM × 32 SDM)を得る。使用した光帯域は C 帯の 4.6 THz で、空間多重後の総信号帯域は 147.2 THz に相当する。

伝送媒体としては、ヘテロジニアス構造を持つ 32 コアのマルチコアファイバ[125]を採用した。これは、最近接のコアが異なる屈折率差を持つことで、コア間クロストークを大幅に抑えつつ、250 μm 以下のクラッド径で 32 のコアを実装した MCF である。図 6.3 に示すように、測定対象のコアの最近接コアと 2 次近接コアは周回伝送系とし、クロストークの影響が無視できる 3 次以上の近接コアは、ストレートラインとする部分周回伝送系[125]を用いた。9 系統の周回ループは、光スイッチ、51.4 km の 32 コアファイバ、周回同期偏波スクランブラ(LSPS)から構成され、ファイバおよび周回系用の光部品の損失は、各コアにおいて個別の EDFA によって補償した。被測定コアに対してクロストークの影響がほぼ無視できるコアをストレートラインとすることで、被測定コアの第 1 次近接の 8 コアへのクロストークを模擬しながら、実験系が簡素化できる。今回の実験で用いた 32 コアファイバの損失は、すべてのコアで 0.24 dB/km 以下で、実行断面積は、80.3 μm² 以上であった。最悪クロストーク量は、ファンイン/ファンアウト(FI/FO)デバイスを含めて、1 スパンあたり -34.5 dB であり、コア間クロストークの影響が非常に小さい状態で 16QAM 信号の伝送が可能である。デジタルコヒーレント受信機で、電気信号に変換された被測定信号は、70 GHz の帯域を持つデジタルストレージオシロスコープによって、200 GS/s、8 bit で標本化・量子化される。保存された受信信号の復調デジタル信号処理は、オフラインで実施し、復調デジタル信号処理は、4 章で提案したものをベースに、4×2 の複素バタフライ型 FIR フィルタ[127]を採用し、そのタップ数は 101 とした。4×2 の複素バタフライ型の適応フィルタを用いることで受信フロントエンドにおけるレーンごとの周波数特性の等化やレーン間スキュー補償を行った。

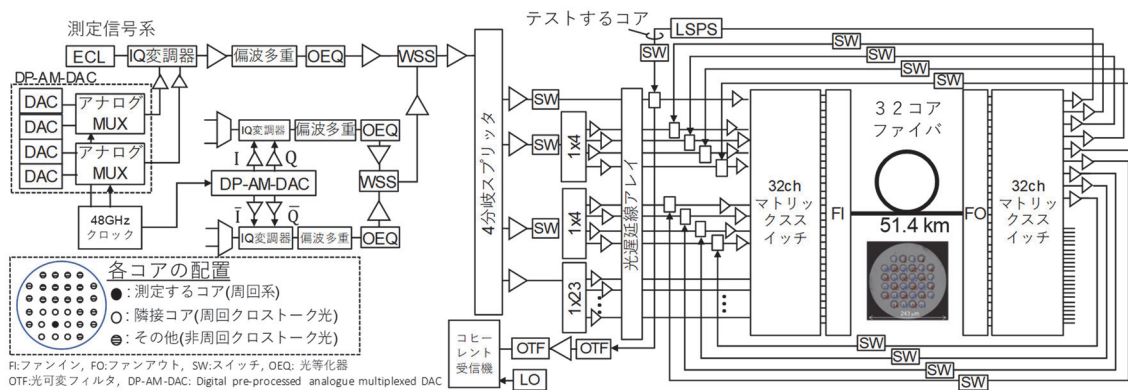


図 6.3 伝送容量 1 Pb/s の C 帯波長多重 SDM 伝送実験系

つぎに伝送実験結果について述べる。まず、各コアから構成される伝送路のばらつきを明らかにするため、すべてのコアでQ値の距離依存性を測定した。測定波長として、WDM信号の中央のチャンネルである1545.32 nm (チャンネル23)を用いた。WDM信号のファイバ入力パワーの平均は、+2.9 dBm/chとした。図6.4は、全32コアにおける最良の伝送品質のコア、最悪の伝送品質のコアおよび32コアの平均のQ値の距離依存性を測定した結果である。最良のコアおよび全コアの平均では、誤り訂正可能なQ値の閾値である6.5 dBを502 km (10周回)の伝送距離で得られた。しかしながら、最悪コアでは、312 km (5周回)となった。なお、本伝送実験における伝送距離の限界は、コア間の周回伝送路における伝送損失のばらつきによって決まり、非線形光学効果やコア間クロストークによるものではない。さらに、+2.9 dBm/chは、最適ファイバ入力パワーではなく、EDFAの出力パワー制限による最大パワーであったことを述べておく。この結果とWDM光スペクトルによる利得ばらつき等を考慮し、すべての波長多重された信号に対して、205.6 km伝送後のQ値を測定した結果を図6.5に示す。チャンネル総数は1472で、すべてのチャンネルにおいて、FECの誤り訂正閾値である $Q = 6.5$ dBを上回った。また、各チャンネルにおいて、4 Mbitの受信信号に対して、LDPC符号及びBCH符号を復号した結果、ビットエラーは確認されなかった。さらに、図6.6にコア8における205.6 km伝送後のWDM光スペクトルとチャンネル23の復調後のコンスタレーションダイアグラムを示す。高精度に96 Gbaudの16QAM信号が100 GHz間隔で波長多重されていることが分かる。これにより、1Pb/sを超える伝送容量で、DSDM光伝送システムにおいて、205.6 km光増幅中継伝送が可能なが実証された。光ファイバ1芯あたりの周波数利用効率は217.6 b/s/Hzまで向上させることができ、周波数利用効率向上技術とSDM技術の融合が、光ファイバ伝送システムにおいてスケーラブルに大容量化を達成する方法であることが明らかになった。

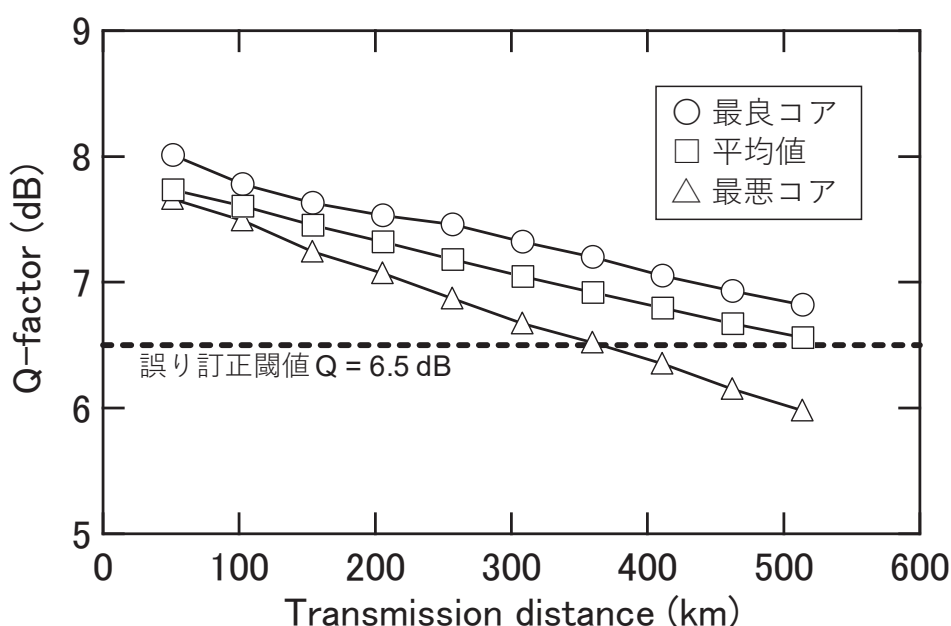


図6.4 WDM/DSDM 伝送システムにおけるQ値の距離依存性 (チャンネル23, 2.9 dBm/ch)

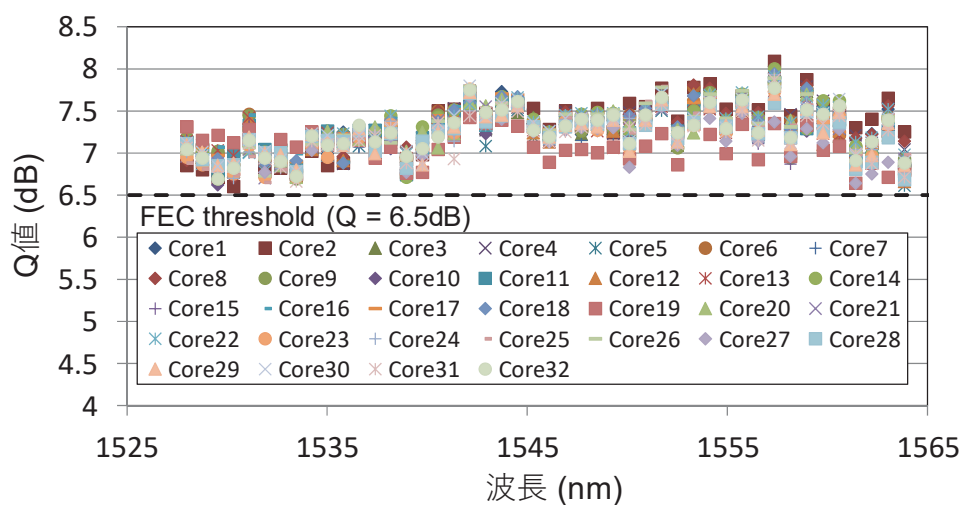


図 6.5 偏波多重 16QAM 信号の 205.6 km 伝送後の Q 値

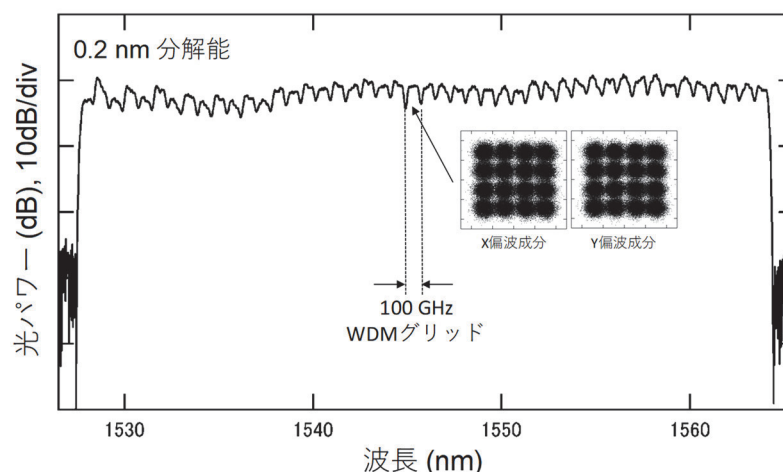


図 6.6 コア 8 における 205.6 km 伝送後の WDM 光スペクトルとチャンネル 2 3 の復調後のコンスタレーションダイアグラム

6.4 まとめ

本章では、空間分割多重技術の高周波数利用率な光伝送方式への適用性を検討した。まず、SDM 伝送システムについての概略とその進展について説明した。さらに、1 波長当たり 680 Gb/s の偏波多重 16QAM 信号を用いて、伝送媒体として 32 コアのマルチコアファイバを採用した伝送実験を実施し、C 帯のみの波長多重で 1 Pb/s 容量が達成でき、さらに 205.6 km 光増幅中継伝送が可能なることを実証した。これにより、周波数利用率向上技術と SDM の融合が、光ファイバ 1 芯当たりの大容量化に有効なることを示した。しかしながら、SDM 伝送システムの肥大化の課題は残っており、SDM 伝送システム実現のためには、光送受信機、光中継ノード、接続技術を含めた伝送媒体などの要素技術の更なる進展が期待される。

第7章 結論

2章では、光信号の周波数利用効率向上の手法について、光スペクトルを狭窄化する光 OFDM 方式に着目し、シミュレーションにより光ファイバ伝送路で生じる非線形光学効果を考慮したサブキャリア設計の指針を示した。更に、16程度の少数キャリア領域に適した光 OFDM 信号のデジタル信号処理と IQ 変調器を用いた生成方法に加えて、DAC の動作速度に律速されない、光多重技術を合わせて用いる方式について提案した。さらに、光伝送実験を通じて、提案方式により DAC の動作速度制限に律速されることなく 110 Gb/s の光 OFDM 信号の生成および SMF 80km 伝送が可能なことを確認し、ナイキスト帯域の 110 GHz に迫る 115 GHz まで光スペクトルの狭窄化が可能なことを実証した。

3章では、スペクトル狭窄化と並んで周波数利用効率の向上に必須な高次多値化について述べた。シングルキャリアの光多値信号の生成・受信方式について説明し、高次多値信号の復調デジタル信号処理方式について提案した。提案方式では、適応等化アルゴリズムとして教師なしの CMA-MMA および DD-LMS アルゴリズムを切り替えるとともに、適応等化の収束度に応じて、周波数オフセット補償に用いるデジタル PLL の制御に用いる誤差関数も切り替えることで、トレーニング信号などのオーバーヘッドの挿入による伝送レート上昇無しに、安定かつ高精度な復調処理を実現する。続いて、単一波長の 160 Gb/s 偏波多重 16QAM 信号を用いて、長距離伝送実験を実施し、3,123 km 伝送後において、波長分散 60,000 ps/nm と非線形光学効果の影響下で、提案アルゴリズムが安定に動作することを確認した。さらに、69.1 Tb/s の大容量波長多重伝送実験を実施し、提案アルゴリズムの安定動作を確認するとともに、偏波多重 16QAM 信号により周波数利用効率を 6.4 b/s/Hz まで向上可能なことを実証した。

4章では、スペクトル狭窄化および高次多値化の両者を適用した SC-FDM 方式について述べた。高周波数利用効率な光伝送方式で重要となる非線形光学効果の補償方式について、その回路規模について検討した。また、XPM を補償可能なデジタルパイロットトーンを具備した SC-FDM 方式を提案し、送受信機構成および送受信デジタル信号処理について詳述した。1チャンネル当たり 400 Gb/s の偏波多重 64QAM を用いた SC-FDM 信号の波長多重長距離伝送実験を通じて、デジタルパイロットトーン方式の非線形補償効果についてその有効性を確認した。次に C 帯、拡張 L 帯を用いた大容量波長多重実験を実施し、偏波多重 64QAM SC-FDM 信号を用いて、伝送容量 102.3 Tb/s での 240 km 伝送に成功し、周波数利用効率を 9.1 b/s/Hz まで向上可能なことを示した。

2章から4章の検討により、光伝送システムの大容量化・長距離化に向け、送受信端でデジタル信号処理を適用し、光領域での多重分離技術を融合することで、光スペクトル狭窄化技術と高次多値化技術を両立した高周波利用効率な光伝送方式を確立した。

5章～6章では、2～4章で提案・実証した高周波利用効率な光伝送方式の伝送距離の延伸や、更なる周波数利用効率の向上・大容量化に向けて、低雑音な増幅中継が期待できる前方励起分布ラマン増幅技術およびマルチコアファイバを用いた空間分割多重技術の適用性を検証した。

5章では、前方励起分布ラマン増幅の高周波利用効率な光伝送方式への適用性を検討した。特に、低雑音性が期待できるインコヒーレント光源による分布ラマン増幅の適用性を、160 Gb/s の偏波多重16QAM信号を用いた長距離波長多重伝送実験により実証し、インコヒーレント光源を用いれば、従来のコヒーレント光源による前方励起で課題であったRINトランスファーの影響を低減し、柔軟な設計による前後方励起の分布ラマン増幅の実現が期待できることを示した。

6章では、単一コアのSMFの物理限界である伝送容量100 Tb/sを超える技術としてSDM技術の高周波利用効率な光伝送方式への適用性を検討した。SDM伝送システムについての概略と課題を述べ、高密度伝送方式である1波長当たり680 Gb/sの偏波多重16QAM信号を用いて、伝送媒体として32コアのマルチコアファイバを採用した伝送実験を実施し、C帯のみの波長多重で1 Pb/s容量が達成でき、さらに光増幅中継伝送が可能なことを実証した。

以上、本研究で検討した周波数利用効率向上技術は、基幹網における光伝送システムの大容量化および長距離化の進展に資するものと考えられる。

参考文献

- [1] 島田禎晉, “四半世紀を経た光通信システムの技術開発—歴史に学ぶ—,” 電子情報通信学会誌, Vol. 87, No. 8, pp. 732-737, 2004.
- [2] 総務省, “情報通信統計データベース: ブロードバンドサービス等の契約数の推移,” 2019.
- [3] 松田俊哉, 松岡伸治, “東名阪基幹伝送路に導入した 40G-DWDM システムの開発,” NTT 技術ジャーナル, Vol.20, No.4, pp.58-61, 2008.
- [4] 鈴木 扇太, 宮本 裕, 富澤 将人 [他], 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.
- [5] 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,” J. Solid-State Circuits, vol. 39, no. 1, pp. 207–213, Jan. 2004.
- [6] 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. OFC’89, paper PD-15, 1989.
- [7] K. Hagimoto, Y. Kobayashi and Y. Yamabayashi, “Multi-gigabit-per-second optical transmission systems,” in Proc. IOOC’95, paper WC1-1, 1995.
- [8] N.S. Bergano, C.R. Davidson, G.M. Homsey, D.J. Kalmus, P.R. Trischitta, J. Aspell, D.A. Gray, R.L. Maybach, S. Yamamoto, H. Taga, N. Edagawa, Y. Yoshida, Y. Horiuchi, T. Kawazawa, Y. Namihira, and S. Akiba, “9000 km, 5 Gb/s NRZ transmission experiment using 274 erbium-doped fiber-amplifiers,” in Proc. Optical Amplifiers and Their Applications, paper PD11, pp.276–279, 1992.
- [9] R.L. Mortenson, B.S. Jackson, S. Shapiro, and W.F. Sirocky, “Under-sea optically amplified repeatered technology, products, and challenges,” AT&T Tech. J., vol.74, no.1, pp.33–46, 1995.
- [10] 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.

- [11] T. Okoshi, "Recent advances in coherent optical fiber communication systems," *J. Lightwave Technol.*, vol.5, no.1, pp.44–52, 1987.
- [12] D.-S. Ly-Gagnon, K. Katoh, and K. Kikuchi, "Unrepeated optical transmission of 20 Gbit/s quadrature phase-shift keying signals over 210 km using homodyne phase-diversity receiver and digital signal processing," *Electron. Lett.*, vol.41, no.4, pp.206–207, 2005.
- [13] M. G. Taylor, "Coherent detection method using DSP for demodulation of signal and subsequent equalization of propagation impairments," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.16, no.2, pp.674–676, 2004.
- [14] 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, 2011.
- [15] NTT コミュニケーションズ ニュースリリース, "データセンター間を接続するネットワークへ超大容量 400 ギガビット伝送装置を導入," 2017 年 4 月 7 日, <https://www.ntt.com/about-us/press-releases/news/article/2017/0407.html>.
- [16] Claude E. Shannon, "A Mathematical Theory of Communication," *Bell System Technical Journal*, Vol.27, No. 3, pp. 379–423, 1948.
- [17] G. P. Agrawal, "Nonlinear Fiber Optics 5th Edition," Academic Press, San Diego, 2012.
- [18] A. Mecozzi and R. Essiambre, "Nonlinear Shannon limit in pseudolinear coherent systems," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 30, No. 12, pp. 2011–2024, 2012.
- [19] A. Dal Forno, A. Paradisi, R. Passy, and J. Von der Weid, "Experimental and theoretical modeling of polarization-mode dispersion in single-mode fibers," *IEEE Photon. Technol. Lett.* Vol.12, No.3, pp.296–298, 2000.
- [20] T. Kobayashi, A. Sano, E. Yamada and Y. Miyamoto, "Electro-optically multiplexed 110-Gb/s optical OFDM signal transmission over 80-km SMF without dispersion compensation", *Electron. Lett.*, 44, 225, 2008.
- [21] T. Kobayashi, A. Sano, E. Yamada, E. Yoshida and Y. Miyamoto, "Over 100 Gb/s Electro-Optically Multiplexed OFDM for High-Capacity Optical Transport Network," *J. Lightwave Technol.*, vol.27, no.16, pp.3714,3720, August 15, 2009.
- [22] 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. OFC2010, paper OTuD1, 2010.
- [23] Akihide Sano, Takayuki Kobayashi, Eiji Yoshida, Yutaka Miyamoto, "Ultra-High Capacity Optical Transmission Technologies for 100Tbit/s Optical Transport Networks," IEICE Transactions on Communications, Vol-E94.B, No.2, pp. 400-408, February 6, 2011.
- [24] Takayuki Kobayashi, Akihide Sano, Akihiko Matsuura, Yutaka Miyamoto and Koichi Ishihara, "Nonlinear Tolerant Spectrally-Efficient Transmission Using PDM 64-QAM Single Carrier FDM with Digital Pilot-Tone," Journal of Lightwave Technology, vol.30, no.24, pp. 3805-3815, December 15, 2012.
- [25] Takayuki Kobayashi, Masahito Morimoto, Haruki Ogoshi, Shigehiro Takasaka, Junji Yoshida and Yutaka Miyamoto, "PDM-16QAM WDM Transmission with 2nd-Order Forward-Pumped Distributed Raman Amplification Utilizing Incoherent Pumping," in Proc. OFC2019, paper Tu3F.6, 2019.
- [26] Takayuki Kobayashi, Masahito Morimoto, Haruki Ogoshi, Shigehiro Takasaka, Junji Yoshida and Yutaka Miyamoto, "2nd-order forward-pumped distributed Raman amplification employing SOA-based incoherent light source in PDM-16QAM WDM transmission system," IEICE Communications Express, Article ID 2019XBL0012, February 26, 2019.
- [27] 小林 孝行, 水野 隆之, 芝原 光樹, 宮本 裕, "ペタビット超容量を実現する高密度空間分割多重光伝送技術," レーザー研究, 第 46 巻, 第 8 号, pp.448-453, 2018.
- [28] H. Sanjoh, E. Yamada and Y. Yoshikuni, "Optical orthogonal frequency division multiplexing using frequency/time domain filtering for high spectral efficiency up to 1 bit/s/Hz", in Proc. OFC2002, paper ThD1, 2002.
- [29] E. Yamazaki, F. Inuzuka, A. Takada, K. Yonenaga, and T. Morioka, "Inter-channel crosstalk cancellation by encoding with adjacent channels in coherent WDM" in Proc. OFC 2006, Paper JThB6, 2006.
- [30] T. Healy, A.D. Ellis, F.C. Garcia Gunning, B. Cuenot and M. Rukosueva, "1 b/s/Hz coherent WDM transmission over 112 km of dispersion managed optical fibre coherent WDM" in Proc. OFC 2006, Paper JThB10, 2006.
- [31] S. L. Jansen, I. Morita, T. C. W. Schenk, N. Takeda, and H. Tanaka, "Coherent Optical 25.8-Gb/s OFDM Transmission Over 4160-km SSMF", J. Lightwave Technol., Vol. 26, Issue 1, pp. 6-15, 2007.
- [32] Brendon J. C. Schmidt, Arthur J. Lowery and Jean Armstrong, " Experimental Demonstrations

- of 20 Gbit/s Direct-Detection Optical OFDM and 12 Gbit/s with a Colorless Transmitter", in Proc. OFC2007, paper PDP18, 2007.
- [33] W. Shieh, X. Yi, Y. Ma, and Y. Tang, "Theoretical and experimental study on PMD-supported transmission using polarization diversity in coherent optical OFDM systems," *Opt. Express* 15, pp.9936-9947, 2007.
- [34] Y. Tang, W. Shieh, X. Yi, and R. Evans, "Optimum Design for RF-to-Optical Up-Converter in Coherent Optical OFDM Systems," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 19, no. 7, pp. 483--485, Apr. 2007.
- [35] S. L. Jansen, I. Morita, K. Forozesh, S. Randel, D. van de Borne, and H. Tanaka, "Optical OFDM, a hype or is it for real?" in Proc. ECOC2008, Paper Mo.3.E.3., 2008.
- [36] G. P. Agrawal, *Nonlinear fiber optics*, San Diego: Academic Press, 1995.
- [37] Qi Yang, Yiran Ma, and William Shieh, "107 Gb/s Coherent Optical OFDM Reception Using Orthogonal Band Multiplexing", in Proc. OFC2008, paper PDP7, 2008.
- [38] M. Jinno, H. Takara, B. Kozicki, Y. Tsukishima, T. Yoshimatsu, T. Kobayashi, Y. Miyamoto, K. Yonenaga, A. Takada, O. Ishida, and S. Matsuoka, " Demonstration of Novel Spectrum-Efficient Elastic Optical Path Network with Per-Channel Variable Capacity of 40 Gb/s to Over 400 Gb/s" in Proc. ECOC2008, Paper Th.3.F.6, 2008.
- [39] M. Fujiwara, J. Kani, H. Suzuki, K. Araya and M. Teshima, "Flattened optical multicarrier generation of 12.5 GHz spaced 256 channels based on sinusoidal amplitude and phase hybrid modulation", *Electron. Lett.*, vol. 37, no.15, pp.967-968, 2001.
- [40] M. Sugiyama, M. Doi, F. Futami, S. Watanabe, and H. Onaka, "A low voltage LiNbO₃ phase and intensity integrated modulator for optical frequency comb and short pulse generation," in Proc. ECOC2004, Paper Tu3.4.3., 2004.
- [41] R. van Nee and R. Presad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Norwood, MA: Artech House, 2000.
- [42] Fatima C. Garcia Gunning, T. Healy, and A. D. Ellis, "Dispersion Tolerance of Coherent WDM", *Photonics Technology Letters*, Vol.18, Issue.12, pp.1338-1340, 2006.
- [43] S. Tsukamoto, D.-S.Ly-Gagnon, K. Katoh and K. Kikuchi, "Coherent demodulation of 40-Gbit/s polarization-multiplexed QPSK signals with 16-GHz spacing after 200-km transmission," in Proc. OFC 2005, paper PDP29, 2005.
- [44] T. Kataoka, S. Matsuoka, T. Matsuda, H. Maeda, N. Sakaida, T. Kubo, T. Kotanigawa, and T. Kawasaki, "Field transmission by using a commercially-ready 43 Gbit/s DWDM system

- employing RZ-DQPSK transponders in high-PMD installed fiber,” in Proc. OFC/NFOEC2007, paper JThA45, 2007.
- [45] H. Bulow, W. Baumert, H. Schmuck, F. Mohr, T. Schulz, F. Kuppers and W. Weiershausen, “Measurement of the Maximum Speed of PMD Fluctuation in Installed Field Fiber,” in Proc. OFC/ICOT1999, paper WE4-1, 1999.
- [46] 山田英一，木坂 由明，吉田 英二，宮本 裕，“光ファイバボビンの振動による高速偏波変動,” 2007 信学総大, B-10-49, 2007.
- [47] R. Kudo, T. Kobayashi, K. Ishihara, Y. Takatori, A. Sano and Y. Miyamoto, “Coherent Optical Single Carrier Transmission Using Overlap Frequency Domain Equalization for Long-Haul Optical Systems,” *Journal of Lightwave Technology*, vol.27, no.16, pp. 3721-3728, August 15, 2009.
- [48] E. Yamada, A. Sano, H. Masuda, E. Yamazaki, T. Kobayashi, E. Yoshida, K. Yonenaga, Y. Miyamoto, K. Ishihara, Y. Takatori, T. Yamada and H. Yamazaki, "1Tb/s (111Gb/s/ch x 10ch) No-Guard-Interval CO-OFDM Transmission over 2100 km DSF", in Proc. OECC2008, paper PDP-6, 2008.
- [49] A. Sano, E. Yamada, H. Masuda, E. Yamazaki, T. Kobayashi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, S. Matsuoka, R. Kudo, K. Ishihara, Y. Takatori, M. Mizoguchi, K. Okada, K. Hagimoto, H. Yamazaki, S. Kamei and H. Ishi, “13.4-Tb/s (134 x 111-Gb/s/ch) No-Guard-Interval Coherent OFDM Transmission over 3,600 km of SMF with 19-ps average PMD”, in Proc. ECOC2008, paper Th3.E.1, 2008.
- [50] H. Masuda, E. Yamazaki, A. Sano, T. Yoshimatsu, T. Kobayashi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, S. Matsuoka, Y. Takatori, M. Mizoguchi, K. Okada, K. Hagimoto, T. Yamada and S. Kamei, “13.5-Tb/s (135x111-Gb/s/ch) No-Guard-Interval Coherent OFDM Transmission over 6,248 km Using SNR Maximized Second-Order DRA in the Extended L-band”, in Proc OFC2009, paper PDPB5, 2009.
- [51] M. Salsi, H. Mardoyan, P. Tran, C. Koebele, E. Dutisseuil, G. Charlet and S. Bigo, “155x100Gbit/s coherent PDM-QPSK transmission over 7,200km”, in Proc ECOC, paper PD 2.5, 2009.
- [52] J.-X. Cai, Y. Cai, Y. Sun, C. R. Davidson, D. G. Foursa, A. Lucero, O. Sinkin, W. Patterson, A. Pilipetskii, G. Mohs and N. S. Bergano, “112x112 Gb/s Transmission over 9,360 km with Channel Spacing Set to the Baud Rate (360% Spectral Efficiency)”, Proc ECOC, paper PD 2-1, 2010.
- [53] S. Okamoto, K. Toyoda, T. Omiya, K. Kasai, M. Yoshida and M. Nakazawa, “512 QAM (54

- Gbit/s) Coherent Optical Transmission over 150 km with an Optical Bandwidth of 4.1 GHz”, in Proc ECOC2010, paper PD2.3, 2010.
- [54] S. Yamanaka, T. Kobayashi, A. Sano, H. Masuda, E. Yoshida, Y. Miyamoto, T. Nakagawa, M. Nagatani and H. Nosaka, “11 x 171 Gb/s PDM 16-QAM Transmission over 1440 km with a Spectral Efficiency of 6.4 b/s/Hz using High-Speed DAC”, in Proc. ECOC2010, paper We.8.C.1, 2010.
- [55] P. J. Winzer, A. H. Gnauck, S. Chandrasekhar, S. Druvung, J. Evangelista and B. Zhu, “Generation and 1,200-km Transmission of 448-Gb/s ETDM 56-Gbaud PDM 16-QAM using a Single I/Q Modulator”, in Proc. ECOC2010, paper PD2.2, 2010.
- [56] A. Sano, T. Kobayashi, K. Ishihara, H. Masuda, S. Yamamoto, K. Mori, E. Yamazaki, E. Yoshida, Y. Miyamoto, T. Yamada and H. Yamazaki, “240-Gb/s Polarization-Multiplexed 64-QAM Modulation and Blind Detection Using PLC-LN Hybrid Integrated Modulator and Digital Coherent Receiver”, in Proc. ECOC, paper PD 2.2, 2009.
- [57] D. N. Godard "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems", IEEE Trans. Commun., vol. 28, pp.1867-, 1980.
- [58] S. J. Savory, A.D. Stewart, S. Wood, G. Gavioli, M. G. Taylor, R.I. Killey, P. Bayvel “Digital Equalisation of 40Gbit/s per Wavelength Transmission over 2480km of Standard Fibre without Optical Dispersion Compensation”, in Proc. ECOC 2006, paper Th2.5.5, 2006.
- [59] A. J. Viterbi and A. M. Viterbi, “Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission,” IEEE Trans. Inf. Theory, vol. IT-29, no. 4, pp. 543–551, 1983.
- [60] D.-S. Ly-Gagnon, S. Tsukamoto, K. Katoh and K. Kikuchi, “Coherent detection of optical quadrature phase-shift keying signals with coherent phase estimation,” J. Lightwave Technol., Vol. 24, pp.12–21, 2006.
- [61] P. J. Winzer, A. H. Gnauck, C. R. Doerr, M. Magarini, and L. L. Buhl, “Spectrally Efficient Long-Haul Optical Networking Using 112-Gb/s Polarization-Multiplexed 16-QAM,” J. Lightwave Technol., Vol. 28, NO. 4, pp. 547-556, 2010.
- [62] Xiang Zhou, Jianjun Yu, Ming-Fang Huang, Yin Shao, Ting Wang, Lynn Nelson, Peter Magill, Martin Birk, Peter. I. Borel, David. W. Peckham, and Robert Lingle, “64-Tb/s (640 × 107-Gb/s) PDM-36QAM transmission over 320km using both pre- and post-transmission digital equalization,” in Proc. OFC 2010, paper PDPB9, OFC2010.
- [63] J. Yang, J.-J. Werner, and G. A. Dumont, “The Multimodulus Blind Equalization and Its Generalized Algorithms”, IEEE J. Select. Areas Commun., 20, pp.997–1015, 2002.

- [64] K. C. Hung and D. W. Lin, "Joint carrier recovery and multimodulus blind decision-feedback equalization under high-order QAM," in Proc. Globecom2004, pp. 2281-2285, 2004.
- [65] H. Yamazaki, T. Yamada, T. Goh, Y. Sakamaki and A. Kaneko, "64QAM Modulator with a Hybrid Configuration of Silica PLCs and LiNbO₃ Phase Modulators for 100-Gb/s Applications", in Proc. ECOC2009, paper 2.2.1, 2009.
- [66] Takahide Sakamoto, Akito Chiba and Tetsuya Kawanishi, "50-Gb/s 16 QAM by a quad-parallel Mach-Zehnder modulator," in Proc. ECOC2007, paper PDS 2.8, 2007.
- [67] Y. Sakamaki, H. Yamazaki, T. Mizuno, T. Goh, Y. Nasu, T. Hashimoto, S. Kamei, K. Hattori and H. Takahashi, "One-chip Integrated Dual Polarization Optical Hybrid using Silica-based Planar Lightwave Circuit Technology", in Proc. ECOC2009, paper 2.2.4, 2009.
- [68] C. Xie, "Local oscillator phase noise induced penalties in optical coherent detection systems using electronic chromatic dispersion compensation", in Proc. OFC2009, paper OMT4, 2009.
- [69] H. Ishii, K. Kasaya, and H. Oohashi, "Spectral linewidth reduction in widely wavelength tunable DFB laser array," IEEE J. Select. Topics Quantum Electron., vol. 15, no. 3, pp. 514-520, May. 2009.
- [70] K. Nagayama, M. Kakui, M. Matsui, T. Saitoh, and Y. Chigusa, "Ultra-low-loss (0.1484 dB/km) pure silica core fiber and extension of transmission distance," Electron. Lett., vol. 38, no. 20, pp. 1168-1169, Sept. 2002.
- [71] H. Masuda and Y. Miyamoto, "Low-noise extended L-band phosphorus co-doped silicate EDFA consisting of novel two-stage gain-flattened gain blocks," Electron. Lett., vol. 44, no. 18, pp. 1082-1083, Aug. 2008.
- [72] A. Sano, H. Masuda, T. Kobayashi, M. Fujiwara, K. Horikoshi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, M. Matsui, M. Mizoguchi, H. Yamazaki, Y. Sakamaki, and H. Ishii, "Ultra-High Capacity WDM Transmission Using Spectrally-Efficient PDM 16-QAM Modulation and C- and Extended L-Band Wideband Optical Amplification," J. Lightw. Technol., vol. 29, no.4, pp. 578-586, February 15, 2011.
- [73] G. Charlet, M. Salsi, P. Tran, M. Bertolini, H. Mardoyan, J. Renaudier, O. Bertran-Pardo, and S. Bigo, "72x100 Gb/s transmission over transoceanic distance, using large effective area fiber, hybrid Raman-Erbium amplification and coherent detection," in Proc. OFC/NFOEC2009, paper PDPB6, Mar. 2009.
- [74] S. Chandrasekhar, X. Liu, B. Zhu, and D. W. Peckham, "Transmission of a 1.2-Tb/s 24-carrier no-guard-interval coherent OFDM superchannel over 7200-km of ultra-large-area fiber", in Proc. ECOC2009, paper PD2.6.7, 2009.

- [75] W. Shieh and I. Djordjevic, "OFDM for Optical Communications", Academic Press, 2009
- [76] S. L. Jansen, I. Morita, Tim C. W. Schenk, N Takeda and H, Tanaka, "Coherent Optical 25.8-Gb/s OFDM Transmission Over 4160-km SSMF", *J. Lightw. Technol.*, vol. 26, no. 1, pp. 6–15, 2008.
- [77] H. Takahashi, K. Takeshima, I. Morita, and H. Tanaka, "400-Gbit/s optical OFDM transmission over 80 km in 50-GHz frequency grid," in *Proc. ECOC2010*, paper Tu.3.C.1., 2010.
- [78] X. Liu, S. Chandrasekhar, B. Zhu, P. J. Winzer¹, A. H. Gnauck, and D. W. Peckham, "Transmission of a 448-Gb/s Reduced-Guard-Interval CO-OFDM Signal with a 60-GHz Optical Bandwidth over 2000 km of ULAF and Five 80-GHz-Grid ROADMs", *Proc, OFC2010*, paper PDPC2, 2010.
- [79] K. Ishihara, T. Kobayashi, R. Kudo, Y. Takatori, A. Sano and Y. Miyamoto, "Frequency-domain equalization for coherent optical single-carrier transmission systems", *IEICE Trans. Commun.*, vol.E92 B, no.12, pp.3736-3743, 2009.
- [80] H. G. Myung, J. Lim and D. J. Goodman, "Single carrier FDMA for uplink wireless transmission," *IEEE Vehic. Tech. Mag.*, vol. 1, pp. 30-38, 2006.
- [81] W. Shieh and Y. Tang, "Ultrahigh-Speed Signal Transmission Over Nonlinear and Dispersive Fiber Optic Channel: The Multicarrier Advantage," *IEEE Photonics J.*, vol. 2, no. 3, pp. 276-283, 2010
- [82] S. L. Jansen, "Multi-carrier approaches for next-generation transmission: Why, Where and How?," *Proc, OFC2012*, paper OTh1B, 2012.
- [83] 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" *Proc. ECOC2011*, paper Th13.C.6, 2011.
- [84] Y. Tang, W. Shieh, and B. S. Krongold, "DFT-spread OFDM for fiber nonlinearity mitigation," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, VOL. 22, NO. 16, pp.1250-1252 , 2010
- [85] A. Li, X. Chen, G. Gao, A. Al Amin, W. Shieh, and B. S. Krongold, "Transmission of 1.63-Tb/s PDM-16QAM Unique-word DFT-Spread-OFDM Signal over 1,010-km SSMF," *Proc. OFC2012*, paper OW4C.1, 2012.
- [86] 100G CI-BCH-4TM eFEC technology (www.microsemi.com).
- [87] Y. Miyata, K. Sugihara, W. Matsumoto, K. Onohara, K. Kubo, H. Yoshida, and T. Mizuochi.,

- “A triple-concatenated FEC using soft-decision decoding for 100 Gb/s optical transmission,” Proc. OFC/NFOEC 2010, paper OThL3, 2010
- [88] K. Kikuchi, M. Fukase and S.-Y. Kim, "Electronic post-compensation for nonlinear phase in a 1000-km 20-Gbit/s optical QPSK transmission system using the homodyne receiver with digital signal processing," OFC/NFOEC2007, paper OTuA2.
- [89] E. Ip and J.M. Kahn, "Compensation of Dispersion and Nonlinear Impairments Using Digital Backpropagation", J. Lightwave Technology, 26(20), 3416-25 (2008)
- [90] Lei Li, Zhenning Tao, Liang Dou, Weizhen Yan, Shoichiro Oda, Takahito Tanimura, Takeshi Hoshida, and Jens C. Rasmussen, "Implementation Efficient Nonlinear Equalizer Based on Correlated Digital Backpropagation", Proc. OFC2011, paper OWW3, 2011
- [91] E. Yamazaki, H. Masuda, A. Sano, T. Yoshimatsu, T. Kobayashi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, R. Kudo, K. Ishihara, M. Mtsui and Y. Takatori, "Multi-staged nonlinear compensation in coherent receiver for 12,015 km WDM transmission of 10-ch x 111 Gbit/s no-guard-interval co-OFDM," Electron. Lett., No.45, No.31, p.695-697, 2009.
- [92] E. Yamazaki, A. Sano, T. Kobayashi, W. Yoshida, and Y. Miyamoto, "Mitigation of Nonlinearities in Optical Transmission Systems". Proc. OFC2011, paper OThF1, 2011
- [93] R. Weidenfeld, M. Nazarathy, R. Noe and I. Shpantzer, "Volterra nonlinear compensation of 112 Gb/s ultra-long-haul coherent optical OFDM based on frequency-shaped decision feedback," Proc ECOC2009, paper 2.3.3, 2009.
- [94] F.P. Guiomar, J.D. Reis, A. Teixeira and A.N Pinto, "Mitigation of Intra-Channel Nonlinearities Using a Frequency-Domain Volterra Series Equalizer", Proc. ECOC2011, paper Tu.6.B.1, 2011.
- [95] E. Ip, Y-K, Huang, E. Mateo, Y. Aono, Y. Yano, T. Tajima and T. Wang, "Inter channel Nonlinearity Compensation for 3 λ x 114-Gb/s DP-8QAM using Three Synchronized Sampling Scopes," Proc. OFC2012, paper OM3A.6, 2012.
- [96] B. Inan, S. Randel, S. L. Jansen, A. Lobato, S. Adhikari, N. Hanik, "Pilot-Tone-based nonlinearity compensation for optical OFDM systems," Proc ECOC2010, paper Tu.4.A.6, 2010
- [97] L. Du and A. Lowery, "Experimental demonstration of pilot-based XPM nonlinearity compensator for CO-OFDM systems," Proc. ECOC2011 paper Th.11.B.4, 2011.
- [98] T. Kobayashi, A. Sano, A. Matsuura, E. Yamazaki, E. Yoshida, Y. Miyamoto, T. Nakagawa, Y. Sakamaki, and T. Mizuno, "120-Gb/s PDM 64-QAM transmission over 1,280 km using

- multi-staged nonlinear compensation in digital coherent receiver," in Proc. OFC2011, paper OThF6, 2011.
- [99] K. Yonenaga, A. Sano, E. Yamazaki, F. Inuzuka, Y. Miyamoto, A. Takada and T. Yamada, "100 Gbit/s all-optical OFDM transmission using 4 x 25 Gbit/s optical duobinary signals with phase-controlled optical sub-carriers," Proc. OFC2008, paper JThA48, 2008.
- [100] 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," Proc. European Conference on Optical Communication 2018, Rome, Italy, We3G.5, Sept. 2018. DOI: 10.1109/ECOC.2018.8535182
- [101] M. Ionescu, L. Galdino, A. Edwards, J. James, W. Pelouch, E. Sillekens, D. Semrau, D. Lavery, R. I. Killey, S. Barnes, P. Bayvel, and S. Desbruslais, "91 nm C+L Hybrid Distributed Raman-Erbium-Doped Fibre Amplifier for High Capacity Subsea Transmission," Proc. European Conference on Optical Communication 2018, Rome, Italy, Mo4G.2, 2018.
- [102] X. Zhou, L. E. Nelson, R. Isaac, P. D. Magill, B. Zhu, D. W. Peckham, P. Borel, and K. Carlson, "4000km Transmission of 50GHz spaced, 10x494.85-Gb/s Hybrid 32-64QAM using Cascaded Equalization and Training-Assisted Phase Recovery," Proc. Optical Fiber Communication Conference, Los Angeles, California United States, PDP5C.6, Mar. 2012.
- [103] M. A. Iqbal, M. Tan and P. Harper, "Evaluation of RIN Mitigated Dual Order Bidirectional Distributed Raman Amplification Using a Broadband First Order Forward Pump," Proc. European Conference on Optical Communication 2017, Gothenburg, Sweden, P1.SC1-13, 2017. DOI: 10.1109/ECOC.2017.8345888
- [104] M. Morimoto, H. Ogoshi, J. Yoshida, S. Takasaka, A. Sano and Y. Miyamoto, "Co-Propagating Dual-Order Distributed Raman Amplifier Utilizing Incoherent Pumping," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 29, no. 7, pp. 567-570, April, 2017. DOI: 10.1109/LPT.2017.2655043
- [105] T. Kobayashi, M. Morimoto, H. Ogoshi, J. Yoshida, S. Takasaka and Y. Miyamoto, "PDM-16QAM WDM Transmission with 2nd-Order Forward-Pumped Distributed Raman Amplification Utilizing Incoherent Pumping," Proc. Optical Fiber Communication Conference, San Diego, California United States, Tu3F.6., Mar. 2019.
- [106] K. Keita, P. Delaye, R. Frey, and G. Roosen, "Relative intensity noise transfer of large-bandwidth pump lasers in Raman fiber amplifiers," J. Opt. Soc. Am. B vol.23, issue 12, pp.2479-2485, 2006.
- [107] M. Morimoto, H. Ogoshi, J. Yoshida, S. Takasaka, A. Sano and Y. Miyamoto, "Co-propagating

- distributed Raman amplifier utilizing incoherent pumping,” in Proc. SPIE Photonics west OPTO 2019, San Francisco, California, United States, 10946-21, 2019.
- [108] J. -X. Cai, H. G. Batshon, M. V. Mazurczyk, O. V. Sinkin, D. Wang, M. Paskov, C. R. Davidson, W. W. Patterson, M. A. Bolshtyansky, and D. G. Foursa, “51.5 Tb/s Capacity over 17,107 km in C+L Bandwidth Using Single Mode Fibers and Nonlinearity Compensation,” in Proc. ECOC 2017, paper Th.PDP.A.2., 2017.
- [109] Oleg V. Sinkin, Alexey V. Turukhin, Yu Sun, Hussam G. Batshon, Matt V. Mazurczyk, Carl R. Davidson, Jin-Xing Cai, Will W. Patterson, Maxim A. Bolshtyansky, Dmitri G. Foursa, and Alexei N. Pilipetskii, “SDM for power-efficient undersea transmission,” *J. Lightw. Tech.*, vol. 36, pp. 361–371, 2018.
- [110] T. Morioka, “New Generation Optical Infrastructure Technologies: “EXAT Initiative” Towards 2020 and Beyond,” in Proc. OECC2009, paper FT4, 2009.
- [111] 宮本 裕, 川村 龍太郎, “大容量光ネットワークの進化を支える空間多重光通信技術,” *NTT Technical Review*, Vol. 15, No. 6, 2017.
- [112] Y. Sasaki, K. Takenaga, K. Aikawa, Y. Miyamoto and T. Morioka, “Single-Mode 37-Core Fiber with a Cladding Diameter of 248 μm ,” in Proc. OFC2017, paper Th1H.2., 2017.
- [113] R. Ryf, R.-J. Essiambre, S. Randel, A. H. Gnauck, P. J. Winzer, T. Hayashi, T. Taru and T. Sasaki, “MIMO-Based Crosstalk Suppression in Spatially Multiplexed 3 56-Gb/s PDM-QPSK Signals for Strongly Coupled Three-Core Fiber,” *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*, VOL. 23, NO. 20, OCTOBER 15, 2011.
- [114] N. K. Fontaine, R. Ryf, H. Chen, A. V. Benitez, B. Guan, R. Scott, B. Ercan, S. J. B. Yoo, L. E. Grüner-Nielsen, Y. Sun and R. J. Lingle, “30x30 MIMO Transmission over 15 Spatial Modes,” in Proc. OFC2015, paper Th5C.1., 2015.
- [115] T. Hayashi, T. Nagashima, K. Yonezawa, Y. Wakayama, D. Soma, K. Igarashi, T. Tsuritani and T. Sasaki, “6-mode 19-core Fiber for Weakly-coupled Mode-multiplexed Transmission over Uncoupled Cores,” in Proc OFC2016, paper W1F.4., 2016.
- [116] T. Sakamoto, T. Matsui, K. Saitoh, S. Saitoh, K. Takenaga, T. Mizuno, Y. Abe, K. Shibahara, Y. Tobita, S. Matsuo, K. Aikawa, S. Aozasa, K. Nakajima and Y. Miyamoto, “Low-loss and Low-DMD Few-mode Multi-core Fiber with Highest Core Multiplicity Factor,” in Proc. OFC2016, paper Th5.A.2., 2016.
- [117] H. Takara, A. Sano, T. Kobayashi, H. Kubota, H. Kawakami, A. Matsuura, Y. Miyamoto, Y. Abe, H. Ono, K. Shikama et al.” 1.01-Pb/s (12 SDM/222 WDM/456 Gb/s) Crosstalk-managed Transmission with 91.4-b/s/Hz Aggregate Spectral Efficiency,” in Proc. ECOC2012,

paper Th3.C.1., 2012.

- [118] D. Qian, E. Ip, M-F. Huang, M-J. Li, A. Dogariu, S. Zhang, Y. Shao, Y-K. Huang, Y. Zhang, X. Cheng et al., "1.05Pb/s Transmission with 109b/s/Hz Spectral Efficiency using Hybrid Single- and Few-Mode Cores," in Proc. FIO2012, paper FW6C.3., 2012.
- [119] D. Soma, K. Igarashi, Y. Wakayama, K. Takeshima, Y. Kawaguchi, N. Yoshikane, T. Tsuritani, I. Morita and M. Suzuki, "2.05 Peta-bit/s Super-Nyquist-WDM SDM Transmission Using 9.8-km 6-mode 19-core Fiber in Full C band," in Proc. ECOC2015, paper PDP3.2., 2015.
- [120] B. J. Puttnam, R. S. Luís, W. Klaus, J. Sakaguchi, J.-M. Delgado Mendinueta, Y. Awaji, N. Wada, Y. Tamura, T. Hayashi, M. Hirano and J. Marcianete, "2.15 Pb/s Transmission Using a 22 Core Homogeneous Single-Mode Multi-Core Fiber and Wideband Optical Comb," in Proc. ECOC2015, paper PDP3.1., 2015.
- [121] D. Soma, Y. Wakayama, S. Beppu, S. Sumita, T. Tsuritani, T. Hayashi, T. Nagashima, M. Suzuki, H. Takahashi, K. Igarashi et al., "10.16 Peta-bit/s Dense SDM/WDM transmission over Low-DMD 6-Mode 19-Core Fibre across C+L Band," in Proc. ECOC2017, paper Th.PDP.A.1., 2017.
- [122] T. Kobayashi, M. Nakamura, F. Hamaoka, K. Shibahara, T. Mizuno, A. Sano, H. Kawakami, A. Isoda, M. Nagatani, H. Yamazaki et al., "1-Pb/s (32 SDM/46 WDM/768 Gb/s) C-band Dense SDM Transmission over 205.6-km of Single-mode Heterogeneous Multi-core Fiber using 96-Gbaud PDM-16QAM Channels," in Proc. OFC2017, paper Th5B.1., 2017.
- [123] 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 Technology*, Vol.34, No.7, pp.1579-1584, 2016.
- [124] ETSI, "Digital Video Broadcasting (DVB) User guidelines for the second generation system for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2)," Technical Report 102 376, V.1.1.1, 2005.
- [125] Y. Sasaki, R. Fukumoto, K. Takenaga, K. Aikawa, K. Saitoh, T. Morioka and Y. Miyamoto, "Crosstalk-Managed Heterogeneous Single-Mode 32-Core Fibre," in proc. ECOC 2016, paper W.2.B.2, 2016.
- [126] T. Mizuno, K. Shibahara, F. Ye, Y. Sasaki, Y. Amma, K. Takenaga, Y. Jung, K. Pulverer, H. Ono, Y. Abe, M. Yamada, K. Saitoh, S. Matsuo, K. Aikawa, M. Bohn, D. J. Richardson, Y. Miyamoto and T. Morioka, "Long-Haul Dense Space-Division Multiplexed Transmission Over Low-Crosstalk Heterogeneous 32-Core Transmission Line Using a Partial Recirculating Loop System," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 35, No. 3, pp.488-498, 2017.

- [127] R. Rios-Müller, J. Renaudier, and G. Charlet, "Blind Receiver Skew Compensation and Estimation for Long-Haul Non-Dispersion Managed Systems Using Adaptive Equalizer," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 33, No. 7, pp.1315-1318, 2015.

謝辞

本論文をまとめるにあたり、早稲田大学 理工学術院 先進理工学部 小松進一 教授、北智洋 准教授ならびに基幹理工学部 前原文明 教授には、懇切なるご指導を賜り、ご議論を通じて貴重なご意見を頂戴いたしました。ここに謹んで御礼申し上げます。早稲田大学 理工学部 応用物理学科ならびに同大学院 物理学及応用物理学専攻在学時から本論文の執筆に至る今日まで、多大なご指導とご鞭撻を賜り、光通信分野へと進む機会を頂いた早稲田大学 理工学術院 中島啓幾 教授(現名誉教授)に心より感謝いたします。

本論文でまとめた研究は、NTT 未来ねっと研究所フォトニクストランスポートネットワーク研究部において実施されたものです。本研究の実施にあたり、その機会を与えていただき、多くのご指導と激励をいただきました。元 NTT 未来ねっと研究所 萩本 和男 所長(現 NTT エレクトロニクス株式会社 相談役)、元 NTT 未来ねっと研究所フォトニクストランスポートネットワーク研究部 日比野善典 部長 (現 NTT エレクトロニクス株式会社)、松岡伸治 部長 (現 NTT アドバンステクノロジー株式会社)、鈴木扇太 部長 (現 NTT エレクトロニクス株式会社)、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)に心より感謝いたします。

本論文でまとめたすべての研究の遂行にあたって、NTT 入社以来、研究グループのリーダーとしてご指導いただいた宮本裕 上席特別研究員には、光通信分野では新しいテーマとなるデジタル信号処理に取り組む機会を与えていただき、数々のご助言とご教示をいただきました。ここに、深く感謝いたします。また、入社時の OJT の指導者および直接の上司として、大容量光伝送実験の手法など深くご指導いただきました佐野明秀 主任研究員(現立命館大学 教授)には、数多のご助言、ご議論のいただき、厚く御礼申し上げます。

デジタルコヒーレント光伝送方式の研究にあたっては、フォトニクストランスポートネットワーク研究部において、貴重なご助言、ご討論をいただいた吉田英二 主任研究員(現 NTT エレクトロニクス株式会社)、増田浩次 主任研究員(現島根大学 教授)、山田英一 主任研究員、山崎悦史 主任研究員、米永一茂 主任研究員(現 NTT エレクトロニクス株式会社)、山中祥吾 主任研究員、高良秀彦 主任研究員 (現沖縄工業高等専門学校 教授)、水野隆之 主任研究員、芝原光樹 研究主任、濱岡福太郎 主任研究員、中村政則 研究員に深く感謝いたします。

また、デジタル信号処理の光伝送方式への適用にあたっては、無線伝送分野の知見を取り入れることで検討が加速化でき、技術レクチャーや有益な議論の機会を多くいただいた、元 NTT 未来ねっと研究所ワイヤレスシステムイノベーション研究部で、現 NTT アクセスサービスシステム研究所 無線アクセスプロジェクトの鷹取泰司 主幹研究員、松井宗大 主任研究員、石原浩一 主任研究員および、溝口 匡人主幹研究員(現 NTT アドバンステクノロジー株式会社)、中川匡夫 主幹研究員(現鳥取大学 教授)、工藤理一 主任研究員(現 NTT 未来ねっと研究所 メディアイノベーション研究部)には、感謝の意を表します。

本研究においては、高速光・電気デバイス技術について、NTT フォトニクス研究所（現先端集積デバイス研究所およびデバイスイノベーションセンタ）の研究者の方々に多大なご協力とご議論をいただきました。高速電気デバイスに関しては、佐野公一 主任研究員（現 NTT エレクトロニクス株式会社）、野坂秀之 主幹研究員、長谷宗彦 特別研究員に大変お世話になりました。平面型光導波回路技術を用いた多値変調用 LN 変調器に関しては山崎裕史 特別研究員に、集積光 90 度ハイブリッドに関しては、山田貴 主任研究員、坂巻洋平 主任研究員にデバイスを作成・提供いただきました。ここに深く感謝いたします。

本研究にあたっては、NTT 研究所外の研究機関の皆様にも、多大なご協力を賜っております。空間分割多重技術に関しては、「再構成可能なインフラのためのスケーラブル・フレキシブル光通信技術の研究開発 (SAFARI)」プロジェクトのデンマーク工科大学 盛岡敏夫教授をはじめとして、参画機関である株式会社フジクラ、サザンプトン大学、コリアント有限会社の皆様には、議論の機会をいただき、深く感謝申し上げます。また、分布ラマン増幅の検討にあたっては、インコヒーレント光源技術に関して多大なご協力と本論文執筆へのご理解をいただいた古河電気工業株式会社の大越 春喜シニア・フェローに感謝いたします。

最後に、研究の遂行と本論文の執筆にあたり、支えてくれた妻 麻莉子、長女 加奈子、次女 理佐子に心より感謝します。

略語一覧

ADC	Analog-to-Digital Converter, AD 変換器
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AEQ	Adaptive Equalization/Equalizer, 適応等化(器)
A-MUX	Analog Multiplexer, アナログマルチプレクサ
ASE	Amplified Spontaneous Emission, 自然放出光
AWG	Arbitrary Waveform Generator, 任意波形発生器
BER	Bit Error Ratio, 符号誤り率
BPD	Balanced Photo Detector, バランス型光受信機
BPSK	Binary Phase Shift Keying, 2 値位相偏移変調
BWA	Broadband Wireless Access, 広帯域移動無線アクセス
CC-MCF	Coupled-core Multi-core Fiber, 結合型マルチコアファイバ
CD	Chromatic Dispersion, 波長分散
CI	Cyclic Prefix, 巡回プレフィックス
CMA	Constant Modulus Algorithm, 定包絡線アルゴリズム
CMMA	Cascaded Multi Modulus Algorithm,
CW	Continuous Wave
DAC	Digital-to-Analog Converter, DA 変換器
DBP	Digital Back-propagation, デジタル逆伝搬法
DCF	Dispersion Compensation Fiber, 分散補償ファイバ
DD-LMS	Decision Directed Least-Mean Square, 判定指向型最小平均二乗
DFB-LD	Distributed Feed-Back Laser Diode, 分布帰還型レーザーダイオード
DFE	Decision Feedback Equalizer, 判定帰還型等化器
DFT	Discrete Fourier Transform, 離散フーリエ変換
DP-AM-DAC	Digital Pre-processed Analog Multiplexed Digital-to-analog-converter
DPOH	Dual Polarization Optical 90 degree Hybrid, 偏波多重光 90 度ハイブリッド
DPSK	Differential Phase Shift Keying, 差動位相偏移変調
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying, 差動 4 相偏移変調
DRA	Distributed Raman Amplifier, 分布ラマン増幅器
DSDM	Dense Space division Multiplexing, 高密度空間分割多重
DSO	Digital Storage Oscilloscope, デジタルオシロスコープ
DSP	Digital Signal Processing, デジタル信号処理
E/O	Electrical-to-optical Conversion, 電気・光変換
ECL	External Cavity Laser, 外部共振器型レーザ

EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier, エルビウム添加ファイバ増幅器
EEPN	Equalization-Enhanced phase noise
ETDM	Electrical Time-Division Multiplexing, 時分割多重
FBG	Fiber Brag Grating, ファイバーブラッググレーティング
FDE	Frequency Domain Equalizer, 周波数領域等化器
FEC	Forward Error Correction, 前方誤り訂正
FFT	Fast Fourier Transform, 高速フーリエ変換
FI/FO	Fan-in/Fan-out, ファンイン・ファンアウト
FIR	Finite Impulse Response, 有限インパルス応答
FMF	Few-Mode Fiber, 数モードファイバ
FM-MCF	Few-Mode Multi-core Fiber, 数モードマルチコアファイバ
FP-LD	Fabry-Perot Laser Diode, ファブリペローレーザーダイオード
FSR	Free Spectral Range, 自由スペクトルレンジ
FWM	Four Wave Mixing, 四光波混合
GEQ	Gain Equalizer, ゲイン等化器
GFF	Gain Flattening Filter, ゲイン平坦化フィルタ
GI	Guard Interval, ガードインターバル
HWHM	Half Width at Half Maximum, 半値半幅
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform, 逆高速フーリエ変換
IL	Inter-leaver, インターリーバ
IMDD	Intensity Modulation and Direct Detection, 直接変調・直接検波
IQ	In-phase and Quadrature, 同相・直交位相
LDPC	Low density parity check, 低密度パリティチェック
LMS	Least-mean Square, 最小二乗平均
LN	LiNbO ₃ , ニオブ酸リチウム
LO	Local Oscillator, 局部発振光源
LPF	Low Pass Filter, 低域通過フィルタ
LSPS	Loop-synchronous Polarization Scrambler, ループ同期偏波スクランブラ
MBH	Mobile backhaul, モバイルバックホール
MCF	Multi-core Fiber, マルチコアファイバ
MFH	Mobile fronthaul, モバイルフロントホール
MIMO	Multi-input Multi-output
MMA	Multi Modulus Algorithm
MMSE	Minimum Mean Square Error, 最小平均二乗誤差
MZDI	Mach-Zehnder Delay Interferometer, マッハツェンダ遅延干渉計
MZM	Mach-Zehnder Modulator, マッハツェンダ変調器
NCO	Numerically Controlled Oscillator, 数値制御発振器

NF	Noise Figure, 雑音指数
O/E	Optical-to-electrical conversion, 光・電気変換
OBPF	Optical Band Pass Filter, 光バンドパスフィルタ
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 直交周波数分割多重
OOK	On-Off Keying, オンオフキーイング
OPC	Optical Phase Conjugation, 光位相共役
OSNR	Optical Signal-to-Noise Ratio, 光信号対雑音比
PAPR	Peak -to-Average Power Ratio, ピーク対平均電力比
PBC	Polarization Beam Combiner, 偏波ビームコンバイナ
PD	Phase Detector, 位相検出器
PDFA	Praseodymium-Doped Fiber Amplifier, リン添加ファイバ増幅器
PDM	Polarization Division Multiplexing, 偏波多重
PLC	Planar Lightwave Circuit, 平面光波回路
PLL	Phase Lock Loop, 位相同期回路
PMD	Polarization Mode Dispersion, 偏波モード分散
PRBS	Pseudo Random Binary Sequence, 疑似ランダムパターン
PSCF	Pure-Silica Core Fiber, 純シリカコアファイバ
PSR	Pilot-to-signal Power Ratio, パイロット対信号電力比
QAM	Quadrature Amplitude Modulation, 直交振幅変調
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying, 四位相偏移変調
RIN	Relative Intensity Noise, 相対強度雑音
ROADM	Reconfigurable optical add/drop multiplexer, 再構成可能な光分岐挿入装置
SC-FDM	Single Carrier Frequency Division Multiplexing, シングルキャリア周波数分割多重
SMF	Single Mode Fiber, シングルモードファイバ
SNR	Signal-to-Noise Ratio, 信号対雑音比
SOA	Semiconductor Optical Amplifier, 半導体光増幅器
SPM	Self Phase Modulation, 自己位相変調
SW	Switch, スイッチ
TDE	Time domain Equalizer, 時間領域等化器
TS	Training Sequence, トレーニング信号
WDM	Wavelength Division Multiplexing, 波長分割多重
WSS	Wavelength Selective Switch, 波長選択性スイッチ
XPM	Cross Phase Modulation, 相互位相変調

研究業績

本論文に関するもの

査読付きレター, 論文

1. Takayuki Kobayashi, Akihide Sano, Eiichi Yamada, Yutaka Miyamoto, Hidehiko Takara and Atsushi Takada, "Electro-optically multiplexed 110 Gbit/s optical OFDM signal transmission over 80 km SMF without dispersion compensation," Electronics Letters, vol.44, no.3, pp.225,226, January 31, 2008.
2. Takayuki Kobayashi, Akihide Sano, Eiichi Yamada, Eiji Yoshida and Yutaka Miyamoto, "Over 100 Gb/s Electro-Optically Multiplexed OFDM for High-Capacity Optical Transport Network," Journal of Lightwave Technology, vol.27, no.16, pp.3714,3720, August 15, 2009.
3. Akihide Sano, Takayuki Kobayashi, Eiji Yoshida, Yutaka Miyamoto, "Ultra-High Capacity Optical Transmission Technologies for 100Tbit/s Optical Transport Networks," IEICE Transactions on Communications, Vol-E94.B, No.2, pp. 400-408, February 6, 2011.
4. Takayuki Kobayashi, Akihide Sano, Akihiko Matsuura, Yutaka Miyamoto and Koichi Ishihara, "Nonlinear Tolerant Spectrally-Efficient Transmission Using PDM 64-QAM Single Carrier FDM with Digital Pilot-Tone," Journal of Lightwave Technology, vol.30, no.24, pp. 3805-3815, December 15, 2012.
5. 小林 孝行, 水野 隆之, 芝原 光樹, 宮本 裕, "ペタビット超容量を実現する高密度空間分割多重光伝送技術," レーザー研究, 第 46 巻, 第 8 号, pp.448-453, 2018.
6. Takayuki Kobayashi, Masahito Morimoto, Haruki Ogoshi, Shigehiro Takasaka, Junji Yoshida and Yutaka Miyamoto, "2nd-order forward-pumped distributed Raman amplification employing SOA-based incoherent light source in PDM-16QAM WDM transmission system," IEICE Communications Express, Article ID 2019XBL0012, February 26, 2019.

国際会議, 査読あり

1. T. Kobayashi, A. Sano, E. Yamada, Y. Miyamoto, H. Takara and A. Takada, "Electro-optically subcarrier multiplexed 110 Gb/s OFDM signal transmission over 80 km SMF without dispersion compensation," in Proc. Optoelectronics and Communications Conference (OECC) 2007, Paper PD1-6, 2007.

2. 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. OFC2010, paper OTuD1, 2010.
3. T. Kobayashi, "High-order QAM transmission for the future optical transport network beyond 100 Gb/s," in Proc. SPIE 7960, Coherent Optical Communication: Components, Subsystems, and Systems, paper 79600K, 2011.
4. T. Kobayashi, A. Sano, A. Matsuura, E. Yamazaki, E. Yoshida, Y. Miyamoto, T. Nakagawa, Y. Sakamaki, and T. Mizuno, "120-Gb/s PDM 64-QAM transmission over 1,280 km using multi-staged nonlinear compensation in digital coherent receiver," in Proc. OFC2011, paper OThF6, 2011.
5. T. Kobayashi, A. Sano, A. Matsuura, T. Nakagawa, E. Yoshida, and M. Yutaka, "Ultra high capacity transmission based on high-order QAM for future optical transport networks," in Proc. SPPcom2011, paper SPMA3, 2011.
6. T. Kobayashi, A. Sano, A. Matsuura, 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. ECOC2011, paper Th.13.C.6., 2011.
7. T. Kobayashi, A. Sano, A. Matsuura, Y. Miyamoto, and K. Ishihara, "Nonlinear tolerant long-haul WDM transmission over 1200km using 538Gb/s/ch PDM-64QAM SC-FDM signals with pilot tone," in Proc. OFC2012, paper OM2A.5, 2012.
8. T. Kobayashi, A. Sano, A. Matsuura, Y. Miyamoto, and K. Ishihara, "High-Order QAM Transmission for Spectrally-efficient and High-capacity Transport," in Proc. OFC2012, paper OM2A.3, 2012.
9. T. Kobayashi, M. Nakamura, F. Hamaoka, K. Shibahara, T. Mizuno, A. Sano, H. Kawakami, A. Isoda, M. Nagatani, H. Yamazaki, Yutaka Miyamoto, 他 11 名, "1-Pb/s (32 SDM/46 WDM/768 Gb/s) C-band Dense SDM Transmission over 205.6-km of Single-mode Heterogeneous Multi-core Fiber using 96-Gbaud PDM-16QAM Channels," in Proc. OFC2017, paper Th5B.1, 2017.
10. T. Kobayashi, M. Morimoto, H. Ogoshi, S. Takasaka, J. Yoshida and Y. Miyamoto, "PDM-16QAM WDM Transmission with 2nd-Order Forward-Pumped Distributed Raman Amplification Utilizing Incoherent Pumping," in Proc. OFC2019, paper Tu3F.6, 2019.

国内会議・研究会，査読なし

1. 小林 孝行, 佐野 明秀, 山田 英一, 宮本 裕, ” 大容量光ネットワークのための 100Gb/s 級の光 OFDM 伝送方式の検討,” 信学技報, vol.108, no.133, OCS2008-27, pp.37-40, 2008 年 7 月.
2. 小林 孝行, 佐野 明秀, 石原 浩一, 吉田 英二, 宮本 裕, 山崎 裕史, 山田 貴, ” 将来光ネットワークのための 160Gb/s 光 16QAM の長距離伝送技術,” 信学技報, vol.110, no.152, OCS2010-33, pp. 51-55, 2010 年 7 月.
3. 小林 孝行, 中村 政則, 濱岡 福太郎, 芝原 光樹, 水野 隆之, 佐野 明秀, 川上 広人, 磯田 暁, 長谷 宗彦, 山崎 裕史, 宮本 裕, 安間 淑通, 佐々木 雄佑, 竹永 勝宏, 愛川 和彦, ” 100GBaud 級 16QAM 信号を用いた 1 ペタビット高密度空間多重 (DSDM) 光伝送技術 ～ OFC2017 ポストデッドライン報告 ～,” 信学技報, vol.117, no.26, OCS2017-7, pp. 25-27, 2017 年 5 月.

他関連発表 7 件

特許

1. 小林 孝行, 佐野 明秀, 宮本 裕 “光変調回路及び光伝送システム,”特許第 4906103 号, 2012.1.20.
2. 小林 孝行, 佐野 明秀, 石原 浩一, 宮本 裕 “デジタルサンプル処理方法、デジタルサンプル処理装置、及びプログラム,” 特許第 5312384 号, 2013.7.12.
3. 小林 孝行, 中川 匡夫, 宮本 裕, 佐野 明秀, 高良 秀彦, 水野 隆之, “空間多重光伝送システム,” 特許第 5795669 号, 2015.8.21.

他関連主著特許 9 件