



HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	光パラメトリック信号処理による広帯域・低雑音光伝送システムに関する研究
Author(s)	清水, 新平
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(情報科学)
Dissertation Number	甲第16988号
Issue Date	2026-03-25
DOI	https://doi.org/10.14943/doctoral.k16988
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/99832
Type	doctoral thesis
File Information	Shimpei_Shimizu.pdf, 全文



博士論文

光パラメトリック信号処理による
広帯域・低雑音光伝送システムに関する研究

Study on Wideband and Low-Noise Optical Transmission Systems
Based on Optical Parametric Signal Processing

北海道大学 大学院情報科学院

Graduate School of Information Science and Technology, Hokkaido University

清水 新平

Shimpei Shimizu

概 要

光ファイバを伝送媒体とする光伝送システムは、長距離かつ高速な情報通信手段として、現代の高度情報化社会の根幹を担う技術となっている。1990 年代後半には、光の波長（周波数）方向の直交性を利用し、異なる波長に異なる情報を変調して多重伝送する波長分割多重 (WDM) 方式と、エルビウム添加光ファイバ増幅器 (EDFA) を用いて光信号を光のまま中継する光増幅中継技術によって、経済的な長距離大容量伝送技術が確立された。現在では、2010 年代より導入された、デジタル信号処理と光の波としての性質を最大限活用したデジタルコヒーレント方式を基盤として、光ファイバー一本あたり 10 テラビット毎秒級の伝送容量で数百 km 以上にわたり増幅中継伝送が可能なシステムが実現されている。

このように、増加し続ける通信トラフィックを様々な技術のタイムリーな導入によって支えてきた光伝送システムであるが、その性能は限界に近づきつつあり、さらなる性能向上を実現するには新たな技術革新が必要となる。そこで本論文では、光伝送システムの性能を制限する要因として、光増幅器の自然放出光雑音による標準量子限界、光ファイバ中の三次非線形光学効果に起因する信号歪みによる非線形シャノン限界、伝送帯域の 3 点に着目し、これらを克服する手段として光パラメトリック信号処理の適用を検討した。光パラメトリック信号処理は、非線形光学効果を利用して信号を増幅する光パラメトリック増幅器 (OPA) によって様々な信号処理を全光学的に施す技術である。本研究では、高効率な周期分極反転ニオブ酸リチウム (PPLN) 導波路デバイスを基盤とした二次非線形光学効果による OPA の適用によって、従来の限界を超えた光伝送システムの広帯域化と低雑音化によるさらなる性能向上の可能性について検討した。以下、本論文の要旨を各章ごとに述べる。

第 1 章では、本論文の研究背景として、陸上系基幹光ファイバ伝送システムの変遷を例とし、光伝送システムの現状の到達点とさらなる高度化に向けた課題についてまとめた。第 2 章では、光パラメトリック増幅器 (OPA) の基本原理と、位相感應増幅器 (PSA)、光位相共役変換 (OPC)、波長変換、広帯域増幅中継の 4 つの光パラメトリック信号処理技術について、その基本的なコンセプトと光伝送システム応用に関する先行研究をまとめた。

第 3 章では、光パラメトリック信号処理を用いた伝送システムの設計項目を明確にすることを目的として、OPA の飽和領域での動作が光信号に与えるペナルティについて網羅的な実験評価を行った。信号品質の過剰な劣化を抑制するためには高い光パワーで光信号を取り扱う必要があるため、高パワー入出力時の特性を明らかにすることが重要となる。また、第 4 章では、ポンプレーザの要求特性を明確にするため、ポンプ位相雑音が信号品質に与える影響について、様々なユースケースでの評価を行った。伝送システム応用においては光ファイバ伝送に伴う波長分散の累積との相互作用で過剰なペナルティが生じることを見出し、その定量化と軽減方法の提案を行った。

第 5 章では、従来の標準量子限界を超えた低雑音性を実現する PSA を用いた光伝送システムの広帯域化についての検討を行った。PSA はシグナル光とアイドラ光とを OPA 内で重ね合わせることで雑音を伴わない増幅利得を生じさせ、超低雑音増幅を実現する技術である。しかしながら、PSA を WDM 信号のような広帯域信号に適用する場合、シグナル光とアイドラ光とを重ね合わせる際に、これらの間の相対位相を揃える必要があるため、増幅前に光ファイバ伝送路で生じる波長分散による位相変化を高精度に補償する必要がある。ここでは、伝送系の残留波長分散を PSA の動作状態から高精度に推定し補償する方法を提案し、PSA の伝送実験例としては最も広帯域となる 4 THz 帯域の WDM 位相感応増幅伝送を実証した。また、第 6 章では、位相感応増幅伝送システムの簡素化に向け、デジタル両側波帯変調を用いた方式を提案した。提案方式によって、従来は光学的に行う必要があったアイドラ光の生成と波長分散補償とをデジタル信号処理で行うことで、汎用的かつ簡易に PSA を伝送システムに適用することができるようになる。実験実証として、光学的な波長分散補償を行わない 200 km の標準シングルモードファイバ伝送系において、PSA による超低雑音増幅と高感度受信を適用できることを示した。

第 7 章では、通信トラフィックの少ない過疎地域網における中継間隔長延化に向けた検討として、非零分散シフトファイバのような低分散な光ファイバを用いた伝送系における OPC の適用について検討した。OPC は、伝送スパンの間で OPA による位相共役変換を行うことで、前の伝送スパンで光信号に生じた非線形歪みを次の伝送スパンで生じる歪みで相殺し補償する技術である。これにより、従来の非線形シャノン限界を超えた伝送システムの性能向上を実現できる。ここでは、OPC の適用によって狭帯域な非線形効果は効果的に補償されるが、広帯域な非線形効果の補償効率は伝送条件によって限定的となるため、非線形信号歪みの内訳として相互位相変調効果が強調されることを明らかにした。その結果、WDM チャネルの波長間隔が伝送品質に大きな影響を与え、従来よりも重要な設計パラメータとなることを示した。また、第 8 章では、大容量伝送網における OPC の活用に向け、高利得かつ広帯域な PPLN 型 OPC と EDFA を用いた C+L 帯ハイブリッド増幅中継器の提案と、それを用いた C+L 帯マルチバンド増幅中継伝送実験を行った。広帯域伝送システムに OPC を適用することで、ファイバ非線形性による信号歪みを軽減できるだけでなく、OPC に伴うスペクトル反転作用を利用して伝送ファイバ内の広帯域誘導ラマン散乱の影響を補償し、複数波長帯にわたって均一な信号品質での長距離伝送を実現できることを実証した。

第 9 章では、さらなる伝送帯域拡張に向けた OPA の広帯域化についての検討を行った。PPLN 導波路の位相整合特性を温度制御によって離調できることに着目し、相補的に離調制御した PPLN 導波路のカスケードによって、増幅利得を維持しながら効率的に広帯域化できる構成を提案した。また、提案構成を用いた 8 THz 超のシームレスな増幅帯域による広帯域増幅中継伝送を実証した。

最後に、第 10 章では、本論文で得られた成果を総括し、光パラメトリック信号処理に基づく広帯域・低雑音光伝送システムの展望について述べた。

目 次

第 1 章

序 論	1
1.1 基幹伝送網における光ファイバ伝送システムの進展	2
1.2 チャネル容量の向上に向けた技術動向	6
1.3 伝送性能の向上に向けた課題	8
1.3.1 光増幅中継器の自然放出光雑音	8
1.3.2 光ファイバ中の非線形光学効果による信号歪み	11
1.3.3 伝送帯域	13
1.4 光パラメトリック信号処理	16
1.5 本論文の研究目的と構成	19

第 2 章

光パラメトリック信号処理の基本原理と光伝送システムへの応用	23
2.1 光パラメトリック増幅器 (OPA)	23
2.1.1 三次非線形媒質中の四光波混合による光パラメトリック増幅過程	24
2.1.2 二次非線形媒質中の三光波混合による光パラメトリック増幅過程	29
2.1.3 線形雑音特性	33
2.1.4 各方式の比較	35
2.1.5 光伝送システム応用のためのサブシステム構成	37
2.2 位相感応増幅器 (PSA)	42
2.2.1 縮退型位相感応増幅器	42
2.2.2 非縮退型位相感応増幅器 (ND-PSA)	46
2.2.3 雑音の無相関化	50
2.2.4 波長分散の影響	52
2.2.5 位相同期	53
2.2.6 光伝送システム適用の実証例	56
2.3 光位相共役変換 (OPC)	58
2.3.1 相補スペクトル反転構成	59

2.3.2 ミッドリンク OPC (ML-OPC) 伝送システム	60
2.3.3 伝送路対称性の影響.....	61
2.4 全光波長変換.....	63
2.4.1 光パラメトリック増幅を用いた広帯域全光波長変換技術	63
2.4.2 広帯域波長帯一括変換による伝送帯域拡張技術	64
2.5 広帯域光増幅中継.....	67
2.5.1 光増幅中継器としての特徴とサブシステム構成.....	67
2.5.2 OPA による光増幅中継伝送の実証例	68
2.6 まとめ	69
第2章に関連する研究業績.....	70

第3章

光パラメトリック増幅器の利得飽和による非線形振幅歪み	71
3.1 入出力パワー特性としての利得飽和の評価.....	72
3.1.1 小信号特性.....	72
3.1.2 入出力パワー特性.....	73
3.2 シングルキャリア信号に対する非線形振幅歪みの評価	76
3.2.1 実験系	76
3.2.2 基本特性の評価.....	77
3.2.3 波長分散特性の評価.....	79
3.3 WDM 信号に対する非線形振幅歪みの評価.....	81
3.3.1 実験系	81
3.3.2 WDM チャンネル数依存性の評価.....	82
3.4 まとめ	85
第3章に関連する研究業績.....	86

第4章

ポンプ光位相雑音の伝達特性と信号品質への影響	87
4.1 ポンプ光位相雑音の伝達特性.....	88
4.1.1 二次光パラメトリック増幅過程における伝達特性	88
4.1.2 三次光パラメトリック増幅過程における伝達特性	90

4.1.3 位相雑音の測定による実験検証.....	91
4.2 デジタル波長分散補償との相互作用による EEPN 効果.....	92
4.2.1 送受信機の帯域拡張に波長変換を用いる場合.....	93
4.2.2 光ノード部の帯域拡張に波長変換を用いる場合.....	95
4.2.3 EEPN ペナルティの定量化.....	96
4.3 EEPN ペナルティの実験評価.....	97
4.3.1 実験系.....	97
4.3.2 ポンプレーザ線幅依存性の評価.....	100
4.3.3 伝送路分散依存性の評価.....	104
4.3.4 シンボルレート依存性の評価.....	105
4.4 位相雑音伝達の抑圧のための相関ポンピング方式.....	107
4.4.1 基本構成と特性.....	107
4.4.2 位相雑音の測定による実験評価.....	109
4.4.3 信号評価のための実験系と偏波ダイバーシティ構成における遅延調整.....	110
4.4.4 信号評価結果.....	112
4.5 ML-OPC 伝送システムにおけるポンプ光位相雑音の光学的な強調効果.....	114
4.5.1 理論的な特性解析.....	114
4.5.2 数値シミュレーションによる評価.....	116
4.5.3 実験評価.....	118
4.6 まとめ.....	121
第4章に関連する研究業績.....	122

第5章

波長分散の高精度な推定と補償による広帯域 WDM 位相感応増幅伝送 123

5.1 残留波長分散下の ND-PSA のゲインリップル.....	124
5.1.1 残留波長分散下のゲインスペクトルの定式化.....	124
5.1.2 ゲインスペクトルの実験測定.....	125
5.1.3 通過帯域狭窄作用のシングルキャリア信号特性評価.....	128
5.2 高精度な残留波長分散推定手法の提案.....	131
5.2.1 ゲインスペクトルの測定による残留波長分散の推定.....	131
5.2.2 WDM 信号を用いた信号評価.....	133
5.2.3 WDM チャンネル間のゲイン差を用いた推定方法.....	135

5.3 20 チャネル 96 Gbaud 信号の C 帯一括位相感応増幅伝送実験.....	139
5.3.1 波長分散補償の周波数分解能の影響.....	140
5.3.2 80 km 位相感応増幅伝送の実験系.....	142
5.3.3 実験結果.....	145
5.4 バンド間位相感応増幅伝送システム.....	148
5.4.1 伝送システムの基本構成.....	148
5.4.2 S 帯のアイドラを用いた実証実験.....	150
5.5 まとめ.....	152
第 5 章に関連する研究業績.....	154

第 6 章

両側波帯変調を用いたシングルキャリア位相感応増幅伝送システム	155
6.1 デジタル DSB-PSA 方式の提案.....	156
6.1.1 基本構成と動作原理.....	156
6.1.2 高次 QAM 信号の増幅による実証実験.....	157
6.2 デジタル波長分散予等化の適用による位相感応増幅伝送.....	159
6.2.1 システム構成とコンセプト.....	160
6.2.2 実証実験.....	161
6.2.3 10 Gbaud 64QAM 信号の 200 km 非分散マネジメント位相感応増幅伝送.....	162
6.3 デジタル波長分散予等化による EEPN 効果の影響.....	166
6.3.1 EEPN によるコヒーレントゲインゆらぎ.....	166
6.3.2 EEPN 効果の周波数特性解析.....	167
6.3.3 数値シミュレーションによる信号品質評価.....	171
6.4 まとめ.....	173
第 6 章に関連する研究業績.....	174

第 7 章

低分散光位相共役伝送における相互位相変調の評価と波長配置設計	175
7.1 OPC を適用した集中増幅系における非線形特性.....	176
7.2 集中増幅 NZ-DSF 系における WDM 伝送シミュレーション.....	177
7.2.1 シミュレーションモデル.....	177

7.2.2 シミュレーション結果と考察.....	178
7.3 PPLN 型 OPC を用いた長距離増幅中継伝送実験	181
7.3.1 実験系	181
7.3.2 実験結果と考察.....	183
7.4 まとめ	185
第 7 章に関連する研究業績.....	186

第 8 章

高利得・広帯域 OPC と EDFA による C+L 帯ハイブリッド光増幅中継器	187
8.1 PPLN 型 OPC を用いた提案光増幅中継器の基本特性評価	188
8.1.1 基本構成とコンセプト.....	188
8.1.2 雑音特性の評価.....	189
8.1.3 利得飽和特性の評価.....	192
8.2 C+L 帯長距離 SSMF 伝送への適用	194
8.2.1 実験系	194
8.2.2 少数チャネル伝送による非線形トレランスの評価.....	195
8.2.3 8.4 THz 広帯域 WDM 伝送	197
8.3 C+L 帯長距離 NZ-DSF 伝送への適用	201
8.3.1 少数チャネル伝送による非線形トレランスの評価.....	201
8.3.2 8.4 THz 広帯域 WDM 伝送	202
8.4 まとめ	205
第 8 章に関連する研究業績.....	206

第 9 章

相補的 QPM 離調 PPLN 導波路のカスケードによる高利得・広帯域 OPA	207
9.1 提案構成のコンセプトと基本構成.....	208
9.1.1 PPLN 導波路の温度制御による QPM の離調	208
9.1.2 4 ポート PPLN モジュールを用いた構成.....	210
9.2 基本特性評価.....	213
9.2.1 数値シミュレーションによる温度特性解析.....	213
9.2.2 増幅利得と NF 特性の実験評価.....	216

9.3 提案構成を用いた 8.375 THz WDM 信号の光増幅中継伝送実験.....	217
9.3.1 実験系	217
9.3.2 実験結果と考察.....	219
9.4 まとめ	220
第 9 章に関連する研究業績.....	222
 第 10 章	
結 論	223
 付録	
A. 二次非線形光学効果による三光波混合を表す結合方程式の導出	229
B. 二次非線形光学効果による OPA の未飽和利得の導出.....	231
C. ND-PSA の実効 NF	233
D. スプリットステップ・フーリエ法による非線形伝搬シミュレーション	234
参考文献	239
謝辞	261
研究業績一覧	263

略語一覧

AEQ	Adaptive equalizer	適応等化器
AOM	Acousto-optic modulator	音響光学変調器
AQN	Amplified quantum noise	被増幅量子雑音
ASE	Amplified spontaneous emission	増幅自然放出光
AWG	Arrayed waveguide grating	アレイ導波路回折格子
AWGN	Additive white Gaussian noise	加法性白色ガウス雑音
BPD	Balanced photodetector	バランス型フォトディテクタ
BPF	Band-pass filter	バンドパスフィルタ
bps	bit per second	ビット毎秒
CAPEX	Capital expense	設備コスト
CSF	Cut-off shifted fiber	カットオフシフトファイバ
CSI	Complementary spectral inversion	相補スペクトル反転
CW	Continuous wave	連続波
DCM	Dispersion compensation module	分散補償器
DD-LMS	Decision-directed least mean square	判定指向型最小二乗平均
DF	Dichroic filter	ダイクロイックフィルタ
DFBL	Distributed feedback laser	分布帰還型レーザ
DFG	Difference frequency generation	差周波発生
DSF	Dispersion-shifted fiber	分散シフトファイバ
DSP	Digital signal processing	デジタル信号処理
DTSE	Delay-tap-sampling estimation	遅延タップサンプリング推定法
DWDM	Dense wavelength-division multiplexing	高密度波長分割多重
ECL	External cavity laser	外部共振器レーザ
EDFA	Erbium-doped fiber amplifier	エルビウム添加光ファイバ増幅器
EEPON	Equalization-enhanced phase noise	等化強調位相雑音
FEC	Forward error correction	前方誤り訂正
FEQ	Fixed equalizer	固定等化器
FFT	Fast Fourier transform	高速フーリエ変換
FM	Frequency modulation	周波数変調
FOPA	Fiber-based optical parametric amplifier	ファイバ型光パラメトリック増幅器

FSO	Free-space optics	自由空間光伝送
FWM	Four-wave mixing	四光波混合
GEQ	Gain equalizer	利得等化器
GMI	Generalized mutual information	一般化相互情報量
HNLF	Highly-nonlinear fiber	高非線形ファイバ
IFFT	Inverse fast Fourier transform	逆高速フーリエ変換
IM	Intensity modulator	強度変調器
IMDD	Intensity modulation and direct detection	強度変調-直接検波
ISRS	Inter-channel stimulated Raman scattering	チャネル間誘導ラマン散乱
LF	Loop filter	ループフィルタ
LMS	Least mean square	最小二乗平均
LN	Lithium niobate (LiNbO ₃)	ニオブ酸リチウム
LO	Local oscillator	局部発振光源
LPF	Low-pass filter	ローパスフィルタ
LSPS	Loop synchronous polarization scrambler	周回同期偏波スクランブラ
ML-OPC	Mid-link optical phase conjugation	ミッドリンク光位相共役
MZI	Mach-Zehnder interferometer	マッハ-ツェンダ干渉計
ND-PSA	Non-degenerate phase-sensitive amplifier	非縮退位相感応増幅器
NF	Noise figure	雑音指数
NGMI	Normalized generalized mutual information	規格化一般化相互情報量
NZ-DSF	Non-zero dispersion-shifted fiber	非零分散シフトファイバ
OEPN	Optically enhanced pump-phase noise	光学的強調ポンプ位相雑音
OIL	Optical injection locking	光注入同期
OOK	On-off keying	オンオフ変調
OPA	Optical parametric amplifier	光パラメトリック増幅器
OPC	Optical phase conjugation	光位相共役変換
OPEX	Operating expense	運用コスト
OPLL	Optical phase-locked loop	光位相同期回路
OSA	Optical spectrum analyzer	光スペクトルアナライザ
OSNR ^{*1}	Optical signal-to-noise ratio	光信号対雑音比
PBC	Polarization-beam combiner	偏波ビームコンバイナ
PBS	Polarization-beam splitter	偏波ビームスプリッタ
PC	Polarization controller	偏波コントローラ
PCS	Probabilistic constellation shaping	確率的コンスタレーション整形
PCTW	Phase-conjugated twin waves	位相共役ツイン波

PD	Photodetector	フォトディテクタ
PDM	Polarization-division multiplexing	偏波分割多重
PDME	Polarization-division multiplexing emulator	疑似偏波分割多重器
PIA	Phase-insensitive amplifier	位相不感応増幅器
PLL	Phase-locked loop	位相同期回路
PM	Phase modulator	位相変調器
PMD	Polarization-mode dispersion	偏波モード分散
PMF	Polarization-maintaining fiber	偏波保持光ファイバ
PPLN	Periodically poled lithium niobate	周期分極反転ニオブ酸リチウム
PSA	Phase-sensitive amplifier	位相感応増幅器
PZT	Piezoelectric-transducer-based fiber stretcher	ピエゾ圧電素子型ファイバストレッチャ
QAM	Quadrature amplitude modulation	直交振幅変調
QPM	Quasi-phase matching	擬似位相整合
QPSK	Quadrature phase-shift keying	四位相偏移変調
RDF	Reverse dispersion fiber	逆分散ファイバ
SBS	Stimulated Brillouin scattering	誘導ブリルアン散乱
SFG	Sum-frequency generation	和周波発生
SH	Second harmonic	二次高調波
SHG	Second harmonic generation	二次高調波発生
SLM	Spatial light modulator	空間光変調器
SMF	Single-mode fiber	シングルモードファイバ
SNR ^{*2}	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
SRS	Stimulated Raman scattering	誘導ラマン散乱
SSFM	Split-step Fourier method	スプリットステップ・フーリエ法
SSMF	Standard single-mode fiber	標準シングルモードファイバ
VOA	Variable optical attenuator	可変光減衰器
WDM	Wavelength-division multiplexing	波長分割多重
WSS	Wavelength-selective switch	波長選択スイッチ
XPM	Cross-phase modulation	相互位相変調

^{*1} 本論文では、OSA で測定できる信号光のまわりに付加された雑音フロア（帯域幅: 0.1 nm）と、信号パワーの比として定義する。

^{*2} 本論文では、主に、受信 DSP によって回復されたシンボルの分散の逆数として定義される SNR（コンスタレーション SNR と呼ばれる）の意として用いる。

第 1 章

序 論

石英系ガラス（シリカ）を素材とした光ファイバを伝送媒体に使用した光伝送システムは、1970 年代より活発に研究開発が行われ、1980 年代には同軸ケーブルを伝送媒体とした電気通信システムに代わる方式として、世界中で急速に導入が進められた。日本国内においては、1985 年に旭川-鹿児島間を結ぶ 3400 km の日本縦貫光ファイバケーブル網が完成した。その結果として、光伝送システムは今日のデータ駆動型社会の発展を支える情報通信網の根幹を担っている。図 1.1 に光伝送システムによるネットワークの構造を表す。1990 年代から 2000 年代にかけて、多数の伝送チャネルを異なる波長に配置して一本の光ファイバ中を多重伝送する波長分割多重（WDM: wavelength division multiplexing）技術と、エルビウム添加光ファイバ増幅器（EDFA: erbium-doped fiber amplifier）による光増幅中継技術をベースとした大容量長距離伝送方式が確立された^[1]。現在では 2010 年代から導入が始まったデジタルコヒーレント方式を基盤としたシステムによって、基幹伝送網（コアネットワーク）では、光ファイバあたり 10 テラビット毎秒（Tbps: Tbit per second）級の伝送容量が実現されている^[2]。基幹伝送網の各ノード部では ROADM (reconfigurable optical add/drop multiplexer) などを用いた光クロスコネクタ技術により波長単位での経路設定や地域伝送網（メトロネットワーク）との接続が可能となっており、WDM の波長リソースを柔軟に用いた光ネットワークが構築されている^[3]。さらに、海底に敷設された光ケーブルによって大陸間を接続する超長距離の光ネットワークも構築されている^[4]。2000 年頃からは、地域伝送網からユーザまでを光ファイバで接続する FTTH (fiber to the home) 方式が実用化され、一般家庭向けの光ブロードバンドサービスが急速に普及した^[5]。さらに、スマートフォン等の移動体通信サービスを提供する無線基地局も光ネットワークによって接続されており、基幹伝送網から加入者網（アクセスネットワーク）に至るまで光伝送による情報通信が提供されている。また、近年は、データセンタで処理されるデータ量が急激に増加していることで、データセンタ間相互接続（DCI: data center interconnection）網の需要も急拡大している。さらに、光ファイバを用いたシステムのみならず、自由空間光伝送（FSO: free-space optics）システムの開発も活発化している^[6]。FSO システムは光ファイバを敷設することが容易ではない区間や過疎地域、災害時の臨時区間などにおいても簡易に高速通信を実現でき、光ファイバシステムとの接続性や伝送装置の互換性などの点から注目されている。さらに、光のもつ高い指向性と光増幅器による高出力・高感度受信技術を利用した宇宙空間における超長距離の衛星 FSO システムも活発に議論されている^[7]。

一方で、世界の通信需要は高解像な映像コンテンツやモバイルトラフィックの増大、クラウドや生成 AI の普及などの多様な大容量データサービスの発展に伴って継続的な増大を続けており、日本の通信トラフィックにおいても年率 1.3 倍程度の増加が続いている^[8]。既存システムのままこのような通信需要の増加に対応するためには光ファイバの増設が必要となるが、光ファイバケーブルを敷設する管路やとう道内の空間には限りがあることに加え、ファイバ芯線ごとに伝送装置が必要になり設備コスト (CAPEX: capital expense) や運用コスト (OPEX: operating expense) が際限なく増大する問題がある。そのため、経済的かつスケラブルな情報通信網を実現するためには、システム単位 (光ファイバ単位) の高度化 (大容量化・長延化) が必須である。そこで本研究では、光信号処理の一種である光パラメトリック信号処理の適用による、光伝送システムのさらなる高度化について検討する。

本章では、光伝送システムの発展と現状について、日本の基幹伝送網における実用システムの変遷を例に解説する。それを踏まえ、光伝送システムの高度化に向けた課題について述べる。最後に、それらの課題による従来の性能限界を克服し、さらなる高度化を実現し得る技術として光パラメトリック信号処理について概説し、本論文の研究目的と構成を述べる。

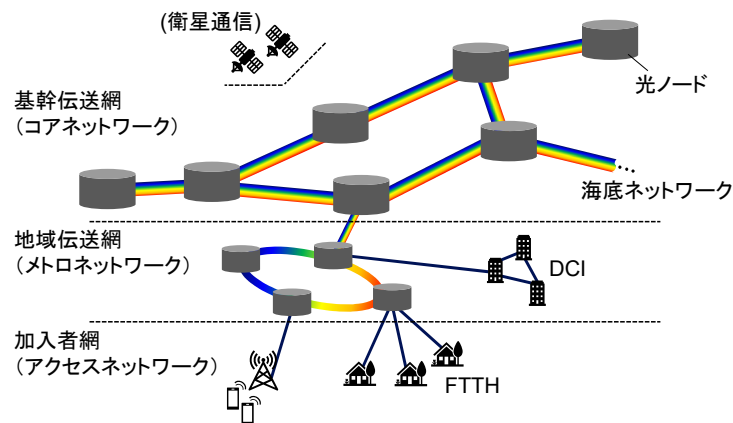


図1.1. 光ネットワークの構造

1.1 基幹伝送網における光ファイバ伝送システムの進展

図 1.2 に日本の陸上系基幹伝送網において実用化された光伝送システムの進展を示す。ここでチャンネル容量は伝送チャンネル単位 (1 波長, 1 送信機単位) の伝送容量であり、システム容量は光ファイバ一本あたりの伝送容量である。なお、WDM の導入以前はチャンネル容量とシステム容量は同義である。デジタルコヒーレント技術の導入以前はフォトディテクタ (PD: photodetector) で直接検波した信号光の強度情報を元に信号を伝送する強度変調-直接検波 (IMDD: intensity modulation and direct detection) 方式が用いられた。変調方式としては、

レーザ光のオンオフによってビットを表現するオンオフ変調が用いられた。電気時間分割多重 (ETDM: electrical time division multiplexing) 技術の高速化によって、1990 年代には 10 ギガビット毎秒 (Gbps) のチャンネル容量を実現している。レーザ光に信号を変調する手段としては、レーザ光源に注入する電流値によって出力を制御する直接変調が当初用いられていた。その後、高速な変調信号に対応するために、ニオブ酸リチウム (LN: lithium niobate) 導波路中の電気光学効果を用いたものに代表される外部変調器が使用されるようになった。伝送距離を制限する主要因は、光ファイバ中の伝搬損失による受信光電力の低下である。受信光電力が低下すればショット雑音が相対的に大きくなるだけでなく、受信回路の量子効率や熱雑音の影響が顕在化し、過剰に信号対雑音比 (SNR: signal-to-noise ratio) が劣化する。そのため、長距離の通信のためには信号を一定区間ごとに受信及び復調してから再度新たなレーザ光に変調して伝送する再生中継が数多く必要であった。チャンネル毎に送受信機による電気処理を必要とする再生中継は伝送システムの CAPEX/OPEX や遅延を増大させ、システム性能のボトルネックとなる。そこで、1990 年代には EDFA を用いた前置増幅受信、及び光増幅中継が導入された^[9]。光検波の前に EDFA を用いて信号光を光のまま増幅することで受信回路の量子効率や熱雑音を相対的に無視できるようになり、伝送距離の長延化が可能となった。また、信号中継に EDFA を用いた光増幅中継を導入することで、光ファイバ伝送システムの大幅な経済化が実現された。CAPEX/OPEX を抑えるためには中継間隔を長くして中継地点を削減することが重要である。現在では、伝送品質も考慮して陸上基幹伝送網では最大 80–100 km 程度の増幅中継間隔で数百–1000 km 程度までを再生中継なしに伝送可能なシステムが実現されている。海底伝送網では、50–60 km 程度の増幅中継間隔で太平洋を横断する 10000 km 級のシステムが実現されている^[4]。このように光増幅器は、光ファイバ、レーザ、PD に並ぶ、今日の光伝送システムの重要な構成要素の一つとなっている。

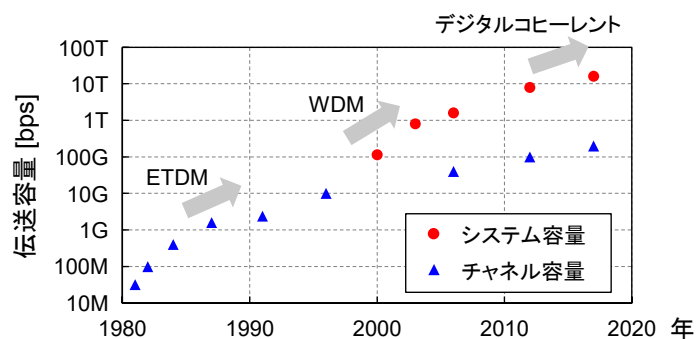


図1.2. 日本の陸上系基幹伝送網において実用化された光伝送システムの変遷

EDFA は増幅帯域にある程度の帯域幅を持ち、広帯域に信号光を増幅できることも特筆すべき点である。これにより、波長軸上に異なる波長（周波数）の伝送チャンネルを多重し、一本の光ファイバで一括に伝送および増幅中継を行う WDM 光増幅中継伝送システムが 2000

年頃より導入された^[1]。特に、チャンネルの占有帯域幅と同程度のオーダーの周波数間隔で多数のチャンネルを並べて伝送する方式は高密度 WDM (DWDM: dense WDM) と呼ばれる。図 1.3 に IMDD 方式による DWDM 増幅中継伝送システムの概略図を示す。WDM チャンネルの合分波器としてのアレイ導波路回折格子 (AWG: arrayed waveguide grating)^[10] など、デバイス開発も盛んに行われた。波長帯としては、シリカファイバ中の損失が最も小さく、EDFA の増幅帯域でもある C 帯 (1530–1565 nm) および L 帯 (1565–1625 nm) 内の 4–5 THz 程度の帯域が現在に至るまで利用されている。この方式において伝送性能を制限する主要因は、増幅中継に伴う雑音の累積の他に、光ファイバを伝送することで生じる波長分散や偏波モード分散 (PMD: polarization-mode dispersion) の累積に伴う信号パルスの時間広がりによる符号間干渉である。シンボルレートが高く占有帯域幅の広い高速信号ほど特にこの影響を受けやすく、初期のシステムでは C 帯付近で波長分散値が零となる分散シフトファイバ (DSF: dispersion-shifted fiber)^[11] が伝送路として利用された。一方で、一般に光ファイバ中の波長分散はスロープ (高次分散) を持ち、WDM 信号全域で零分散とすることは難しい。また、後述するように、零分散波長付近での DWDM 伝送では光ファイバ中の非線形光学効果による信号劣化が大きく生じることが問題となる。そのため、伝送中の波長分散を許容して DSF 中でもわずかな波長分散を持つ L 帯を用いたシステムや、零分散波長を C 帯から短波長側にややずらした非零分散シフトファイバ (NZ-DSF: non-zero dispersion shifted fiber)^[12] を用いたシステムが利用された。また、大きな波長分散を持ち、DSF 系に比べコア径が大きく非線形性や伝搬損失の小さいシングルモードファイバ (標準シングルモードファイバ (SSMF: standard single-mode fiber)^[13] と呼ばれる) も用いられた。これらの光ファイバと、逆の分散特性をもつ光ファイバ (RDF: reverse dispersion fiber) や分散性媒体による分散補償器 (DCM: dispersion compensation module)^[14] を組み合わせて受信端での波長分散の累積値を広帯域に補償する分散マネジメント伝送路が利用された。このような伝送路構成により、2003 年頃には 1 波長あたり 10 Gbps を伝送する 80 波の DWDM 伝送システムが実用化されている^[1]。さらなる大容量化、チャンネル容量の高速化にはシンボルレートの増加に伴う PMD の影響の増大が課題であったが、差動四位相偏移変調 (DQPSK: differential quadrature phase-shift keying) による信号の多値化によってシンボルレートの高速化を抑えた 40 Gbps $\times$ 40 波のシステムが 2007 年頃に実用化されている^[15]。

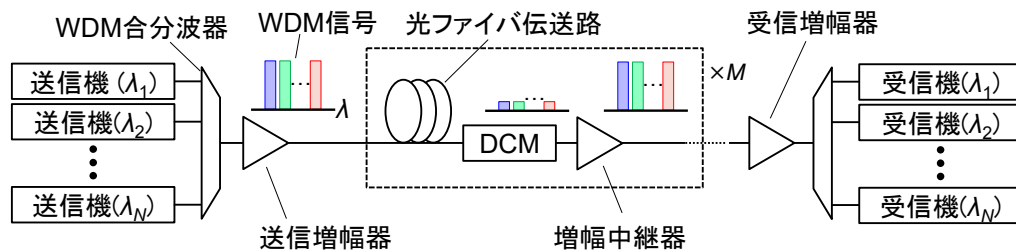


図1.3. IMDD方式に基づくDWDM増幅中継伝送システムの概略図 (λ は波長の意)

2000 年代後半の研究シーンでは、さらなる周波数利用効率の向上に向けた取り組みとしてデジタルコヒーレント伝送技術の検討が進められた^[16,17]。光コヒーレント受信方式は、受信側で信号光を局部発振光源 (LO: local oscillator) からの別のレーザ光と干渉させ、そのビート信号から信号光の複素振幅情報を検出する方式である。光電場の位相情報も活用でき、四位相偏移変調 (QPSK: quadrature phase-shift keying) や直交振幅変調 (QAM: quadrature amplitude modulation) などの多値変調方式によって周波数利用効率を向上できる。この方式は LO を利用した受信感度向上を主な目的として 1980 年代に提案^[18]されていたが、搬送波となる送信レーザと受信側の LO との間の周波数同期 (位相同期) の不安定性などの課題から、EDFA による増幅中継方式の普及もあり実用には至らなかった。デジタルコヒーレント技術は、上記方式にデジタル信号処理 (DSP: digital signal processing) を適用し、送信レーザと LO との間の位相同期をビート信号の受信後にデジタル領域で適応的に行うことで安定した信号検出を可能にする技術である。図 1.4 にデジタルコヒーレント技術による伝送システムの構成を示す。デジタルコヒーレント技術によって高多値信号の送受信に加え、送信側 DSP でのスペクトル整形による信号の狭窄化によって WDM のさらなる高密度化が可能となり、周波数利用効率が飛躍的に向上した。さらに、受信側 DSP では検出した複素振幅情報に基づいて波長分散や PMD といった波形歪みを等化することができ、これらの要因で制限されていたシンボルレート的高速化が可能となった。従来は物理的な伝送路構成によって対処していた波長分散を受信後に適応的に補償できるようになったため、様々な伝送路を波長分散値に依らず使用することが可能となり、システムの性能や汎用性が大幅に向上した。また、光ファイバを伝搬中に生じる偏波変動も MIMO DSP によって適応的に補償可能であり、これにより光電場の直交偏波に独立した信号を多重する偏波分割多重 (PDM: polarization-division multiplexing) が可能となった。デジタルコヒーレント伝送システムは 2012 年頃より商用導入が進み、現在では 30 Gbaud 級のシンボルレートの PDM-QPSK 信号や PDM-16QAM 信号により 1 チャンネルあたり 100–200 Gbps の信号を 50 GHz 間隔で 80 波多重した、伝送帯域 4 THz、最大伝送容量 16 Tbps の DWDM システムが基幹伝送網に導入されている^[2,19]。また、60 Gbaud 級への高シンボルレート化によるチャンネル容量 400 Gbps 超の送受信機も広く普及している^[20]。さらに、130 Gbaud 級のシンボルレートによって 1 Tbps 超のチャンネル容量をサポートする伝送装置も商用化されている^[21]。

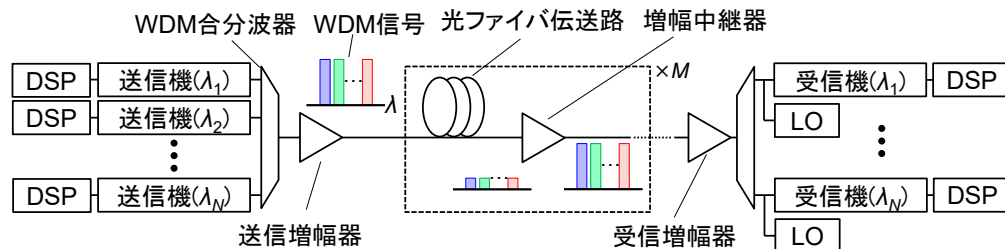


図1.4. デジタルコヒーレント方式に基づく DWDM 増幅中継伝送システムの概略図

1.2 チャネル容量の向上に向けた技術動向

増加し続ける通信需要に経済的に対応するためには、イーサネットなどのクライアント信号を収容する波長チャネル単位の容量向上とシステム容量の向上の双方が重要となる。前節で述べたように、これまでのシステムにおいては、主にチャネル容量の向上によって、システム容量の向上もなされてきた。光伝送システムにおける伝送容量は、全波長チャネルの伝送特性が均一であるとする

$$C = 2N_\lambda B\eta_s \quad (1.1)$$

と表される。 N_λ はWDMによる波長チャネル数、 B は各波長チャネルのシンボルレート（チャネルの占有帯域）、 η_s は変調多値数や符号化方式、伝送品質（SNR）などによって決まる周波数利用効率を表す。また、係数“2”はPDMによる直交する2つの偏波成分の利用に由来する。 $2B\eta_s$ はチャネル容量を表し、チャネル容量の向上のためのアプローチとして周波数利用効率の向上とシンボルレートの向上が考えられる。所与のSNRにおける周波数利用効率の上限は、シャノンの定理^[22]より以下のように与えられる。

$$\eta_{s,\max} = \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{P_N} \right) = \log_2 (1 + \text{SNR}) \quad (1.2)$$

この理論的上限をシャノン限界と呼ぶ。ここで、 P_s は各波長チャネルの光電力、 P_N は受信帯域幅内の雑音電力であり、 P_s/P_N はSNRを表す。QAMのような典型的な変調方式ではシャノン限界に到達せず、そのため、周波数利用効率を向上させるには、SNRの改善に加えて変調・符号化方式の高度化が重要となる。SNRは後述するように光伝送特性に依存するところが大きい。送受信DSPでSNRを改善できる手段として、変調器やコヒーレント受信機などのフロントエンド特性に起因する信号歪みを補償する技術が挙げられる。さらに近年では、高度な前方誤り訂正（FEC: forward error correction）と符号化方式を利用し、シャノン限界に近い性能を達成する技術が検討されている。確率的コンスタレーション整形（PCS: probabilistic constellation shaping）^{*1}はその代表的な手法である^[23]。図1.5はPCS-256QAM、128QAM、16QAMにおける、所与のSNRでの一般化相互情報量（GMI: generalized mutual information）^{*2}をモンテカルロ法で求めた結果を示す。SNRが12–20 dB程度の領域ではPCS-256QAM信号によって従来の正方QAM信号よりも高いGMIを達成できることがわかる。このように、PCS信号では所与のSNRにおいて性能が最大となるようにシンボル出現確率を最適化することで、シャノン限界に漸近した性能を実現できる。

シンボルレートの向上におけるボトルネックとして、送信側のDSPで生成したデジタル

^{*1} 変調シンボルの出現確率を非一様に制御することで所与の伝送条件における情報伝送効率を向上させる符号化方式。AWGNチャネルにおいてはマクスウェル-ボルツマン分布を用いることで良い伝送効率を与えることが知られている。

^{*2} 受信信号において理想的な誤り訂正符号を用いた場合に誤りなく伝送可能な1シンボルあたりの情報量を表す指標。所与のSNR・変調方式における正味の周波数利用効率の理論的上限を表す。

信号を光変調器に入力するアナログ電気信号に変換するためのデジタル-アナログ変換器 (DAC: digital-to-analog converter) の速度限界がある。DAC は DSP-ASIC (application specific integrated circuit) にシリコン系 CMOS (complementary metal oxide semiconductor) 技術を用いて一体集積により作製される。シリコン系 DAC の性能向上も進んでいるが、その動作帯域には限界があることが指摘されている。そこで、複数の DAC により生成した信号を電気領域や光領域で合成することによって、200 Gbaud 超の高シンボルレート信号を生成する手法が検討されている^[24,25]。また、高品質な高速光信号を生成するためには、電気信号部品の動作帯域に加え、光変調器の帯域も重要であり、リン化インジウムや薄膜 LN などによる広帯域光変調器の研究開発が活発化している^[26,27]。研究レベルでは、高シンボルレート化技術と前述の PCS や歪み補償などの DSP 技術を組み合わせ、2 Tbps 超のチャネル容量をもつ光信号の生成が実証されている^[25,28,29]。一方で、シンボルレートの高速化は、1 チャネルあたりの占有帯域が広くなることを意味する。式(1.1)における $N_\lambda B$ で表される光伝送システムの伝送帯域幅は増幅中継器の帯域で制限されるため、シンボルレート B が大きくなれば収容できる波長チャネル数 N_λ が減少する。したがって、シンボルレートの向上はシステム容量の増加に対して直接的には寄与しない。システム容量の向上のためには周波数利用効率が重要となるが、前述のように PCS 等の DSP 技術の進展によりシャノン限界に漸近した性能が得られるようになってきており、伝送に伴う SNR 劣化の抜本的な改善が必要である。SNR の改善における課題は 1.3.1 項および 1.3.2 項で詳述する。周波数利用効率の改善以外の手段でシステム容量を大きく改善するには伝送帯域の拡張が重要であり、1.3.3 項で詳述するように WDM 帯域の広帯域化に関する研究開発が加速している。

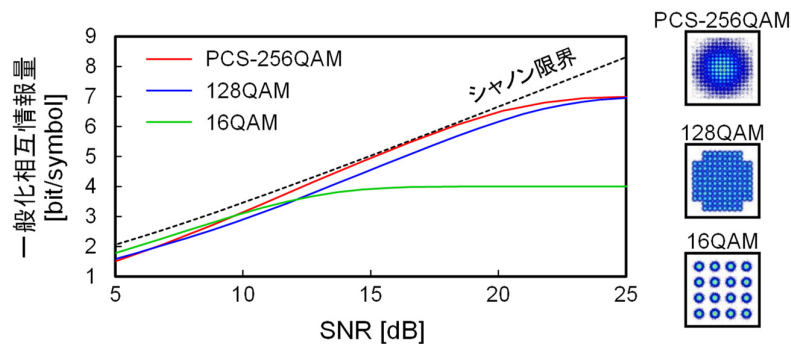


図1.5. PCS-256QAM, 128QAM, 16QAM 信号における SNR 対一般化相互情報量 (GMI)

一方で、後述する様々な伝送特性上の要因や、ファイバヒューズと呼ばれる入力光パワーの増大によって光ファイバが破壊される現象^[30]があることから、SMF ベースのシステムのスケーラビリティには限界があることが指摘されている。そこで 2010 年頃より、一本のファイバ中に複数のコアを持つマルチコアファイバや複数の空間モードが伝搬可能なマルチモードファイバを用いた空間分割多重 (SDM: space division multiplexing) 伝送方式の研究開発が活発化している。SDM を利用することで、信号多重領域の拡張によって実質的に周波

数利用効率を大きく向上できる。また、送受信機や中継器を集積することで経済的な大容量化を実現可能である。中でも、コア間の干渉を抑圧した非結合マルチコアファイバを用いたシステムは既存の SMF ベースの伝送技術との互換性が高く、2023 年に 2 コアファイバの量産化が実現され、海底系への導入が進められている事例もある^[31]。研究レベルでは、10 以上の SDM 数を実現する高密度な SDM ファイバによって、ファイバー一本あたりペタビット毎秒 (Pbps) 級の伝送容量が実証されている^[32–34]。さらに、100 多重以上の SDM を実現するマルチモードマルチコアファイバによって、10 Pbps 超の伝送容量が実証されている^[35,36]。一方で、高密度な SDM 伝送では実用に資する数百から数千 km 程度までの長距離化が課題である。また、光ファイバ径は曲げ等に対する信頼性や既存技術との互換性を考慮すると、SMF と同等の 125 μm クラッド径（標準クラッド径）とすることが望ましい。そこで近年では、コア間の干渉を積極的に利用することで高い空間密度と長距離化に適した伝送特性を両立した結合型マルチコアファイバと、干渉した信号を分離する大規模 MIMO DSP を用いた Pbps 級の 1000 km 超の伝送実験も報告されている^[37,38]。一方で、光ファイバの太さに制限があるとする、実現可能な空間チャネル数にも限りがある。また、SDM は光ファイバの新規敷設を前提としているが、既存のファイバインフラの活用と併用も重要な観点である。したがって、光ネットワークのさらなる高度化に向けては、従来の SMF ベースの伝送技術と SDM 伝送技術を両輪で検討することが重要となる。

1.3 伝送性能の向上に向けた課題

前節では、光伝送システムのさらなる伝送性能の向上のためには SNR の改善と伝送帯域の拡張が重要であることを述べた。ここでの伝送性能とは、チャネル容量やシステム容量の大容量化の観点の他に、増幅中継間隔や再生中継間隔の延伸といった CAPEX や OPEX の観点を含む。例えば、SNR を改善することができれば、より高い多値数の変調方式の採用により周波数利用効率を向上できるが、増幅中継間隔（許容伝送損失）に還元することも可能である。また、伝送帯域を拡張することができれば、高いシンボルレートで低い周波数利用効率の信号を用いることで伝送距離を延伸可能である。以下では、デジタルコヒーレント伝送システムにおいて伝送性能を制限する主要因として、光増幅中継器で生じる雑音、光ファイバ中の非線形光学効果、伝送帯域の 3 点を取り上げ、これらについて関連技術や近年の研究動向を交えて解説する。

1.3.1 光増幅中継器の自然放出光雑音

光増幅中継部において、増幅された信号光には光増幅器からの増幅自然放出光 (ASE: amplified spontaneous emission) 雑音が付加される。図 1.6 は光増幅前後の雑音分布のイメー

図である。増幅中継器で信号に付加される ASE 雑音電力 P_{ASE} は、増幅中継利得 G が十分大きいとして以下のように表される。

$$P_{\text{ASE}} = FGh\nu\Delta\nu \quad (1.3)$$

ここで、 F は増幅中継器の雑音指数 (NF: noise figure), h はプランク定数, ν は伝送チャネルのキャリア周波数, $\Delta\nu$ は雑音帯域幅である。なお、光領域の SNR である光信号対雑音比 (OSNR: optical signal-to-noise ratio) を計算する際には、 $\Delta\nu$ は慣例的に 0.1 nm (または 12.5 GHz) を用いる。 $Gh\nu\Delta\nu$ は増幅された量子雑音 (真空ゆらぎ) に相当し、NF は最小量子雑音と比較してどれだけ過剰に ASE が生じるかを表す係数と解釈できる。EDFA などの従来のレーザ増幅器は入力信号光の位相に依らない増幅利得を生じさせることから位相不感応増幅器 (PIA: phase-insensitive amplifier) と呼ばれ、PIA の NF は標準量子限界と呼ばれる 3 dB の下限を持つことが知られている^[39]。したがって、どれだけ理想的な増幅器が実現できたとしても、従来の光伝送システムは増幅中継部における少なくとも 3 dB の NF に従って生じる過剰な雑音によって OSNR が劣化し、伝送容量 (信号多値度) や伝送距離が制限される。

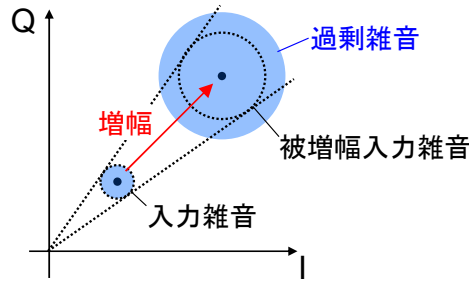


図1.6. 光増幅前後の雑音分布のイメージ図

ここで、伝送路の各スパンの伝送損失が一定値 T ($= 1/G$) であり、伝送路への入力パワーが P_{sig} であるとする、増幅中継伝送後の受信機での OSNR は、

$$\text{OSNR}_{\text{Rx}} = \frac{P_{\text{sig}}}{MP_{\text{ASE}}} = \frac{TP_{\text{sig}}}{MFh\nu\Delta\nu} \quad (1.4)$$

と表される。なお、 M は中継回数 (スパン数) である。図 1.7 に中継スパン数に対する OSNR の推移の計算例を表す。送信光パワー 0 dBm、波長 1545 nm の信号光を想定し、増幅中継器の NF を PIA の下限である 3 dB として、スパン損失 20 dB および 25 dB の場合について計算した。比較のため、増幅中継器を理想増幅器 (NF: 0 dB) とした場合の量子雑音限界についても計算した。dB 表記ではスパン損失の差、中継器 NF の差の分だけ OSNR に差が生じることが分かる。したがって、光ファイバの伝送損失や中継器の NF に応じて増幅中継間隔や再生中継距離、伝送容量 (変調多値度) は設計される。

ASE 雑音を相対的に抑圧するには、信号光の増幅中継器への入力光パワー TP_{sig} を高く保つ必要がある。そのためには送信パワー P_{sig} を増加させるか、伝送路 (スパン損失) を低損失化する必要がある。増幅中継間隔を短くすることでスパン損失を低減できるが、中継数が

増加するため CAPEX や OPEX の観点から望ましくない。また、次項で述べるように光ファイバへの入力パワーは光ファイバ中の非線形光学効果の影響で制限される。そこで、コアを大きくしてパワー密度を下げることで非線形光学効果を低減し、入力パワートレランスを改善した光ファイバが開発されており、ITU-T 勧告 G.654 にて標準化されている^[40]。コアを大きくするとシングルモード条件のカットオフ波長が長波長側に変化するため、カットオフシフトファイバ (CSF: cut-off shifted fiber) と呼ばれる。さらに、コアのシリカ純度を高めるなどして低損失化した CSF が標準化されており (ITU-T 勧告: G.654.E), C/L 帯の伝送特性改善を目的として広く敷設が進められている。また、石英系ファイバの理論限界を超えた低損失化が可能で、非線形光学効果も生じない中空コアファイバも注目を集めており、0.1 dB/km 以下の伝送損失が実現されるなど急速に研究開発が活発化している^[41]。

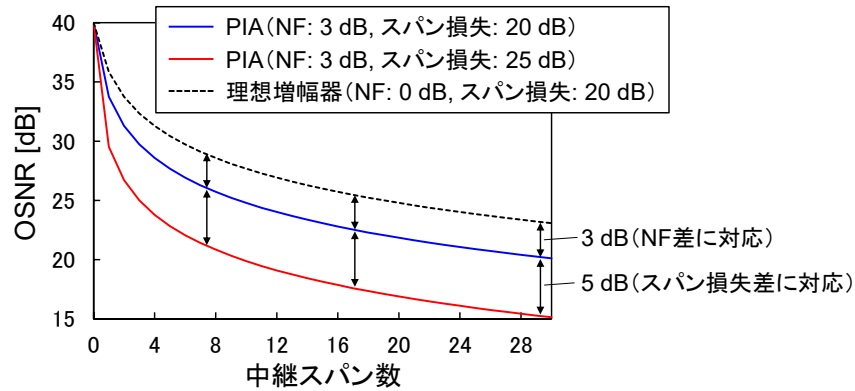


図1.7. 中継スパン数に対する OSNR の推移の計算例 (送信 OSNR: 40 dB)

伝送媒体である光ファイバの改善の他にスパン損失を低減する方法として、伝送路中に信号光と一緒に励起光を入力し、誘導ラマン散乱 (SRS: stimulated Raman scattering) によって光ファイバを伝搬中に信号光に増幅利得を発生させる分布ラマン増幅を用いた光伝送システムが広く検討されており、一部の技術は商用環境でも使用されている^[19,42]。SRS による増幅利得はシリカファイバ中では励起光よりおよそ 13–14 THz だけ低周波数 (長波長) の帯域に最も大きく生じるため、C 帯信号の増幅のためには 1450 nm 付近に励起光を配置する。分布ラマン増幅を用いるとスパン損失を低減することができ (実効的に増幅中継器への入力光パワーを高くすることができ)、システムの雑音特性が抜本的に改善される。しかしながら、伝送路に高パワーの励起光を入力する必要があるため、保守運用の際の安全性の観点から適用できる環境が限られる。また、すべての伝送損失を分布ラマン増幅で補償するには非常に強い励起光を使用する必要があり現実的には難しいため、EDFA などの集中増幅器と併用するハイブリッド構成が用いられている^[43]。図 1.8 に、各増幅中継方式におけるファイバ伝搬方向の光パワーの推移の例を示す。分布ラマン増幅を適用することで、光パワーの減衰を抑圧できていることが分かる。なお、ここでは伝送ファイバの後方から励起光を入力する後方励起方式を想定している。この方式では信号光のピークパワーの増加を抑えながら

効率的に SNR を改善できる．伝送ファイバの前方から励起光を入力し信号光と同一方向に伝搬させる前方励起方式も検討されている^[44]．

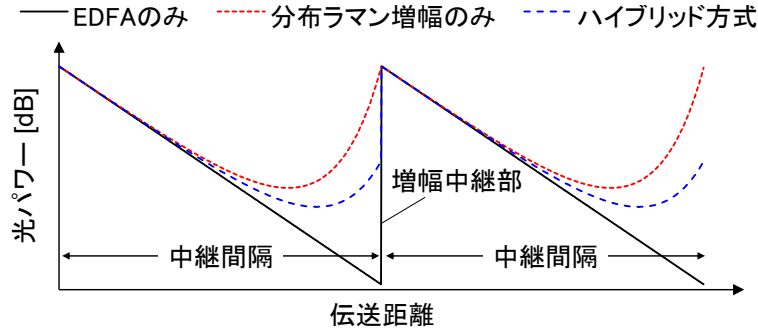


図1.8. 各増幅中継方式における光ファイバ中の光パワーの推移の例

1.3.2 光ファイバ中の非線形光学効果による信号歪み

前項では，信号光の伝送損失と増幅中継器の ASE 雑音で定義される線形な雑音について述べた．一方で，光ファイバには伝搬する信号光のパワーに応じた非線形性があり，伝送設計において重要な性質となる．光ファイバ中の光波（光複素電場 E ）の伝搬は以下の非線形シュレディンガー方程式に従う^[45]．

$$\frac{\partial E(z,t)}{\partial z} = \left(-\frac{\alpha}{2} - j\frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3}{\partial t^3} \right) E(z,t) + j\gamma |E(z,t)|^2 E(z,t) \quad (1.5)$$

α は光ファイバの損失係数， β_2 ， β_3 は波長分散の作用を表す群速度パラメータ， γ は光ファイバの非線形係数（単位: $\text{W}^{-1}\text{m}^{-1}$ ）である．右辺第 1 項は光ファイバ中の損失と波長分散による波形の変化を表した線形伝搬項であり，波長分散は三次の項（分散スロープ）までを考慮した．第 2 項は，光ファイバ中の光カー効果による非線形応答を表した項である．前述したように光増幅器から生じる ASE 雑音の影響を相対的に抑圧し，受信 OSNR を向上するためには，光ファイバ伝送路に入力する信号光のパワーを大きくする必要がある．しかしながら，光ファイバに大きなパワーを入力すると，光カー効果に起因する四光波混合 (FWM: four-wave mixing) 過程によって自己位相変調 (SPM: self-phase modulation) や相互位相変調 (XPM: cross-phase modulation) と呼ばれる非線形な位相歪みや，WDM チャンネル間のクロストーク (FWM クロストーク) を生じる．SPM は伝送チャンネル内の周波数成分の作用により信号光がそれ自体の光パワーによって非線形に位相回転する作用である．また，XPM は周囲の WDM チャンネルの光パワーによって，同様に位相回転を生じる作用である．FWM クロストークは，WDM チャンネル間の相互作用（非縮退 FWM）によって新たな周波数に光電場が生成され，それが他の伝送チャンネルとオーバーラップすることでクロストークとなる作用である．光ファイバ伝送においてはこれらの非線形光学効果による信号歪みが実効的な SNR を劣化させる．この非線形歪みは標準的な長距離伝送システムにおいては実効的に加

法性白色ガウス雑音 (AWGN: additive white Gaussian noise) とみなすことができ^{*3}, 式(1.2)中の SNR は非線形歪みの発生効率を表す係数 η_{NL} を用いて近似的に以下のように表される.

$$SNR = \frac{P_{sig}}{M(P_{ASE} + \eta_{NL} P_{sig}^3)} \quad (1.6)$$

入力パワーの増加によって OSNR は線形に改善するのに対し, 非線形歪みは入力パワーの 3 乗で増加する. したがって, 入力パワーが増加すると徐々に非線形歪みが支配的となる. その結果, OSNR と非線形歪みとの間のバランスによって光ファイバへの入力パワーには最適値が存在し, 実効的な SNR の上限により非線形シャノン限界と呼ばれる周波数利用効率の上限が生じる^[46]. 図 1.9 は式(1.6)に基づいて実効的な SNR の伝送路入力パワー依存性を試算した例である. シンボルレートは 64 Gbaud, 増幅中継間隔は 80 km, 伝送損失は 0.25 dB/km, 中継回数は 12 スパン, 増幅中継器の NF は 6 dB とした. また, 1 スパンあたりの η_{NL} は SSMF を用いた WDM 伝送を想定して文献^[47]から $5.01 \times 10^2 / W^2$ とした. この例では, 2 dBm 程度の入力パワーで SNR は飽和し, さらに増加させると非線形歪みによって急激に劣化することが確認できる. なお, このように純粋な雑音以外の信号歪みなどを, 受信性能の観点から等価な加法性雑音として表した SNR は, 一般化 SNR (GSNR: generalized SNR) とも呼ばれる.

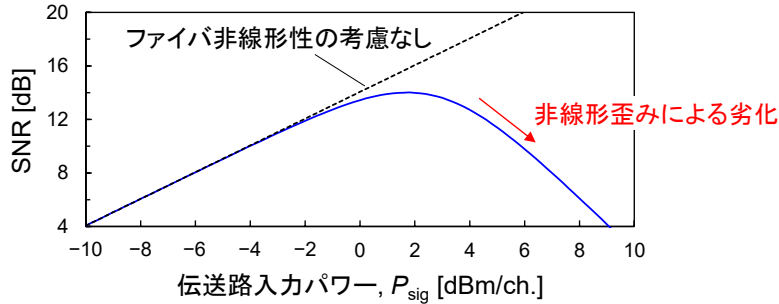


図1.9. 光ファイバ中の非線形信号歪みを考慮した実効的な SNR の計算例

式(1.5)からも分かるように, 非線形信号歪みは波長分散と密接な関係にある. 光ファイバの伝搬に伴って波長分散が累積すると, 各周波数成分間の相対位相の変化により信号光の電力時間波形は伝搬に伴い時々刻々と変化するため, FWM 過程で生じる光電場の位相はランダム化され, 信号歪みには変換されにくくなる. このような効果をウォークオフ効果という^[48]. 波長分散による周波数成分間の相対位相の変化は二次関数状であり, XPM や FWM クロストークのような広帯域な作用に対し特に大きく影響する. C 帯内で 0-5 ps/nm/km 程度以下の小さな波長分散を持つ DSF や NZ-DSF, 分散補償伝送路を用いた低分散伝送シ

^{*3} 伝送路中の非線形歪みが波長分散の累積と多チャネルの WDM により時間的・周波数的に十分平均化されることで良い近似を与える. また, 非線形効果が振動的に作用する準線形領域を前提とする.

テムでは、ウォークオフ効果が小さくなるため、非線形信号歪みを生じやすい。一方で、SSMFではC帯で17 ps/nm/km程度の波長分散があり、上記のような低分散伝送路に比べウォークオフ効果が大きく、XPMやFWMクロストークの影響はSPMに比べ小さい。また、前述のCSFはコアの実効断面積が大きく、パワー密度の低下により光カー効果の発生効率が小さくなるため、従来のSSMFよりも低非線形な伝送路として利用できる。

非線形光学効果はASEのようなランダム雑音ではなく、理論上は信号の変調パターンに依存した歪みであるため、DSPで補償する方法が検討されている。その一つであるデジタル逆伝搬法は、受信信号の位相共役を計算し、実際の伝送路を反転した仮想的な光伝搬シミュレーションをDSP内で行うことにより波長分散と非線形信号歪みを補償する技術である^[49,50]。他にも、ボルテラフィルタやニューラルネットワークを用いた方法などが検討されている^[51,52]。このようなDSPを用いたアプローチは基本的に受信された1チャンネルに対し信号処理を行う。WDMネットワークを想定すると光ノード部で波長チャンネル単位の合成分波が行われるため、あるチャンネルの受信時に隣接チャンネルの正確な情報を得ることは困難である。そのため、SPMに対しては補償効果があるが、XPMやFWMクロストークのようなチャンネル間の作用の補償は困難である。また、逆伝搬法などの計算量は一般に信号帯域に応じて増加するため、将来の高シンボルレート信号への適用を考えると、計算量増加によるDSP部の消費電力や回路規模の増大が懸念される。

1.3.3 伝送帯域

前述したように、EDFAはC帯(1530–1565 nm)またはL帯(1565–1625 nm)内の4–5 THz程度の増幅帯域を持つ。また、C帯とL帯は石英系光ファイバにおいて最も低損失となる波長帯(バンド)であり、従来の長距離伝送システムではこれらの帯域が利用されている。図1.10に光通信波長帯域と、SSMF(ITU-T勧告: G.652.B)、低ウォーターピーク(LWP: low-water peak) SMF(同: G.652.D)、低損失CSF(同: G.654.E)の伝搬損失スペクトルの実測例を示す。C/L帯よりも短い波長では主にレイリー散乱の影響で、長い波長では主に石英の光吸収特性の影響で、伝搬損失が増加する。

伝送帯域の拡張は既設の光ファイバをそのまま用いて伝送性能を大きく改善し得る手段と考えられ、2000年代からC帯EDFAとL帯EDFAの併用、および分布ラマン増幅の適用によるC+L帯のマルチバンド伝送システム(信号帯域: 約10 THz)の検討が様々な機関で活発になされており、現在では伝送装置の開発やシステム導入も進められている^[21,53–57]。典型的なL帯EDFAの長波長側の増幅利得は1605 nm程度までであり、L帯をすべてカバーしているわけではない。そのため、便宜上1625 nmまでの帯域は拡張L帯と呼ばれる場合があり、拡張L帯までを増幅可能なL帯EDFAの広帯域化に関する研究も活発に行われている^[58,59]。また、C帯EDFAについても広帯域化が検討されており、従来の4.5 THz程度のC帯を6.0 THzに拡張したsuper C帯と呼ばれる定義も提案されている^[60]。

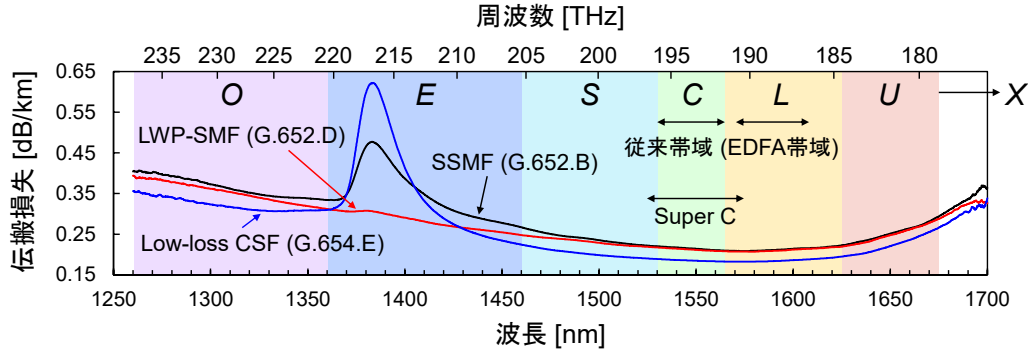


図1.10. 光通信波長帯と各種 SMF の伝送損失の実測例 (O: original, E: extended, S: short, C: conventional, L: long, U: ultra-long の意)

一方で、図 1.10 に示すように光ファイバの低損失波長帯域は約 60 THz に及んでおり、従来の C 帯と L 帯以外の新たな波長帯を追加利用することが考えられている。C+L 帯を超える超広帯域マルチバンド伝送を実現するためには、新たな波長帯に適応する増幅技術や光送受信機、波長選択スイッチ (WSS: wavelength-selective switch) などの光構成要素の開発が必要となる。C 帯より短い波長帯である S 帯 (1460–1530 nm) の信号増幅には EDFA と同じ希土類添加ファイバ型の光増幅器であるトリウム添加光ファイバ増幅器 (TDFA: thulium-doped fiber amplifier) の利用が検討されている^[61]。近年では、TDFA を EDFA と併用することで S+C+L 帯 (信号帯域: 18–19 THz) を使用した 100 Tbps 超の伝送容量のシステムが実証されている^[62–65]。しかしながら、S 帯用 TDFA のホストガラスは特殊な製法を必要とするフッ化物ファイバであり、量産性や信頼性、石英系ファイバとの接続損失による NF の過剰劣化の点で課題がある。さらに短波長帯である E 帯 (1360–1460 nm) や O 帯 (1260–1360 nm) 向けには、ビスマスを添加した光ファイバ増幅器 (BDFA: bismuth-doped fiber amplifier) が開発されている^[66]。しかしながら、通常の光ファイバには、製造時に混入する OH 基による大きな光吸収帯域 (ウォーターピーク) が E 帯に存在する。そのため、E 帯の適用は OH 基の混入を抑圧した LWP ファイバを用いたシステムに限られる。また、BDFA による O 帯を用いた DWDM 伝送実験も報告されている^[67]が、SSMF は O 帯に零分散波長を持つため、前述の非線形光学効果による信号歪みの影響が懸念される。さらに、CSF ではコアの拡大のためにカットオフ波長は 1530 nm 以下と定義されており (SSMF は 1260 nm 以下)、S 帯以下の帯域ではマルチモード化によるマルチパス干渉の影響や損失の増大が懸念される。ファイバ増幅器の他には、半導体光増幅器 (SOA: semiconductor optical amplifier) を広帯域中継器として利用するシステムが検討されており、S+C+L 帯にまたがる約 12 THz の帯域で 100 Tbps 超の増幅中継伝送が実証されている^[68]。

L 帯より長波長側の U 帯 (1625–1675 nm) を用いた WDM 増幅中継伝送については、近年まで、2000 年代初頭にラマン増幅を用いた IMDD 伝送の実証が少数報告されているにとどまっていた^[69,70]。この背景として、実用的な増幅特性を持つ希土類添加光ファイバ増幅器の

開発が進んでいないことが挙げられる。また、U 帯において高品質な光信号の送受信が困難である点も一因である。デジタルコヒーレント技術に基づく高次変調方式では、位相雑音が受信信号の復調性能に大きく影響するため、レーザの狭線幅化が求められる。しかしながら、レーザ線幅は波長の増大によって原理的に広がりやすく、従来の光送受信機で使用されている半導体光源の延長線上の技術で狭線幅な U 帯レーザ光源を実現することは難しい^[71]。また、従来の InGaAs 系の PD では、L 帯を超えたあたりから感度が急峻に劣化し、U 帯全域での高速信号光の受信を室温で実現することは困難である^[72]。このような理由により、U 帯におけるコヒーレント高速信号を用いた WDM 伝送実験の報告は 2023 年頃まで行われていなかった。一方で、U 帯はファイバ種別を選ばず低損失かつ高分散であり、G.654 系 CSF のカットオフシフトの影響も受けないため、上記の課題を解決することができれば汎用的な伝送帯域として有望であることから、近年注目が高まっている。また、シリカ系ホストガラスによる TDFA^[73]など、希土類添加ファイバ増幅器の開拓も進んでいる。

前述のラマン増幅は励起光の波長に応じて任意の帯域を増幅できる。したがって、分布ラマン増幅と集中増幅によるハイブリッド増幅中継方式はマルチバンド伝送においても適用可能である。2024 年には、分布ラマン増幅と TDFA、EDFA を組み合わせた増幅中継によって 1000 km の伝送距離と 100 Tbps の伝送容量を両立した S+C+L 帯の伝送実験が報告されている^[74]。さらに、DSF のような高い非線形性を持つ光ファイバを増幅媒体として局所的にラマン増幅を行う集中ラマン増幅も、適用帯域を選ばない集中増幅器として検討されている^[75]。近年では、プラセオジム添加光ファイバ増幅器 (O 帯増幅用)、BDFA、TDFA、分布および集中ラマン増幅を組み合わせ、E+S+C+L 帯の 4 バンド伝送^[76]や、O+S+C+L+U 帯の 5 バンド伝送^[77]、O+E+S+C+L+U 帯の 6 バンド伝送^[78]が報告されている。しかしながら、長距離伝送を行うためには増幅中継器の性能や後述する SRS の影響が課題であり、上記の報告はいずれも短距離での実証である。

マルチバンド伝送システムにおけるもう一つの課題として、チャネル間 SRS (ISRS: inter-channel stimulated Raman scattering) がある^[79]。ISRS によって短波長のチャネルから長波長のチャネルへ光パワーが遷移 (ラマンシフト) し、光ファイバの損失スペクトルは図 1.10 に示したものよりも短波長側が大きく、長波長側が小さく変化する。図 1.11 に、石英系光ファイバのラマン利得効率スペクトルの例を示す。光パワー遷移の効率が最も大きい周波数差 (ピーク周波数) は通常の光ファイバでは 13–14 THz 程度である。また、光パワー遷移の大きさは、光ファイバへ入力される WDM 信号の光パワースペクトル形状にも依存する。従来の C 帯や L 帯のみを用いた単一バンド伝送では、帯域は 4–5 THz 程度とラマンシフトのピーク周波数に対して十分狭いため、ISRS の影響はほとんど問題にならず、光ファイバ固有の損失スペクトルによる伝送設計が可能である。一方で、C+L 帯を用いた伝送では WDM 信号の帯域が 10 THz 程度となり、ISRS による影響は無視できず、前述の光カー効果の作用も組み合わせられることで単純な伝送路の入出力スペクトルの平坦化では WDM チャネル間の伝送特性を均一にすることはできない。3 バンド以上を使用した超広帯域伝送では

ピーク周波数も超えた帯域となり、この影響はさらに大きくなる。このような広帯域光伝送における光ファイバの損失スペクトルの変動は、マルチバンド光ネットワークにおける送信パワー設計や光パス設計を複雑にする^[80,81]。また、マルチバンド信号光を単一の光増幅器で一括に増幅することは難しく、様々な種類の増幅方法を組み合わせる必要がある。このような場合、各増幅器の NF や飽和出力などの違いによって増幅中継部の雑音特性は波長依存性を生じる。このような ISRS の影響や、非線形係数、増幅中継部の雑音特性の波長依存性によって、式(1.1)のような各波長チャンネルで均一な SNR を前提とした設計は困難になり、波長チャンネルごとの SNR を用いて伝送容量は以下のように考えられる。

$$C = 2B \sum_i^{N_k} \eta_{s,i} \quad (1.7)$$

以上のように、ISRS などによる伝送特性の波長依存性とそのダイナミクスは、マルチバンド伝送システムの運用における課題の一つである。近年では上記のような波長依存の効果を含んだ広帯域な伝送設計を高速に行うための計算モデルも活発に議論されている^[82,83]。

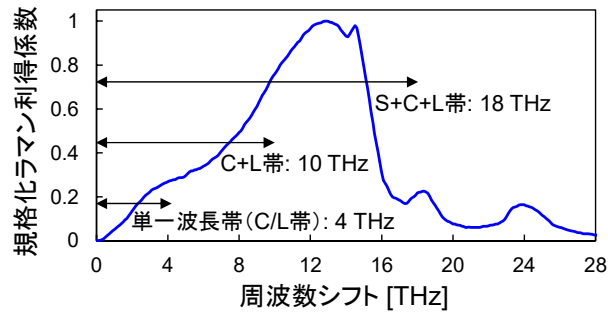


図1.11. 石英系光ファイバの規格化ラマン利得係数スペクトルの例

1.4 光パラメトリック信号処理

光伝送システムの様々な課題に対し、光パラメトリック増幅器 (OPA: optical parametric amplifier) を用いた信号光処理、すなわち光パラメトリック信号処理の適用が検討されている。光パラメトリック増幅は、1.3.2 項でも述べた FWM 過程に代表される光ファイバなどの非線形光学媒質中の複数の周波数成分間の相互作用を有効利用し、信号光に様々な信号処理を全光学的に施す技術である。図 1.12 に、非線形光学媒質中の光パラメトリック増幅過程の概念図を示す。まず、シグナル光（主に処理対象の信号光を表す）とポンプ光の入力によって生じる非線形光学効果により、異なる波長にシグナル光の位相共役コピーであるアイドラ光が発生する。同様に、このアイドラ光がポンプ光と作用することでシグナル光を増幅する。このプロセスが媒質の伝搬に伴って連続的に発生することで、シグナル光とアイドラ光はポンプ光からエネルギーを受け取り、指数関数的に増幅される。

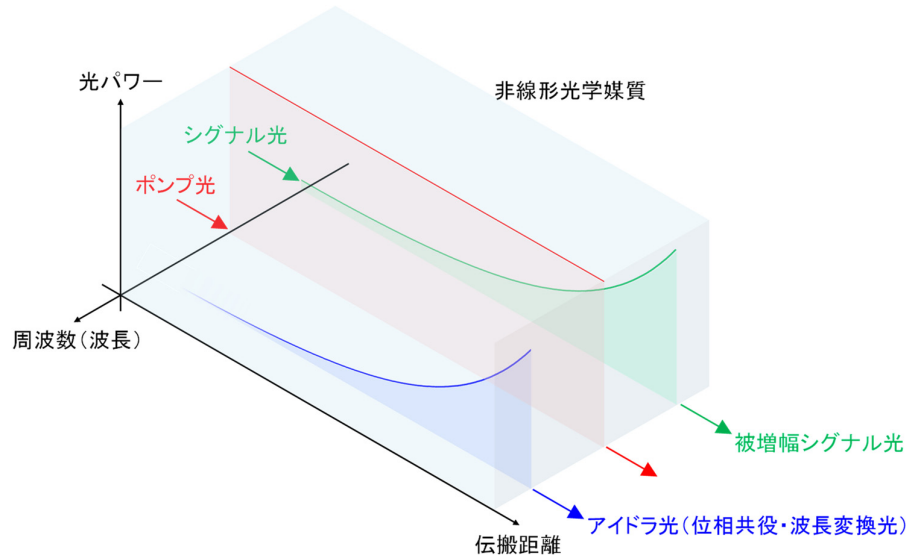


図1.12. 非線形媒質中の光パラメトリック増幅過程の概念図

光パラメトリック信号処理の歴史は長く、非線形媒質中の FWM 過程を用いて入力信号光の位相共役光を生成し、分散性媒質で信号光に生じた分散を位相共役光の伝搬によって補償する方法が 1979 年に提案されている^[84]。このような手法は光位相共役変換 (OPC: optical phase conjugation) と呼ばれている。この OPC を光伝送システムの増幅中継部で行うことで、光ファイバ中の非線形光学効果に起因する信号歪みを全光学的に補償する技術が 1990 年代より検討されている^[85]。非線形歪みを補償することで光ファイバへの入力パワートレランスが向上し、従来の非線形シャノン限界を超えた伝送性能を実現できる。受信端でのチャンネル単位での処理になる DSP による非線形補償技術と比較して、OPC は伝送中に広帯域に補償することができるため、チャンネル間の作用である XPM や FWM クロストークに対しても有効である。また、基本的な光パラメトリック増幅過程において位相共役光であるアイドラ光は入力信号光とは異なる周波数(波長)に発生する。この作用を利用することで、信号光の全光学的な波長変換を行うことができる。この全光波長変換を用いて柔軟な光パス設計を実現するフォトニックネットワークの研究が 2000 年頃から行われている^[86]。また、異なる波長帯のリンクを全光学的に相互接続するために、C 帯と L 帯のバンド間で WDM 信号を一括に変換する波長帯変換技術の実証も 2000 年頃に行われている^[87,88]。さらに、OPA の特殊な動作を利用した位相感応増幅器 (PSA: phase-sensitive amplifier) は、理論的には 0 dB の NF を実現でき、従来の光増幅器 (PIA) における 3 dB の標準量子限界を超えた究極的な量子雑音限界の光伝送を達成し得る技術である。1999 年には、実際に 3 dB 以下の NF での超低雑音光増幅が実証されている^[89]。このように、光パラメトリック信号処理は光ファイバ伝送における性能限界を改善する可能性を持ち、数十年にわたり研究が進められてきた。しかしながら、実際の光伝送システムにおいては動作の不安定性や汎用性、非線形過程のエネルギー効率の悪さなどに加え、経済的かつ汎用的な信号処理が可能な DSP の導入も相まっ

て実用化には至っていない。一方で近年では、光パラメトリック増幅を行う光デバイスに多くの進展があり、動作の安定性やエネルギー効率は大きく改善してきている。

三次の非線形光学効果である FWM を用いた光パラメトリック増幅のための媒質としては主に光ファイバが用いられる^[90]。特に、コア径を小さくするなどして非線形係数を大きくし、広帯域な位相整合を実現するために波長分散の設計を施した光ファイバは高非線形光ファイバ (HNLF: highly-nonlinear fiber) と呼ばれる。十分な効率と増幅利得を得るためには数十から数百メートル程度の HNLF を用いる必要があり、零分散波長等の分散特性や偏波特性の製造時の長手方向のゆらぎがエネルギー効率や帯域を制限する。近年では、製造誤差によるゆらぎの影響が少なくなるようなコア屈折率プロファイルの開発や、製造技術の進展により、特性の良い HNLF が実現されている^[91]。また、SiN や GaP などによる高効率な集積光導波路を媒質として用いた構成の検討が活発化している^[92-95]。このような構造では高精度なプロセス技術によって波長分散などの設計を高精度に行うことができ、短尺な媒体での広帯域かつ高利得な光パラメトリック増幅の実証がなされている。

OPA には二次の非線形光学効果を利用した構成も存在し、三光波の混合による差周波発生 (DFG: difference frequency generation) 過程を利用する。DFG 過程では、ポンプ光として信号光の2倍の周波数帯(半分の波長帯)である二次高調波を利用するため、ポンプ光生成のための二次高調波発生 (SHG: second harmonic generation) 過程と DFG 過程を媒質内で段階的に発生させるカスケード非線形過程 (cSHG/DFG 過程) がよく用いられる。LN やチタニルリン酸カリウム (KTP) に代表される二次非線形媒質についても、媒質の設計や製造技術の進歩によって高い増幅利得を安定的に実現できるようになってきている。二次の非線形媒質では高パワーのポンプ光の入力がフォトリフラクティブ効果を介して媒質中の屈折率変調を誘起し、位相整合特性をドリフトさせる光損傷が課題となる。媒質を 100°C 以上の高温に加熱することでフォトリフラクティブ効果は抑圧できるが、運用上このような動作温度は望ましくない。これに対し、1990 年頃からは LN 結晶に MgO や ZnOなどを添加することで光損傷耐性を向上させる技術が盛んに研究され、室温での高利得、高出力動作が可能となった^[96,97]。また、二次非線形光学効果では波長の大きく離れた二次高調波を利用するため所定の位相整合を広帯域に実現することは困難である。これに対し、媒質中の伝搬方向に非線形感受率の符号が異なる領域を周期的に作成して位相不整合を補償する擬似位相整合 (QPM: quasi-phase matching) と呼ばれる手法の研究開発が進展し、広帯域な位相整合特性を実現できるようになった^[98,99]。このような構造を持つ LN は周期分極反転ニオブ酸リチウム (PPLN: periodically poled lithium niobate) と呼ばれる。また、光の強い閉じ込めと長い作用長による高効率化を目的として、導波路型の PPLN の検討が活発化した。コア層となる PPLN 基板と厚さ方向のクラッド層となる基板とを直接接合し、物理加工でリッジ型の導波路を形成する手法が開発されており、従来の埋め込み導波路型 PPLN で問題となっていた長期信頼性や導波路形成時の構造欠陥による光損傷耐性の劣化を改善した高品質な作製技術が確立された^[100,101]。近年では、コアサイズの非常に小さい薄膜 LN を用いてさらにエネ

ルギー効率を向上する構造も検討されている^[102]。一方で、二次高調波と信号光との間の屈折率の相対関係は媒質温度に敏感であり、QPM により所定の位相整合関係を満たすためには温度管理が重要となる。また、光ファイバシステムへの適用に対しては光ファイバと媒質の間の低損失な結合も課題の一つである。これに対し、温度調整のためのペルチェデバイスや信号光とポンプ光の合分波部、導波路と光ファイバとの結合のためのレンズ系を集積した小型モジュールが開発されており、光ファイバシステムとの互換性や汎用性、動作安定性が大きく向上している^[103]。2011 年にはファイバ結合部を含むモジュールの入出力で >10 dB の増幅利得^[104]が、2019 年には >30 dB の増幅利得^[105]が報告されている。

このように、光パラメトリック信号処理に関するデバイス技術は、光伝送システムへの適用が議論されはじめた 1990 年代から大きく進歩しており、近年では光伝送システムへの様々な応用が検討され、実験的な実証も活発化してきている。その一つとして、伝送帯域間の一括波長帯変換を用いたマルチバンド送受信機が検討されている^[106]。既存帯域である C 帯や L 帯と追加帯域との間で相互に波長帯変換が可能な光パラメトリック波長変換器を用いることで、既存帯域用の光送受信機を、レーザや PD の実現が難しい U 帯のような新規帯域にも使用できるようになる。この構成を用いて、既存帯域である C/L 帯用の送受信機のみを用いた S 帯や U 帯を含むマルチバンド伝送が実証されている^[107,108]。波長帯変換を介して既存の光デバイスや機器を追加帯域に適用するコンセプトは、送受信機のみならず増幅中継器や光クロスコネクタへの適用も検討されている^[109,110]。また、高効率・高利得な OPA を中継器として用いた増幅中継伝送の検討がなされている。OPA は媒質内の位相整合条件を満たす帯域内で増幅利得を生じさせることができ、複数の通信波長帯にわたる広帯域な一括増幅中継の実現が期待される。筆者らは、PPLN 型の OPA を用いて EDFA の帯域と比較して 3 倍程度となる 14 THz の S+C+L 帯一括増幅中継伝送を報告している^[111]。また、PPLN 型 OPA による波長帯変換と EDFA を組み合わせた中継器を用いて、S 帯から U 帯までと、新たに X 帯と定義した 1702 nm までの超長波長帯を利用して、伝送帯域 27 THz、伝送容量 160.2 Tbps、伝送距離 1040 km の増幅中継伝送を実証している^[112]。光パラメトリック信号処理のさらに詳しい動作原理やアプリケーション、光伝送システム応用に関する近年の研究動向については次章で詳述する。

1.5 本論文の研究目的と構成

前節で述べたように、光パラメトリック信号処理は古くから研究が進められているが、現在の光伝送システムにおいては実用化には至っていない。しかしながら、DSP-ASIC における CMOS 微細化の鈍化や信号の高シンボルレート化にともなう消費電力の増加、PCS 符号や誤り訂正技術等の進歩によるシャノン限界への漸近により、現行システムの延長線上の技術による伝送システムの高性能化には限界があると予想される。また、1.3 節で述べた 3

つの課題である，光増幅中継に伴う ASE 雑音の付加，光ファイバ中の非線形光学効果による信号歪み，EDFA 帯域である C+L 帯を超えた広帯域化は，いずれも伝送路や光構成要素の物理特性に根差した課題であり，送受信端での DSP による抜本的な解決は困難である．したがって，光ネットワークのさらなる高度化のためには，光領域とデジタル領域の信号処理を組み合わせ，伝送性能を抜本的に改善する新たな伝送システムを構築することが重要である．そこで本研究では，高効率 PPLN 導波路デバイスを基盤とした光パラメトリック信号処理の適用によって従来の性能限界を打破し，光伝送システムの低雑音化・広帯域化によるさらなる高度化の実現可能性を示すことを目的とする．特に，デジタルコヒーレント方式を基盤とした光伝送システムへの適用を前提に，システム設計へのインパクトや具体的な実装方法の提案など，システムの観点からの検討と実証を行う．

図 1.13 に本論文の構成を示す．本章では，基幹光ファイバ伝送システムの変遷を例として，光伝送システムの現状の到達点と研究動向，さらなる高度化に向けた課題について述べた．第2章では，光パラメトリック信号処理の基本原則と光伝送システムへの応用について解説する．基本原則については，三次非線形性を利用した構成と二次非線形性を利用した構成について比較し，光伝送システムへの応用においては WDM 信号の高出力動作が可能な点から，PPLN による二次非線形性を利用した構成が有望であることを述べる．また，光伝送システムへの応用例として，PSA，OPC，波長変換，広帯域増幅中継の4つの応用について，その基本的なコンセプトと研究動向についてまとめる．

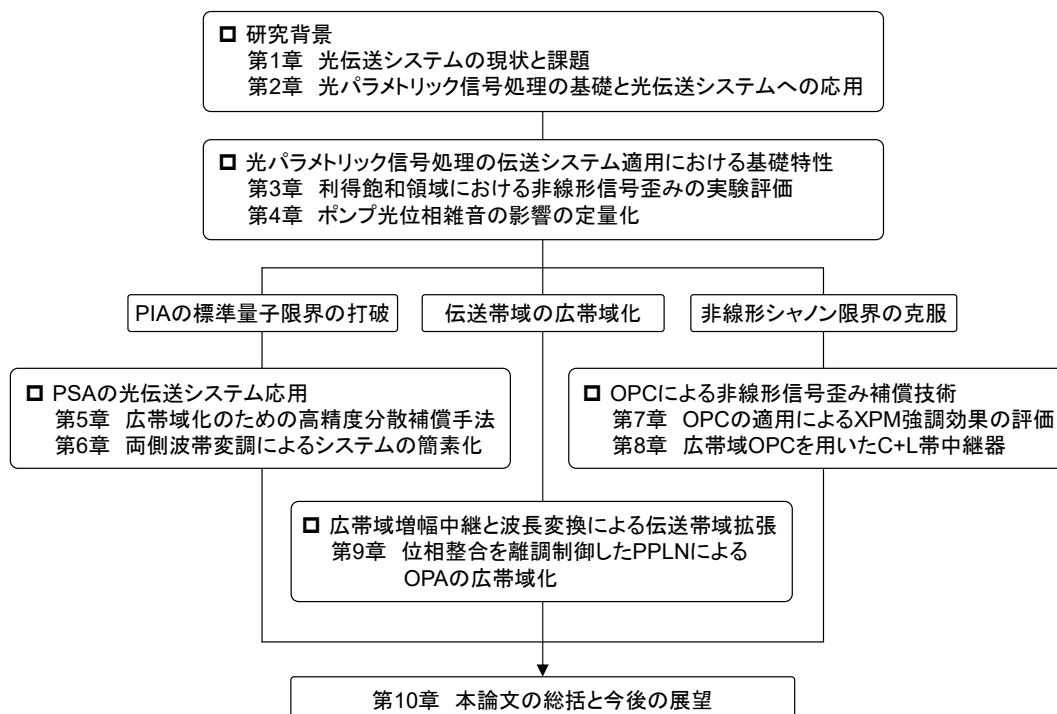


図1.13. 本論文の構成

第3章、第4章では、OPA が信号光に与える実用上の諸特性を明らかにし、光パラメトリック信号処理を用いた伝送システムの設計指針を与えることを目的とする。第3章では、OPA の飽和領域での動作が信号光に与えるペナルティについて検討する。光伝送システムにおいて信号処理に伴う信号光の品質劣化を抑えるためには、高い光パワーで信号光を取り扱うことが重要である。高パワーな信号光の入出力は、ポンプデプレッションを誘発し、利得飽和を生じる。ここでは、飽和領域で動作する OPA を通過する信号光にどのようなペナルティが生じるのかについて、網羅的に実験評価を行う。第4章では、ポンプレーザの位相雑音が信号品質に与える影響について、様々なユースケースについて評価する。ポンプ光位相雑音の伝達特性を、シグナル成分とアイドラ成分についてそれぞれ考察し、実験評価を行う。また、長距離の光伝送システムに適用することを想定し、複数スパンの光ファイバを伝送されながら繰り返し OPA を通過する場合における信号光へのペナルティの定量化について検討する。また、ペナルティを軽減する方法についての提案を行う。

第5章、第6章では、従来の標準量子限界を打破する技術として、PSA を用いた光伝送システムについての検討を行う。PSA はシグナル光とアイドラ光とを光パラメトリック増幅過程内でコヒーレントに重ね合わせることで雑音を伴わない増幅利得を生じさせることで、超低雑音光増幅を実現する技術である。しかしながら、光伝送システムで運用するためには、様々な制約が存在することが課題となる。第5章では、PSA の光伝送システム適用における課題として波長分散補償に着目する。PSA を WDM 信号のような広帯域信号に適用する場合、重ね合わされるシグナル光とアイドラ光との間の相対位相差が均一でなくてはならないため、増幅する前に波長分散を補償する必要がある。波長分散による相対位相差は周波数差に対して二乗で変化するため、広帯域になるほど補償精度の要求精度は加速度的に高くなる。ここでは、伝送系の残留波長分散を PSA の動作状態から高精度に推定し、推定値に基づいて可変 DCM で補償する方法を提案する。また、提案手法に基づいて PSA を用いた伝送実験例としては最も広帯域となる伝送帯域 4 THz (シグナルとアイドラでそれぞれ 2 THz) の WDM 位相感応増幅伝送を実証する。第6章では、位相感応増幅伝送システムの簡素化に向け、両側波帯変調を用いたシステムを提案する。提案方式では、従来は光学的に行う必要があったアイドラ光の生成と波長分散補償とを送信側 DSP 内で行う。これにより、シングルキャリアの伝送システムに限られるものの、伝送システムの物理構成を大きく変更することなく汎用的に PSA を伝送システムに適用可能になる。

第7章、第8章では、非線形シャノン限界の克服のための OPC 伝送システムについての検討を行う。第7章では、通信トラフィックの少ない過疎地域網向けの検討として、NZ-DSF のような低分散な光ファイバ伝送路を想定し、OPC の適用による XPM の強調効果についての検証を行う。OPC の適用によって SPM のような狭帯域な非線形歪みは効率的に補償されるが、広帯域な非線形歪みに対する補償効果はシステムの伝送条件によって限定的となるため、非線形信号歪みの内訳は XPM や FWM クロストークが支配的となる。このような場合において、WDM チャンネルの波長間隔が伝送品質に大きなインパクトを与え、従来の伝送

システムよりも重要度の高い設計パラメータとなることを明らかにし、OPC による伝送距離長延化に対する伝送システムの設計指針について述べる。第8章では、大容量伝送システムへの OPC の適用に向け、高利得かつ広帯域な PPLN 型 OPC と EDFA を用いた C+L 帯ハイブリッド増幅中継器の提案と、それを用いた C+L 帯マルチバンド増幅中継伝送実験を行う。広帯域伝送システムに OPC を適用することで、ファイバ非線形性による信号歪みを軽減できるだけでなく、OPC に伴うスペクトル反転作用を利用して ISRS によるパワー遷移に起因する信号品質差を補償し、複数波長帯にわたって均一な信号品質での長距離伝送を実現できることを実証する。

第9章では、さらなる伝送帯域の拡張に向けた OPA の広帯域化についての検討を行う。PPLN 導波路の QPM 特性を温度制御によって離調できることに着目し、相補的に離調制御した PPLN 導波路のカスケードによって増幅利得を維持しながら効率的に広帯域化する構成を提案する。また、提案構成を用いた 8 THz 超のシームレスな増幅帯域による広帯域増幅中継伝送を実証する。

最後に、第10章では、本論文で得られた成果を総括し、光パラメトリック信号処理を活用した広帯域・低雑音光伝送システムの今後の展望について述べる。

第2章

光パラメトリック信号処理の基本原理と 光伝送システムへの応用

本章では、光パラメトリック信号処理の基礎について概説する。光パラメトリック増幅過程は三次の非線形光学効果を用いた方式と、二次の非線形光学効果を用いた方式がある。本研究では二次非線形光学媒質である PPLN を用いた OPA を使用するが、三次の非線形媒質を用いた OPA と比較して光伝送システムに適用する場合の得失について論じるために、各方式の基本原理と物理的特性について解説する。また、光パラメトリック信号処理の光伝送システム応用として、PSA、光スペクトル反転による OPC と波長変換、広帯域増幅中継について、各技術のコンセプトや先行研究、課題について説明し、次章以降の本研究で得られた具体的な成果への導入を行う。なお、本章では OPA の基本特性の説明に際し、文献^[45, 90, 113–117]を参考にした。

2.1 光パラメトリック増幅器 (OPA)

本節では、光パラメトリック信号処理を行うための OPA の基本原理や構成について解説する。光パラメトリック増幅過程は誘電性媒質内の非線形光学効果に基づいている。誘電性媒質に光が入射すると、光電場によって分極が誘起される。光電場 E によって誘起される分極 P は、真空中の誘電率 ϵ_0 と媒質の感受率 χ を用いて、

$$P = \epsilon_0 \chi E \quad (2.1)$$

と表される。感受率 χ には微小な電場依存性があり（すなわち、 $\chi(E)$ と書ける）、分極 P をべき級数展開で表すと、

$$P = \epsilon_0 \chi(E) E \approx \epsilon_0 \chi^{(1)} E + \epsilon_0 \chi^{(2)} E^2 + \epsilon_0 \chi^{(3)} E^3 + \dots \quad (2.2)$$

と表される。第2項以降が非線形項であり、第2項を二次の非線形分極、第3項を三次の非線形分極と呼ぶ。それぞれの分極によって生じる非線形現象を、二次非線形光学効果（または $\chi^{(2)}$ 効果）、三次非線形光学効果（または $\chi^{(3)}$ 効果）と呼んでいる。上記の第2項や第3項

に代入する光電場として複数の周波数成分をもつものを考えると、その2乗や3乗から新たな周波数の成分が発生する。これらの非線形光学効果によって、光パラメトリック増幅を実現できる。前章で述べたように、光ファイバ伝送路中で生じる三次の非線形光学効果は信号歪みを引き起こし、伝送性能を制限する要因となるものであるが、光パラメトリック増幅はこの非線形光学効果を積極的に利用して様々な光信号処理を行う技術である。一般に、低次の非線形分極項による $\chi^{(2)}$ 効果のほうが効率は優れているが、光ファイバのような等方性媒質では二次の非線形分極は生じず、 $\chi^{(3)}$ 効果が最も効率よく発生する。

以下ではまず、様々な機関で広く研究されている光ファイバを用いた構成に代表される $\chi^{(3)}$ 効果によるOPAについて述べる。光ファイバを媒質としたOPAは特に、ファイバ型OPA (FOPA: fiber-based optical parametric amplifier) と呼ばれる。次に、本研究で利用するPPLNを用いた構成に代表される $\chi^{(2)}$ 効果によるOPAについて基本原理を説明し、それぞれの方式の物理的な特性の比較を行う。また、光伝送システムに適用するためのサブシステムとしてのOPAの構成について説明し、本研究で用いる基本構成を紹介する。なお、本節では、非線形媒質にシグナル光とポンプ光を入力し、シグナル光と異なる周波数にアイドラ光が発生するケース（1モード非縮退光パラメトリック増幅過程）について述べる。また、本章で用いる結合方程式の導出については、付録Aを参照されたい。

2.1.1 三次非線形媒質中の四光波混合による光パラメトリック増幅過程

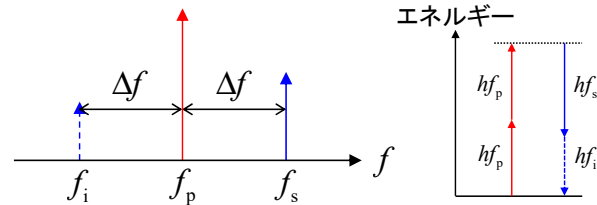


図2.1. $\chi^{(3)}$ 効果による一部縮退 FWM を用いた光パラメトリック増幅過程の周波数配置とエネルギー保存関係（実線は入力成分、破線は増幅過程内で発生する成分を表す）

三次非線形分極に起因する相互作用では、入力光電場の三乗に比例する分極成分が誘起される。この時、入力光電場の三つの周波数成分から新たに第四の周波数成分が生じ、この過程をFWMと呼ぶ。FWMに関与する周波数成分のうち、二つ以上が同一周波数である場合を縮退と呼ぶ。三次非線形媒質中に周波数 f_p の光と f_s の光を入力すると、これらの周波数成分間の一部縮退FWMにより、周波数 $f_i (= 2f_p - f_s)$ の光が発生する。ここで、 f_p の周波数光はポンプ光、 f_s の周波数光はシグナル光、 f_i の周波数光はアイドラ光と呼ばれる。これが $\chi^{(3)}$ 効果に基づく光パラメトリック増幅の基本過程である。この過程ではポンプ光が縮退していると見なせる。また、 f_p は縮退周波数と呼ばれる。図2.1に一部縮退FWMによる光パ

ラメトリック増幅過程を示す。上記の周波数関係から明らかなように、 f_p と f_s 間の周波数差と、 f_p と f_i 間の周波数差は等しい。三次非線形媒質としては光ファイバを用いるのが一般的であり、高い非線形特性を安定して得るために、広帯域な零波長分散帯域を持ち、コア径を小さくするなどして効率を高めた HNLF がよく用いられる。この一部縮退 FWM に基づく光パラメトリック増幅過程の結合方程式は、以下の連立一次スカラー波方程式で表される。

$$\frac{da_p(z)}{dz} = j\gamma_p \left(|a_p(z)|^2 + 2|a_s(z)|^2 + 2|a_i(z)|^2 \right) a_p(z) + 2j\gamma_p a_s(z) a_i(z) a_p^*(z) \exp(-j\Delta\beta z) \quad (2.3a)$$

$$\frac{da_s(z)}{dz} = j\gamma_s \left(2|a_p(z)|^2 + |a_s(z)|^2 + 2|a_i(z)|^2 \right) a_s(z) + j\gamma_s a_p(z) a_i(z) a_s^*(z) \exp(j\Delta\beta z) \quad (2.3b)$$

$$\frac{da_i(z)}{dz} = j\gamma_i \left(2|a_p(z)|^2 + 2|a_s(z)|^2 + |a_i(z)|^2 \right) a_i(z) + j\gamma_i a_p(z) a_s(z) a_i^*(z) \exp(j\Delta\beta z) \quad (2.3c)$$

ここで、 $a(z)$ は各光電場の複素振幅、 γ は各光電場の媒質中の非線形光学定数である。 $\Delta\beta$ は3光波間の位相不整合量であり、各光波の伝搬定数 β を用いて、

$$\Delta\beta = 2\beta_p - \beta_s - \beta_i \quad (2.4)$$

と表される。なお、各パラメータの添字 p, s, i はそれぞれ、ポンプ光、シグナル光、アイドラ光に対応する。また、媒質中の光吸収は無視している。上記の式(2.3)における右辺第1項は、各光電場による SPM や XPM に起因する位相シフトの影響を表す。上記の式から、 $a_i(0)=0$ 、すなわち、ポンプ光とシグナル光のみが入力された場合に発生するアイドラ光は、シグナル光の位相共役光であることが分かる。上記の結合方程式を各光電場の実振幅成分 $r(z) (=|a(z)|)$ について変形すると、以下の結合方程式が得られる^[118]。

$$\frac{dr_p(z)}{dz} = -2\gamma_p r_p(z) r_s(z) r_i(z) \sin(\theta(z)) \quad (2.5a)$$

$$\frac{dr_s(z)}{dz} = \gamma_s P_p(z) r_i(z) \sin(\theta(z)) \quad (2.5b)$$

$$\frac{dr_i(z)}{dz} = \gamma_i P_p(z) r_s(z) \sin(\theta(z)) \quad (2.5c)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\theta(z)}{dz} = & \left(\gamma_s \frac{P_p(z) r_i(z)}{r_s(z)} + \gamma_i \frac{P_p(z) r_s(z)}{r_i(z)} - 4\gamma_p r_s(z) r_i(z) \right) \cos(\theta(z)) \\ & + 2\gamma_p P_p(z) - \gamma_s P_s(z) - \gamma_i P_i(z) - \Delta\beta \end{aligned} \quad (2.5d)$$

ここで、 θ は各光電場間の相対位相に関するパラメータであり、各成分の位相 θ_k を用いて、

$$\theta(z) \equiv \theta_s(z) + \theta_i(z) - 2\theta_p(z) - \Delta\beta z \quad (2.6)$$

と定義される。 P は r^2 で表される各成分の光パワーである。上記の式より、各成分のパワーの増減は位相パラメータ θ に依存し、ポンプ光の増減とシグナル光およびアイドラ光の増

減は逆の方向になることが分かる。光パワーの移行がポンプ光からシグナル光とアイドラ光へ方向であるとする、ポンプ光とシグナル光との相互作用によってアイドラ光が生じ、そのアイドラ光とポンプ光との相互作用によってシグナル光が増加する。この過程が光パラメトリック増幅過程である。式(2.5d)の右辺第一項は各成分の光パワーの大小関係によるパワーの移行方向の変化のしやすさを表している。第二項以降は、各光電場間の相対位相は $\Delta\beta$ だけでなく、各光電場の光パワーによって回転する位相、すなわち SPM や XPM が作用することを表す。よって、実効的な位相不整合量 $\Delta\beta'$ は

$$\Delta\beta' = \Delta\beta - (2\gamma_p P_p(z) - \gamma_s P_s(z) - \gamma_i P_i(z)) \quad (2.7)$$

となる。この入力光パワーに依存した位相整合条件は、非線形位相整合条件と呼ばれる。さらに、式(2.5)の右辺の係数は、図 2.1 の右図のように、ポンプ光の 2 光子の消費によってシグナル光およびアイドラ光がそれぞれ 1 光子増加することを意味する。これらは、ポンプ、シグナル、アイドラ間でのエネルギー保存を表し、マンリー・ロウの関係と呼ばれる。

ここで、ポンプ光のパワーがシグナル光およびアイドラ光のパワーよりも十分大きく、ポンプ光パワーの減少（ポンプデプレッション）や、シグナル光パワーとアイドラ光パワーによる位相整合への寄与が無視できるとすると、媒質の伝搬方向の位置 z におけるシグナル光とアイドラ光についての解析解が以下のように得られる。

$$a_s(z) = \left[\cosh(g_3 z) + \left(\frac{\Delta\beta'}{2g_3} \right) \sinh(g_3 z) \right] a_s(0) \exp \left[j \left(\frac{\Delta\beta'}{2} + 2\gamma_p P_p \right) z \right] \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} a_i(z) &= j \frac{\gamma_i}{g_3} a_p a_p \sinh(g_3 z) a_s^*(0) \exp \left[j \left(\frac{\Delta\beta'}{2} + 2\gamma_p P_p \right) z \right] \\ &= \frac{\gamma_i P_p}{g_3} \sinh(g_3 z) a_s^*(0) \exp \left[j \left(2\phi_p + \frac{\pi}{2} \right) + j \left(\frac{\Delta\beta'}{2} + 2\gamma_p P_p \right) z \right] \end{aligned} \quad (2.9)$$

ここで、 P_p はポンプ光の入力パワー、 ϕ_p はポンプ光の初期位相であり、 g_3 は $\chi^{(3)}$ 効果による光パラメトリック増幅過程の増幅利得に関する定数で、

$$g_3 \equiv \sqrt{\gamma_s \gamma_i P_p^2 - \left(\frac{\Delta\beta'}{2} \right)^2} \quad (2.10)$$

と定義した。式(2.9)から、アイドラ光の初期位相 ϕ_i は、シグナル光の初期位相 ϕ_s を用いて $2\phi_p - \phi_s + \pi/2$ となることが分かる。この時、媒質長を L として出射端における光パワーは以下のように得られる。

$$P_s(L) = \left[\cosh^2(g_3 L) + \left(\frac{\Delta\beta'}{2g_3} \right)^2 \sinh^2(g_3 L) \right] P_s(0) \quad (2.11)$$

$$P_i(L) = \left(\frac{\gamma_i P_p}{g_3} \right)^2 \sinh^2(g_3 L) P_s(0) \quad (2.12)$$

OPA のシグナル光に対する増幅利得 G_s は,

$$G_s = \cosh^2(g_3 L) + \left(\frac{\Delta\beta}{2g_3} \right)^2 \sinh^2(g_3 L) \quad (2.13)$$

と表される。 $\Delta\beta$ は式(2.4)に示すように媒質中の各周波数成分の伝搬定数、すなわち分散特性に依存し、各シグナル-アイドラ対の周波数関係に依存する。したがって、式(2.13)で示される G_s は $\Delta\beta$ の波長依存性に応じた OPA のゲインスペクトルを表す。また、式(2.11), (2.12) から、増幅利得が十分大きければ、シグナル光とアイドラ光ではほぼ同じ出力光パワーが得られることがわかる。

上記のように、ポンプ光とシグナル光のみが入力される条件では、発生したアイドラ光の初期位相を考慮して式(2.6)に適用すれば、 θ の初期値は $\pi/2$ となる。式(2.5)において $\sin(\theta) = 1$ となるため、エネルギーの移行の向きはポンプ光からシグナル光とアイドラ光への方であり、 $\Delta\beta' = 0$ の位相整合条件が満たされている限り変化せず、ポンプ光のエネルギーが効率的にシグナル光およびアイドラ光に移行し続けることになる。一方で、上記の解析解は、ポンプデプレッションと、シグナル光とアイドラ光の $\Delta\beta'$ への寄与が無視できるという近似（小信号近似）の下で得られる結果である。増幅利得または初期入力が大きく、シグナル光およびアイドラ光のパワーがポンプ光のパワーに対して無視できない場合には、ポンプ光が伝搬方向に沿って有意に減少し、式(2.7)の実効的な位相整合状態が変化する^[119]。したがって、 θ が媒質の伝搬方向に対して変化するため、上記の解析解とは異なる挙動を示す。出力光パワーの点で定性的に説明すると、シグナル光パワーが十分小さい領域では式(2.11)と(2.12)に則り入力シグナル光パワーに対して線形な出力パワー（一定の増幅利得）が得られるが、入力シグナル光パワーが増加するに従ってだんだんと非線形になり、 θ が初期値から π 変化すると減少に転じる（ポンプ光成分への逆流が起こる）。このような、シグナル光の入力パワーに対して出力パワーが変化する領域を利得飽和領域と呼び、このときの増幅利得を飽和利得と呼ぶ。これに対し、式(2.13)で示される解析解で得られる増幅利得は未飽和利得、または小信号利得と呼ばれる。また、増幅利得を増加させるにはポンプ光パワーを強くする必要があるが、ポンプ光パワーが変化すると非線形位相整合状態が変化するため、結果としてゲインスペクトルが変化してしまう。ここまでの議論はポンプ光、シグナル光、アイドラ光が同一の偏波面に配置されていることを前提としたスカラー波方程式について述べた。一方で、周波数の異なる各成分の偏波状態が媒質の伝搬に伴ってずれてしまうと理想的な動作は得られない。そのため、増幅媒質には偏波保持性が求められる。また、ポンプ光の偏波面にシグナル光が一致している必要があることは光増幅器としての動作に入力偏波依存性があることを意味する。

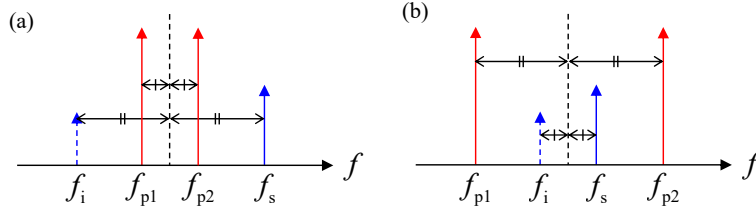


図2.2. 非縮退 FWM を用いた光パラメトリック増幅過程 (a)二つのポンプ光が縮退周波数側の場合 (b)シグナル光とアイドラ光が縮退周波数側の場合

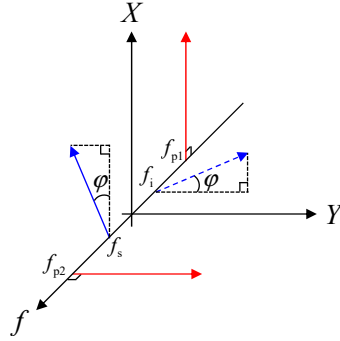


図2.3. 非縮退 FWM による直交偏光ポンプを用いた光パラメトリック増幅過程 (X と Y は直交する偏光軸を表す)

ここまで、ポンプ光が縮退した一部縮退 FWM による光パラメトリック増幅過程について述べたが、非縮退 FWM を利用しても同様の光パラメトリック増幅過程が得られる。図 2.2 に非縮退 FWM による光パラメトリック増幅過程を示す。非縮退 FWM では二つのポンプ光を使用し、図 2.2(a)はシグナル-アイドラ対の間にポンプ光を配置する構成で、図 2.2(b)はポンプ光の間にシグナル-アイドラ対が配置される構成である。二つのポンプ光の周波数を低周波数側から f_{p1} , f_{p2} とすると、 $f_i = f_{p1} + f_{p2} - f_s$ である。この場合、位相不整合量 $\Delta\beta$ は、

$$\Delta\beta = \beta_{p1} + \beta_{p2} - \beta_s - \beta_i \quad (2.14)$$

である。この構成では、図 2.2(a)の構成では $f_p = (f_{p1} + f_{p2})/2$ のまわりに広いガードバンドが必要であり、図 2.2(b)の構成では f_{p1} と f_{p2} の間の帯域に増幅帯域が制限されることなどから一部縮退 FWM 構成よりも取り扱いが難しい。しかしながら、非縮退 FWM の偏波特性を利用することで入力するシグナル光の偏波状態に依らない光パラメトリック増幅を行うことができるという利点がある。図 2.3 に直交した偏波状態の 2 ポンプを用いた光パラメトリック増幅過程を示す。各光電場のジョーンズベクトル $\mathbf{E}$ を用いて、非縮退 FWM の出力アイドラ光に対する偏波特性を記述すると、以下のように表される。

$$\mathbf{E}_i = [\mathbf{E}_{p2} \cdot \mathbf{E}_s^*] \mathbf{E}_{p1} + [\mathbf{E}_{p1} \cdot \mathbf{E}_s^*] \mathbf{E}_{p2} \quad (2.15)$$

ここで、二つのポンプ光が直交偏光状態で、シグナル光が任意の偏光状態であるとする。すなわち、

$$\mathbf{E}_{p1} = \begin{bmatrix} E_{p1} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E}_{p2} = \begin{bmatrix} 0 \\ E_{p2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E}_s = E_s \begin{bmatrix} \cos(\varphi) \\ \exp(j\delta)\sin(\varphi) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

とする。この時のアイドラ光のジョーンズベクトルは式(2.15)を用いて、

$$\mathbf{E}_i \propto E_{p1} E_{p2} E_s^* \begin{bmatrix} \exp(j\delta)\sin(\varphi) \\ \cos(\varphi) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

となる。式(2.17)より、直交偏光配置の二つのポンプ光を用いることで入力シグナル光の偏波状態に依らず、シグナル光と直交した偏波状態のアイドラ光が生成されることが分かる。この構成はベクトル場により説明されるため、ベクトル型 OPA と呼ばれる。

2.1.2 二次非線形媒質中の三光波混合による光パラメトリック増幅過程

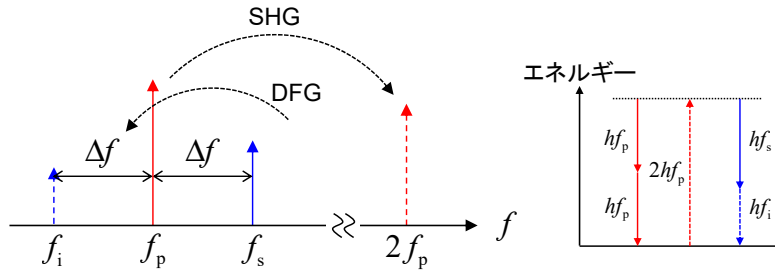


図2.4. $\chi^{(2)}$ 効果による SHG/DFG を用いた光パラメトリック増幅過程とエネルギー保存関係

$\chi^{(2)}$ 効果に基づく光パラメトリック増幅過程の場合、三つの周波数成分が結合する三光波混合を利用する。FWM では比較的近接した周波数成分間での相互作用が可能であったが、三光波混合では互いに2倍程度離れた周波数帯の光波が相互作用する。これにより、二つの周波数成分の和を生成する和周波発生 (SFG: sum-frequency generation) や差を生成する DFG が生じる。周波数 $f_{SH} = 2f_p$ のポンプ光と周波数 f_s のシグナル光を媒質中に入力すると、DFG 過程によって周波数 $f_i (= 2f_p - f_s)$ のアイドラ光が生じる。 f_p は f_s と f_i の平均周波数であり、その2倍の周波数である $2f_p$ のポンプ光は二次高調波 (SH: second harmonic) と呼ばれる。光通信波長帯に対する SH は赤色域の可視光であり、OPA のポンプ光として十分な光パワー、周波数や出力の安定度等の点で信頼性を担保する連続波 (CW: continuous wave) 光源や増幅器は一般的ではない。そのため、通信波長帯内の周波数 f_p の CW 光（以降では基本ポンプ光と呼ぶ）を EDFA で増幅し、縮退した SFG である SHG によって周波数 $2f_p$ の SH ポンプ光を得る構成が利用されている。この SHG と DFG のカスケード非線形光学効果 (cSHG/DFG 過程) による構成が、 $\chi^{(2)}$ 効果に基づく光パラメトリック増幅過程の基本構成で

ある。以降、添字 p は基本ポンプ光成分を、添字 SH は SH ポンプ光成分を表す。図 2.4 に cSHG/DFG 過程による光パラメトリック増幅過程を示す。DFG による光パラメトリック増幅過程を記述する結合方程式は以下のように与えられる（導出の詳細は付録 A 参照）。

$$\frac{da_{\text{SH}}(z)}{dz} = j\kappa_{\text{SH}}a_s(z)a_i(z)\exp(-j\Delta\beta z) \quad (2.18a)$$

$$\frac{da_s(z)}{dz} = j\kappa_s a_{\text{SH}}(z)a_i^*(z)\exp(j\Delta\beta z) \quad (2.18b)$$

$$\frac{da_i(z)}{dz} = j\kappa_i a_{\text{SH}}(z)a_s^*(z)\exp(j\Delta\beta z) \quad (2.18c)$$

ここで、 κ は $\chi^{(3)}$ 効果における γ に相当する $\chi^{(2)}$ 効果の効率を表す定数（結合係数）であり、周波数に比例して $\kappa_i \approx (\omega_i / \omega_s) \kappa_s$ である。位相不整合量 $\Delta\beta$ は、

$$\Delta\beta = \beta_{\text{SH}} - \beta_s - \beta_i \quad (2.19)$$

である。上式より、 $\chi^{(3)}$ 効果による光パラメトリック増幅過程と同様に、シグナル光とアイドラ光は位相共役対であることが分かる。また、 $\chi^{(3)}$ 効果と異なる点として、各光電場の SPM や XPM の影響は無視できる点がある。したがって、 $\chi^{(2)}$ 効果による光パラメトリック増幅の効率や波長特性は、式(2.19)で示される媒質の分散特性にのみ依存する。

前節と同様に、式(2.18)を実振幅 r について記述すると以下の結合方程式が得られる。

$$\frac{dr_{\text{SH}}(z)}{dz} = -\kappa_{\text{SH}}r_s(z)r_i(z)\sin(\theta(z)) \quad (2.20a)$$

$$\frac{dr_s(z)}{dz} = \kappa_s r_{\text{SH}}(z)r_i(z)\sin(\theta(z)) \quad (2.20b)$$

$$\frac{dr_i(z)}{dz} = \kappa_i r_{\text{SH}}(z)r_s(z)\sin(\theta(z)) \quad (2.20c)$$

$$\frac{d\theta(z)}{dz} = \left(\kappa_s \frac{r_{\text{SH}}(z)r_i(z)}{r_s(z)} + \kappa_i \frac{r_{\text{SH}}(z)r_s(z)}{r_i(z)} - 2\kappa_p \frac{r_s(z)r_i(z)}{r_{\text{SH}}(z)} \right) \cos(\theta(z)) - \Delta\beta \quad (2.20d)$$

$\chi^{(3)}$ 効果の場合と異なり、位相整合特性はポンプ光パワー（およびシグナル光パワー、アイドラ光パワー）に無依存である。したがって、位相整合が完全に満たされている場合はポンプデプレッションによってポンプ光が弱くなったとしてもエネルギーの移行の向きが反転することは無い。しかしながら、ポンプ光が減少すると増幅利得が変化するため、飽和領域ではやはり増幅利得は入力光パワーに対して非線形性を生じる。また、位相不整合がある場合には $\chi^{(3)}$ 型の OPA と同様に θ が初期値 $\pi/2$ から π だけ変化すると、シグナル光とアイドラ光のペアからポンプ光へのエネルギーの逆流が起こる。また、エネルギー保存則に基づくマンリー・ロウの関係により、図 2.4 の右図のように、SH ポンプ光 1 光子に対応するエネルギーから、シグナル光およびアイドラ光がそれぞれ 1 光子ずつ生成される関係が成り立つ。

さらに、前節と同様にポンプデプレッションが無いという近似化でアイドラ光が無入力であるという初期条件を用いて上記の式(2.18)の解析解を求めると以下ようになる。

$$a_s(z) = \left[\cosh(g_2 z) - j \left(\frac{\Delta\beta}{2g_2} \right) \sinh(g_2 z) \right] a_s(0) \exp\left(j \frac{\Delta\beta}{2} z\right) \quad (2.21)$$

$$a_i(z) = j \left(\frac{\kappa_i a_{\text{SH}}(0)}{g_2} \right) \sinh(g_2 z) a_s^*(0) \exp\left(j \frac{\Delta\beta}{2} z\right) \quad (2.22)$$

上式より、アイドラ光の初期位相は $\phi_{\text{SH}} - \phi_s + \pi/2$ となることが分かる。また、光パワーは

$$P_s(z) = \left[\cosh^2(g_2 z) + \left(\frac{\Delta\beta}{2g_2} \right)^2 \sinh^2(g_2 z) \right] P_s(0) \quad (2.23)$$

$$P_i(z) = \left(\frac{\kappa_i}{g_2} \right)^2 P_{\text{SH}} \sinh^2(g_2 z) P_s(0) \quad (2.24)$$

となる。なお、 g_2 は $\chi^{(2)}$ 効果による光パラメトリック増幅過程の増幅利得に関する定数で、

$$g_2 \equiv \sqrt{\kappa_s \kappa_i P_{\text{SH}} - \left(\frac{\Delta\beta}{2} \right)^2} \quad (2.25)$$

である。よって媒質長 L に対する未飽和利得 G_s は、

$$G_s = \cosh^2(g_2 L) + \left(\frac{\Delta\beta}{2g_2} \right)^2 \sinh^2(g_2 L) \quad (2.26)$$

となる。完全位相整合下では、媒質の出力端におけるシグナル光とアイドラ光の光パワーは、

$$P_s(L) = P_s(0) \cosh^2\left(\sqrt{\kappa_s \kappa_i P_{\text{SH}}} L\right) = P_s(0) + P_s(0) \sinh^2\left(\sqrt{\kappa_s \kappa_i P_{\text{SH}}} L\right) \quad (2.27)$$

$$P_i(L) = \left(\frac{\omega_i}{\omega_s} \right) P_s(0) \sinh^2\left(\sqrt{\kappa_s \kappa_i P_{\text{SH}}} L\right) \quad (2.28)$$

と表される。 $\chi^{(3)}$ 効果の場合と同様に、増幅利得が十分大きい場合は同じ光パワーのシグナル光とアイドラ光が得られる。なお、未飽和特性の導出については付録Bにまとめた。

次に、SH ポンプ光を、周波数 f_p の CW 光（基本ポンプ光）を SHG によって変換し生成する過程について述べる。SHG 過程の結合方程式は、式(2.18)におけるシグナル光とアイドラ光が周波数 f_p で縮退していると考え、以下のように与えられる。

$$\frac{da_{\text{SH}}(z)}{dz} = j \kappa_{\text{SH}} a_p^2(z) \exp(-j \Delta\beta z) \quad (2.29a)$$

$$\frac{da_p(z)}{dz} = j2\kappa_p a_{SH}(z) a_p^*(z) \exp(j\Delta\beta z) \quad (2.29b)$$

$a_{SH}(0)=0$ の初期条件とし、基本ポンプ光 a_p の変化が無視できるとして式(2.29a)を媒質長 L にわたって積分すると、出力端での SH として、

$$a_{SH}(L) = j \frac{2\kappa_{SH}}{\Delta\beta} r_p^2 \sin\left(\frac{\Delta\beta L}{2}\right) \exp\left(j\left(2\phi_p - \frac{\Delta\beta L}{2}\right)\right) \quad (2.30)$$

が得られる。 ϕ_p は基本波の初期位相である。この時の光パワーは以下のように表される。

$$P_{SH}(L) = \kappa_{SH}^2 P_p^2 L^2 \operatorname{sinc}^2\left(\frac{\Delta\beta L}{2}\right) \quad (2.31)$$

SH のパワーは $(\kappa_{SH}L)^2$ に比例し、 $(\kappa_{SH}L)^2$ は $P_{SH}(L)/P_p^2$ で定義される SHG 効率 (単位: /W) として媒質の非線形効率を評価する際によく用いられる。SH の出力パワーは $\Delta\beta$ に対して sinc 関数の 2 乗で変化し、一般的な媒質では数十 GHz 程度の帯域幅である。また、基本波入力に対して非線形 (上記の小信号特性では 2 乗) に増加し、入力が大きいほど変換効率が増加する。さらに、SH の初期位相 ϕ_{SH} は $2\phi_p + \pi/2$ となる。これを式(2.22)に適用すると、光パラメトリック増幅過程で生じるアイドラ光の初期位相 ϕ_i は、 $2\phi_p - \phi_s + \pi$ となる。したがって、cSHG/DFG 過程による OPA では、 $\chi^{(3)}$ 効果の場合と同様に、周波数 f_p の基本ポンプ光の初期位相を 2 倍した位相成分がアイドラ光に作用することが分かる。なお、一般的な OPA では強い基本ポンプ光の入力による高効率の SHG を利用するため、基本波のデプレッションは有意に影響する。この時の SHG 出力は、 $\Delta\beta=0$ とすると以下のように得られる。

$$P_{SH}(L) = \frac{\kappa_{SH}}{2\kappa_p} P_p(0) \tanh^2\left(\sqrt{2\kappa_p \kappa_{SH}} P_p(0) L\right) \quad (2.32)$$

したがって、SHG 効率や入力基本波パワーが十分大きく、十分な発生効率が得られる条件 (飽和領域) の場合、理想的にはすべての基本波が SH に変換される。

ここで、シグナル光およびアイドラ光と SH ポンプ光は周波数が大きく異なるため、媒質の分散特性による屈折率も大きく異なる。したがって、式(2.19)の位相整合条件を満たすのは容易ではない。そこで図 2.5 のような、媒質の非線形感受率の符号が異なる、すなわち、結合係数 κ の符号が異なる領域を、伝搬方向に周期的に作成することで位相整合のずれを補償する QPM と呼ばれる方法が用いられる。媒質としては非線形定数の大きさから LN がよく用いられており、周期分極反転を施した LN は PPLN と呼ばれる。分極反転周期 Λ は、式(2.19)の位相不整合によってエネルギーの増減が逆転するタイミングで符号が反転するように設計される。PPLN の実効的な (平均的な) 位相不整合量は以下の式で表される^[120]。

$$\Delta\beta = \beta_{SH} - \beta_s - \beta_i - \frac{2\pi}{\Lambda} = \frac{1}{c} \left[n(\omega_{SH})\omega_{SH} - n(\omega_s)\omega_s - n(\omega_i)\omega_i \right] - \frac{2\pi}{\Lambda} \quad (2.33)$$

$n(\omega)$ は周波数依存の PPLN の屈折率を表す。分極反転の周期によって任意の波長で位相整合条件を満たすことができ、様々な波長への応用が可能となる。ここで、シグナル光とアイド

ラ光の屈折率を ω_p まわりでテイラー展開し、一次の項までを式(2.33)に代入すると、

$$\Delta\beta \approx \beta_{SH} - 2\beta_p - \frac{2\pi}{\Lambda} \quad (2.34)$$

が得られ、シグナルとアイドラが縮退した SHG 過程での位相整合条件と同一の形となる。この場合、位相不整合量 $\Delta\beta$ はシグナル光とアイドラ光の周波数関係に依存せず、SH ポンプ光と基本ポンプ光の周波数（縮退周波数）の関係によって決まる。したがって、 Λ を f_p と $2f_p$ の周波数成分に対して最適化すれば、屈折率の周波数依存性を一次近似できる帯域内で広帯域に光パラメトリック増幅を実現できる。一方で、周波数の離れた SH ポンプ光とシグナル光やアイドラ光の間の屈折率の相対関係は、すべての周波数成分が近接して配置される $\chi^{(3)}$ 効果の場合と比べ、媒質の温度に高い感度を示す。ポンプ周波数と媒質の分散特性に応じて Λ を最適化するため、所定の QPM を安定的に実現するには媒質温度の制御が必要となる。また、分極反転を施しても媒質の各ドメイン内では位相不整合であるため、正味の結合係数は理想的な自然位相整合と比べ低下する。図 2.5(b)は、三光波混合による増幅光（変換光）の複素振幅の伝搬距離 Λ での変化を複素平面上に表した概念図である。QPM の場合、増幅光は複素平面上で半円を描きながら増加する。そのため、理想的な位相整合の場合と比べて実振幅の増加に関わる実効的な結合係数は $2/\pi$ 倍となる。以降、本論文では、 κ および $\Delta\beta$ は QPM を前提として媒質全体での実効的な結合係数と位相不整合を表すものとする。

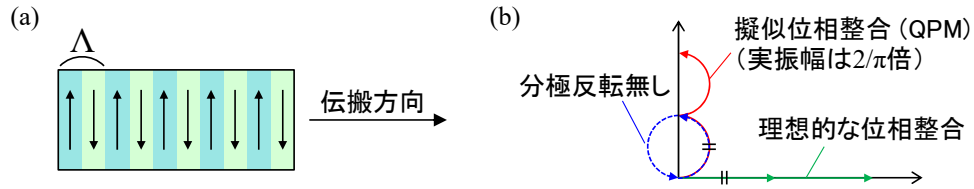


図2.5. (a)周期分極反転構造の概念図（矢印は非線形感受率の符号を表す）と (b)複素平面上での増幅光（変換光）の伝搬距離 Λ 分の変化の概念図（矢印 1 つあたり $\Lambda/2$ 分）

2.1.3 線形雑音特性

前項までは非線形光学効果によって相互作用するコヒーレントな信号成分についてのみ述べたが、実際の光パラメトリック増幅過程では、各周波数成分内の雑音成分も同時に作用する。ここでは簡単のため、ポンプ光の OSNR は十分高くポンプ光からの雑音の伝達はないと仮定し、シグナル光周波数とアイドラ光周波数の初期入力に量子雑音 n のみが存在するケースを想定すると、シグナル光とアイドラ光の初期入力は以下ようになる。

$$b_s(0) = a_s(0) + n_s \quad (2.35)$$

$$b_i(0) = n_i \quad (2.36)$$

ここで、量子雑音が受ける利得が、式(2.27)と(2.28)で示されているコヒーレント成分に対す

る作用と同じであると仮定すると、 $\chi^{(2)}$ 効果による OPA の各周波数成分の出力光パワーは、

$$P'_s(L) = P_s(0) \cosh^2(\sqrt{\kappa_s \kappa_i P_{SH}} L) + N_s \cosh^2(\sqrt{\kappa_s \kappa_i P_{SH}} L) + \left(\frac{\omega_s}{\omega_i}\right) N_i \sinh^2(\sqrt{\kappa_s \kappa_i P_{SH}} L) \quad (2.37)$$

$$P'_i(L) = \left(\frac{\omega_i}{\omega_s}\right) P_s(0) \sinh^2(\sqrt{\kappa_s \kappa_i P_{SH}} L) + \left(\frac{\omega_i}{\omega_s}\right) N_s \sinh^2(\sqrt{\kappa_s \kappa_i P_{SH}} L) + N_i \cosh^2(\sqrt{\kappa_s \kappa_i P_{SH}} L) \quad (2.38)$$

となる。ここで、 N は量子雑音 n の平均光パワーである。なお、 $\Delta\beta = 0$ とした。このようなパラメトリック増幅された量子雑音は被増幅量子雑音 (AQN: amplified quantum noise) と呼ばれ、OPA での増幅に伴う雑音となる。上式から、各周波数の量子雑音が光パラメトリック増幅過程中の波長変換作用によって混合されることが分かる。ここで簡単のため $\omega_s = \omega_i$ 、 $\kappa_s = \kappa_i = \kappa$ 、 $N_s = N_i$ とすると、シグナル光の周波数における AQN の増幅利得 G_n は、

$$G_n = 1 + 2 \sinh^2(\sqrt{\kappa^2 P_{SH}} L) = 2G_s - 1 \quad (2.39)$$

となる^[121]。この AQN の増幅利得は上記の近似化ではシグナル成分とアイドラ成分で同じであり、対称であることが分かる。コヒーレント成分と雑音成分の増幅利得の比が増幅されたシグナル光と AQN 間の規格化ビート雑音であり、増幅されたシグナル成分のショット雑音を考慮すると光パラメトリック増幅過程におけるシグナル光成分に対する NF は、

$$F_s = \frac{1}{G_s} + \frac{G_n}{G_s} = 2 \approx 3 \text{ [dB]} \quad (2.40)$$

となる。このように、光パラメトリック増幅過程における NF は無入力のアイドラ光周波数から混入する AQN によって 3 dB となり、PIA の標準量子限界に則る。一方で、アイドラ光成分に対しては入力が存在しないため、増幅利得や NF を定義できないが、前述のように光子エネルギーの周波数依存性を無視し、シグナル成分 $P_s(0)$ を入力、アイドラ成分 $P_i(L)$ を出力とすることで、実効的な増幅利得（変換効率）と NF を以下のように表すことができる。

$$G_i = \sinh^2(\sqrt{\kappa^2 P_{SH}} L) = G_s - 1 \quad (2.41)$$

$$F_i = \frac{1}{G_i} + \frac{G_n}{G_i} = \frac{2G_s}{G_s - 1} \quad (2.42)$$

これらは $G_s \gg 1$ の場合にはシグナル成分と一致することが分かる。一方で、増幅利得が小さい時にはアイドラ光の実効 NF は 3 dB よりも大きくなる。これは、式(2.27)と(2.28)からも分かるように増幅利得が小さい領域ではシグナル光とアイドラ光の出力光パワーに差が生じることに由来する。図 2.6 にシグナル成分の利得 G_s に対するアイドラ成分の利得（変換効率）と NF を計算した結果を示す。シグナル利得が大きくなるとアイドラ利得がシグナル利得と一致するようになり、NF も 3 dB に収束する。ここで、シグナル光とアイドラ光の雑音成分は、前述のように光パラメトリック増幅過程によって混合され相関を持つ。シグナル光とアイドラ光が位相共役である特性を考えれば、これらも同様に位相共役の関係になる。この点は、EDFA 等の通常のレーザ増幅器から生じる ASE 雑音とは明確に異なる点で

ある。しかしながら、光信号の伝送を考えた場合、シグナル光とアイドラ光のいずれかが受信されることになり、各成分を独立に観測する場合には AQN は EDFA 等で生じる ASE 雑音と等価である。なお、シグナル光やアイドラ光が入力されていないくても、OPA は量子雑音を式(2.39)のゲインスペクトルに則って増幅し出力する。この現象はパラメトリック蛍光や自発的パラメトリック下方変換と呼ばれる。また、上記の NF は純粋な増幅媒質中の光パラメトリック増幅過程のみに着目した場合かつ媒質中の吸収が無い場合である。実際には、増幅媒質中の吸収による分布損失や、光ファイバと媒質との間の結合部などでの過剰損失によって NF は劣化する。上記のシグナル光とアイドラ光の雑音特性に関する議論は $\chi^{(3)}$ 効果による OPA においても同様である。

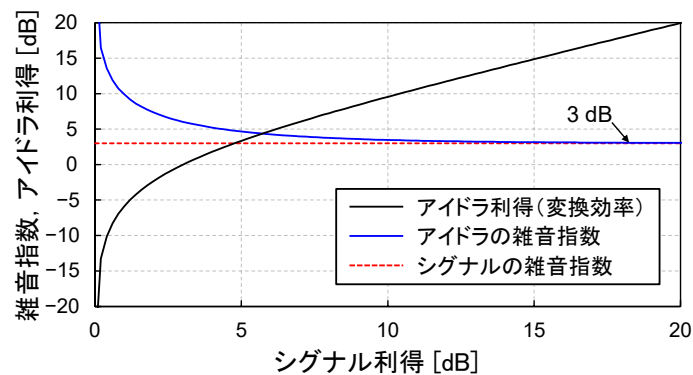


図2.6. シグナル成分利得に対するアイドラ成分の雑音指数

2.1.4 各方式の比較

FOPA では、前述の AQN による線形雑音に加えラマン散乱の影響が存在する^[122,123]。高い増幅利得を得るためには一般にワット級のポンプ光を入力する必要があるが、このポンプ光による自発ラマン散乱によってシグナル光およびアイドラ光の帯域に過剰な ASE 雑音を生じる。ラマン散乱によって生じる ASE 雑音の量はファイバ長手方向に積分された値であるが、FOPA では利得を確保するために数十から数百メートルの光ファイバが主に使用されるため、有意に影響する。ポンプ光より低周波数側にはストークス光が生じ、高周波数側にはアンチストークス光が生じるが、これらは光パラメトリック増幅過程を介して混合され、AQN と同様の位相共役の相関をもつため、ラマン散乱による ASE 雑音と光パラメトリック増幅による AQN は区別できず、NF の劣化として観測される。第1章図 1.11 に示したように、シリカファイバ中のラマン散乱はポンプ光から約 13 THz ほど離れた帯域に最も強く発生し、そのピークにかけて単調増加するため、ポンプ光から離れた周波数ほどラマン散乱による過剰雑音は大きくなる。一方で、長尺な HNLF 中のラマン散乱効果を逆に利用し、後方からラマン励起光を入力することで、SRS による増幅利得の増加、広帯域化、ポンプデプレッションによる利得飽和の緩和、チャンネル間クロストークの抑圧などが可能なラマンアシ

スト型 FOPA も提案されている^[124-126].

さらに, FOPA では誘導ブリルアン散乱 (SBS: stimulated Brillouin scattering) も問題となる. SBS は光ファイバに入力される光のパワーが大きくなると後方散乱光を生じ, 前方に伝搬する光のパワーが消費される現象である. SBS はその発生効率が入力パワーに非線形に依存する現象であり, あるしきい値を超えた段階から急速に顕在化する. これによって, HNLF 中を伝搬できるポンプ光パワーは上限を持つことになり, 増幅利得も制限される. また, 次項で説明する偏波ダイバーシティ構成では後方散乱光が信号光に直接影響を及ぼす可能性もある. この影響を避けるために, FOPA ではポンプ光に位相ディザリングを施す方法がよく用いられている^[127]. SBS の帯域幅は数十 MHz 程度と狭帯域であるので, GHz 程度の位相変調をポンプ光に施して敢えてスペクトルを広くすることで SBS の発生を抑圧し, 強いポンプ光の入力と高い増幅利得を実現できる. また, アルミニウム添加の HNLF によって SBS しきい値を改善する手法も考案されている^[128]. 一方で, そのような強いポンプ光は EDFA による光増幅で得る場合が多いが, この場合, ポンプ光のまわりに付加された ASE 雑音が信号光を劣化させることが問題となる. ポンプ光の増幅後にバンドパスフィルタ (BPF: bandpass filter) を用いることで ASE 雑音は除去できるが, その帯域幅には限りがあり, ポンプ光まわりには ASE 雑音と信号光やアイドラ光が重ならないようにガードバンドを設ける必要がある^[129].

WDM 信号への適用を考えた場合には WDM チャンネル間の不要な相互作用も無視できない. 光信号処理器として利用する場合には, 雑音による信号品質の劣化を防ぐために入出力する信号光パワーは高く保つことが望ましい. 一方で, 高い光パワーの WDM 信号の入出力によって, チャンネル間で不要な FWM を生じ, チャンネル間クロストークにより信号品質が劣化する懸念がある^[130]. また, 前述のように $\chi^{(3)}$ 効果では媒質中を伝搬する光のパワーによって位相整合特性が変化しゲインスペクトルが変化する. 特にポンプ光の影響は大きく, 増幅利得を増加させるためにポンプ光パワーを強くすると, ポンプ光由来の SPM や XPM によって位相整合特性が変化し, 利得帯域が狭窄化する. これらの現象によって, WDM 信号の入出力パワーや増幅利得の動作範囲は制限される.

これらの課題に対し近年では, 高い三次非線形光学定数を持つ SiN や GaP などを用いた光導波路によって cm オーダー, m オーダーで高い増幅利得を実現可能な短尺の増幅媒質が実現されている^[92-95]. このような集積導波路状の媒質では小型なデバイスが実現できることに加え, 伝搬方向に積分される非線形散乱の影響を抑圧することができる. また, プロセス技術を活用した高い加工精度により, 長尺な HNLF よりも分散特性を高精度に制御でき, 広帯域な光パラメトリック増幅を実現可能である.

PPLN に代表される二次非線形媒質は三次非線形媒質と比べて非線形効率が高く媒質長は数 cm 程度と短尺であり, 非線形散乱やクロストークが生じにくい点が特長である^[131,132]. $\chi^{(2)}$ 効果では WDM チャンネル間での直接的な作用は発生せず, 後述するカスケード非線形過程によって SH 帯を介してチャンネル間作用が生じるが, $\chi^{(3)}$ 効果での FWM と比較してその効

率は極端に低い。そのため、WDM 信号を過剰な信号劣化なく高い光パワーで入出力することができる。また、位相整合特性はポンプ光由来の SPM や XPM に影響されず、ゲインスペクトルはポンプ光パワー（増幅利得）の動作条件によって変化しない。したがって、 $\chi^{(2)}$ 型 OPA は利得や入出力チャンネル数およびパワーに対し広い動作範囲を実現でき、光伝送システムへの応用に適している。一方で、周期分極反転構造による最適な QPM 状態を維持するためには精密な温度調整が必要である。そこで、光ファイバシステムへの応用と安定動作の実現に向け、PPLN 導波路、信号光と SH ポンプ光とを合分波するためのダイクロイックフィルタ (DF: dichroic filter)、モード整合のためのレンズ系による光ファイバと導波路間の結合部、導波路の温度制御のためのペルチェ素子を集積した小型モジュールが開発されている^[103]。このモジュールにはシグナル光およびアイドラ光が入出力するポートと、SH ポンプ光が入出力するポートがあり、4 ポートモジュールと呼ばれる。4 ポートモジュールの入出力インターフェースは偏波保持光ファイバ (PMF: polarization-maintaining fiber) であり、光ファイバを用いたシステムとの接続性に優れる。文献^[133]ではドライエッチングによって形成した ZnO 添加直接接合 PPLN リッジ導波路を集積した 4 ポートモジュールによって、光ファイバとの結合部の過剰損失も含め 4 dB 程度の NF と 20 dB 以上の増幅利得が実現されている。また、文献^[134]では、ダイシング加工により形成した高精度な導波路によって媒質内の分布損失をさらに低減したモジュールが報告されている。

いずれの方式にも共通した課題として、ポンプデプレッションによる利得飽和の影響が考えられる。非線形光学効果を利用する OPA はフェムト秒オーダーの応答を持つ。そのため、飽和領域では入力光の瞬時パワーに応答した出力パワー（増幅利得）を生じる。光通信応用では入力光はデータが変調された光信号であるため、増幅利得に変調パターン依存の非線形性が生じ、これが信号歪みに変換されることが懸念される。また、式(2.9)および(2.24)に示されるように、アイドラ光の成分にはポンプ光の位相成分が付加されている。レーザ光は非零の線幅を持つことに由来して位相雑音を持ち、これがアイドラ光に伝達されることで信号品質が劣化することが懸念される。これらの信号劣化要因は OPA の光通信応用に際して重要な特性であるが、特にコヒーレント信号に対する評価は十分に行われていない。そこで第3章、第4章では、これらの光パラメトリック信号処理に伴う過剰な信号劣化について光通信応用を志向した網羅的な評価と定量化を行う。

2.1.5 光伝送システム応用のためのサブシステム構成

現代の光伝送システムでは信号光は PDM 信号である場合が多い。また、光ファイバ中を伝送することで信号光の偏波状態はランダムに変化する。そのため、光増幅器を含む伝送システムを構成する光コンポーネントには偏波無依存性が求められる。前述のように、 $\chi^{(3)}$ 効果による OPA ではポンプ光の偏波面に依存した増幅利得が生じる。直交偏波配置の 2 ポンプを使用したベクトル型 OPA では偏波無依存動作が達成できるが、安定的に高効率に動作

させるには媒質の長手方向でポンプ間とシグナル-アイドラ間での偏波配置が正確に保たれる必要がある。また、成分間の相対偏波状態を維持するために偏波保持の媒質を採用すると、そのような媒質では TM 偏光成分と TE 偏光成分の間の伝搬定数が大きく異なるため位相整合条件を満たすことが難しくなる。また、この伝搬定数差によって生じる PMD の影響も無視できない。 $\chi^{(2)}$ 効果においては、非線形効率自体が偏光方向に依存性を持つ。したがって、OPA の偏波無依存化を達成するために、入力信号光を直交偏波に分割し、それぞれの成分を単一偏波系で処理した後に再合成する構成がよく用いられる。このような構成は偏波ダイバーシティ構成と呼ばれる。偏波ダイバーシティ構成では、一つの媒質内で単一の偏波状態のみを考慮すれば良いため、簡易な運用で安定的な動作が期待できるため、 $\chi^{(2)}$ 型だけでなく FOPA での利用も考えられている。以下では、PDM-WDM 信号を入出力する場合を前提に、これまで提案されている3つの偏波ダイバーシティ構成について比較する。

図 2.7 に単一媒質の双方向励起によるループ構成を示す^[135,136]。入力信号光は偏波ビームスプリッタ (PBS: polarization-beam splitter) によって直交偏光成分に分割され、TE 偏光成分は半波長板などによる偏光回転部によって TM 偏光に変換される。その後、2つの TM 偏光成分は増幅媒質の両端からそれぞれポンプ光とともに入射される。光パラメトリック増幅においてはポンプ光とシグナル光は同じ伝搬方向である必要があり、それぞれの単一偏波成分は同方向に伝搬するポンプ光によってのみ増幅される。増幅媒質を通過した後は、元々 TM 偏光であった成分は偏光回転部によって TE 偏光に変換され、2つの成分は PBS で再び合成される。この構成は単一の媒質で実現できるため、最も簡易であるが、媒質端等で生じる反射光や SBS によって生じる後方散乱光が対向するポンプ光によって増幅され出力信号特性を劣化させたり、出力のゆらぎや不安定性を引き起こしたりすることが問題となる。

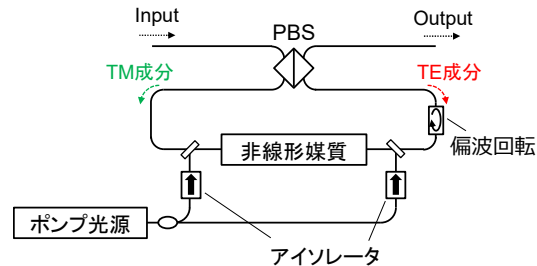


図2.7. 単一媒質による偏波ダイバーシティ構成

このような問題に対し、図 2.8 に示す2つの増幅媒質を使用したループ構成が提案されている^[137]。2つの偏光成分がループ内を対向方向に伝搬する点は同じであるが、この構成ではそれぞれの成分の増幅に異なる媒質を使用する。以下ではそれぞれの成分に対し増幅に使用される方を増幅媒質、増幅作用は受けずそのまま通過する方を損失媒質と呼ぶ。どちらの媒質を先に通過するかによって、図 2.8(a)と(b)の2つの構成が考えられ、それぞれ得失がある^[138]。ポンプ光の合分波は各媒質の両端で行われるため、単一媒質中に対向するポンプ

光が存在することはない。また、2つの媒質の間には偏光回転部が設けられており、損失媒質中ではTE偏光に変換される。そのため、媒質内で反射光等が発生したとしても、対向するポンプ光によって増幅されることは無く、出力信号光の劣化やパワーのゆらぎは起こりにくい。一方で、損失媒質の伝搬による新たな信号品質の劣化が生じる。まず、増幅媒質を先に通過する図2.8(a)の構成について考える。この構成では増幅された信号光が後段の損失媒質を比較的強い光パワーで通過することになる。そのため、損失媒質内での信号光自身による非線形光学効果が信号品質を劣化させる。一方で、PPLNのような二次非線形媒質を用いる場合には、上記のような $\chi^{(3)}$ 効果による非線形信号歪みは生じにくいいため、有望な構成である。次に、図2.8(b)の損失媒質を先に通過する場合を考える。この構成では損失媒質中の光パワーは弱く、前述の非線形光学効果の影響は小さい。しかしながら、増幅する前に損失を受けるため、その損失分だけNFが劣化する。また、いずれの構成においても損失媒質を通過した分の伝搬損失によって、正味の増幅利得は減少することになる。

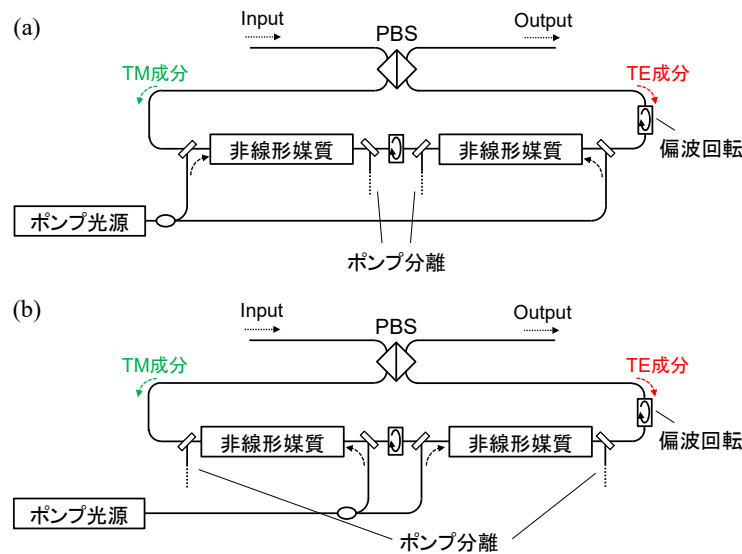


図2.8. 2 媒質によるループ型偏波ダイバーシティ構成 (a)利得媒質を先に通過する構成 (b)損失媒質を先に通過する構成

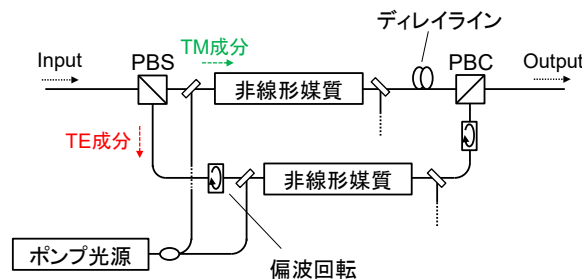


図2.9. パラレル型偏波ダイバーシティ構成

このようなループ構成の問題を解決する構成として、図 2.9 に示す平行型が提案されている^[139,140]。平行型では、各媒質の出力は入力とは別の PBS（合波のみを行う素子であるため偏波ビームコンバイナ (PBC: polarization-beam combiner) とも呼ばれる）を用いて合波される。この構成はマッハツェンダ干渉計 (MZI: Mach-Zehnder interferometer) によく似ているため、MZI 型とも呼ばれる。この構成によって、損失媒質を通過することによる NF の劣化や非線形信号歪みは生じず、媒質の増幅利得も最大限利用することが可能となる。一方で各成分が異なる経路を通るため、2 つの偏波経路間の光路長差がそのまま PMD となる。デジタルコヒーレント伝送において PMD は DSP で補償することができるが、それは DSP 内の有限インパルス応答 (FIR: finite impulse response) フィルタの時間窓に収まる場合である。DSP の回路規模を考慮すると時間窓を過度に大きくすることは望ましくないことに加え、シンボルレートが増加すれば同じタップ数であっても応答の実時間幅としては短くなる。そのため、偏波ダイバーシティ構成内の PMD はできるだけ抑えることが望ましく、ディレイラインを用いた光路長の調整が行われる。

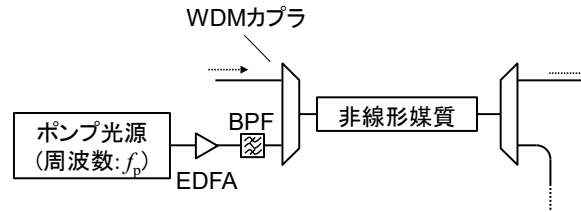


図2.10. 二次非線形光学媒質を用いた OPA における単一媒質 cSHG/DFG 過程による構成

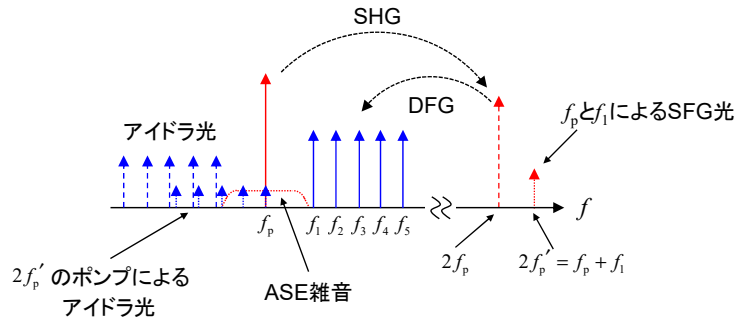


図2.11. 単一媒質構成における SFG によるチャネル間クロストークの発生過程

次に、PPLN に代表される二次非線形光学媒質を利用した OPA の構成について説明する。前述のように、2 次の光パラメトリック増幅過程ではワット級の強い SH ポンプを得るために、SHG と DFG の2つの非線形過程を用いる構成が一般的である。図 2.10 に SHG と DFG を一つの PPLN 内で順に発生させるカスケード非線形光学効果 (cSHG/DFG) を用いた構成を示す。この構成ではまず、周波数 f_p の基本ポンプ光を高出力 EDFA で増幅する。その後、増幅された基本ポンプ光まわりに付加された ASE 雑音を BPF で除去し、WDM カプラを用

いて信号光と合波した後、PPLN に入力する。この構成では、 $\chi^{(3)}$ 型の OPA と同様に除去しきれなかった ASE 雑音によって基本ポンプ光の周囲にガードバンドが必要となることに加え、基本ポンプ光と信号光の間の不要な相互作用によってチャネル間クロストークを生じる。図 2.11 に単一媒質構成でクロストークが発生する過程を示す。周波数 f_p の基本ポンプ光と周波数 f_1 の最内 WDM チャンネルとの相互作用について考えると、これらの周波数の混合成分として、SFG 過程によって周波数 $f_p + f_1$ の成分が生じる。この成分が離調された SH ポンプとして作用した DFG 過程によって波長のずれたアイドラ光が生成され、本来の SH ポンプによって生じるアイドラ光と重なるとクロストークとなる。SFG は WDM チャンネル間でも生じ得るが、各チャンネルのパワー周波数密度は小さく、基本ポンプ光との組み合わせに比べその効率は非常に小さい。また、SH 帯の位相整合帯域は数十 GHz 程度と狭いため、SFG は基本ポンプ光に近いチャンネルとの作用によって起こりやすい。そのため、この影響を抑圧するためには基本ポンプ光のまわりにガードバンドを設けることが有効である。

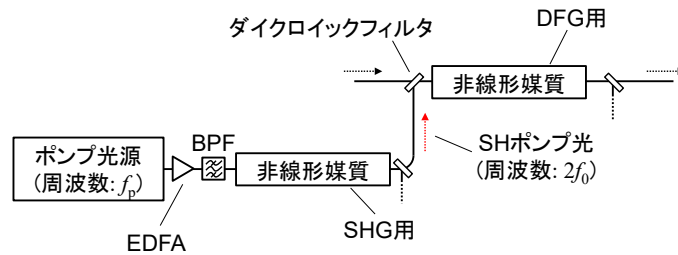


図2.12. 二次非線形光学媒質を用いた OPA における 2 ステージ SHG/DFG 過程による構成

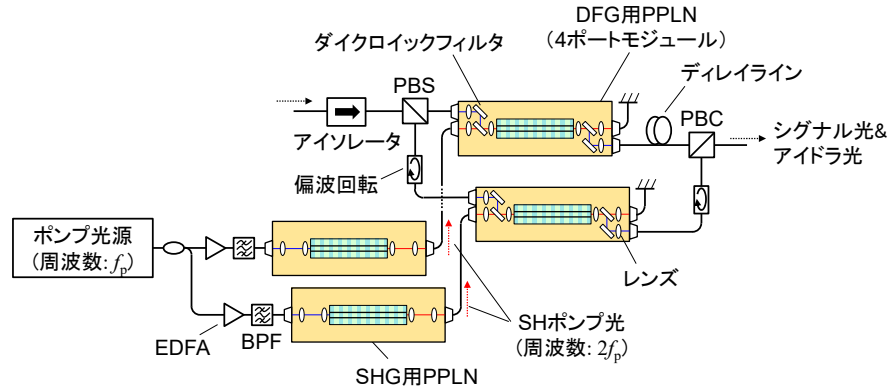


図2.13. 本研究で使った OPA の基本構成

これらの課題に対して、SHG と DFG を別の媒質で行う 2 ステージ型の構成が提案されている^[14]。図 2.12 に 2 ステージ型の構成を示す。基本ポンプ光を EDFA で増幅し BPF で ASE 雑音を除去するところまでは同じであるが、その後は基本ポンプ光のみが第一の PPLN に入力される。ここでは SHG 過程のみが生じ、SH ポンプが発生する。その後、SH ポンプと信号光が DF を用いて合波され、光パラメトリック増幅用の PPLN に入力される。出力側で

はDFによりSHポンプが分離され、信号光とアイドラ光が出力される。この構成では、信号光と基本ポンプ光が同じ媒質内に存在しないため、基本ポンプ光まわりのASE雑音やSFGの影響は生じず、ガードバンドレスの動作が実現可能である^[142]。図2.13に本研究で使用するOPAの基本構成を示す。増幅媒質としては、非線形散乱の影響が無くWDMチャンネル間の不要な相互作用も生じにくいという点で、広帯域WDM信号に対する入出力トレランスの観点からPPLN導波路を用いた。構成は、前述の平行型の偏波ダイバーシティ構成に2ステージSHG/DFG過程を適用したものである^[143]。また、DFG部にはZnO添加の直接接合型PPLNリッジ導波路を集積した4ポートPPLNモジュール^[133,134]を使用した。

2.2 位相感応増幅器 (PSA)

前節では、増幅媒質への入力としてシグナル光とポンプ光を仮定し、アイドラ光がシグナル光とは別の周波数に新たに発生する過程（非縮退1モード光パラメトリック増幅過程）について述べた。一方で、シグナル光とアイドラ光が同じ周波数に発生するようなケース（縮退光パラメトリック増幅過程）や、入力にアイドラ光が存在するケース（非縮退2モード光パラメトリック増幅過程）では、前述の増幅過程とは異なる出力特性が得られる。このような構成のOPAをPSAと言う。PSAは従来の位相不感応な光増幅器が持つ3dBのNF限界を打破し、理想的には0dBのNFを実現できる。そのため、増幅中継器や受信前置増幅器として用いることで、従来の特性限界を超えた高多値化、伝送距離の延伸、受信機の高感度化が期待され、光伝送システムへの応用が検討されている。本節では、PSAの各方式の基本原理を説明し、光伝送システムに適用する際のメリットやサブシステム構成、課題について述べる。

2.2.1 縮退型位相感応増幅器

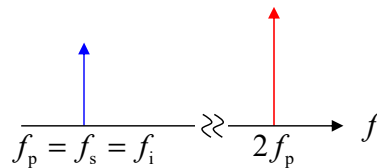


図2.14. $\chi^{(2)}$ 効果 (DFG) による縮退位相感応増幅の周波数配置

図2.14に二次非線形光学媒質を用いたOPAによる縮退光パラメトリック増幅過程を示す。入力はシグナル光とSHポンプ光であり、シグナル光の周波数 f_s は基本ポンプ光の周波数 f_p に一致している。この時、発生するアイドラ光の周波数は $f_i = 2f_p - f_s = f_s$ となるため、

シグナル光と同一の周波数に発生し縮退する。2.1節で示した通り、アイドラ光の初期位相は基本ポンプ光とシグナル光の初期位相によって決まる相対位相差に依存するため、この相対位相差に応じたシグナル光とアイドラ光の干渉光が出力される。二次非線形過程においては SHG 過程がこの縮退光パラメトリック増幅過程と（エネルギー移行の向きが異なるが）等価と見なせ、シグナル光の出力は式(2.29b)の微分方程式で記述することができる。完全位相整合状態かつ SH ポンプが十分強く減衰が無視できるとして式(2.29b)の解を求めると以下ようになる。

$$a_s(L) = a_s(0) \cosh(g_2 L) + j a_s^*(0) \sinh(g_2 L) \exp(j\phi_{SH}) = \mu a_s(0) + \nu a_s^*(0) \quad (2.43)$$

ここで、 $\mu = \cosh(g_2 L)$ 、 $\nu = j \sinh(g_2 L) \exp(j\phi_{SH})$ とした。なお、SH ポンプを初期位相 ϕ_p の基本ポンプ光から生成したとすると、式(2.30)から $\phi_{SH} = 2\phi_p + \pi/2$ である。右辺第一項がシグナル、第二項がアイドラと解釈でき、これらの干渉結果が出力となる。この時、第二項が入力位相共役であることから、同相成分 a_I と直交成分 a_Q では直交した干渉状態となる。この時の増幅利得は入出力パワーの比として以下のように計算できる。

$$G_{PSA} = \frac{|\mu a_s(0) + \nu a_s^*(0)|^2}{|a_s(0)|^2} = |\mu|^2 + |\nu|^2 + 2|\mu||\nu| \cos(2\phi_b) \quad (2.44)$$

ここで、 $\phi_D = \phi_s - \phi_p - \pi/2$ とした*¹。上式から、入力光の初期位相 ϕ_s に依存した増幅利得を生じることが分かる。そのため、この縮退光パラメトリック増幅による増幅過程は位相感応増幅と呼ばれる。 $\phi_D = 0$ として増幅利得を同相成分と直交成分についてそれぞれ記述すると、

$$G_I = \frac{|\mu a_I(0) + \nu a_I(0)|^2}{|a_I(0)|^2} = |\mu|^2 + |\nu|^2 + 2|\mu||\nu| \quad (2.45)$$

$$G_Q = \frac{|\mu a_Q(0) - \nu a_Q(0)|^2}{|a_Q(0)|^2} = |\mu|^2 + |\nu|^2 - 2|\mu||\nu| \quad (2.46)$$

となる。この2つの増幅利得の積は

$$G_I G_Q = (|\mu| + |\nu|)^2 (|\mu| - |\nu|)^2 = (|\mu|^2 - |\nu|^2)^2 = (\cosh^2(g_2 L) - \sinh^2(g_2 L))^2 = 1 \quad (2.47)$$

であるため、PSA は最大の増幅利得 G_I を与える同相成分に直交する成分には $1/G_I$ の減衰を与えることが分かる。式(2.44)を整理するとシグナル光の増幅利得は、

$$G_{PSA} = G_I \cos^2(\phi_b) + \frac{1}{G_I} \sin^2(\phi_b) \quad (2.48)$$

と表される^[144]。ここで、式(2.26)の PIA として動作させた通常の光パラメトリック増幅の増

*¹ 結合方程式に現れる虚数単位 j をいずれかの基準位相に吸収し、それに対応する $\pi/2$ の位相シフトは省略して記載されることが多い。本論文では位相基準を明確にするため j を保持した表記を用いる。

幅利得を G_{PIA} とし, $\phi_D = 0$ とした時の G_{PSA} と比較すると,

$$\frac{G_{PSA}}{G_{PIA}} = \frac{\exp(2g_2L)}{\cosh^2(g_2L)} = \frac{\exp(2g_2L)}{\left\{ \frac{\exp(g_2L) + \exp(-g_2L)}{2} \right\}^2} \approx 4 \quad (\because g_2L \gg 1) \quad (2.49)$$

となり, G_{PSA} は G_{PIA} の最大4倍(約+6 dB)であることが分かる. また, $g_2L \gg 1$ の時, $|\mu| \approx |\nu|$ となることから, シグナル光の出力光電場を整理すると,

$$a_s(L) \approx 2r_s \mu \cos(\phi_b) \exp\left(j\left(\phi_p + \frac{\pi}{2}\right)\right) \quad (2.50)$$

となり, 信号光の元の位相は消え, ポンプ光の位相のみが残る.

図 2.15 に ϕ_D に応じたシグナル光, アイドラ光, 出力光の関係をベクトル図で示す. (a) は $\phi_D \neq 0$ かつ $|\phi_D| < \pi/2$ の場合である. また, (b) は $\phi_D \neq 0$ かつ $|\phi_D| > \pi/2$ の場合で, 出力光の位相は(a)の場合から π 反転した位相となる. (c) は $\phi_D = 0$ の場合で, この場合に出力が最も大きく, 最大の増幅利得が得られる. 式(2.50)や図 2.15 から出力光の取り得る位相は入力シグナル光の位相を保持せず, $\phi_p + \pi/2$ または $\phi_p + 3\pi/2$ の離散的な値となることがわかる. これは位相スキューニングや位相回復効果と呼ばれ, 信号の位相雑音の補償などに利用できる^[145]. ただし, 増幅利得は位相に依存するため, 位相雑音は振幅方向の雑音に変換される. また, 図 2.16 に増幅利得の入力位相依存性を示す. $G_{PIA} = 14$ dB として計算した. 入力光の位相が $\pi/2$ 変化する毎に, $4G_{PIA}$ での増幅と $1/4G_{PIA}$ の減衰を繰り返すことがわかる.

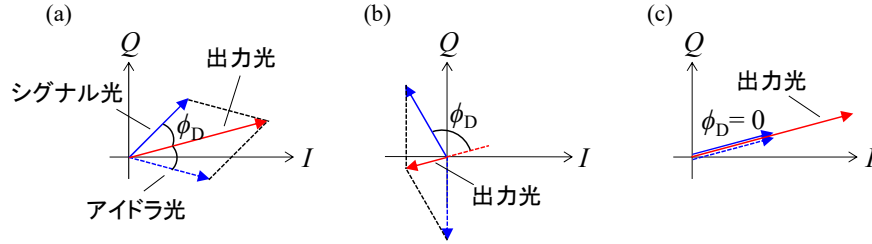


図2.15. 縮退位相感応増幅における信号光-ポンプ光間の相対位相差の影響 (a) $\phi \neq 0$ かつ $|\phi| < \pi/2$ の場合 (b) $\phi \neq 0$ かつ $|\phi| > \pi/2$ の場合 (c) $\phi = 0$ ($\phi_s = \phi_p$) の場合

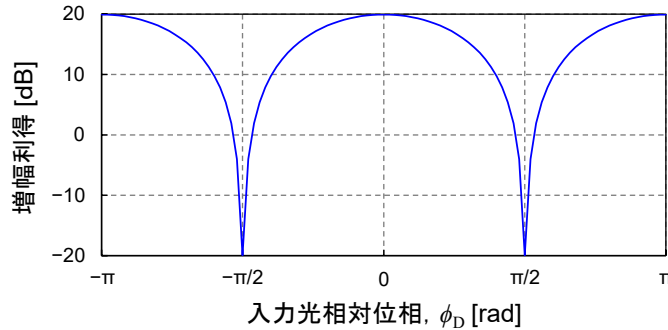


図2.16. PSA の増幅利得の入力光位相依存性

なお、図 2.14 は二次非線形光学媒質中での位相感応増幅を想定しており、ポンプ光には SH ポンプ光を用いている。そのため、ポンプ光とシグナル光とを合分波することは容易である。一方で、三次非線形媒質中での縮退 FWM 過程を利用する場合、ポンプ光とシグナル光は同じ周波数に配置される。この場合、シグナル光とポンプ光を合分波するために、非線形光ループミラー（サニャック干渉計）を用いる方法が提案されている^[146-148]。

次に、この場合の雑音特性について述べる。入力信号光として単一周波数のコヒーレント状態の光を想定すると、入力の雑音は直交位相成分毎に分散 $h\nu/4$ の正規分布を持つ量子雑音（真空ゆらぎ）である。PSA の増幅利得の入力位相依存性は、この雑音成分に対しても作用する。図 2.17 に PSA による増幅の様子を示す。図 1.6 に示した PIA の場合では、量子雑音が信号と同じ増幅利得の分だけ増幅される以上に 3 dB 以上の NF の ASE による過剰雑音を生じる。一方で PSA では、前節の非縮退 OPA とは異なり、無入力のアイドラ帯域からの量子雑音の混入が無い。そのため、過剰雑音を生じず、雑音成分はシグナル成分と同じ増幅利得を受けるのみであるため、NF は理論的には 0 dB を達成できる。解析的には、雑音成分もシグナル光の同相成分と同じ位相感応増幅利得を受けるため、増幅利得が十分大きいとすると、

$$F_{\text{PSA}} = \frac{1}{G_i} + \frac{G_n}{G_i} \approx 1 = 0 \text{ [dB]} \quad (\because G_i = G_n) \quad (2.51)$$

となる。したがって、PSA は従来の位相不感応な光増幅の NF の下限である 3 dB を打破し、究極の量子雑音限界を実現し得る光増幅方法であると考えられる。また、式(2.45)と式(2.46)でも述べたように、PSA の出力の雑音分布は直交成分が圧縮され、等方的な雑音分布のコヒーレント状態とは異なり位相方向に依存した雑音分布を持つ。このような状態はスクイズド状態と呼ばれる。スクイズド状態の生成や無雑音増幅特性は光通信应用のみならず量子コンピューティングへの応用も活発に議論されている^[134,149,150]。一方で、式(2.50)からも分かるように縮退 PSA の動作は位相方向に変調されたデータ成分も圧縮する。そのため、QPSK 信号や QAM 信号のような位相方向にシンボルをマッピングする変調方式には使用できない。さらに、動作は縮退周波数のみに限定されるため、WDM 信号にも適用することはできない。

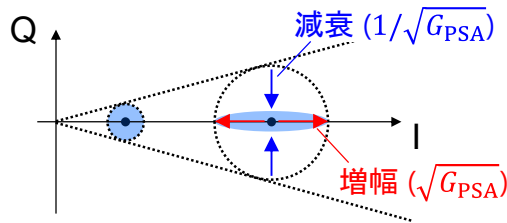


図2.17. PSA による増幅後の雑音分布のイメージ図

2.2.2 非縮退型位相感応増幅器 (ND-PSA)

PSA を QAM のような高多値信号や WDM 信号の増幅にも利用するために、非縮退型 PSA (ND-PSA: non-degenerate PSA) が考案されている^[151]。図 2.18 に ND-PSA の周波数配置図を示す。ND-PSA では、前章で解説した非縮退光パラメトリック増幅過程を利用するが、初期入力としてシグナル光の位相共役であるアイドラ光が存在している点が異なる。このようなシグナル光とアイドラ光のペアは位相共役ツイン波 (PCTW: phase-conjugated twin waves) とも呼ばれる。このシグナル-アイドラ対を入力とする 2 モード非縮退光パラメトリック増幅の出力シグナル光は式(2.21)と式(2.22)を用いると、

$$a_s(L) = a_s(0) \cosh(g_2 L) + j a_i^*(0) \sinh(g_2 L) \exp\left(j\left(2\phi_p + \frac{\pi}{2}\right)\right) \quad (2.52)$$

と表され、シグナル光と波長変換されたアイドラ光がコヒーレントに重ね合わされる事がわかる。シグナル-アイドラ対の PSA への入力のために、図 2.19 のような送信側で通常の 1 モード非縮退 OPA によってアイドラ光を生成し、伝送路をシグナル光と共伝搬させ、受信側（または増幅中継部）で ND-PSA として機能する光パラメトリック増幅を行う構成がよく用いられる。送信側の OPA は copier と呼ばれ、この構成は copier-PSA 方式と呼ばれる。アイドラ光を送信側で生成し、シグナル光と伝送路を共伝搬させる理由は次項で解説する。送信側でのシグナル成分のみを入力とする非縮退光パラメトリック増幅過程で出力されたアイドラ成分は、式(2.22)から以下のように表される。

$$a_i(L) \propto j a_s^*(0) \exp\left(j\left(2\phi_c + \frac{\pi}{2}\right)\right) \quad (2.53)$$

ここで、完全位相整合状態を仮定し、基本ポンプ光の初期位相は PSA 部のものと区別するために ϕ_c とした。 ϕ_c はシグナル光とアイドラ光の平均位相、すなわち、シグナル-アイドラ対のキャリア位相でもある。このアイドラ光とシグナル光とを初期入力とする ND-PSA のシグナル光成分の出力は式(2.53)を式(2.52)に代入して、

$$a_s(L) = a_s(0) \cosh(g_2 L) + a_s(0) \sinh(g_2 L) \exp(j(2\phi_p - 2\phi_c)) = \mu a_s(0) + \nu a_s(0) \quad (2.54)$$

と表される。ここで、 $\mu = \cosh(g_2 L)$ 、 $\nu = \sinh(g_2 L) \exp(j2\phi_p - j2\phi_c)$ とした。縮退 PSA の式(2.43) と似た形であるが、第二項が位相共役であるか否かが異なる。 $\phi_p = \phi_c$ の時、すなわち、ND-PSA 部のポンプ光の位相 ϕ_p と入力シグナル-アイドラ対のキャリア位相 ϕ_c とが同期されている時、シグナル光とアイドラ光は同相に足し合わされるため、縮退 PSA とは異なり出力されたシグナル光は元の位相情報を保持する。この時の増幅利得を求めると、

$$G_{\text{PSA}} = \exp(2g_2 L) \cos^2(\phi_p - \phi_c) + \frac{1}{\exp(2g_2 L)} \sin^2(\phi_p - \phi_c) \quad (2.55)$$

となり、 $g_2 L \gg 1$ とすれば、縮退 PSA と同様に最大で $4G_{\text{PIA}}$ の増幅利得を得ることができる。

縮退 PSA の時と同様に, $g_2 L \gg 1$ の時のシグナル光の出力光電場を整理すると,

$$a_s(L) \approx 2r_s \cos(\phi_{ND}) \exp(j(\phi_s + \phi_{ND})) \quad (2.56)$$

となる. なお, $\phi_{ND} = \phi_p - \phi_c$ とした. 上式から, 出力光は常に PSA 部のポンプ光位相とシグナル-アイドラ対のキャリア位相との差だけ位相がずれることが分かる. これは, PSA のポンプとキャリア位相がずれていたとしても, 位相同期がなされている時と同じ位相でシグナル光を出力することを意味する. 言い換えれば, PSA の出力におけるシグナル-アイドラ対のキャリア位相は, PSA 部のポンプ光の位相に同期される. このことから, ND-PSA でも縮退 PSA と同様に位相回復効果を得られることが分かる^[152].

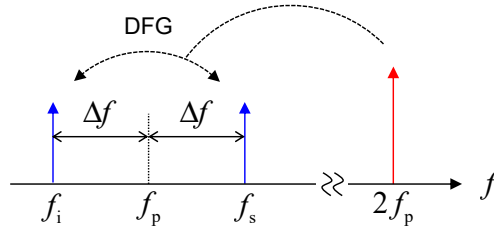


図2.18. 非縮退位相感応増幅の周波数配置

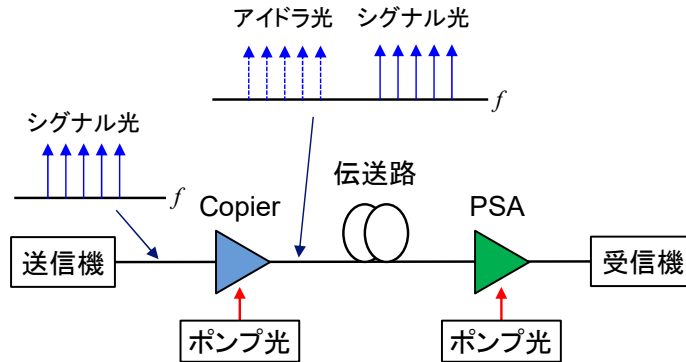


図2.19. ND-PSA を用いたシステム構成 (copier-PSA 方式)

図 2.20 は PSA 部のポンプ光位相を固定して, 入力シグナル-アイドラ対のキャリア位相を PSA 部のポンプ光位相に同期させてない場合とさせた場合のシグナル光とアイドラ光の重ね合わせの様子をベクトル図で表したものである. 位相が同期されていない場合, シグナル光と, シグナル光帯域に変換されたアイドラ光は位相のずれた重ね合わせとなり, 利得は $4G_{PIA}$ から減少する. 位相が同期されている場合, 2 つのベクトルは同方向に加算され, 最大の $4G_{PIA}$ の利得を得ることができる. 一方で, いずれの場合でも出力光の位相は同じであり, 位相回復効果が確認できる. これを利用して, 光ファイバ伝送中に生じる SPM や XPM による非線形歪みを補償することができる^[153,154]. ただし, 縮退 PSA と同様に, 位相雑音は

振幅方向の雑音に変換される。なお、送信側の copier では、図 2.19 のように複数の WDM チャンネルのアイドラ光を一括に生成することが可能である。このように共通のポンプ光を用いた光パラメトリック増幅によって生成された各 WDM チャンネルのシグナル-アイドラ対は共通のキャリア成分を持つため、任意のシグナル-アイドラ対に位相同期されたポンプ光によって全チャンネルを一括に位相感応増幅することが可能である^[142]。なお、第6章では、アイドラ光を copier による光学的な手段で生成するのではなく、送信側 DSP 内で生成し、より簡易な物理構成で位相感応増幅伝送システムを実現する手法を提案する。

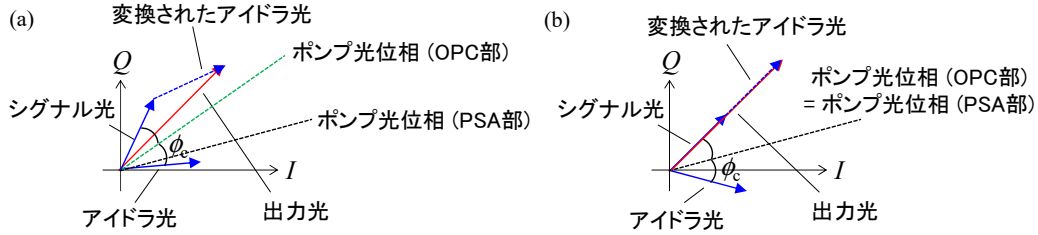


図2.20. 非縮退位相感応増幅過程のシグナル光とアイドラ光の重ね合わせの様子 (a)位相非同期状態 ($\phi_c \neq \phi_p$) (b)位相同期状態 ($\phi_c = \phi_p$)

次に、ND-PSA の雑音特性を考える。ND-PSA 部に到達したシグナル光成分とアイドラ光成分には無相関な雑音が付与されていると仮定すると、ND-PSA 部の出力シグナル光（またはアイドラ光）の雑音成分の増幅利得は、式(2.39)と同様に $2G_{PIA}-1$ であり、シグナル光およびアイドラ光のコヒーレントな成分の位相感応増幅利得と比較して、2 倍のコントラストが生じる。この増幅利得の差は、無相関な雑音成分間の統計的な加算と、シグナル光とアイドラ光成分のコヒーレントな加算による建設的な干渉による差と言い換えることもできる。したがって、シグナル光に対する NF は、ポンプ光の位相同期が完全であるとすると、

$$F_{ND-PSA} = \frac{1}{G_{PSA}} + \frac{2G_{PIA}-1}{G_{PSA}} = \frac{1}{4G_{PIA}} + \frac{2G_{PIA}-1}{4G_{PIA}} = \frac{1}{2} \approx -3 \text{ [dB]} \quad (2.57)$$

となる。したがって、ND-PSA は入力シグナル光の SNR を 3 dB 回復することができる。縮退 PSA と比べて 3 dB だけ NF が低い理由は、アイドラ光と一緒に送信することによる波長ダイバーシティ効果として理解できる。通常、波長ダイバーシティ伝送は同じデータを変調した 2 つの波長チャンネルを伝送し、それぞれコヒーレント受信したあとに DSP 内で最大比合成を行うことで無相関な雑音成分を抑圧し、信号復調後の SNR を 3 dB 改善する手法である。この時、それぞれの変調データを位相共役の関係にする (PCTW とする) ことで、ND-PSA と同様にファイバ非線形性による位相雑音を補償することができる^[155]。ND-PSA は PCTW を用いた波長ダイバーシティ伝送および最大比合成を光学的に行う光信号処理器と解釈することができる。式(2.57)はシグナル光成分のみに着目しているが、この NF を達成

するためにはシグナル光と同じパワーで入力されるアイドラ光が必要不可欠であり、アイドラ光の入力による 3 dB 分のパワーペナルティを考慮すれば、シグナル-アイドラ対全体の NF としては 0 dB であるため、縮退 PSA での議論と矛盾はない。図 2.21 はシグナル光とアイドラ光のそれぞれの増幅後の電場分布と、それらの合成電場を表したイメージ図である。シグナル-アイドラ対の合成電場を入力信号と捉えれば縮退 PSA と同様に考えることができ、出力シグナル-アイドラ対の合成電場ではスキューイング効果が見られる。

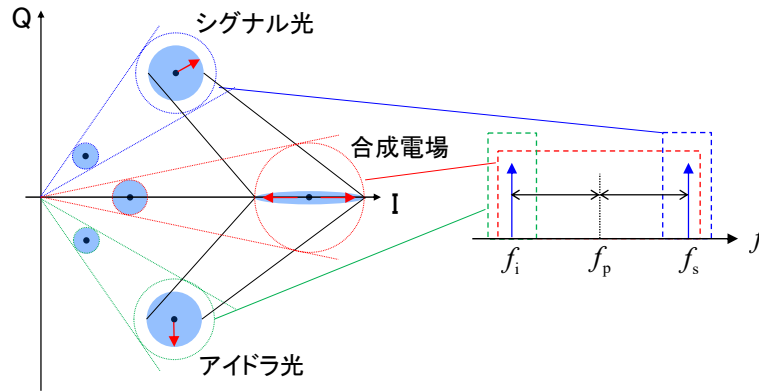


図2.21. ND-PSA の入出力イメージ

式(2.57)の NF はシグナル光とアイドラ光が同じパワー、同じ OSNR で PSA に入力されることを前提としている。シグナル光とアイドラ光のパワーに差がある場合、これらのコヒーレントな重ね合わせによって生じる利得が 6 dB 以下となるため、その差に応じて NF が劣化する。シグナル光とアイドラ光の周波数が離れている場合、ファイバの伝送損失や、copier 及び送信側の光増幅器の利得の波長依存性などによって PSA 部に到達する光パワーに差が生じる可能性がある。そのため、シグナル光とアイドラ光の光パワーを個別に調整できる WSS を使用したり^[151]、一度分波したあとに光減衰器をそれぞれ使用して調整したり^[133]するなどしてパワーを揃える必要がある。図 2.22 はシグナル光とアイドラ光のパワー差に対する NF の劣化量を計算した結果を表す。パワー差を 1 dB 以内にすることができれば、理想的な NF からの乖離は 0.5 dB 以内程度に抑えることができる。

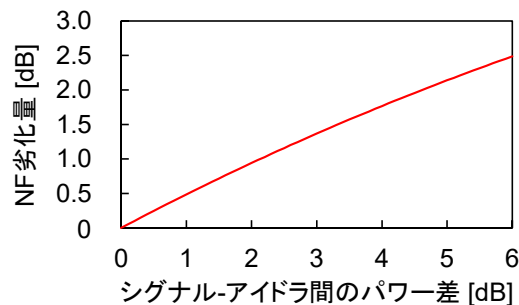


図2.22. シグナル-アイドラ間の入力パワー差による ND-PSA の NF 劣化量

2.2.3 雑音の無相関化

式(2.57)の NF は、ND-PSA 部の入力シグナル光成分とアイドラ光成分が持つ雑音に相関が無いことを前提としている。一方で、copier でシグナル光とアイドラ光が生成された段階では、式(2.37), (2.38)の議論から、位相共役の相関を持った雑音が付与されている。このような相関を持った雑音はシグナル-アイドラ対と同様に ND-PSA でコヒーレントに足し合わされ、 $4G_{\text{PIA}}$ の増幅利得を得る。そのため、雑音成分と信号光成分の間に利得のコントラストが生じないため、ND-PSA の実質的な NF は PIA と一致する。つまり、ND-PSA の低雑音性を十分に得るためには、ND-PSA で付加される雑音がアイドラ光生成時に付加された相関を持った雑音と比べて十分大きくなる必要がある。これは、送信側 OPC と ND-PSA の間の伝送路の損失を十分大きくすることで実現できる。言い換えれば、伝送路の損失によって相関を持った雑音成分を無相関な量子雑音が支配的になるまで十分に減衰させる必要がある^[156]。このことが、ND-PSA の伝送システムにおいて送信側でアイドラ光を生成し、シグナル光と伝送路を共伝搬させなければならない理由である。copier で付与される雑音の大きさは、copier 出力でのシグナル-アイドラ対の OSNR (伝送路入力端での OSNR) によって考えることができる。copier 出力での OSNR は copier への入力信号光パワーと元々の OSNR に依存し、送信機から出力される信号光のパワーと OSNR が高いほど、copier 出力でのシグナル-アイドラ間で相関のある雑音の大きさは相対的に小さくなる。

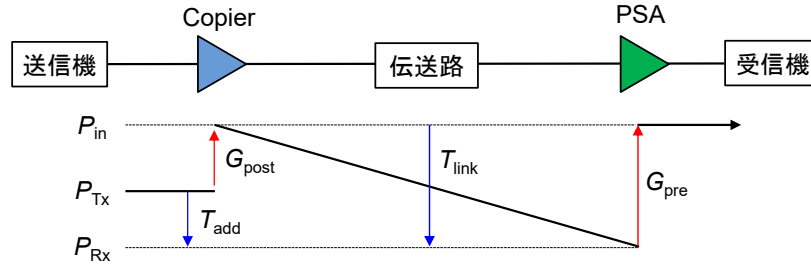


図2.23. ND-PSA を用いた伝送システムのパワーダイアグラム

ここで、ND-PSA がもたらすリンク NF の改善効果のシステム依存性を定量化し、適用領域を明確にするために、図 2.23 のような copier-PSA 方式に基づいて ND-PSA を用いる無中継伝送システムとパワーダイアグラムを考える。図中のようなパワーダイアグラムに基づき、信号のシンボルレートと copier への入力光パワー（変調器の損失）を考慮して、ND-PSA 部の実効的な雑音指数 F_{eff} と伝送路損失との関係を考えて、以下ようになる。

$$F_{\text{eff}} \approx \frac{F_{\text{copier}} + \frac{1}{4} F_{\text{PIA}} T_{\text{add}}^{-1}}{F_{\text{copier}} + F_{\text{PIA}} T_{\text{add}}^{-1}} F_{\text{PIA}} \quad (2.58)$$

F_{copier} は送信側の光増幅器等も含む copier の NF, F_{PIA} は ND-PSA として動作する OPA を PIA

動作させた場合の NF である。 T_{add} は光変調器によって変調された光信号が光増幅器等を含む copier に入力されるとききの光パワー，すなわち，送信機内での最低光パワー P_{Tx} から，伝送路損失 T_{link} によってさらにどれだけ減衰したかを表す量であり，

$$T_{\text{add}} = \frac{BP_{\text{f}}T_{\text{link}}}{P_{\text{Tx}}} \quad (2.59)$$

と，シンボルレート B ，シグナル-アイドラ対の周波数あたりの伝送路入力パワー P_{f} を用いて表される．なお，上式の詳細な導出は付録 C を参照されたい．式(2.58)によって与えられる ND-PSA 部の実効的な NF を $F_{\text{copier}} = F_{\text{PIA}} = 3 \text{ dB}$ とし， T_{add} の関数として計算すると，図 2.24 のようになる．受信端への到達光パワーが送信機内の最低パワー P_{Tx} を 20 dB 程度下回るような損失を持つ伝送路である場合，ND-PSA のシグナル光成分に対する実効 NF は -3 dB に漸近し，6 dB のリンク NF 改善効果を得ることができる． T_{add} が十分大きく送信側での雑音が相対的に無視できる場合，受信信号の SNR は以下のように与えられる．

$$\text{SNR} = \frac{P_{\text{Tx}} T_{\text{add}}}{F_{\text{eff}} h\nu B} \quad (2.60)$$

シンボルレートが高い信号ほど相関のある雑音との単位周波数あたりの SNR が低くなってしまうため，送信機内での光パワーを高く保たなければならないことが分かる．ND-PSA を適用したシステムにおいて取りうる最大の周波数利用効率率は式(2.60)の SNR を用いて単一偏波信号の場合は $\log_2(1+\text{SNR})$ ，PDM 信号の場合は $2\log_2(1+\text{SNR}/2)$ で与えられる．図 2.25 は $T_{\text{add}}^{-1} = 20 \text{ dB}$ とし，送信機内の最低光パワー P_{Tx} とシンボルレート B の関数として単一偏波信号の場合と PDM 信号の場合とで，シャノン限界を計算したものである．この図からも，高シンボルレート信号を利用する際は，送信機内の最低パワーを大きくしなければ，ND-PSA によって SNR の改善効果を得られる条件は，伝送路損失が大きく周波数利用効率の低いシステムに限定されていくことが分かる．したがって，ND-PSA の適用領域を拡大するためには，光変調器の低損失化や送信レーザの高出力化によって，送信機内のパワーを高く保ち，伝送路入力端での OSNR を大きくする必要がある．

ここまで述べたように，雑音の無相関化のためにアイドラ光は送信側で生成され，シグナル光と伝送路を共伝搬する必要がある．しかしながら，このようなシステムはアイドラ光の伝送のために伝送帯域の半分を消費してしまうことを意味している．この制約を回避するために，受信側でローカルに生成したアイドラ光の雑音をその場で無相関化する方法が提案されている^[157]．この方法ではまず，受信側に配置された OPA によってアイドラ光を生成するが，このとき OPA の増幅利得を小さくすることで，シグナル光に比べ弱いパワーのアイドラ光を生成する．その後，アイドラ光のみを光増幅器（文献中ではラマン増幅を利用している）でシグナル光と同じ光パワーまで増幅する．このようにすることで，アイドラ光生成時に付加された相関のある雑音よりも，その後の光増幅器で付加される雑音を大きくすることができ，結果としてシグナル光と無相関な雑音を持ったアイドラ光が生成される．しかしながら，この構成ではアイドラ光の OSNR がシグナル光よりも悪くなってしまうため，

ND-PSA による雑音の改善量は劣化する。

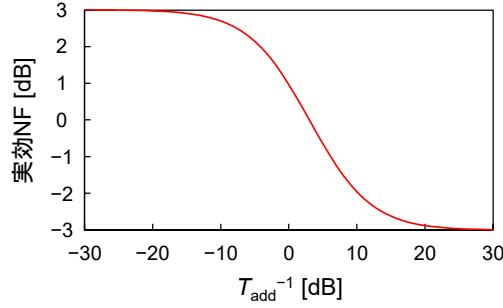


図2.24. ND-PSA の実効 NF の伝送路での追加損失 T_{add}^{-1} 依存性

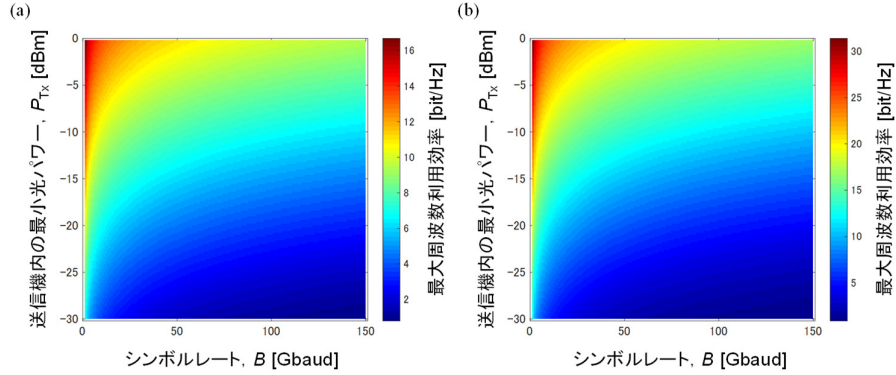


図2.25. $T_{\text{add}}^{-1} = 20$ dB を仮定した非縮退位相感増幅伝送システムの最大周波数利用効率の計算例 (a)単一偏波信号の場合 (b)偏波多重信号の場合

2.2.4 波長分散の影響

縮退 PSA ではシグナル光は自身のアイドラ光と干渉し位相感応増幅特性を生じるが、変調信号のようなある程度の帯域を持ったシグナル光が入力される場合、そのアイドラ光はシグナル光がスペクトル反転した状態である。そのため、伝送路で波長分散が生じていた場合、同一周波数で干渉する成分の間に位相差が生じるため、増幅利得はシグナル光のスペクトルにわたって均一にはならない。この時のシグナル光のゲインスペクトルは式(2.48)から以下のように表される^[158]。

$$G_{\text{sp}}(f) = G_1 \cos^2[\Delta\phi(f)] + \frac{1}{G_1} \sin^2[\Delta\phi(f)] \quad (2.61)$$

ここで、 $\Delta\phi(f)$ は波長分散によって生じるシグナル光の中心周波数 f_s に対する相対位相差を表し、二次の分散までを考慮すると、

$$\Delta\phi(f) = \frac{\pi D c}{f_s^2} (f - f_s)^2 \quad (2.62)$$

と表される。ここで、 D は PSA 部の入力時に累積している波長分散量 (単位: s/m) を表す。なお、出力光の位相については PSA の位相回復効果により一定となる。

図 2.26 は縮退 PSA の残留波長分散下におけるゲインスペクトルの例を表す。波長分散による相対位相差が $\pi/2$ 変化するごとに増幅と減衰を繰り返し、ゲインリップルを生じることが分かる。このゲインリップルがシグナル光のスペクトル形状を変化させ、信号品質にペナルティを生じる。シグナル光の帯域はシンボルレートが大きくなるほど広がるため、ペナルティも大きくなる。したがって、PSA を用いる伝送システムでは、伝送路で生じる波長分散をこのペナルティが生じなくなるレベルまで補償する必要がある。これは ND-PSA においても同様であり、WDM 信号の入力を許容できる ND-PSA では、WDM チャンネル数が増加し帯域が広がるほど高い分散補償精度が求められる。言い換えれば、伝送路の分散補償精度が PSA の増幅帯域を制限する。これまで、ファイバブラッググレーティング^[151]や逆分散ファイバ^[139,159]を用いて分散補償を行った例が報告されている。第 5 章では、上記の式(2.61)を ND-PSA に拡張し、ND-PSA を用いた伝送システムにおける残留波長分散の影響について調査する。また、高精度に波長分散を補償し、広帯域な WDM 信号の一括位相感応増幅伝送を実現する方法について検討する。

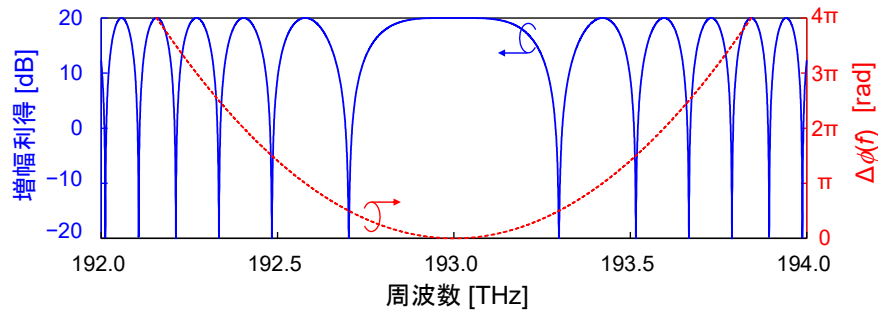


図2.26. 残留波長分散下における縮退 PSA の増幅利得スペクトルの例 ($G_i = 20$ dB, $f_s = 193.0$ THz, $D = 0.7$ ps/nm)

2.2.5 位相同期

ここまで、縮退 PSA と ND-PSA のどちらも、ポンプ光の位相を入力光の位相に適切に同期する必要があることを述べてきたが、ここではその方法について解説する。ポンプ光の位相を同期するには、位相基準となる入力シグナル光 (ND-PSA の場合は入力シグナル-アイドラ対) のキャリア成分が必要となる。ND-PSA の場合は、送信側の copier で使用したポンプ光がシグナル-アイドラ対のキャリア成分となるため、このポンプ光源の一部をタップし、シグナル-アイドラ対と合波してパイロット光として伝送する方法が考えられる^[151]。受信側の PSA 部では、WDM カプラなどを用いてシグナル-アイドラ対とパイロット光を分離し、ポンプ光の位相同期を行う。一方で縮退 PSA では、送信されてきたシグナル光からキャリア成分を抽出する必要がある。その手段として、PSA 部の入力でシグナル光の一部をタッ

ブし、SHG-DFG-SFG のカスケード非線形光学効果を用いてシグナル光に変調されたデータ成分を消去し、キャリア成分を回復する手法が提案されている^[160]。また、ND-PSA 方式においても、シグナル光とアイドラ光の間の SFG 過程を用いて同様に変調成分を消去してキャリア回復する方法が提案されている^[161]。

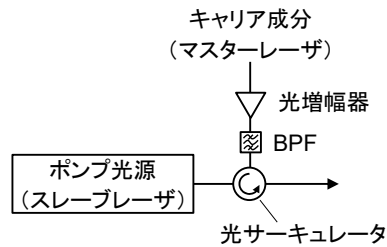


図2.27. 光注入同期を用いたポンプ光位相同期の構成例

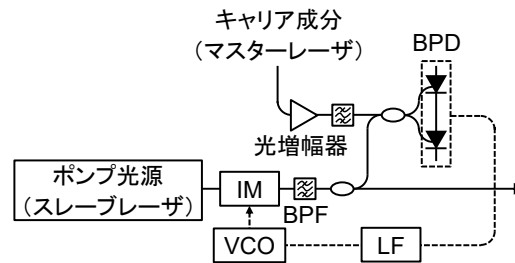


図2.28. 光位相同期回路を用いたポンプ光位相同期の構成例（LF: ループフィルタ）（実線は光ファイバの経路を表し、破線はRF信号の経路を表す）

送信側からシグナル光と一緒に送信した、またはシグナル光から抽出したキャリア成分は、原理的にはそのまま PSA のポンプ光として利用できるが、その光パワーは一般に微弱であり、光増幅を行ったとしても OSNR は非常に低くなってしまう。ポンプ光の相対強度雑音は光パラメトリック増幅過程を介してシグナル光に伝達され信号品質を劣化させるため、ポンプ光として利用するためには OSNR を回復する必要がある^[162]。そのために、PSA 部にローカルに用意されたポンプ光源をキャリア成分に同期し、高 OSNR の新たなポンプ光を生成する。この方法として、光注入同期 (OIL: optical injection locking) が用いられる^[163]。図 2.27 に OIL を用いた構成例を示す。OIL は、同期させたいレーザ光源（スレーブレータと呼ばれる）の共振器内に光サーキュレータを用いて別のレーザ光（マスターレーザと呼ばれる）を入力することで、スレーブレータの光周波数と位相をマスターレーザに同期する手法である^[164]。この時、スレーブレータの発振周波数はマスターレーザの周波数にある程度近い必要があり、OIL によって引き込み可能な周波数差の範囲はロッキングレンジと呼ばれる。ロッキングレンジはマスターレーザの注入強度が高いほど広がるが、雑音成分も引き込みやすくなるため、適切に調整される。PSA では伝送されてきた光に対して OIL を行う必要があり、上記のパイロット光やキャリア抽出によって生成されたマスターレーザは比

較的弱いパワーである。そのため、スレーブレーザに注入する前に、EDFAなどで増幅する構成が用いられる。OIL 以外の手段として、光位相同期回路 (OPLL: optical phase-locked loop) を用いる方法が提案されている^[161,165]。図 2.28 に OPLL を使用した位相同期の構成例を示す。スレーブレーザの光源はマスターレーザの周波数から f_{VCO} だけずらした周波数で動作させる。スレーブレーザ光源からの CW 光は f_{VCO} の RF 信号を発生する電圧制御発振器 (VCO: voltage-controlled oscillator) で駆動する強度変調器 (IM: intensity modulator) を通過する。IM の出力には強度変調によっていくつかのサイドバンドが生じるが、この内、マスターレーザの周波数に対応する 1 次のサイドバンドを BPF で抽出する。その後、スレーブレーザとマスターレーザのビート成分を差動光検出器 (BPD: balanced photodetector) で検出する。このビート成分を誤差信号としてループフィルタを介して VCO にフィードバックする。VCO は位相誤差 (周波数差) が補償されるように制御され、結果としてスレーブレーザとマスターレーザ間の位相同期が達成される。近年では、位相同期系の高感度化のために OIL と OPLL を組み合わせた構成も報告されている^[166]。

上記の方法によって、PSA 部のポンプ光を入力シグナル光のキャリア成分に同期することができ、しかしながら、ポンプ光が同期されたのは PSA 部の入力で分離されたパイロット光、あるいはタップされた入力シグナル光から抽出されたキャリア成分であり、同期されたポンプ光と増幅されるシグナル光が媒質に入力されるまでの経路は独立である。すなわち、これらの光は異なるファイバ経路内で生じる独立した位相ドリフトを受けることとなる。理想的な PSA の動作のためには、この位相ドリフトを適応的に補償する必要がある。そこで、 piezoelectric-transducer-based fiber stretcher)^{*2} や位相変調器 (PM: phase modulator) による光移相器を用いた OPLL を利用する構成がよく用いられている。図 2.29 に光移相器を用いた位相ドリフト補償のための OPLL の構成例を示す。増幅媒質の後段でシグナル光およびアイドラ光の一部をタップする。その後、タップした光の内、特定の周波数成分を BPF で抽出して PD でそのパワーをモニターする。ポンプ光とシグナル光に独立した位相ドリフトが存在する場合、相対位相状態はランダムにゆらぎ、結果として増幅利得および出力パワーも時変動する。出力パワーが一定となるように、PD のモニタ値を元に光移相器をフィードバック制御することで、位相ドリフトの補償が可能となる。PZT のフィードバック制御のために、シグナル光またはポンプ光に微弱的な位相ディザを変調し、これを基準信号として位相比較器を用いて位相誤差信号を生成する。位相ディザ変調のための PM や光移相器はシグナル光の経路に配置しても、ポンプ光の経路に配置しても良いが、シグナル光の経路の過剰損失による NF や増幅利得の劣化を可能な限り小さくするためには、ポンプ光の経路に配置することが望ましい。

以上のように、PSA ではキャリア生成を介した OIL や OPLL によるポンプ回復と、光移相器を用いた OPLL による位相ドリフトの補償によって、安定的かつ理想的な位相感応増

^{*2} 電圧の印加によって光ファイバが巻き付けられた piezoelectric-transducer-based fiber stretcher) を制御できる素子。

幅動作を実現することができる。近年では、位相ディザの変調を出力光に影響を及ぼさない位置で行えるように制御方法を工夫した構成も提案されている^[167]。また、シグナル光（またはシグナル-アイドラ対）のキャリア成分による OIL や OPLL によるポンプ光位相同期を行うことなく、ポンプ光に変調された位相ディザの情報を被増幅光から取得することで、ポンプ光の周波数同期と位相ドリフト補償を一括に行う手法が実証されている^[168]。この手法では、パイロット光やキャリア抽出の必要がなくなるため、位相感応増幅伝送システムの大きな簡素化と究極的な低 NF 化が期待できるが、現状は位相同期精度の点で課題がある。

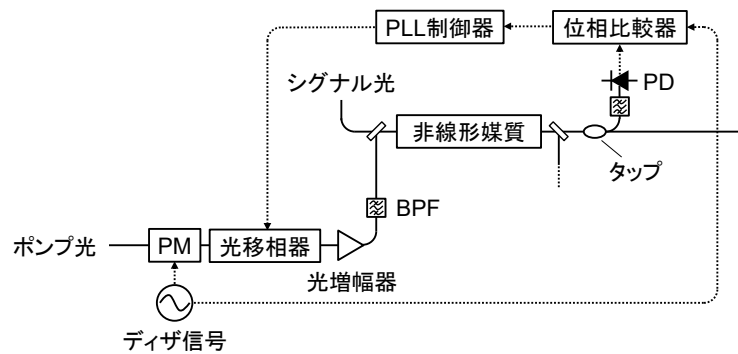


図2.29. 光移相器を用いた位相ドリフト補償（実線は光ファイバの経路を表し、破線はRF信号の経路を表す）

2.2.6 光伝送システム適用の実証例

縮退 PSA の研究は 1990 年代から精力的に行われ、当初は大きな増幅利得を得ることが難しかったこともあり、位相回復効果による波形整形を目的とした光信号処理器としての検討が行われた^[145,169]。また、利得飽和特性を利用してリミッティング増幅器として動作させ、位相回復効果によって変換された位相雑音も含んで振幅雑音を抑圧する光信号処理の検討が行われた^[148,170,171]。これは、光信号の 2R 中継^{*3}を光領域で行っていると解釈できる。一方で、このようなリミッティング増幅動作は振幅方向にレベルを一つしか持たない変調方式（オンオフ変調, BPSK, QPSK など）にしか適用できない。その後、デバイスの進展等によって大きな増幅利得を得ることが可能になり、増幅中継器としての実証が進められた。2013 年には、位相回復効果とリミッティング増幅動作も用いて、PPLN 型の縮退 PSA を増幅中継器として利用し、28 Gbps の BPSK 信号を 1 スパン 40 km の DSF からなる伝送路を 5400 km 伝送した結果が報告されている^[172]。

*3 増幅 (Re-amplification) と波形整形 (Re-shaping) を行う中継方式。通常の増幅中継は 1R 中継である。また、再生中継は信号を O-E 変換し、場合によっては DSP を用いて、タイミング再生 (Re-timing) を行うことから 3R 中継に分類される。

2010 年頃よりデジタルコヒーレント方式による高次多値信号を用いた研究開発が活発化すると, copier-PSA 方式による ND-PSA の検討が中心となった. 長距離光ファイバ伝送への適用例としては, 10 Gbaud の QPSK 信号を 80 km の SSMF とファイバブラッググレーティングによる DCM を用いた分散補償伝送路を, FOPA を用いた ND-PSA による増幅中継によって 4000 km 超を伝送した結果が報告されている^[173]. また, WDM 信号に利用できる特徴を活かし, マルチスパンの 3 チャネル 10 Gbaud QPSK 信号の WDM 増幅中継伝送が報告されている^[174]. 一方で ND-PSA では, アイドラ光を共伝搬させることによる周波数利用効率の半減が問題となる. 増幅器の NF の低減によって SNR が 3 dB 改善しても, 総伝送容量に線形に寄与する伝送帯域が半減してしまうと, SNR が比較的高い領域ではシステム容量の向上は見込めない. しかしながら, PSA は非線形歪みの補償効果をはじめとした波形整形効果があり, この効果を考慮すると 3 dB 以上に SNR を改善することができる^[175]. また, アイドラ光の生成には追加の送信器は必要なく, 受信側でもアイドラ光を受信する必要は無い. アイドラ光を伝送する帯域で別の WDM チャネルを伝送しようとするれば, 追加の送受信機等が必要になるが, ND-PSA を用いた伝送システムではこのような送受信機の追加無く, ファイバシステム容量を改善できる. 近年では, 宇宙通信のような伝送損失が極めて大きい超長距離無中継伝送における受信前置増幅器としての応用が検討されている. このような SNR が極めて低い領域では, 伝送容量に対してアイドラ光を共伝搬させることにより周波数利用効率が半減してしまう影響よりも, SNR を改善する効果が上回るため, PSA の低雑音性の恩恵を直接的な伝送容量の増加として利用できる^[176]. このような, 超低パワーの信号の高感度受信を目的として, FOPA を用いた ND-PSA によって 1 photon/bit の 10 Gbps 級レシーバの実証が報告されている^[177]. また, 2025 年には初のフィールドファイバにおける WDM 位相感応増幅伝送が報告された^[178]. この報告では, 伝送ファイバ中のレイリー散乱による後方散乱光を PSA によって抑圧できることに着目しており, 50 GHz 間隔で多重された 38 チャネルの WDM 信号を 49.5 km のフィールドファイバを同一帯域で双方向に伝送し, 総伝送容量として 10.944 Tbps を示した.

上記の報告は全て単一偏波信号を単一偏波動作の PSA で増幅したものであるが, 偏波ダイバーシティ化による偏波無依存化および PDM 信号の増幅の検討も行われており, ループ型の構成やパラレル型の構成による PDM 信号の PSA 動作が報告されている^[137,139,179]. これらの構成では, 各偏波成分用に独立した OPLL を用いて位相ドリフトを補償することで, PSA 部の偏波ダイバーシティ化を実現している. 文献^[139]では, パラレル型の偏波ダイバーシティ構成を用いて, 100 GHz 間隔で 16 チャネル波長多重した偏波多重 WDM 信号を, 80 km の 2 つのスパンの間で ND-PSA を用いて増幅中継した実験結果を報告している. また, ベクトル型 FOPA を用いた PDM 信号に対する PSA 動作も報告されている^[180]. 一方で, 上記の偏波無依存動作の実証はいくつかの仮定のもとで行われているものであり, 実際の光伝送システムで偏波無依存動作を達成するための要件についての考察が解析的に行われている^[181,182]. 偏波無依存動作を実現するための課題の一つとして, アイドラ光を生成する

ために偏波ダイバーシティ OPA を用いると偏波間でのキャリア位相が相対的に異なってしまうため、任意の偏波状態に対して位相感応増幅を行うことができないことが挙げられる。これに対し筆者らは、アイドラ光を生成する際に縮退位相感応増幅を発生させ、その増幅状態から複数の PLL を制御することにより偏波間で同一のキャリア成分を持つシグナル-アイドラ対を生成する方式を提案している^[183]。

近年では、前章でも述べたように増幅媒質やデバイスの進歩もあり、10 THz を超える増幅帯域^{*4}や、30 dB を超える増幅利得が報告されている^[105,133,184,185]。さらに、文献^[177]では FOPA 型の PSA で 1.1 dB の NF、文献^[133]では PPLN 型の PSA で 1.0 dB の NF での信号増幅が報告されている。近年では PPLN モジュールのさらなる低損失化によって 0.7 dB の NF の報告もされている^[186]。

2.3 光位相共役変換 (OPC)

第1章で述べたように、光ファイバ伝送路中の非線形光学効果は信号歪みを生じ、非線形シャノン限界と呼ばれる周波数利用効率限界の原因となる。OPC は、光信号を伝送途中に位相共役光に変換することで、OPC 前のスパンで生じた非線形歪みを OPC 後のスパンで生じる非線形歪みで相殺することで全光学的に補償し、従来の非線形シャノン限界を打破する技術である。図 2.30 は OPC による非線形補償の概念図である。OPA 以外の OPC を行う方法として、SOA 中の非線形効果を利用する方法が検討されているが、応答時間が遅いために変換帯域幅などの性能は制限される^[187]。これに対し、光パラメトリック増幅過程で生じるアイドラ光を用いた方法は、高パワーのポンプ光が必要なものの広帯域かつ高利得な変換を実現でき、WDM 信号への適用が広く検討されている^[188-192]。2000 年前後の検討では、IMDD 伝送における波長分散の補償やゴードン・ハウスジッタ効果の補償手段としての検討が行われたが^[193,194]、2010 年代にデジタルコヒーレント方式による高次多値信号を利用した研究開発が盛んになると非線形歪みの補償効果についての理論検討、実験検討が活発化した^[189-192, 195-197]。さらに近年では、マルチバンド伝送における伝送品質の波長依存性を OPC にともなうスペクトル反転効果によって平均化する手法が検討されており、ISRS の影響やマルチコアファイバ伝送におけるコア間クロストークの波長依存性に対する効果が報告されている^[198,199]。本節では、広帯域な一括 OPC を実現するためのサブシステム構成である相補スペクトル反転 (CSI: complementary spectral inversion) 構成について解説し、OPC の伝送システムに適用する際の基本的なシステム構成であるミッドリンク OPC (ML-OPC: mid-link optical phase conjugation) とその非線形歪みの補償特性について述べる。

^{*4} ただし、この帯域を一度に利用するには前述の波長分散の問題がある。

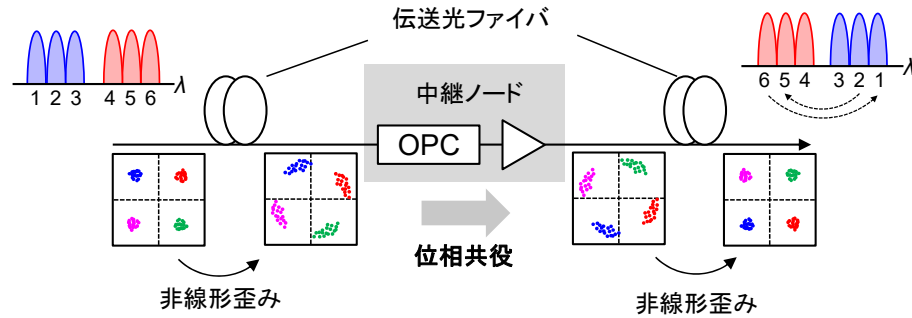


図2.30. OPCによる非線形歪み補償の原理

2.3.1 相補スペクトル反転構成

OPA の出力には縮退周波数を境にしてシグナル光とアイドラ光が存在する．そのため、縮退周波数をまたがって WDM チャネルを配置した状態で OPA に入力すると、発生したアイドラ光はシグナル光とオーバーラップしクロストークとなってしまう．したがって、OPA の利得帯域のうち、半分しか信号増幅や OPC のために使用することはできない．また、OPC ではスペクトル反転されたアイドラ光をフィルタで取り出して利用するが、その波長帯域は元の入力光の波長帯域とは異なるため、その後の増幅器などのコンポーネントは変換後の帯域に対応するものを使用する必要がある、伝送システムが複雑化する．そこで、OPA の利得帯域を有効に活用し、かつ入出力で波長帯域を変化させることなく OPC を行うために、CSI 構成が提案されている^[200-202]．図 2.31 に CSI 構成を示す．まず、入力信号光は WDM カプラによって縮退周波数を境に 2 つの帯域に分割される．その後、各帯域成分はそれぞれ OPA に入力される．OPA の出力にはアイドラ光が生じるが、その帯域はそれぞれの OPA で相補的となっている．その後、入力側と同様の帯域特性の WDM カプラに、入力側で分割された際とは異なるポートにそれぞれ入力する．その結果、元のシグナル光成分は除去され、発生したアイドラ光成分が相補的に合波される．このようにして変換された位相共役光は、チャネルの順番が周波数に対して反転しているものの、WDM 信号全体の帯域としては変化していない．したがって、OPC 後の伝送路でも、OPC 前と同様のシステムを用いることができる．また、OPA の全ての利得帯域を使用できるため、10 THz を超える広帯域にわたって OPC を行うことができる．帯域分割以外の方法として、相補的な OPC をベクトル型 OPA によって直交偏波間で行う方法も提案されている^[203]．さらに、サニャック干渉計による非線形光ループミラーを用いて元のシグナル光成分とポンプ光成分を干渉によって消光し、アイドラ光成分のみを抽出する方法が提案されている^[204-206]．この方法は単一の OPA で実現できるため帯域分割による CSI 構成よりも簡易な構成を実現できるが、正確な位相制御が必要であり、帯域特性、ループ構成にともなう反射光や後方散乱光の影響、消光特性の安定性など課題がある．

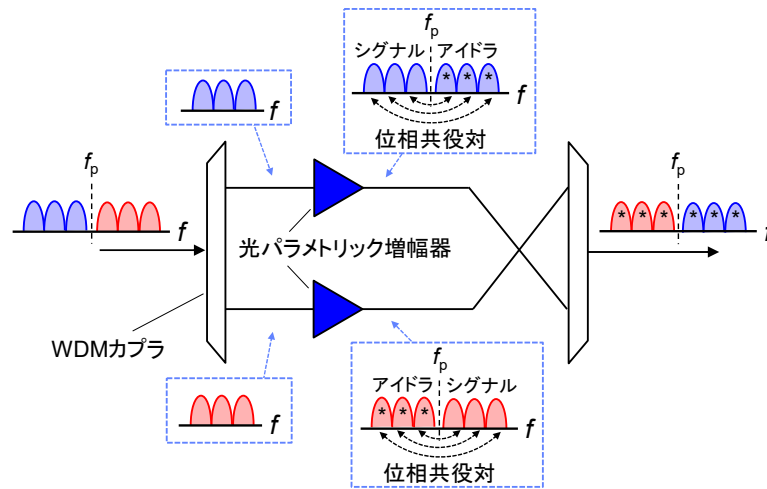


図2.31. 相補スペクトル反転 (CSI) 構成

2.3.2 ミッドリンク OPC (ML-OPC) 伝送システム

図 2.32 に ML-OPC による伝送システムを示す。ML-OPC では、伝送路を任意の N 個のスパンで構成される M 個のセグメントに分割する。OPC はセグメント内の中央、すなわち、 $N/2$ スパンに挟まれる位置にある増幅中継部で行われる。したがって、 M は OPC が行われる回数でもある。このような OPC 前後の伝送距離が同じになるようにした伝送システムを ML-OPC と呼ぶ。この構成は、OPC 前後のファイバスパンで生じる信号歪みが同一である理想的な場合を想定した時、完全に信号歪みを補償することができる。また、このシステム構成では非線形歪みや波長分散などの補償効果をセグメント単位で考えれば良く、非 point to point の光ネットワークを想定した場合にもシンプルな設計や運用が可能である。図 2.33 に ML-OPC を適用した伝送システムの累積波長分散の推移を表す。このように、ML-OPC では波長分散は $N/2$ スパン分を最大値として、増加と減少を周期的に繰り返す^{*5}。ML-OPC は OPC 伝送の実験実証でよく用いられるが、この一因は、同一の伝送路をループ構造の実験系で繰り返し伝送する周回伝送系との親和性が高いためである。ただし、次項で述べるように、OPC 前後の伝送路の対称性にずれがある場合、必ずしも ML-OPC の構成が OPC の非線形補償効果を最大化するというわけではない。

文献^[207]では、75 km スパンの伝送系で 400 Gbps の PDM-16QAM 信号を 10 チャンネル多重した WDM 信号（総容量 4 Tbps）の伝送距離を FOPA ベースの CSI-OPC によって 60% 延伸し、7500 km 伝送した結果が報告されている。また、文献^[208]では、22.5 Gbaud の PDM-16QAM 信号を 25 GHz 間隔で高密度に 92 チャンネル多重した 2.3 THz の WDM 信号を用いて、PPLN

^{*5} 実際には、光ファイバ伝送路には分散スロープがあり、スペクトル反転にともなってキャリア周波数が変化することで波長分散係数が OPC 前後で変化するため、セグメントの終端ではわずかな残留波長分散が生じる。

ベースの CSI-OPC による 0.4–1.0 dB 程度の伝送 Q 値改善によって、13.6 Tbps の伝送容量を 5120 km 伝送で達成した結果が報告されている。さらに、文献^[209]では高シンボルレート信号への適用が実証されており、シングルキャリアの 96 Gbaud PDM-8QAM 信号を用いて 9600 km 伝送での 4 dB のファイバ入力パワートレランスの改善による 1.0 dB の Q 値改善効果が報告されている。また、CSI-OPC 構成内部のフィルタの低損失化や OPA 媒質自体の高効率化などにより過剰ペナルティをほとんど生じない OPC の実証も報告されている^[210]。さらに、2019 年には商用のコヒーレント送受信機を用いたリアルタイム伝送での実証も行われており、6 dB のファイバ入力パワートレランスの改善効果が報告されている^[211]。しかしながら、上記の実証例はシングルバンド伝送での実証であり、OPA の広い利得帯域を十分に活用しているとは言えない。そこで第 8 章では、C+L 帯のマルチバンド伝送システムへの OPC の適用について検討する。

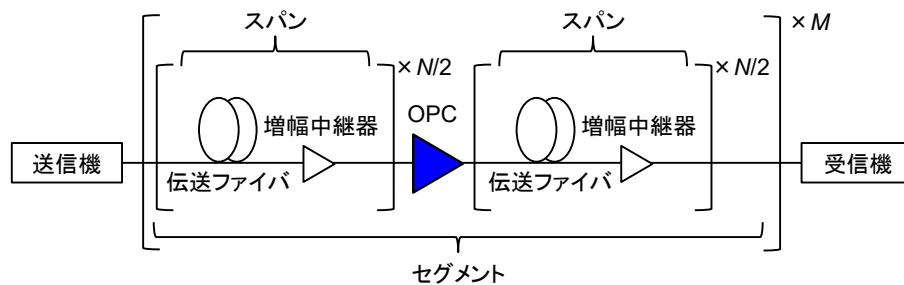


図2.32. ML-OPC による伝送システム

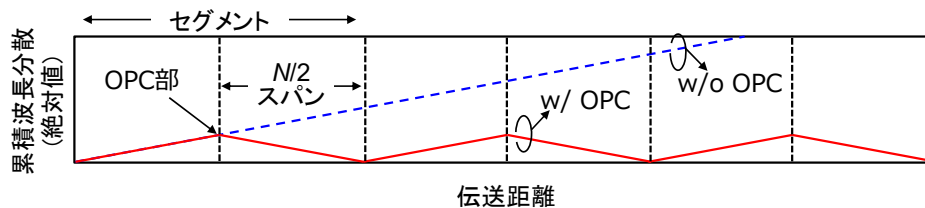


図2.33. ML-OPC による伝送システムにおける累積波長分散の推移

2.3.3 伝送路対称性の影響

非線形歪みは伝送ファイバの長手方向の平均パワー分布と瞬時的な信号光の波形によって決まる。信号光の波形は決定論的には波長分散によって変化するため、OPC 前後のパワー分布と累積波長分散の推移の対称性が重要となる。これらの伝送条件が OPC の前後のスパンで理想的に対称の場合、決定論的な非線形歪みは XPM や FWM クロストークなどのチャネル間の作用も含めて完全に補償される。この場合、ML-OPC 系内のスパンやセグメントをどのように分割しても、特性に変化はない。しかしながら、実際の伝送システムでは伝送条件を完全に対称にすることは困難である。また、信号光波形は PMD や伝送にともな

累積する ASE 雑音などによって確率的にも微小に変化する。そのため、セグメントの分割の仕方によって信号品質が有意に変化することが知られている^[197]。

図 2.34 に集中増幅系と後方ラマン増幅の適用による分布増幅系の 2 スパン分のパワー分布の例と、1 スパン伝送後に OPC を適用した場合の波長分散の推移を示す。非線形歪みはパワーが低い領域ではほとんど生じないため、パワーが高い領域、すなわち、集中増幅系では入力端付近、分布増幅系では入力端付近と出力端付近での累積波長分散の一致性が重要となる。図から、集中増幅系では各スパンの入力端でのパワーと波長分散の一致性が悪いことが分かる。そのため、非線形補償効果は分布増幅系と比べて低くなる。集中増幅系で高い非線形補償効果を得るために、OPC を行う位置を非対称にする方法や、OPC 部に適切な分散性媒質を導入して各スパンの入力近傍での伝送条件の一致性を改善する方法が提案されている^[212,213]。OPC を頻繁に適用する (N が小さく M が大きい) ML-OPC 系の場合、OPC の波長分散補償効果によって、狭い範囲内で累積波長分散値は増減を繰り返すことになる (図 2.33 参照)。このため、分散マネジメント伝送路のようにウォークオフ効果は小さくなり、非線形歪みの発生効率が増強される。伝送条件の対称性が完全であれば、増加した非線形歪みも含めて補償されるため問題とはならない。しかしながら、特に非線形補償効果の低い集中増幅系ではこの影響が顕在化し、OPC の適用回数を抑えて累積波長分散の最大値を増加させることで、伝送品質をより大きく改善できることが報告されている^[214]。波長分散による非線形歪みの変化は、特に周波数の離れた成分からの影響に対して顕著であり、XPM のようなチャネル間作用の補償効果に大きな影響を与える。この OPC の適用による XPM のウォークオフ特性の変化については、第 7 章で詳細に検討する。これに対して分布増幅系では、1 スパン目の入力付近と 2 スパン目の出力付近、および 1 スパン目の出力付近と 2 スパン目の入力付近において、パワー分布と累積波長分散が良好に一致しており、高い非線形補償効果が得られる。前項で述べた実証例においても多くの場合で分布ラマン増幅が用いられている。図のパワー分布は後方励起ラマン増幅のみを想定した場合の例であるが、前方励起や高次ラマン増幅を用いてさらに対称性を高める検討がなされている^[207,215]。

ここまで決定論的な非線形歪みの補償効果について述べたが、確率論的な非線形性に対しては OPC の補償効果も確率論的となる。主な確率論的要因としては、PMD による波形変化や信号-雑音間の非線形相互作用がある^[216,217]。したがって、OPC 前後で理想的に伝送条件が対称であり、決定論的な非線形歪みが完全に補償できた場合であっても、これらの確率論的要因によって伝送性能は制限される^[197]。確率論的な非線形歪みがファイバ伝搬にともなってランダムウォーク的に蓄積すると考えると、OPC を頻繁に適用することで、このランダムウォーク長を短縮できる。OPC の適用が疎になると、非線形歪みのランダム性が増大し、信号品質のゆらぎが大きくなるとともに、平均的な非線形補償効果も低下する^[217]。しかしながら、前述のように、非対称な伝送条件下では決定論的な非線形歪みに対する影響の観点から、OPC の適用をむしろ疎にすることが望ましい場合もある。したがって、伝送路の PMD 特性や決定論的な伝送条件の対称性に応じて、OPC の適用頻度、すなわちセグ

メントおよびスパンの分割数には最適化の余地が存在する。

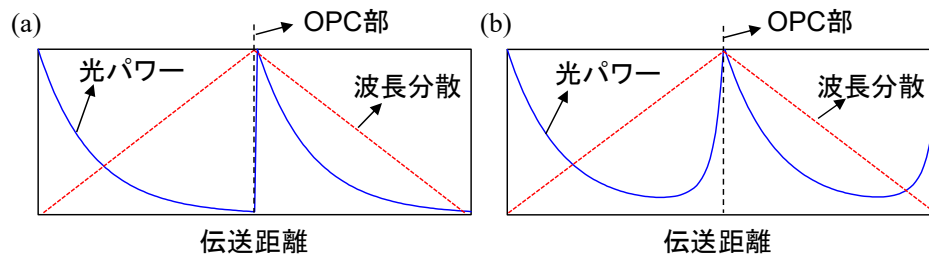


図2.34. 各増幅中継方式の長手方向のパワー分布と波長分散の推移 (a)集中増幅系 (b)分布増幅系 (光パワーの単位は線形単位)

2.4 全光波長変換

OPC と同様に、光パラメトリック増幅過程で生じたアイドラ光を抽出し伝送信号光として利用することで全光学的な波長変換を行うことができる。SOA の非線形性を用いた方法も古くから検討されているが^[218]、光パラメトリック増幅過程はより広帯域な変換を実現することができる。光ノード部において、同一波長で入力された複数のチャンネルを同一方路に同時に収容することは、波長変換を行わない限り不可能である。このような波長変換は、ROADM ノードにおいて一度チャンネルをドロップし、光送受信機を用いた O-E-O 変換によって異なる波長のチャンネルとして再びアドする方法によって実現できる。しかしながら、このような O-E-O 変換による波長変換は膨大な数の送受信機を必要とし、消費電力の増大や局舎内のスペース圧迫、電気処理による遅延が問題となる。現在の光ネットワークにおいて全光学的にパスを形成するためには、波長の再配置を考慮せずに波長連続性制約を設けて光パスの設定を行わなければならない。一方で、OPA による波長変換を導入することで、波長変換機能を具備する光ノードを経済的かつ省スペースで全光学的に実現することができ、より柔軟な光ネットワークの構築が可能となる^[219-221]。さらに近年では、波長変換を用いて伝送システムのマルチバンド化を実現する方法が検討されている^[79]。本節では高度化の進む波長変換技術について先行研究をまとめ、伝送システムのマルチバンド化に対する波長変換の適用について解説する。

2.4.1 光パラメトリック増幅を用いた広帯域全光波長変換技術

OPA を用いた広帯域波長変換の検討は 2000 年前後から行われており、HNLF や PPLN を用いた C 帯内^[136]や C 帯-L 帯間の変換が報告されている^[87,88]。この頃の報告では変換効率は最大でも -10 dB 程度、変換帯域幅は 2 THz 程度だったが、近年ではデバイス技術の高度

化によって、ロスレス以上の高い変換効率や1バンド相当の4 THzを超える変換帯域が実現されている^[222-224]。動作する波長帯に関しても、マルチバンド伝送をはじめとした伝送システムの高度化を志向して、C帯-L帯間に加え、C帯-S帯間^[92,106,222,223]、L帯-U帯間^[224]の変換など数多く報告されている。また、上記の報告は隣接帯域間の変換であるが、特殊な位相整合を利用することで変換幅の大きい波長帯変換が実証されている。例えば、マルチモード導波路のモード間位相整合や、薄膜 PPLN を用いた複数の非線形過程のカスケードにより、C帯-O帯間の変換が報告されている^[225,226]。また、PPLN 導波路の温度を離調して位相整合点を縮退周波数から離すことで、C帯-O帯間^[227]や、S帯-U帯間^[108]の変換が実証されている。さらに既存の波長帯以外にも、C帯から1700 nm 帯^[224]や2 μm 帯^[228]への波長変換も報告されている。これらのような変換幅の大きい波長変換は原理的に狭帯域になりがちであるが、後述するような従来帯域であるC帯やL帯を基準としたマルチバンド伝送システムの実現および拡張に向けては、従来帯域の隣接帯域以外の様々な帯域へ変換できる技術は重要である。さらに、広帯域 WDM 信号の一括変換以外にも、より柔軟な光ネットワークの実現に向けて、カスケード非線形光学効果や HNLF 中の XPM などによって任意の波長から任意の波長へ全光学的に変換する技術も提案されている^[229-231]。

2.4.2 広帯域波長帯一括変換による伝送帯域拡張技術

前章で述べたように、マルチバンド伝送システムの実現に向けた課題の一つに、送受信機や増幅器、WSS といった様々な伝送装置を新たな波長帯用に新規開発する必要があることが挙げられる。これに対し、波長変換を利用することで既存の伝送装置のみを用いてマルチバンド伝送システムを構築する方法が検討されている^[79,106-110]。図 2.35 は波長変換を送受信機に適用する場合と光ノード部に適用する場合を図示したものである。図中では C+L 帯以外の任意の拡張帯域を Z 帯と表記している。まず、送受信機に適用する場合について説明する。伝送路へ入力される Z 帯の WDM 信号は、C 帯の送信機を用いて生成された C 帯の WDM 信号を波長変換器によって Z 帯に一括変換することにより生成される。Z 帯の信号と C 帯および L 帯の信号は WDM カプラによって合波され、伝送路中では C+L+Z 帯の WDM 信号が伝送される。受信側では送信側の逆過程をたどり、WDM カプラで各帯域に分波された後、Z 帯の WDM 信号は波長変換器によって C 帯に一括に変換され、C 帯受信機で受信される。このようにすることで、新たな送受信機を開発することなく、高品質な光デバイスの実現が難しい U 帯のような追加の帯域の信号を送受信できるようになる。FOPA による波長変換器をこの構成に適用することで、C 帯の送受信機のみを用いて従来の 80 チャネル 200 Gbps のシステムを S+C+L 帯に拡張し、240 チャネル 200 Gbps の 40 km 伝送が実証されている^[106]。また、低クロストークで高利得、高出力動作が可能な PPLN 型の波長変換器を適用し、192 チャネル 400 Gbps の S+C+L 帯 80 km 伝送が実証されている^[222]。また、このコンセプトは送受信機以外にも様々な応用が考えられる。図 2.35(b)は光ノード部に適用し

た場合である。この構成は、任意のサブシステムを既存帯域と Z 帯の間を変換する波長変換器で挟むことで、EDFA や C 帯用 WSS などを用いる他の帯域にも使用できるようにする構成である。この構成によって、 S 帯と L 帯の間を相互に変換する FOPA ベースの波長変換器と L 帯 EDFA を組み合わせた S 帯の増幅中継器構成が提案、実証されている^[109]。

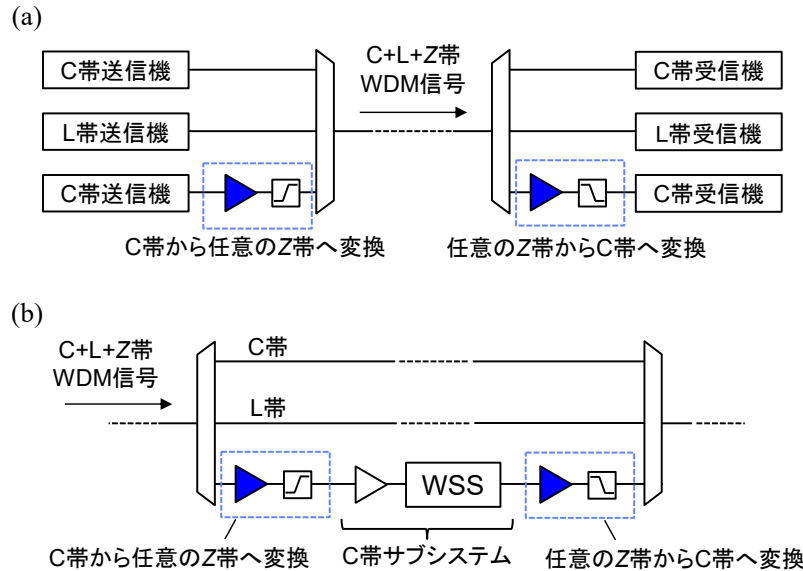


図2.35. 波長帯変換器のマルチバンド伝送システムへの適用例 (Z 帯は任意の拡張帯域)
(a)マルチバンド光送受信機への適用 (b)光ノード部(増幅中継部)への適用

筆者らは、このような波長帯変換による伝送帯域拡張の実証を、PPLN 型 OPA を用いた構成によって進めている。前述のように、PPLN 型 OPA は WDM チャンネル間での不要な非線形効果を生じにくく、高いパワーでの WDM 信号の入出力と広帯域性を両立することができるため、このような応用に適している。筆者らは、導波路温度の離調制御によって PPLN 型の波長変換器で S - C 帯から L - U 帯への 6 THz の広帯域な波長変換を >15 dB の変換利得で実現し、 U 帯の増幅中継器としての機能も持たせ、 S - C 帯に対応した市販の WSS を使用して利得等化を行うことで、 5×80 km の U 帯での DWDM 増幅中継伝送を初めて実証した^[232]。さらに、 L 帯と U 帯の間を変換する PPLN 型波長変換器^[224]と L 帯 EDFA を用いて U 帯増幅中継器を構成し、既存の C 帯 EDFA と拡張 L 帯 EDFA による $C+L$ 帯増幅中継器も用いて 14.85 THz にわたる総容量 115 Tbps の 800 km 増幅中継伝送を実証した^[233]。筆者らはこの増幅中継器構成を、OPA/EDFA ハイブリッド増幅中継器と呼んでいる。さらに、 C 帯と S 帯の間を変換する PPLN 型波長変換器を温度離調制御することで、6.9 THz の広帯域 S 帯信号を一括に $C+L$ 帯に変換し、 C 帯 EDFA と L 帯 EDFA で中継する広帯域 S 帯増幅中継器構成を提案し、上記の $C+L+U$ 帯中継器と組み合わせ、 $S+C+L+U$ 帯の長距離増幅中継伝送を実証した^[234]。この 4 バンド増幅中継伝送では、信号帯域 22.05 THz にわたる総容量

133 Tbps の 1040 km (13×80 km) の長距離 WDM 増幅中継伝送に成功した。その後、U 帯用波長変換器にも温度離調制御を適用することで従来定義されている光通信波長帯を超えた超長波長帯への伝送帯域拡張を実証した^[112]。図 2.36 はこの実証で用いた増幅中継器構成である。筆者らはこの U 帯を超えた 1702 nm までの新たな波長帯域を X 帯^{*6}としている。S 帯から X 帯までの 27 THz の信号帯域を使用し、144 Gbaud 信号を 180 チャンネル伝送することで、560 km で 189.5 Tbps、1040 km で 160.2 Tbps の伝送容量を達成した。この実証は、2025 年現在において増幅中継伝送として最大の増幅帯域であり、500 km 超、1000 km 超の長距離 SMF 伝送実験において最大の伝送容量である。これらの実証で用いている導波路温度の離調制御によってゲインスペクトル形状を変化させる手法については、第 9 章で解説する。

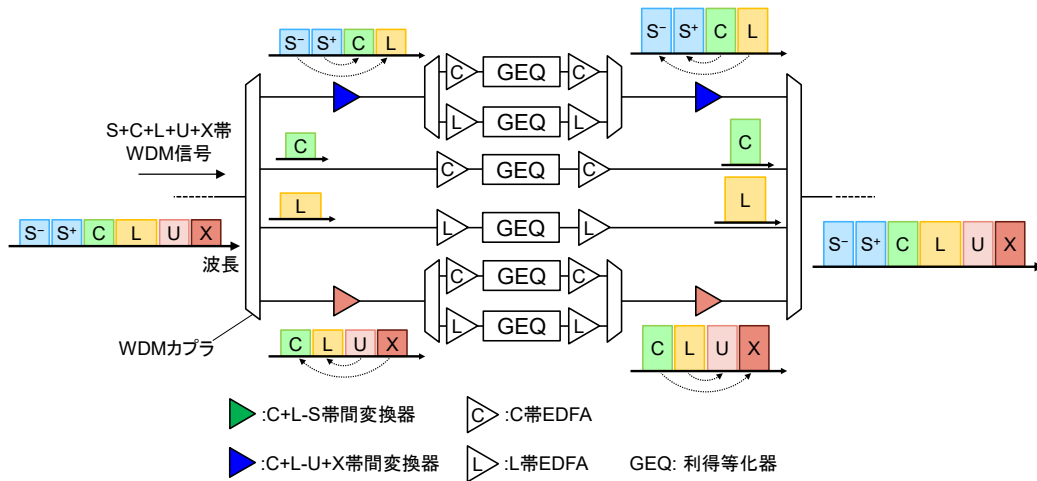


図2.36. 文献[112]で使用した S+C+L+U+X 帯 OPA/EDFA ハイブリッド増幅中継器構成

また、光ネットワークを志向した検討として、波長帯域間を一括変換する波長変換器をノード内に配置し、方路だけでなく伝送帯域の切り替えも行うことができる新しい光クロスコネクト構成が提案されている^[110,235]。S+C+L 帯伝送のような伝送帯域が SRS のピーク周波数（約 13–14 THz）を超えた伝送システムでは、ISRS によるパワーの遷移が顕著に発生し、短波長側の信号の特性は長波長側と比べて劣化する。また、増幅中継部の NF は一般に EDFA を使用する C 帯や L 帯よりも S 帯のような追加の帯域のほうが悪くなることが予想される。したがって、信号の伝送特性はパスが設定された波長に依存して変化し、従来の波長連続性制約下ではマルチバンド化によって増加した豊富な波長資源を十分に活用することができない。これに対し、波長変換を適用して光ノード部に帯域切り替え機能を追加して波長連続性制約を緩和することで、ISRS 等の影響で特定の波長帯域のみが劣化してしまうことを回避し、光パスの収容効率を向上できることが示されている^[236,237]。

*6 Extremely long wavelength の意から。

2.5 広帯域光増幅中継

OPA の研究開発が活発化した初期の頃は大きな増幅利得を得ることが難しく、主には OPC や波長変換、PSA による信号再生など、信号を増幅しない（むしろ過剰損失のある）光信号処理器としての利用が検討された。一方で、デバイス面の進展などによって PSA 応用として 1 チャネルの信号増幅の実証が行われるようになり、2010 年頃からは高利得かつ広帯域な（通常の位相不感応な）光増幅器および増幅中継器としての実証が活発化した^[238]。本節では、PIA としての OPA を、光信号を中継する光増幅中継器として用いる際の特徴やサブシステム構成、これまでの主な実証例についてまとめる。

2.5.1 光増幅中継器としての特徴とサブシステム構成

OPA の増幅中継器としての特徴の一つとして、帯域の可変性が挙げられる。2.1 節で述べたように、OPA の増幅帯域は増幅媒質中のシグナル光、アイドラ光、ポンプ光間の位相整合特性によって決まるため、媒質の分散特性の設計とポンプ光の周波数配置によって増幅帯域を様々な帯域にシフトさせることができる^[239,240]。また、その増幅帯域は EDFA と比較して広く、10 THz を超える増幅中継帯域を実現することができる^[143]。さらに、非線形光学効果を利用した光パラメトリック増幅過程はフェムト秒オーダーの高速応答性を持つ。そのため、バースト的な信号や WDM チャネルの大規模なアドドロップやルーティングによる急激な入力パワーの変化に対して過渡応答を生じず安定的に増幅ができるという特徴を持つ。図 2.37 は、CW 光を周期 1 kHz、デューティ比 75% の矩形パルスで駆動する光シャッタでバースト信号化し、PPLN 型 OPA および EDFA に入力した際の出力光パワーをモニタした結果である。サブミリ秒オーダーの応答特性を持つ EDFA では、急峻な光信号のパワー変化に対して 0.2 ms 程度の過渡応答を生じているが、OPA では入力の変化に瞬時に応答し、安定的に光信号を出力できていることが分かる。この特性を利用して、アクセス系における TDMA (time-division multiplexing access) 方式によるバースト信号を安定的に増幅する手段として利用する検討がなされている^[241,242]。

図 2.38 は PPLN 導波路を用いた広帯域 OPA の構成例である^[111]。通常の増幅中継システムと同様に Pre と Post の 2 つの OPA によって構成する。光パラメトリック増幅過程では、入力した信号光に対して縮退周波数を境にした対称な帯域にアイドラ光が生じる。そのため、OPA の利得帯域を有効に活用するため、入力信号光を縮退周波数 f_p を境に二分割し、それぞれ別の OPA で増幅し、再合波する構成を用いる（フルバンド構成）。これは、図 2.31 に示した CSI-OPC の構成と、シグナル光成分を抽出する以外は同様である。その後、利得等化器 (GEQ: gain equalizer) によって中継器出力が任意のスペクトル形状になるようにスペクトルが調整され、後段の OPA により前段と同様に増幅される。この時、ポンプ光は各増幅媒質 (PPLN) で十分な増幅利得を得るために高出力 EDFA でワットオーダーまで増幅

される構成が一般的である。そのため、元のポンプ光はある程度弱くなくても良く、一つのポンプ光源からの CW 光を分割してそれぞれの増幅媒質用に使用することができる。

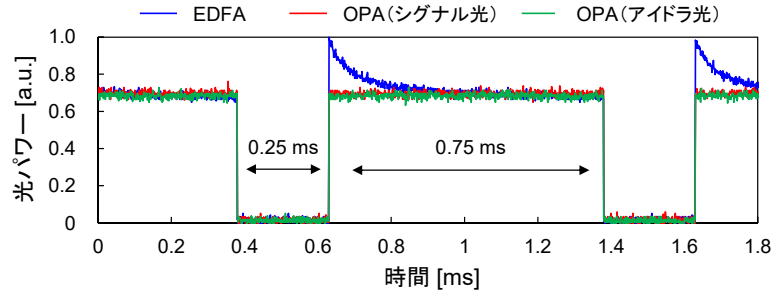


図2.37. PPLN 型 OPA と EDFA の過渡応答の比較

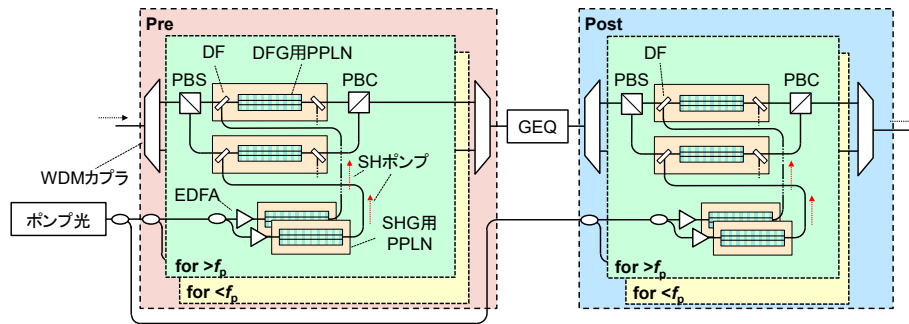


図2.38. 文献[111]で使用した PPLN 型 OPA による広帯域増幅中継器のサブシステム構成

2.5.2 OPA による光増幅中継伝送の実証例

筆者の知る限り、OPA による最初の増幅中継伝送は 2011 年に報告されている^[243]。この実証では、DSF を増幅媒体に用いた単一媒質のループ構成による偏波ダイバーシティ FOPA を用いて、10 Gbps のオンオフ変調信号を 5 チャンネル多重した C 帯 WDM 信号を 11 km と 22 km のフィードリンクの間を増幅中継しており、増幅利得は 10 dB 程度であった。その後、単一偏波構成の FOPA によって、周回伝送系を用いた最初の中継伝送が報告された^[244]。信号はシングルチャネルのオンオフ変調による 40 Gbps 信号であり、80 km の SSMF を 4 中継し、OPA による 320 km の増幅中継伝送が実証された。2017 年には、2 つの FOPA によるループ型偏波ダイバーシティ構成によって、45 チャンネル 127.2 Gbps PDM-QPSK 信号を 75 km スパンの SSMF 伝送系で 4 スパン増幅中継した結果が報告されている^[245]。信号は 50 GHz 間隔で WDM 信号の帯域としては 2.3 THz であり、FOPA の増幅利得は 16 dB 程度であった。この実証は、初の OPA を用いたコヒーレント WDM 信号の増幅中継伝送である。

上記の実証は全て FOPA を用いたものである。FOPA は長尺な光ファイバを用いることで高い増幅利得を得ることができるが、2.1 節で述べたように不要な FWM によるチャンネル間

クロストークが顕著に発生するため、WDM 信号に対する出力パワーを大きくすることが難しく、伝送性能は制限される。一方で、PPLN 導波路をはじめとする二次非線形光学効果を用いた OPA はチャンネル間の不要な非線形作用が小さく、WDM 信号の増幅中継器としての応用に適している。そこで筆者らは、2020 年に PPLN 導波路を用いた偏波ダイバーシティ OPA を用いて、5.125 THz の WDM 信号の 3×30 km 増幅中継伝送を報告している^[246]。PPLN 型 OPA は、5 THz 以上（縮退周波数を挟んだ両帯域を合わせると 10 THz 以上）の帯域にわたって 15 dB 以上の増幅利得と、雑音指数 5 dB 以下の低雑音性を示した。信号フォーマットは 120 Gbaud PDM-PCS-36QAM による 800 Gbps 信号で、125 GHz 間隔で 41 チャンネル多重した。これは OPA によって初めて 1 バンド相当の帯域（約 4.5 THz）を超える増幅中継を行った実証である。その後、2 つの OPA をカスケードした増幅中継器構成によって陸上基幹伝送網における標準的な中継間隔である 80 km スパンでの 1280 km 長距離伝送を実証した^[247]。また、前方励起分布ラマン増幅を組み合わせた広帯域かつ高出力な増幅中継器構成による 6.25 THz にわたる WDM 信号を用いた 50 Tbps ($1 \text{ Tbps} \times 50 \text{ ch.}$) の 3×80 km 伝送を報告した^[248]。2023 年には、図 2.38 のフルバンド構成によって、SCL 帯にまたがる 14.1625 THz の WDM 信号を OPA による一括増幅中継のみによって最大 5×80 km 伝送した結果を報告した^[111]。信号は 132 Gbaud の PDM-PCS 信号であり、総伝送容量は 160 km で 93.4 Tbps、400 km で 70.4 Tbps であった。1 つの OPA あたりの増幅利得は信号の全帯域で 20 dB 以上であった。この実証はフルバンド構成の OPA による増幅中継の初めての報告であり、従来の EDFA による増幅帯域を OPA で 3 倍超に拡大できる可能性を示した。以上のように、近年のデバイス技術の進展による高利得化や広帯域化によって、OPA による信号増幅は PSA としてだけでなく、広帯域光増幅中継器としての応用も注目されている。そこで第 9 章では、PPLN 型 OPA のさらなる広帯域化を実現する構成を提案する。

2.6 まとめ

本章では、本研究の主たる要素技術である OPA と、OPA を用いた光信号処理技術の基本原則を、 $\chi^{(3)}$ 効果を用いた構成と $\chi^{(2)}$ 効果を用いた構成との比較を行いながら、光伝送システム応用の観点から体系的にまとめた。本章で述べたように、光パラメトリック信号処理は光伝送システムの様々な性能限界の改善に資する技術である。特に、PPLN を用いた OPA は不要な非線形効果の発生が少なく、広帯域信号の高パワーでの入出力特性に優れており、光伝送システム応用に適した方式である。以降の章では、光パラメトリック信号処理の適用の際に問題となる信号ペナルティの評価や、実運用のためのシステム構成や制御方法、将来の広帯域・低雑音伝送システムへの適用を見据えた検討に関して、本研究で得られた具体的な研究成果について述べる。

第2章に関連する研究業績

学術論文

1. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Masanori Nakamura, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Ryoichi Kasahara, Kei Watanabe, and Yutaka Miyamoto, “PPLN-Based Optical Parametric Amplification for Wideband WDM Transmission,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 40, no. 11, pp. 3374–3384, June (2022). DOI: 10.1109/JLT.2022.3142749
(図 2.37 は本文献の図を改変して使用)
2. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Masanori Nakamura, Koji Enbutsu, Ryoichi Kasahara, and Yutaka Miyamoto, “Wideband PPLN-Based Phase-Sensitively Amplified Transmission of 20-Channel 96-Gbaud WDM Signal,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 40, no. 16, pp. 5467–5477, August (2022). DOI: 10.1109/JLT.2022.3182318
(図 2.23, 2.24, 2.25 は本文献の図を改変して使用)

第3章

光パラメトリック増幅器の利得飽和による 非線形振幅歪み

本章では、光パラメトリック信号処理に伴って信号光に生じる過剰な信号劣化について考察する。OPA で発生する主たる雑音は、シグナル光とアイドラ光の帯域間での量子雑音の相互作用によって生じる ASE 雑音（と等価な AQN）である。ASE 雑音は OPA 内部の損失や増幅利得による NF によって決まり、解析的に試算することも汎用的な測定器を使用して測定することも容易である。その他の代表的な信号劣化要因として、WDM 信号を高いパワーで入出力した時の不要な非線形光学効果によって生じるチャネル間クロストークがあるが、前章で述べたように PPLN 型のような二次非線形光学効果に基づく OPA ではその影響は比較的小さく、2 ステージ型の構成によってさらに効果的に抑圧できる。一方で、高出力動作時の利得飽和領域では、信号の入力パワーに対して利得の非線形性を生じることが知られている。前章で述べたように、OPA の利得飽和は媒質中での光パラメトリック増幅過程の進行によってポンプ光パワーがシグナル光およびアイドラ光パワーに対して有意に減少すること（ポンプデプレッション）によって生じる。OPA の増幅利得は未飽和領域では入力光信号のパワーに依存しないが、飽和領域ではこのポンプデプレッションによってシグナル光パワーに依存した増幅利得を生じる^[249,250]。また、三次非線形光学効果による OPA では、ポンプデプレッションによって非線形位相整合状態が変化するため、ゲインスペクトル形状が変化することも報告されている^[118,251]。

このような利得飽和は EDFA などの他の増幅器でも生じる。EDFA の応答はサブミリ秒オーダーであるため、GHz 以上のオーダーで変調された信号光を増幅する際には変調信号パターンによる瞬時的なパワーの変化には追従せず、平均的なパワーによって増幅利得が決まる。したがって、飽和領域で動作させたとしても、増幅利得は減少するものの時間的には一定であり、増幅前後で光信号の時間波形は保たれる。一方で、非線形光学効果を利用する OPA はフェムト秒オーダーの高速な応答を持つ。そのため、飽和領域で動作した OPA の増幅利得は、光信号の瞬時的なパワーの変化に追従し非線形に変化する。つまり、大きな光パワー（コンスタレーション上の外側のシンボル）の瞬間には小さい増幅利得を生じ、小さな光パワー（コンスタレーション上の内側のシンボル）の瞬間には大きい増幅利得を生じる。この現象を利用し、光信号に付加された振幅雑音を圧縮する光信号処理が提案されており、その特性は解析的にもよく議論されている^[252-254]。一方で、このような振幅雑音の圧縮を行

うことができるのは、変調信号が振幅方向にレベルを持たない場合（オンオフ変調や QPSK など）に限られる。OPA の特性に似たものとして SOA の飽和領域での非線形性がある。SOA はサブナノ秒程度の応答速度であり、数十 GHz 程度のシングルキャリア信号を高利得に増幅した際に信号の変調パターンに依存した増幅利得と位相回転を生じる。このパターン効果は QAM 信号のコンスタレーション形状を変化させ、信号品質の劣化につながる。SOA はコヒーレント送受信機に使用される背景もあり、その信号品質への影響は解析的、実験的によく検証されている^[255–257]。OPA の飽和領域での動作も SOA と同様に QAM 信号の劣化を引き起こす事象の報告がいくつかなされている^[258,259]が、その網羅的な調査は行われていない。光信号処理に伴う過剰な OSNR 劣化を抑圧するには、高いパワーで光信号を処理することが重要であるため、高パワー領域での動作特性を明確にすることは、光パラメトリック信号処理を用いた伝送システムの設計において重要な知見となる。そこで本章では、OPA の飽和領域での動作がコヒーレント信号に及ぼす影響を、PPLN 型 OPA を用いて様々な条件で実験的に評価する。

3.1 入出力パワー特性としての利得飽和の評価

本節では、次節以降の利得飽和の信号品質への影響の実験評価で使用する PPLN 型 OPA の基本特性について述べる。構成は図 2.13 に示したパラレル型偏波ダイバーシティ構成である。使用した PPLN 導波路の縮退波長は C 帯と L 帯の境界付近の 1572.89 nm (190.6 THz) であり、この PPLN 導波路による OPA は C 帯と L 帯の間の波長変換器としても機能する。ポンプ光源としては線幅約 30 kHz の外部共振器レーザ (ECL: external cavity laser) を用いた。各偏波成分に対する基本ポンプ光のパワーは 31.5 dBm 程度（約 1.4 W）で、SHG の変換効率ファイバとのカップリングも含めておよそ 50%であった。

3.1.1 小信号特性

まず、小信号特性として、-25 dBm の CW 光をプローブ光として入力した際のゲインと NF を測定した。図 3.1 に測定系を示す。OPA の入力光と出力光を光スペクトルアナライザ (OSA: optical spectrum analyzer) を用いて測定した。ゲインはプローブ光の入出力パワーの比として求めた。NF は、ゲインとプローブ光まわりに付加された ASE 雑音のフロアレベルから、信号光成分のショット雑音と、信号光と ASE 間のビート雑音を想定して、以下のように計算した^[260]。

$$F_s = \frac{1}{G_s} + \frac{P_{\text{ASE}}}{G_s h \nu \Delta \nu_{\text{OSA}}} \quad (3.1)$$

G_s は信号光成分のゲイン, P_{ASE} は OSA で測定された ASE 雑音のフロアレベル, h はプランク定数, ν はプローブ光の周波数, $\Delta\nu_{OSA}$ は OSA の測定分解能である. なお, ASE のショット雑音と ASE 間ビート雑音は十分小さいとして無視した. また, ECL から出力したプローブ光に元々存在する ASE 雑音も十分小さいとして無視している. 図 3.2 に増幅利得スペクトルと NF スペクトルの測定結果を示す. 約 11 THz にわたって >10 dB の増幅利得が得られている. 最大の NF は 5.1 dB で, C 帯から L 帯にわたって 0.6 dB 以内で均一であった.

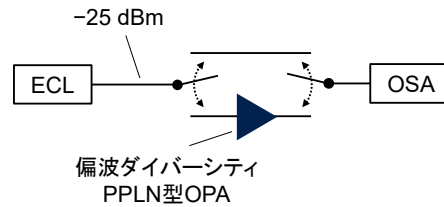


図3.1. PPLN 型光パラメトリック増幅器の小信号特性の測定系

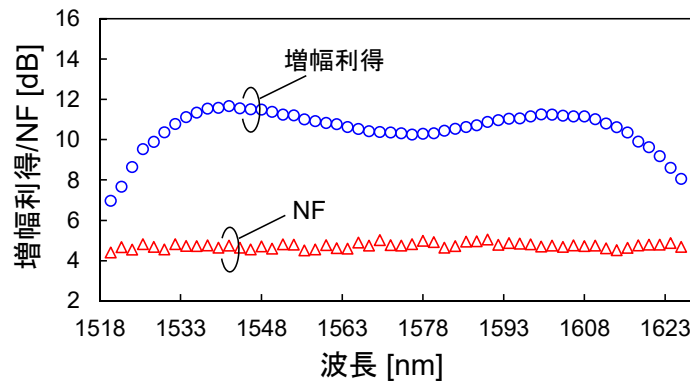


図3.2. 小信号入力時の増幅利得と雑音指数 (NF) の測定結果

3.1.2 入出力パワー特性

次に、利得飽和領域を含めた入出力パワー特性を評価した. 測定系を図 3.3 に示す. 入力プローブ光は C 帯 EDFA からの ASE を用いた. 64 Gbaud 信号を 75 GHz 間隔で多重した WDM 信号を模擬して, WSS を使用して 75 GHz 毎に 64 GHz の周波数ピン状に ASE を整形した. OPA の出力では, アイドラ成分を WDM フィルタ (損失約 0.5 dB) で除去し, 増幅されたシグナル成分のみを抽出した. 入力と出力の光パワーを光パワーメータ (OPM: optical power meter) で測定した. OPA への入力パワーは可変光減衰器 (VOA: variable optical attenuator) を用いて調整した. 64 チャンネル (4.8 THz) の場合と 1 チャンネル (64 GHz) の場合とでそれぞれ測定した. 1 チャンネルのケースでは, 中心波長を 1529.16 nm, 1548.12 nm,

1566.93 nm と変更し、波長依存性を測定した。図 3.4 は 64 チャンネルの WDM 信号を模擬したプローブ光を -10 dBm で入力した際の入出力光スペクトルである。フィルタ前のスペクトルでは、C 帯の入力に対し、アイドラ光が増幅されたシグナル光成分と同等のパワーで、縮退波長を境にした対称な帯域である L 帯に生成されていることが分かる。

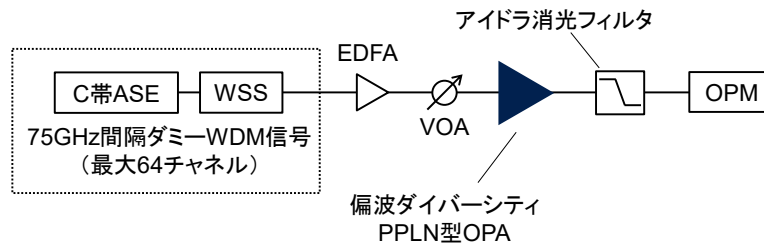


図3.3. 入出力パワー特性の測定系

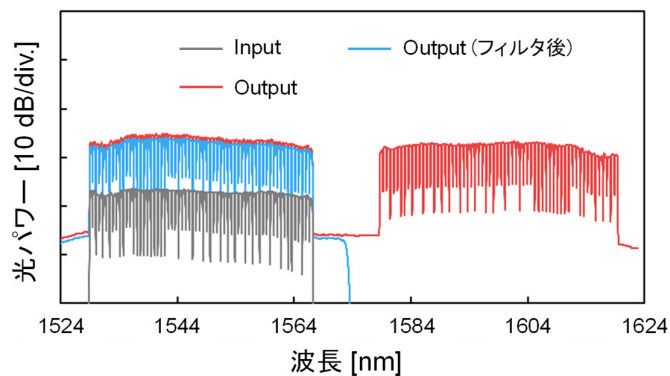


図3.4. 64チャンネル75GHz間隔WDM信号(帯域4.8THz)のOPAの入出力光スペクトル

図 3.5 は入出力パワー特性の測定結果である。利得飽和量は -10 dBm 入力時の増幅利得を小信号利得とし、その値からの利得減少量として定義した。図 3.5(a)から、低入力パワー領域では入出力パワー関係は線形であったが、高入力パワー領域では徐々に非線形になり、約 24 dBm の出力パワーで飽和した。つまり、図 3.5(b)に示すように、高入力パワー領域では入力パワーが大きくなるにつれて徐々に利得が低下した。一方で 1 チャンネルのケースでは、図 3.5(c)に示す入力パワーに対する利得飽和量は、利得の小さい 1529.16 nm と 1566.93 nm の場合では利得の大きい 1548.12 nm の場合よりもわずかに抑制されている。しかしながら、出力パワーに対する利得飽和量をプロットした図 3.5(d)は、全ての 1 チャンネルのケースでほぼ同じ結果を示している。これは、PPLN ベースの OPA における利得飽和は、少なくともある程度の増幅利得を持つ波長では、増幅利得の波長依存性に関係なく出力パワーによって特徴付けられることを意味する。FOPA に関する先行研究では、ポンプ光、シグナル光、

アイドラ光の SPM と XPM^[118]や, HNLF の分散スロープ^[251]によって, 利得飽和の波長依存性が生じることが報告されている. しかしながら, $\chi^{(2)}$ 型の OPA では第2章で示したように位相整合特性は非線形媒質の分散特性のみに依存する. したがって本測定では, 出力パワー特性の波長方向の明確な変化は確認されなかった.

WDM 信号のケースでは, シングルチャネルの場合よりも 2 dB 程度飽和特性が改善した. WDM 信号の利得飽和は, 複数のシグナル光とそのアイドラ光を単一のポンプ光で同時に増幅する際にポンプパワーが消費されることで生じる. $\chi^{(2)}$ 型の OPA では, 位相整合が完全でない場合, シグナル-アイドラ対のパワーが増加すると, 増幅とは逆方向にエネルギーがポンプ光へ戻る. これは, $\chi^{(2)}$ 媒質におけるシグナル-アイドラ対の SFG 過程によるものである. エネルギー移行の向きが変化していく時間発展は, 各周波数成分の位相整合条件に依存するため, 波長依存性を持つ. さらに, WDM では, シグナル光パワーが複数の周波数成分に分散される. このため, 異なるシグナル-アイドラ対間の相互作用を介した複雑なポンプ光パワーのダイナミクスは, WDM 信号の平均パワーに対する利得飽和特性をわずかに緩和する可能性がある. 1 チャネルの場合と WDM の場合でこのようなわずかな違いがあるものの, 測定結果における全体の傾向はよく一致している. 次節以降では, 入出力特性が非線形となる利得飽和領域で動作する OPA によって増幅された信号光の品質が, 飽和量に応じてどの程度劣化するかを評価する.

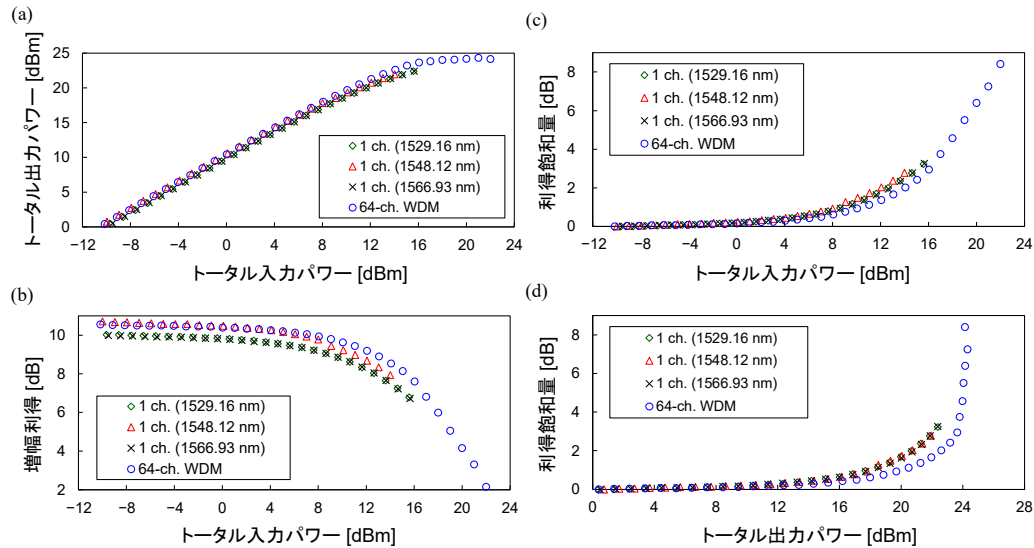


図3.5. 入出力パワー特性の測定結果 (a)入力パワーに対する出力パワー (b)入力パワーに対する増幅利得 (c)入力パワーに対する利得飽和量 (d)出力パワーに対する利得飽和量 (利得飽和量は-10 dBm 入力時の増幅利得からの減少量で定義)

3.2 シングルキャリア信号に対する非線形振幅歪みの評価

まず、単一チャネル信号の非線形歪みについて評価する。さらに、信号時間波形のピーク対平均電力比 (PAPR: peak-to-average power ratio) の依存性について調査する。OPA の応答時間は非常に高速であるため、PAPR の高い信号は同じ平均入力パワーであっても、PAPR の低い信号と比較して大きなパワーのタイミングにおいてより大きな歪みをもたらす、信号品質を大きく劣化させる可能性が考えられる。波長分散は PAPR を変化させる要因の 1 つである^[26]。そこで、送信側の DSP であらかじめ波長分散を加えた変調信号を生成し、利得飽和による信号歪みの PAPR 依存性を評価した。

3.2.1 実験系

図 3.6 に実験系を示す。測定チャネルは 1529.16 nm, 1548.12 nm, 1566.63 nm の 3 波長で測定した。変調フォーマットはロールオフ率 0.03 でナイキストパルス整形された 64 Gbaud 64QAM 信号で、変調パターンのユニーク長は 102,400 シンボルとした。ペナルティの PAPR 依存性を評価するために、変調信号に任意の波長分散に相当するインパルス応答を付加した。波長分散のインパルス応答は以下の周波数特性で表される。

$$H(f) = \exp\left(\frac{\pi D c}{f_s^2} (f - f_s)^2\right) \quad (3.2)$$

ここで、 D は波長分散パラメータ (単位: ps/nm), c は光速, f_s は信号光の光周波数である。変調信号は任意波形発生器を用いて生成され、増幅した後に単一偏波 I/Q 変調器 (IQM: I/Q modulator) に入力し、ECL から出力された CW 光を変調した。変調された単一偏波の信号光は、疑似偏波多重系 (PDME: polarization-division-multiplexing emulator) に入力し偏波多重した。PDME は入力された単一偏波信号を 50% カプラで 2 分岐し、一方の成分に遅延を与えて無相関化した後、PBS を用いて直交する偏波で合波することで擬似的に偏波多重を行う素子である。偏波間の遅延量は 15 m とし、偏波成分間の時間遅延が受信 DSP の時間窓よりも十分長くなるようにした。測定チャネルのパワーを EDFA と VOA で調整した後、OPA へ入力した。OPA の出力では L 帯にアイドラ光が発生するが、C 帯を抽出する WDM カプラによって増幅された信号光成分のみを抽出した。

受信側では、VOA でパワーを調整し、別途用意した ASE と合波して雑音を付加することで受信時の OSNR を 30 dB に調整した (雑音帯域幅: 0.1 nm)。これは、OPA への入力パワーが変化したことによって受信時の OSNR が変わらないようにするためである。このようにすることで、利得飽和による信号歪みの影響のみを評価することができる。信号光と合波する ASE 雑音は EDFA で生成し、BPF で信号光の波長まわりで 200 GHz 程度の帯域でフィルタした後、VOA でパワーを調整した。OSNR を調整した後、EDFA で前置増幅を行い BPF

で余分な ASE を除去した後、コヒーレント受信した。コヒーレント受信機は偏波ダイバーシティ 90 度ハイブリッド回路と各偏波の I 成分と Q 成分に対応する 4 つの 70 GHz 帯域の BPD からなる。受信した信号はサンプリングレート 200 Gsample/s、アナログ帯域 70 GHz のデジタルオシロスコープでデジタル信号に変換した。その後、オフライン DSP^{*1}によって復調した。オフライン DSP では、まず受信信号は 2 sample/symbol にリサンプルされ、周波数領域での波長分散等化^[262]を固定等化器 (FEQ: fixed equalizer) で行った。その後、周波数領域 8×2 MIMO 適応等化器 (AEQ: adaptive equalizer)^[263]で偏波分離を行い、搬送波位相回復 (CPR: carrier phase recovery) ブロックで位相雑音補償を行うことでシンボルが復元された。周波数領域 AEQ の高速フーリエ変換 (FFT: fast Fourier transform) のブロックサイズは 1024 で、波長分散等化で除去しきれずに残留した波長分散を補償するには十分な大きさであり、波長分散を付加することによって生じる (利得飽和によるもの以外の) ペナルティは十分小さいものと考えられる。AEQ は判定指向最小平均二乗 (DD-LMS: decision-directed least mean square) アルゴリズムによって更新した。また、64 シンボル毎に既知シンボルを配置し、この既知シンボルを用いて CPR を行った。復調後のシンボルから所望のシンボル (元の送信シンボル) を差し引いた分布の分散から、受信信号の SNR を求め、信号品質を評価した。

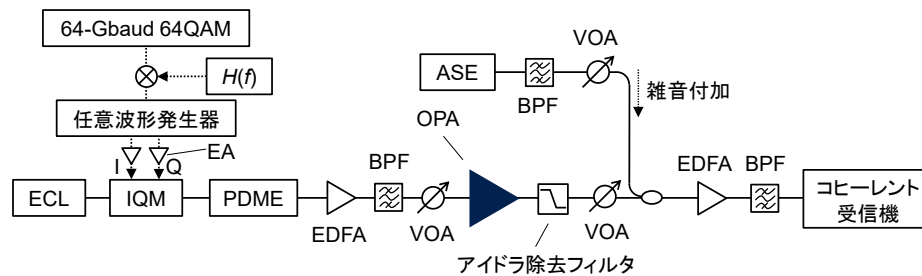


図3.6 シングルチャネル信号の利得飽和特性評価の実験系

3.2.2 基本特性の評価

まず、波長分散を付加せずに OPA への入力パワーに対する SNR を評価した。図 3.7 に結果を示す。SNR の劣化は入力パワーが 4 dBm を超えたあたりから発生し始めた。このときの出力パワーはおおよそ 14 dBm である。1 dB 程度の SNR ペナルティが確認されたのは 8 dBm の入力時であり、出力パワーはおおよそ 17.5 dBm で、図 3.5 から約 0.9 dB の利得飽和量である。12 dBm の入力時には約 2.5 dB の SNR 劣化が確認された。図 3.5 の入出力パワーの測定結果から予想される通り、SNR ペナルティの波長依存性は小さく、前章で述べたように $\chi^{(2)}$ 型の OPA では利得飽和領域 (高ポンプパワーでの動作) でも信号品質まで含めて平坦な増

^{*1} デジタルオシロスコープでサンプリングした受信信号を保存し、コンピュータ上で読み出して信号処理および復調を行う実験手法。

幅特性が維持されることが確認された。図 3.7(b)は back to back (OPA をバイパス) の場合、0 dBm 入力の場合、12 dBm 入力の場合の、復調後の信号コンスタレーションである。12 dBm の入力時には明らかな非線形振幅信号歪みが確認できる。パワーの強い外側のシンボルほど小さいゲインで増幅され原点方向に歪んでおり、冒頭で述べた定性的な考察と一致する結果が得られた。一方で、位相方向の歪みは明確には確認できず、位相と振幅の両方に歪みを生じる SOA とは異なる様子が確認された。

図 3.8 は波長 1548.12 nm の信号の増幅後のスペクトルである。-6 dBm と 0 dBm 入力時には、増幅後のスペクトルは入力スペクトルと一致していた。一方で、6 dBm と 12 dBm 入力時では、信号スペクトルの両端が広がるような現象が確認された。この現象は光ファイバ中の SPM 効果によって光信号が非線形に歪むことでスペクトルが広がる現象^[264]と類似の現象であると考えられ、OPA の時間信号に対する非線形性をよく示している。

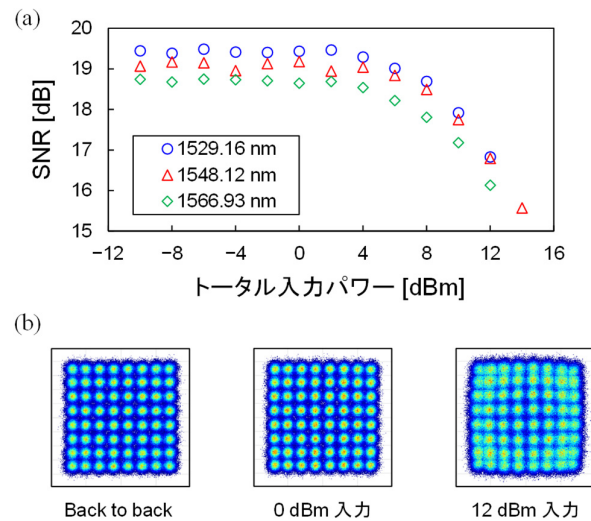


図3.7. シングルチャネル信号の OPA への入力パワーに対する信号品質特性 (a) SNR 特性
(b) 64 Gbaud PDM-64QAM 信号のコンスタレーション

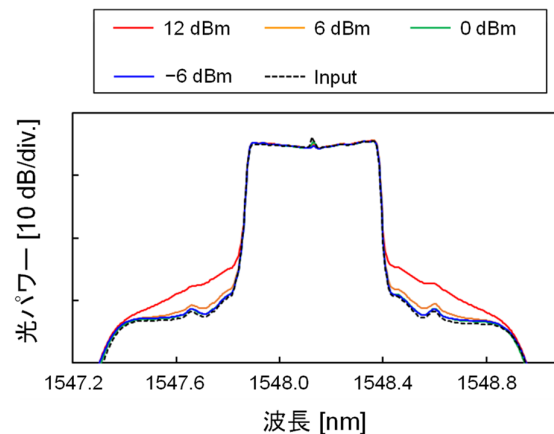


図3.8. 各入力パワーでの OPA による増幅後の信号光のスペクトル (1548.12 nm)

3.2.3 波長分散特性の評価

次に、送信側の変調信号生成時に波長分散を付加して同様の実験評価を行った。波長分散が信号に付与されると信号パルスが時間的に広がるため隣接パルスとの符号間干渉が生じる。波長分散がさらに大きくなれば、多数のシンボル間で干渉が起き、信号光の確率振幅分布は、中心極限定理のような振る舞いで、次第にガウス分布状になる。理想的なガウス分布は理論上無限に大きな振幅値を取りうるが、この場合の取りうる最大の振幅値はパルス広がりによって干渉するシンボルの最大数と元の変調方式が取りうる最大のパワーとの積となる。したがって、波長分散が大きいほど PAPR は大きくなる。信号光の波長は 1548.12 nm を使用した。図 3.9 に各波長分散値の時の結果を示す。未飽和領域の特性は波長分散によらず一致しており、波長分散を付加したことによる直接的なペナルティは無いことが確認できる。一方で、利得飽和によるペナルティは波長分散が大きくなるほど増加することが確認された。図 3.9(b)は波長分散 50 ps/nm, 500 ps/nm, 2000 ps/nm の時の 12 dBm 入力時のコンスタレーションである。50 ps/nm の場合、コンスタレーションは波長分散を付与していないときと同様に外側のシンボルが原点方向に歪む傾向が確認された。しかしながら、この傾向は波長分散量が大きくなると観測されなくなり、すべてのシンボルの分散が一様に広がる AWGN のような雑音が観測された。これは、大きな波長分散によって多数のシンボルが干渉した結果、信号歪みの発生がランダム化されたためであると考えられる。

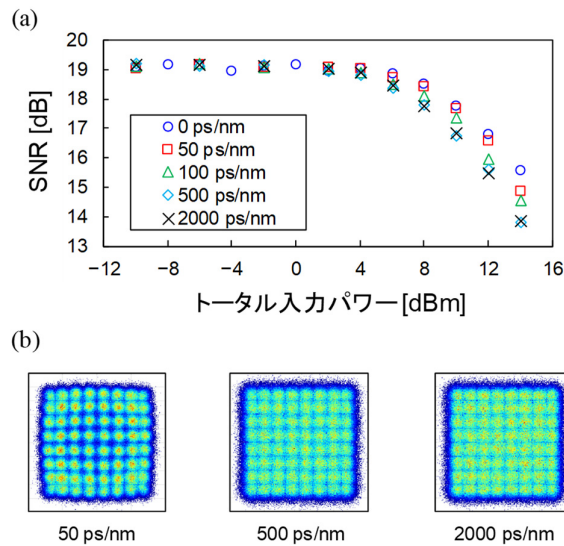


図3.9. 波長分散を付与したシングルチャネル信号の OPA への入力パワーに対する信号品質特性 (a) SNR 特性 (b) 12 dBm 入力時のコンスタレーション

図 3.10 は入力パワーが 4 dBm, 8 dBm, 12 dBm の時の SNR を波長分散量の関数としてプロットしたものである。また、波長分散付与した変調信号の PAPR を算出し、同グラフにプ

ロットした。PAPR は波長分散が大きくなるほど増加し、特に 100 ps/nm 以下で急峻に変化した。PAPR の増加は 1500 ps/nm 以上で飽和する傾向が確認されたが、これは変調信号が 102,400 シンボルの有限のデータ長であるためであり、理論上は無限のデータ長に対して徐々に増加し続ける。SNR の波長分散特性は PAPR の変化が激しい 100 ps/nm 以下の領域で急激に変化した。また、1000 ps/nm 以上ではほとんど特性は変化しなかった。これは、波長分散による波形の変化が十分飽和する（信号分布がガウス分布状になる）のが 1000 ps/nm 付近であるためであると考えられる。なお、この 1000 ps/nm という波長分散量は、60 km 程度の SSMF と同程度であり、増幅中継伝送系への適用に際しては送信部で使用される OPA 以外では、利得飽和による歪み特性は十分飽和すると考えられる。ただし、OPC を用いたシステムでは波長分散が周期的に補償されるため、その限りではない。図 3.11 は 12 dBm 入力時の波長分散 0, 100, 2000 ps/nm の場合の信号光のスペクトルである。いずれの場合でも入力スペクトルから広がる様子が確認できたが、波長分散が増加するにしたがって広がりが増え、波長分散が大きくなるほど PAPR の大きい信号の方が、利得飽和による非線形歪みを大きく生じることがスペクトル形状からも確認された。

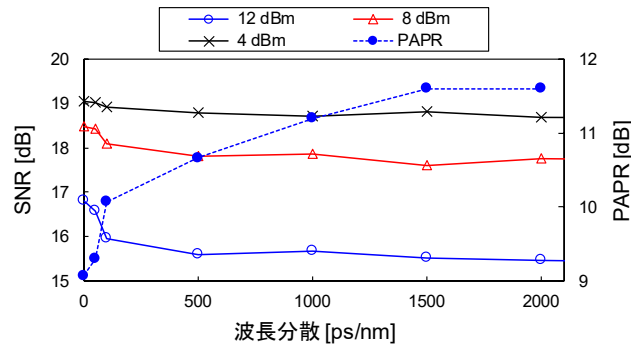


図3.10. 4, 8, 12 dBm 入力時の SNR の波長分散依存性と各波長分散を付与した信号の PAPR

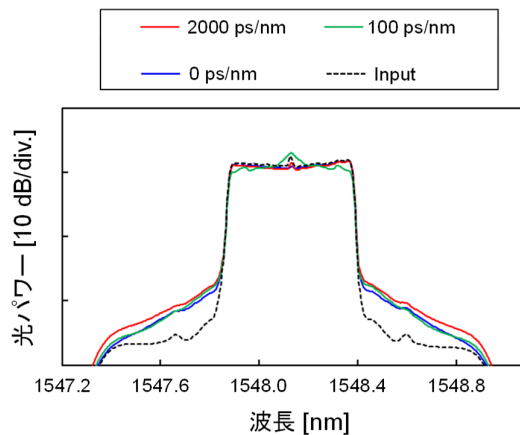


図3.11. 各波長分散を付与した時の 12 dBm 入力時の OPA 出力での信号光スペクトル

3.3 WDM 信号に対する非線形振幅歪みの評価

シングルチャネル信号に対する評価では、信号の PAPR によって利得飽和による非線形歪みが増加することが示された。一方で、信号の WDM 化も波長分散の付与と同様に多数のシンボルの重ね合わせを引き起こすため、PAPR を増加させる^[265]。本節では、WDM 化した信号に対する利得飽和の影響について、実験評価を行う。

3.3.1 実験系

図 3.12 に実験系を示す。測定チャネルは前節と同様に 64 Gbaud の PDM-64QAM 信号で変調した。ただし、波長分散は付与していない。測定は WDM 信号の中心波長である 1548.12 nm と、64 チャネルの構成の両端の波長である 1529.16 nm, 1566.63 nm で行った。測定信号以外の WDM チャネルは EDFA から出力される ASE を用いた。ASE の確率振幅分布はガウス分布状であるが、これは波長分散を十分に受けた光信号と等価と見なすことができ、測定信号への XPM などの影響は独立したパターンで変調された実際の WDM 信号と類似したものとなるため、ダミーの WDM チャネルとして使用することができる^[266]。ダミーの WDM チャネルは 3.1.2 項と同様に、WSS を用いて ASE を 75 GHz 間隔の 64 GHz の周波数幅で切り出すことで生成した。波長チャネル数は最大 64 チャネルで、帯域幅は 4.8 THz であった。測定チャネルの波長に相当するダミーチャネルは WSS で消光し、10%カプラを用いて測定チャネルと合波した（測定チャネルは 10%のポートから入力）。この時、ダミーの WDM チャネルと測定チャネルのパワー密度が一致するように、測定チャネルのパワーを VOA によって調整した。OPA の出力では、前節と同様にアイドラ光を除去し、雑音として ASE を付加し、OSNR を 30 dB に調整した。OSNR は測定チャネルの隣接チャネルを消光して雑音フロアを OSA 上で可視化することで調整した。その後、EDFA で前置増幅した後に BPF で測定チャネルを抽出し、コヒーレント受信機で受信した。受信 DSP は 3.2.1 項で述べたものと同様である。

次に、WDM 化による PAPR の増加をシミュレーションした結果を述べる。計算機上で独立したパターン（偏波ごとのパターン長: 100,000 シンボル）で変調された 64 Gbaud PDM-64QAM 信号を生成し、それらを周波数シフトして足し合わせることで WDM 信号を生成することで、その PAPR のチャネル数依存性を計算した。この時の WDM 信号の複素振幅は以下のように表される。

$$E_{\text{WDM}} = \sum_n E_n(t) \exp(j2\pi n \Delta f t) \quad (3.3)$$

ここで、 n はチャネル次数、 E_n は各チャネルの電界複素振幅、 Δf はチャネル間隔を表す。 n はチャネル数 N が偶数 (even) か奇数 (odd) かで異なり、

$$n = \begin{cases} -\frac{N}{2}, \dots, -1, 0, 1, \dots, \frac{N}{2}-1 & (N=\text{even}) \\ -\frac{N-1}{2}, \dots, -1, 0, 1, \dots, \frac{N-1}{2} & (N=\text{odd}) \end{cases} \quad (3.4)$$

と表される．図 3.13 は PAPR の計算結果である．チャンネル数が増加するにしたがって PAPR が増加することが確認できる，また，10 以下のチャンネル数では PAPR は急峻に変化した．20 チャンネル以上では PAPR の増加は飽和するように見受けられるが，これは波長分散の時と同様にデータ長が有限であることが原因であり，理論上は徐々に増加し続ける．

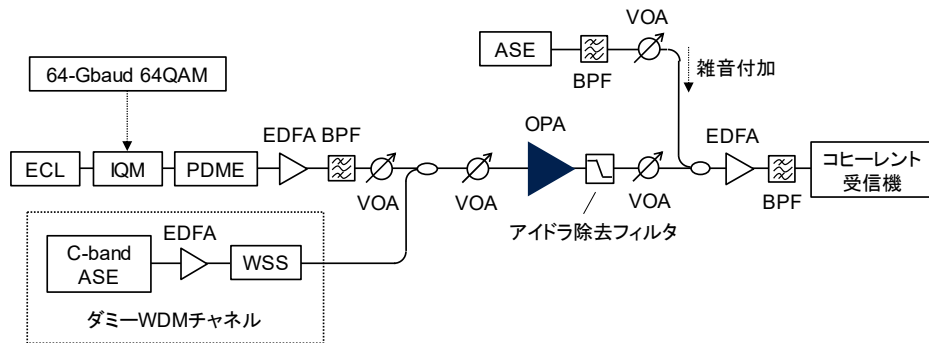


図3.12. WDM 信号の利得飽和特性評価の実験系

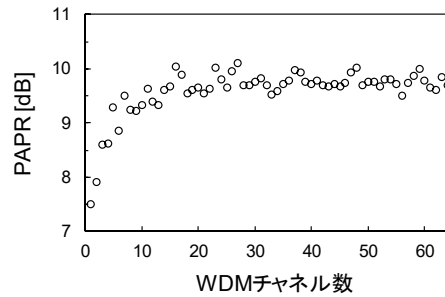


図3.13. PAPR の WDM チャンネル数依存性の試算結果

3.3.2 WDM チャンネル数依存性の評価

図 3.14 に信号の測定結果を示す．64 チャンネルの場合（1529.16 nm, 1548.12 nm, 1566.63 nm の3波長），32 チャンネルの場合（1548.12 nm），シングルチャンネルの場合（1548.12 nm）を測定した．図 3.14(a)はチャンネル数にかかわらずトータル入力パワーに対してプロットした結果である．WDM 化によってチャンネル数が増加するほど PAPR は増加するはずであるが，SNR の結果では，トータル入力パワーに対する利得飽和耐性はチャンネル数の増加によって改善することが確認された．1 dB の SNR ペナルティが生じるパワーで比較すると，32 チャンネル

ネルの場合では約 8 dB, 64 チャンネルの場合では約 10 dB, パワートレランスが改善した。これは、各チャンネルにパワーが配分されたことで 1 チャンネル当たりのパワーが低くなり、各チャンネル自身のパワーの寄与が小さくなったためであると考えられる。図 3.5 に示した通り、単純な入出力パワー特性としての利得飽和はチャンネル数によらずトータル入力パワーにだけ依存したが、非線形信号歪みの特性はチャンネル数に依存することが確認された。64 チャンネルの WDM 信号に対して 1 dB の SNR ペナルティが生じたパワーは 18 dBm であり、利得飽和量は約 4.7 dB だった。また、64 チャンネルの結果において、中心チャンネル (1548.12 nm) と比較して両端のチャンネル (1529.16 nm と 1566.93 nm) では 16 dBm 以上の入力パワーでわずかに変化が確認されたものの、波長依存性は十分に小さかった。

図 3.14(b)は 1 チャンネル当たりのパワーでプロットした結果である。1 チャンネル当たりのパワーに対するトータルパワーは、32 チャンネルの場合で約 15 dB, 64 チャンネルの場合で約 18 dB の増加がある。WDM 化によるトータル入力パワートレランスの改善効果は、WDM 化によるトータルパワーの増加よりは小さく、1 チャンネル当たりのパワートレランスは 10 dB 程度劣化した。一方で、32 チャンネルと 64 チャンネルの場合では同じチャンネルパワーに対して 3 dB のトータルパワー差があるが、実験結果はほぼ同じ特性を示した。これらの結果は、さらに広帯域な信号に対して OPA を適用する場合には、利得飽和の信号品質への影響はさらに改善される可能性があることを示唆している。また、図 3.14(c)は 64 チャンネルの場合の 0, 12, 22 dBm 入力時の中心チャンネルのコンスタレーションを表している。22 dBm 入力時のコンスタレーションはシングルチャンネルの 12 dBm 入力時 (図 3.7(b)参照) と比較して SNR が同等であるにも関わらず、コンスタレーションに明確な違いが見られた。信号の振幅レベルに依存する歪みは、単一チャンネルのケースでは明確に観察されたが、WDM のケースでは測定信号に波長分散を付与していない場合でも AWGN のように観測された。

次に、トータルパワーを 12 dBm に固定し、チャンネル数を変化させた時の増幅後の SNR を評価した。図 3.15 に各チャンネル数の時の WDM 信号のスペクトルを示す。図に示されるように、チャンネルは中心波長 (1548.12 nm) に近い波長スロット (75 GHz 間隔) から順に追加した。すなわち、WDM チャンネル数の増加は WDM 信号全体の帯域幅の増加を意味する。図 3.16 に結果を示す。信号品質は WDM チャンネル数の増加とともに改善した。また、24 チャンネル (帯域幅: 1.8 THz) 以上では SNR の劣化は確認されなくなった。図 3.16(b)は 4 チャンネル、8 チャンネル、16 チャンネルの時のコンスタレーションである。4 チャンネルと 8 チャンネルの場合ではコンスタレーションに非線形振幅歪みが確認できるが、16 チャンネルでは明確な歪みは確認できなかった。図 3.17 にシングルチャンネル、8 チャンネル、64 チャンネルの場合の増幅後の測定チャンネルのスペクトルを示す。測定チャンネルの光スペクトルの広がりを観察するため、両隣のダミーチャンネルは増幅前に消光した。結果から、チャンネル数が増加するにしたがって測定チャンネルのスペクトル広がりは小さくなっていき、64 チャンネルの場合では増幅前のスペクトルとほとんど一致していた。これは、チャンネル数の増加に伴って測定チャンネルに対する非線形性が減少したことを意味する。OPA の利得飽和は WDM 信号のトータル

入力パワーに起因するため、利得の低下は測定チャネルの特定のシンボルだけでなく、全てのシンボルでランダムに発生した。そのため、広帯域 WDM 信号では PAPR が増加するにもかかわらず、非線形歪みが抑制され入力パワー耐性が向上した。この観点からは、WDM 信号全体の帯域幅よりも増幅帯域内の無相関な信号パターン数（チャンネル数）の方が重要な要素であると考えられる。

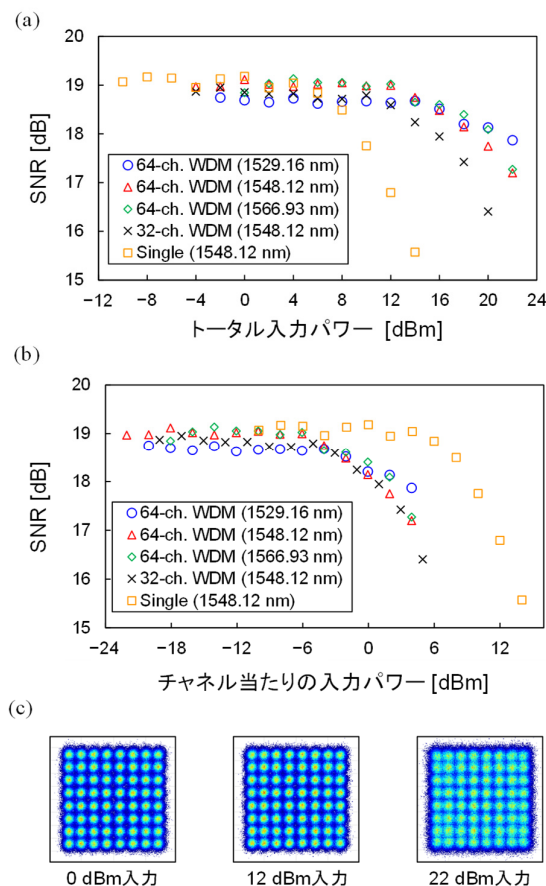


図3.14. シングルチャンネル，32 チャンネル WDM 信号，64 チャンネル WDM 信号の入力パワー耐性の比較 (a)トータル入力パワー特性 (b)チャンネル当たりの入力パワー特性 (c) 64 チャンネル WDM 信号の場合のコンスタレーション

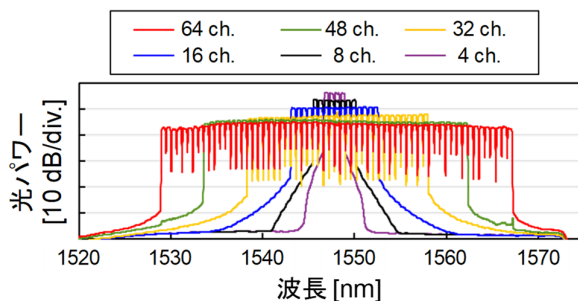


図3.15. 各チャンネル数の時の WDM 信号スペクトル

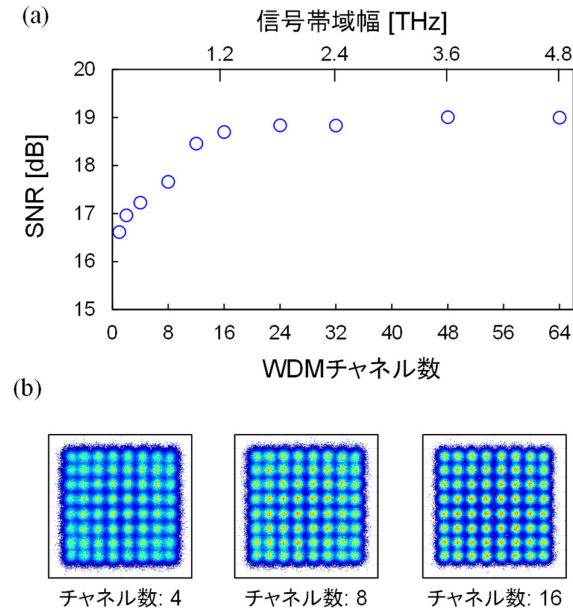


図3.16. WDM チャンネル数依存性 (a) SNR の WDM チャンネル数 (信号帯域幅) 特性 (b) 4 チャンネル, 8 チャンネル, 16 チャンネル時のコンスタレーション

3.4 まとめ

本章では, PPLN 型 OPA 中のポンプデプレッションによる利得飽和がコヒーレント信号の信号品質に与える影響を実験的に評価した. 64 Gbaud の 64QAM 信号を用いた測定において, 利得飽和領域での動作は信号に非線形振幅歪みを与え, その大きさは信号の PAPR に依存することが確認された. また, 信号へのペナルティ量に応じて OPA の非線形な応答を示すスペクトル広がりも確認された. 一方で, 信号を WDM 化すると, 無相関な各チャンネル間の作用により利得飽和の影響は平均化され, 信号品質への影響を抑圧できることが確認された. WDM チャンネル数が多いほど飽和領域で増幅した信号の SNR は改善し, 広帯域伝送システムにおいて OPA を適用する場合には入出力パワートレランスが向上することが分かった. この特性は, 前章で述べたマルチバンド伝送への各種応用に際しては有用な特性である. 一方で, 本章では 1 回の増幅におけるペナルティの評価を行ったにすぎない. その後の報告で, 信号歪みは OPA で増幅されるたびに累積し, 一回の増幅では歪みが確認できなかった条件でも数回増幅されることでペナルティが顕在化することが示されている^[235]. 今後は, 本章で得られた知見をもとに, 利得飽和による歪みの数値モデル化を行うことで, 光パラメトリック信号処理を用いた伝送システムの設計指針をより明確にすることが重要な課題である.

第3章に関連する研究業績

学術論文

1. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Masanori Nakamura, Akira Kawai, Koji Enbutsu, Takeshi Umeki, and Yutaka Miyamoto, “Effect of Gain Saturation on Wideband WDM Signal in PPLN-Based Optical Parametric Amplifier,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 41, no. 15, pp. 4922–4932, August (2023). DOI: 10.1109/JLT.2023.3250823

（本章の図は本文献の図を改変して使用）

第4章

ポンプ光位相雑音の伝達特性と 信号品質への影響

本章では前章に続き、光パラメトリック信号処理に伴って光信号に生じる過剰な雑音について考察する。光パラメトリック増幅過程で生じる過剰雑音の一つに、ポンプ光から伝達される雑音がある。ポンプ光から伝達される雑音は、振幅雑音と位相雑音に分類される。高い増幅利得や波長変換効率を得るためには、ワット級のポンプ光が必要であるため、ポンプ光は EDFA などの光増幅器によって増幅された後に増幅媒質に入力される。この時、ポンプ光には光増幅によって ASE 雑音が付与され、OSNR が劣化する。この ASE 雑音に由来する振幅雑音が光パラメトリック増幅時に信号光およびアイドラ光に伝達される。ポンプ光の増幅時に OSNR がどの程度劣化するかは光増幅器への入力光パワーに依存する。一方で、光増幅器への入力光が 0 dBm 程度以上であればこの影響はほとんど無視できることが報告されている^[163]。この光パワーは近年のレーザ光源においては比較的容易に実現できるため、振幅雑音の伝達は問題にならない場合が多い。一方で、ポンプレーザの位相雑音も光信号の品質に影響を与えることが報告されている^[267,268]。特に、FOPA では SBS を抑圧するためにポンプ光に位相ディザを与える方法が用いられるため、この影響は顕著であり、ディザ成分を補償する方法の検討が盛んに行われている^[269–272]。位相ディザが不要な方式であっても、ポンプレーザ光が非零なスペクトル幅（線幅）を持つことに起因する位相雑音が存在し、信号品質に影響を与え得る。一般に線幅の狭い光源ほど高価であり低出力であるため、この伝達される位相雑音の影響を定量化し、どの程度の狭線幅な光源をポンプレーザとして利用する必要があるかを明らかにすることは実用上重要である。

FOPA においては、第2章で述べた非縮退 FWM によるデュアルポンプの構成が利用できる。そこで、位相が同期された2つのポンプ光を用いることで、アイドラ光に伝達される位相成分を打ち消す方法が提案されている^[269,270]。一方で、 $\chi^{(2)}$ 型の OPA においては、単一のポンプ光しか使用できないため、FOPA の場合のようにデュアルポンプで直接位相雑音を打ち消すことはできない。そこで、SFG と DFG のカスケード非線形過程によって擬似的なデュアルポンプ構成を実現し、位相雑音耐力を向上させる手法が提案されている^[273,274]。しかしながら、この手法では信号成分が位相整合帯域の狭い二次高調波帯（通常、数十 GHz 程度^[142,275]）を経由するため、WDM 信号のような広帯域な信号に適用することは原理的に難しい。

本章では、ポンプレーザのローレンツ線幅に由来する白色位相雑音が光信号に与える影響について、デジタルコヒーレント伝送システムへの適用を前提とした考察と実験評価を行う。まず、二次非線形媒質である PPLN を用いた SHG-DFG 型の OPA を想定し、ポンプ位相雑音がどのように信号光に伝達されるかを考察する。また、実際に位相雑音を測定することで、考察した内容の妥当性を検証する。さらに、信号品質へのペナルティ量を送受信機や光ノード部で波長変換を適用する場合について考察し、周回伝送実験系を利用した評価実験によって解析的に導出したペナルティの妥当性を検証する。また、波長変換器がペアで運用される場合において、2つの波長変換器間でポンプ光を共有することで伝達される位相雑音を相殺し、ポンプ位相雑音に対するトレランスを改善する構成を提案する。最後に、ML-OPC 伝送システムにおけるポンプレーザの影響についても、数値解析と実験で網羅的な評価を行う。

4.1 ポンプ光位相雑音の伝達特性

本節では、光パラメトリック増幅過程におけるポンプ光からの位相雑音伝達特性について考察する。はじめに、第2章で述べた結合方程式から導出される解析解に基づいて、二次光パラメトリック増幅過程と三次光パラメトリック増幅過程におけるポンプ位相雑音の伝達特性を議論する。さらに、干渉計を用いたレーザ光の位相雑音スペクトルの測定により、解析的な議論の妥当性を検証する。

4.1.1 二次光パラメトリック増幅過程における伝達特性

まず、二次光パラメトリック増幅過程による信号増幅、および波長変換について考える。二次光パラメトリック増幅過程では、一般に、周波数 f_p の基本ポンプ光（複素振幅: a_p ）を周波数 $2f_p$ の SH ポンプ光に変換するための SHG 過程と、OPA として機能する DFG 過程の組み合わせによる構成が用いられる。そのため、まずは位相雑音 $\Delta\phi_p(t)$ を持つ CW 光のポンプレーザを使用して、SHG により SH ポンプを生成する過程を考える。式(2.29)の SHG 過程を表す結合方程式において、SH ポンプの初期入力を 0 として入力端 ($z \rightarrow 0$) の初期位相 $\phi_{SH}(0)$ を考えると、基本ポンプ光の初期位相 $\phi_p(0)$ を用いて、 $\phi_{SH}(0) = 2\phi_p(0) + \pi/2$ と表される。したがって、ポンプレーザの位相雑音を考慮すると SH ポンプ光の複素振幅は、

$$a_{SH}(t) \propto j r_p^2 \exp \left[j \left(2\phi_p + 2\Delta\phi_p(t) \right) \right] \quad (4.1)$$

となり、SH ポンプ光は基本ポンプ光の2倍の位相雑音を持つ。ここで、CW レーザ光の位相雑音の大きさを表す指標としてローレンツ線幅がある。ローレンツ線幅は CW 光の光ス

ペクトルをローレンツ関数にフィッティングした時の半値全幅で定義される。ローレンツ線幅 $\Delta\nu_{\text{LW}}$ は位相雑音を時間微分した周波数変調 (FM: frequency modulation) 雑音のパワースペクトル密度 (PSD) スペクトル上の白色雑音フロア Q_{FM} を用いて $\Delta\nu_{\text{LW}} = \pi Q_{\text{FM}}$ と表される。基本ポンプ光の FM 雑音の PSD スペクトルは、 $\Delta\phi_p(t)$ を用いて

$$S_p(f) = \left\langle \left| \text{FT} \left[\frac{1}{2\pi} \frac{d\Delta\phi_p(t)}{dt} \right] \right|^2 \right\rangle \quad (4.2)$$

と表される^[276]。ここで、 $\text{FT}[x]$ はフーリエ変換を表し、 $\langle x \rangle$ は期待値を表す。同様に、SH ポンプ光の FM 雑音の PSD スペクトルは、

$$S_{\text{SH}}(f) = \left\langle \left| \text{FT} \left[\frac{1}{2\pi} \frac{d2\Delta\phi_p(t)}{dt} \right] \right|^2 \right\rangle = 4 \left\langle \left| \text{FT} \left[\frac{1}{2\pi} \frac{d\Delta\phi_p(t)}{dt} \right] \right|^2 \right\rangle = 4S_p(f) \quad (4.3)$$

と表される。したがって、SH ポンプ光は基本ポンプ光と比べて4倍のローレンツ線幅を持つことが分かる。次に、式(4.1)の SH ポンプ光を用いて OPA を行う場合を考える。この時のシグナル光出力とアイドラ光出力は、式(2.21)と(2.22)から、入力光信号の複素振幅 $a_s(t)$ を用いるとそれぞれ、

$$a'_s(t) = a_s(t) \cosh(g_2 L) \propto a_s(t) \quad (4.4)$$

$$a'_i(t) = j \frac{\kappa}{g_2} a_{\text{SH}}(t) a_s^*(t) \sinh(g_2 L) \propto a_s^*(t) \exp[j2\Delta\phi_p(t)] \quad (4.5)$$

となる。したがって、第2章で考察したように、アイドラ光成分にのみ SH ポンプ光の位相雑音、すなわち、元のポンプレーザ（基本ポンプ光）の4倍の線幅に相当する位相雑音が伝達される。2.4節で述べたように、光ノード部に波長変換を適用する応用例としては、C帯のような既存帯域用の WSS や EDFA を使用するために、それらを波長変換と再変換で挟む構成が考えられる。また、送受信機で波長変換を行う場合も、送信部と受信部で変換と再変換が行われる。それぞれ位相雑音 $\Delta\phi_{p,1}$ と $\Delta\phi_{p,2}$ を持つ異なるポンプレーザによって2度の波長変換を受けた信号光は、以下のように表される。

$$a''_i(t) \propto a_s(t) \exp[j(2\Delta\phi_{p,1}(t) + 2\Delta\phi_{p,2}(t))] \quad (4.6)$$

したがって、複数の波長変換を行う場合には、各 SH ポンプ光から伝達される位相雑音は線形加算となる。

一方で、増幅されたシグナル光成分にはポンプ光の位相雑音は伝達されないことがわかる。光パラメトリック増幅過程では、シグナル光とポンプ光の相互作用によりアイドラ光が生じる。その後、アイドラ光とポンプ光の相互作用により、シグナル光が増加する。このプロセスがフェムト秒オーダーで高速に生じるため、2つの過程の間で伝達される位相雑音は完全に共役であり、キャンセルされる。したがって、光信号を単に増幅する用途で OPA を

使用する際には、広い線幅の安価なポンプレーザを使用することができる。ただし、ポンプ位相雑音によって生じる瞬間的な周波数変調は、位相整合状態のゆらぎを引き起こす。第2章で述べたように増幅利得は位相不整合量に依存するため、位相整合のゆらぎは利得変調に変換される^[277,278]。したがって、 $\chi^{(2)}$ 型の OPA では通常数十 GHz 程度の SHG の位相整合帯域がポンプレーザの要件を決定する。通常のレーザ光源ではほとんど問題にならない要件であるが、次項で述べる $\chi^{(3)}$ 型の FOPA では SBS 抑圧のための位相ディザの変調レートに注意する必要がある。

4.1.2 三次光パラメトリック増幅過程における伝達特性

次に、FWM による三次 OPA 過程におけるポンプレーザの位相雑音伝達特性について考える。まず、位相雑音 $\Delta\phi_p(t)$ を持つシングルポンプによる一部縮退 FWM 過程の場合について述べる。完全位相整合状態を仮定すると、式(2.8)と(2.9)から、OPA から出力されたシグナル光とアイドラ光は、

$$a'_s(t) = a_s(t) \cosh(g_3 L) \propto a_s(t) \quad (4.7)$$

$$a'_i(t) = j \frac{\gamma_i}{g_3} a_p(t) a_p(t) \sinh(g_3 L) a_s^*(t) \propto a_s^*(t) \exp[j2\Delta\phi_p(t)] \quad (4.8)$$

と表される。したがって、前項で述べた SHG-DFG 過程による $\chi^{(2)}$ 型 OPA と同じく、シグナル光にポンプ光の位相雑音は作用せず、アイドラ光にはポンプ光の2倍の位相雑音（線幅換算で4倍）が伝達されることがわかる。

次に、それぞれ位相雑音 $\Delta\phi_{p1}(t)$ と $\Delta\phi_{p2}(t)$ を持つデュアルポンプ（複素振幅: a_{p1}, a_{p2} ）による非縮退 FWM 過程を考える。簡単のため、ポンプ光は同一偏波面に配置されているとし、スカラー（複素振幅）で記述する。同様にシグナル光にはポンプ位相雑音は伝達しないが、アイドラ光は式(2.17)から、

$$a'_i(t) \propto a_{p1}(t) a_{p2}(t) a_s^*(t) \propto a_s^*(t) \exp[j(\Delta\phi_{p1}(t) + \Delta\phi_{p2}(t))] \quad (4.9)$$

と表される。この場合、伝達された各ポンプ光からの位相雑音は等倍であるが、それらが足し合わされた位相雑音がアイドラ光に付加される。位相雑音 $\Delta\phi_{p1}(t)$ と $\Delta\phi_{p2}(t)$ が同じ分散を持つ確率分布であるとする、その和は2倍の分散を持つ確率分布となる。したがって、以降の議論や実験評価では SHG-DFG 過程による $\chi^{(2)}$ 型 OPA を前提とするが、基本的には $\chi^{(3)}$ 型 OPA も同様の特性と考えることができる。

4.1.3 位相雑音の測定による実験検証

次に、4.1.1 項で議論した二次光パラメトリック増幅過程のポンプ位相雑音の伝達特性を、PPLN 導波路を用いた SHG-DFG 型 OPA と位相雑音の測定系を用いて実験的に評価する。図 4.1 に実験系を示す。位相雑音の増加が確認しやすいように、プローブ光には線幅 1 kHz 以下の狭線幅光源による CW 光を用いた。周波数は 193.0 THz (1553.33 nm) とした。PPLN 導波路の縮退周波数は 194.0 THz (1545.32 nm) であり、ポンプ光の周波数は縮退周波数に設定した。ポンプ光は高出力 EDFA で 1.5 W 程度に増幅した後、SHG 用 PPLN で SH に変換され、プローブ光と合波した後に DFG 用 PPLN に入力した。各レーザの FM 雑音の PSD スペクトルは、自己遅延ヘテロダイン干渉計 (DSHI: delayed self-heterodyne interferometer) で取得した波形を信号処理^[276]することで測定した。DSHI は音響光学変調器 (AOM: acousto-optic modulator) と遅延線を使用した文献^[279]と同様の構成である。OPA は単一偏波の構成であり、増幅利得は約 10 dB だった。出力されたシグナル光成分と 195.0 THz の周波数に発生したアイドラ光成分のいずれかを BPF で抽出し、DSHI に入力し FM 雑音を測定した (Case (i)). また、複数回の波長変換を行った場合の伝達特性を測定するために、抽出したアイドラ光を別の OPA に入力し、出力された 193.0 THz の元の波長に再変換されたアイドラ光を DSHI に入力して測定した (Case (ii)). この時、後段の OPA では前段の OPA で用いたポンプ光源と同程度の特性である別のポンプ光源を用いた。

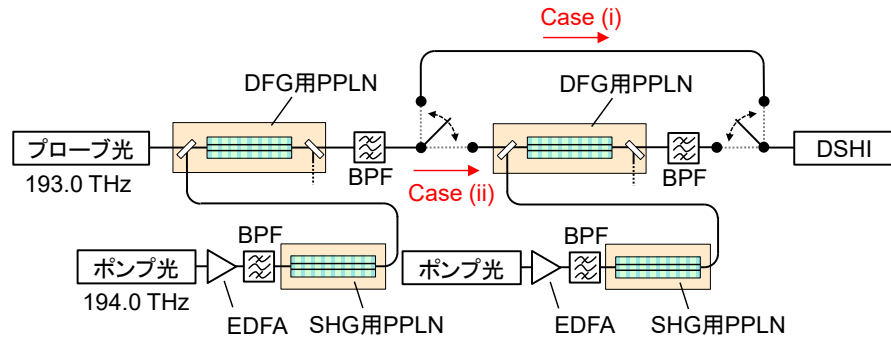


図4.1. ポンプ位相雑音の伝達特性の測定実験系

図 4.2 は FM 雑音の PSD スペクトルの測定結果である。プローブ光の白色雑音フロアを 20–30 MHz の PSD の平均として計算すると $225 \text{ Hz}^2/\text{Hz}$ であり、ローレンツ線幅はおよそ 0.7 kHz 程度と求められる。また、同様にポンプ光の白色雑音フロアは $1.5 \times 10^4 \text{ Hz}^2/\text{Hz}$ であり、ローレンツ線幅はおよそ 47 kHz であった。シグナル光の測定結果は元のプローブ光とほぼ一致しており、式(4.4)から予想されるようにポンプ光の位相雑音は作用していなかった。一方で、アイドラ光の FM 雑音の PSD スペクトル形状はポンプ光のものに類似しており、その大きさは元のポンプ光より大きかった。2 回の波長変換で再変換されたアイドラ光の

FM 雑音は同じスペクトル形状でやや大きくなった。図 4.2(b)はポンプ光，アイドラ光，再変換されたアイドラ光の FM 雑音の PSD スペクトルの差分を観察しやすくするために，それぞれの白色雑音フロアを拡大し dB 表記したものである。なお，フロアレベルをわかりやすくするために 400 サンプル（およそ 0.33 MHz の帯域幅）での移動平均をとっている。元のポンプ光とアイドラ光の差はおよそ 6 dB，すなわち 4 倍の差であり，式(4.5)から予想されるように SHG を介することで元のポンプ光の 4 倍のローレンツ線幅に相当する位相雑音がアイドラ光に付加されていることが確認できた。また，1 回波長変換されたアイドラ光と再変換されたアイドラ光との差はおよそ 3 dB，すなわち 2 倍の差であり，式(4.6)から予想されるように各ポンプ光から伝達される位相雑音は線形加算であることが確認された。

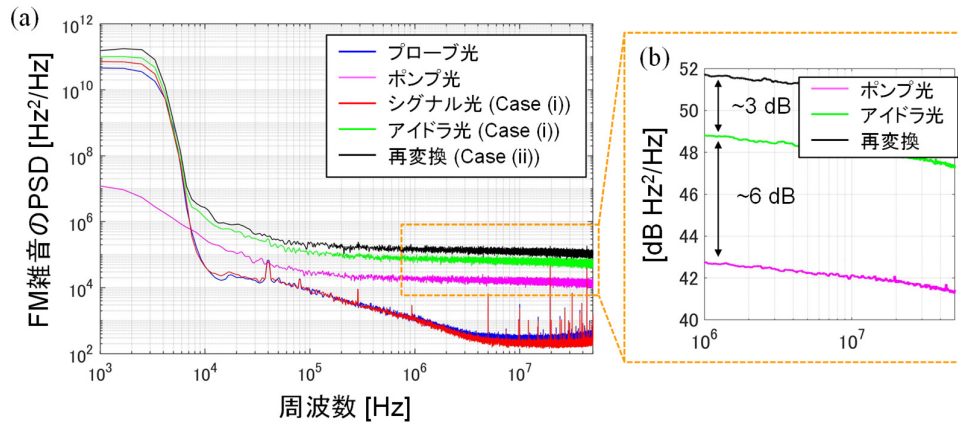


図4.2. ポンプ位相雑音の伝達特性の測定結果 (a)プローブ光，ポンプ光，シグナル光，アイドラ光，再変換されたアイドラ光の周波数変調 (FM) 雑音のパワースペクトル密度 (PSD) スペクトル (b)白色雑音フロアの拡大図 (dB 表記，400 サンプルでの移動平均)

4.2 デジタル波長分散補償との相互作用による EEPN 効果

前節では，単純なポンプ位相雑音の伝達特性について解析的な考察と実験評価を行った。ポンプ位相雑音はアイドラ光に伝達され，波長変換された信号の品質を劣化させ得るが，その信号品質への影響の網羅的な調査や定量化は行われていない。本節では，2.4.2 項で述べた，送受信部や光ノード部の帯域拡張のために波長変換と再変換をペアで行うアプリケーションにおけるポンプレーザの位相雑音の信号品質への影響を考察および実験評価する。特に，デジタルコヒーレント伝送システムへの適用を想定し，単なる位相雑音としての影響だけでなく，受信側 DSP 内のデジタル波長分散補償によって伝達されたポンプレーザの位相雑音が等化強調位相雑音 (EEPN: equalization-enhanced phase noise) と呼ばれる過剰ペナルティに変換されることを示す。この EEPN は，コヒーレント受信機内の LO がもつ位相雑音

と、デジタル波長分散補償との相互作用の効果としてよく知られており、解析的にも実験的にもよく検討されている^[280–283]。EEPN は通常の位相雑音のように DSP 内の CPR ブロックで補償することは難しく、信号に有意なペナルティを与えることが知られている。ここでは、受信機 LO による EEPN の議論をポンプ位相雑音に拡張し、波長変換サブシステムを用いた伝送システムにおける EEPN のペナルティ量を定量化する。

4.2.1 送受信機の帯域拡張に波長変換を用いる場合

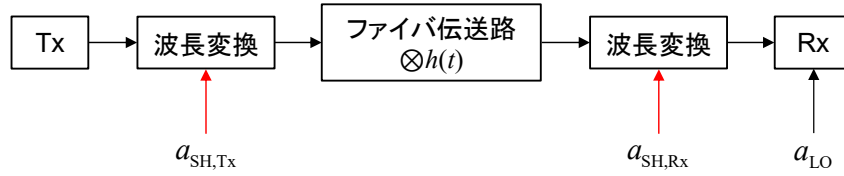


図4.3. 送受信機に波長変換を用いた伝送システムモデル

まず、送受信部で波長変換を行う場合について考察する。図 4.3 は伝送システムのモデルである。波長変換が行われる送受信部の間には、任意の光ファイバ伝送路があり、その波長分散特性を表すインパルス応答を $h(t)$ とする。送信部で波長変換された信号光は式(4.5)で表される。この信号光が光ファイバ伝送路を通り、受信側で再度波長変換されコヒーレント受信機に入力された際の複素振幅は、

$$r(t) \propto \left[\{a_s^*(t) a_{\text{SH,Tx}}(t)\} \otimes h(t) \right]^* a_{\text{SH,Rx}}(t) = \left[\{a_s(t) a_{\text{SH,Tx}}^*(t)\} \otimes h^*(t) \right] a_{\text{SH,Rx}}(t) \quad (4.10)$$

と表される。ここで、 $a_{\text{SH,Tx}}(t)$ と $a_{\text{SH,Rx}}(t)$ はそれぞれ送信側、受信側の波長変換器で用いられる SH ポンプの複素振幅である。また、 $\otimes$ は畳み込み記号である。さらに、コヒーレント受信機内では、LO 内の複素振幅 $a_{\text{LO}}(t)$ が乗じられるため、受信された信号光は

$$\begin{aligned} r_{\text{Rx}}(t) &\propto \left[\{a_s(t) a_{\text{SH,Tx}}^*(t)\} \otimes h^*(t) \right] a_{\text{SH,Rx}}(t) a_{\text{LO}}(t) \\ &\propto \left[a_s(t) \exp[j\Delta\phi_{\text{SH,Tx}}(t)] \otimes h^*(t) \right] \exp[j\Delta\phi_{\text{SH,Rx}}(t) + j\Delta\phi_{\text{LO}}(t)] \end{aligned} \quad (4.11)$$

と表される。ここで、 $\Delta\phi_{\text{SH,Tx}}(t)$, $\Delta\phi_{\text{SH,Rx}}(t)$, $\Delta\phi_{\text{LO}}(t)$ はそれぞれ、 $a_{\text{SH,Tx}}(t)$, $a_{\text{SH,Rx}}(t)$, $a_{\text{LO}}(t)$ がもつ位相雑音である。上式より、送信側のポンプ位相雑音は送信レーザがもつ位相雑音を、受信側のポンプ位相雑音は受信機 LO がもつ位相雑音を、それぞれ増加させることに等しい。この受信信号をフーリエ変換し、ベースバンドの周波数応答を考えると、

$$R_{\text{Rx}}(\omega) \propto [A_{\text{s,Tx}}(\omega) H^*(-\omega)] \otimes X_{\text{Rx}}(\omega) \quad (4.12)$$

と表される。ここで、 $A_{\text{s,Tx}}(\omega)$ は $a_s(t) \exp[j\Delta\phi_{\text{SH,Tx}}(t)]$ の、 $X_{\text{Rx}}(\omega)$ は $\exp[j\Delta\phi_{\text{SH,Rx}}(t) + j\Delta\phi_{\text{LO}}(t)]$ の、 $H(\omega)$ は $h(t)$ のフーリエ変換である。受信 DSP 内では、この受信信号に対してデジタル波長

分散補償が行われる。チャネル内の高次分散の影響が十分小さいとして二次分散までを考慮すると、

$$H(\omega) = \exp(j\beta_2 K \omega^2) \quad (4.13)$$

と表される。なお、前章の式(3.2)とは、角周波数を用いている点とベースバンド表記である点が異なるが、等価である。ここで、 K は伝送路のファイバスパン数、 β_2 は1スパンあたりの2次の群速度分散パラメータであり、

$$\beta_2 = \frac{4\pi^3 Dc}{\omega^2} \quad (4.14)$$

と表される。 D は1スパンあたりの波長分散パラメータ（単位: s/m）、 c は光速、 ω_r は受信信号光の光周波数を表す。これを用いると波長分散補償後のベースバンド信号は、

$$\begin{aligned} R_{Rx}'(\omega) &\propto \left[A_{s,Tx}(\omega) H^*(-\omega) \right] \otimes X_{Rx}(\omega) \left[H^*(-\omega) \right]^* \\ &= \int A_{s,Tx}(\omega - \omega') \exp \left[-j\beta_2 K (-(\omega - \omega'))^2 \right] X_{Rx}(\omega') \exp(j\beta_2 K \omega^2) d\omega' \quad (4.15) \\ &= \int A_{s,Tx}(\omega - \omega') \exp \left[j2\beta_2 K \omega' \omega - j2\beta_2 K \omega'^2 \right] X_{Rx}(\omega') d\omega' \end{aligned}$$

と表される。上式より、波長分散補償の結果、 ω^2 に比例する直接的な波長分散の作用はキャンセルされるが、 X_{Rx} の畳み込みの作用によって追加の位相成分が残留していることがわかる。これがEPPNと呼ばれる効果である。EPPNの発生には送信側の位相雑音は無関係であり、信号光が波長分散を受けた後に付加される受信側の位相雑音が原因となる。定性的には、受信側で付加された波長分散を受けていない複素振幅成分が波長分散補償によって逆に分散を受け、時間応答が広がることによって生じると理解できる。送信側の位相雑音は信号光と同じ波長分散を受けて受信側に到達するため、この効果を生じない。したがって、送受信機で波長変換を適用する場合、受信機側の波長変換器で使用するポンプ光の位相雑音は単に受信信号の位相雑音を増加させるだけでなく、EPPN効果も増加させることになる。式(4.15)より、EPPNによって生じる位相成分には、周波数 ω に比例する項と無依存の項が存在することがわかる。周波数 ω に比例する位相成分はチャネル内の群速度と理解することができ、これがランダムに変動するということは、受信信号のタイミングジッタを引き起こすと考えることができる。タイミングジッタは単純な位相雑音補償で用いられる受信DSP内のCPRブロックで補償することは難しく、受信信号の品質に有意な影響を与える。一般に、位相雑音は位相の連続性の観点からシンボルレートの高い高速信号の方がDSPによる補償効果を受けやすく、ペナルティが小さい。しかしながら、タイミングジッタはシンボル持続時間の小さい高シンボルレート信号のほうが影響を受けやすく、ペナルティが大きくなる。なお、周波数 ω に無依存の項は追加の位相雑音として作用する。これらの成分に対して従来のAEQやCPRは補償効果を全く持たないわけではなく、それらの限定的な補償効果についての検討もなされている^[282,283]。

4.2.2 光ノード部の帯域拡張に波長変換を用いる場合

次に、光ノード部で波長変換と再変換を行うアプリケーションについて考える。これは、増幅中継器や OXC といった光サブシステムの帯域拡張のために用いられる構成である。図 4.4 に伝送システムのモデルを示す。ここでは、簡単のため 2 スパンの伝送系を考え、LO の位相雑音は無視する。また、光ノード部で用いられる前段の波長変換器を pre、後段の波長変換器を post と表記する。最初のファイバスパンを伝送され、光ノード部で波長変換と再変換が行われた後の光信号の複素振幅は

$$r_1(t) \propto [a_s(t) \otimes h_1(t)] a_{\text{SH,pre}}^*(t) a_{\text{SH,post}}(t) \propto [a_s(t) \otimes h_2(t)] x_1(t) \quad (4.16)$$

と表される。ここで、前節の議論から、二つの波長変換器から伝達される位相雑音 $\Delta\phi_{\text{SH,pre}}(t)$, $\Delta\phi_{\text{SH,post}}(t)$ は単純な線形加算であるため、それらの成分は $x_1(t) = \exp[-\Delta\phi_{\text{SH,pre}}(t) + \Delta\phi_{\text{SH,post}}(t)]$ とまとめた。次に、第 2 のファイバスパンと光ノード部を通過し、受信された光信号の複素振幅は、

$$r_{\text{Rx}}(t) \propto \left\{ [a_s(t) \otimes h_1(t)] x_1(t) \right\} \otimes h_2(t) x_2(t) \quad (4.17)$$

と書ける。ここで、第 2 の光ノード部で pre と post の波長変換器から伝達される位相雑音成分を式(4.16)と同様に $x_2(t)$ とまとめた。前項と同様にこの受信信号をフーリエ変換してベースバンド信号の周波数レスポンスを求めると、

$$\begin{aligned} R_{\text{Rx}}(\omega) &\propto \left\{ [A_s(\omega) H_1(\omega)] \otimes X_1(\omega) \right\} H_2(\omega) \otimes X_2(\omega) \\ &= \int A_s(\omega - \omega') \exp[j\beta_2(\omega - \omega')^2] \exp(j\beta_2\omega^2) X_1(\omega') d\omega' \otimes X_2(\omega) \\ &= \iint A_s(\omega - \omega' - \omega'') \exp[j\beta_2(\omega - \omega' - \omega'')^2 + j\beta_2(\omega - \omega'')^2] \\ &\quad X_1(\omega') X_2(\omega'') d\omega' d\omega'' \\ &= \iint A_s(\omega - \omega' - \omega'') \exp\left[j(2\omega^2 - 2(\omega' + 2\omega'')\omega + (2\omega'\omega'' + \omega'^2 + 2\omega''^2))\right] \\ &\quad X_1(\omega') X_2(\omega'') d\omega' d\omega'' \end{aligned} \quad (4.18)$$

となる。ここに波長分散補償を行うと、

$$\begin{aligned} R_{\text{Rx}}'(\omega) &= \iint A_s(\omega - \omega' - \omega'') \exp\left[-j(2(\omega' + 2\omega'')\omega - (2\omega'\omega'' + \omega'^2 + 2\omega''^2))\right] \\ &\quad X_1(\omega') X_2(\omega'') d\omega' d\omega'' \end{aligned} \quad (4.19)$$

となる。上式から、第 1 の光ノードで付加された位相雑音よりも、第 2 の光ノードで付加された位相雑音の方が EEPN への寄与は 2 倍大きいことが予想される。これは、後段の光ノードのほうが光信号に付加されている波長分散量が大きく、後段の光ノードで付加される位相雑音成分が受信時に受けている波長分散量が相対的に小さくなるため、受信 DSP で波長分散補償を行った際の時間応答の広がりが大きくなるためである。つまり、受信機に近い波長変換器のポンプレーザの方が信号に与える影響が大きい。したがって、光ノード部への

波長変換の適用において EEPN を考慮した総ペナルティ量は、各ポンプレーザの位相雑音の合計による単純な線形増加とはみなすことができない。次項で述べるように、受信 LO の位相雑音（線幅）による EEPN 効果のペナルティ量は累積波長分散量，すなわち伝送距離によってスケールされるため、各波長変換器で伝達された位相雑音が EEPN として信号品質に与える影響も、その波長変換器に到達するまでの伝送距離によってスケールされる。

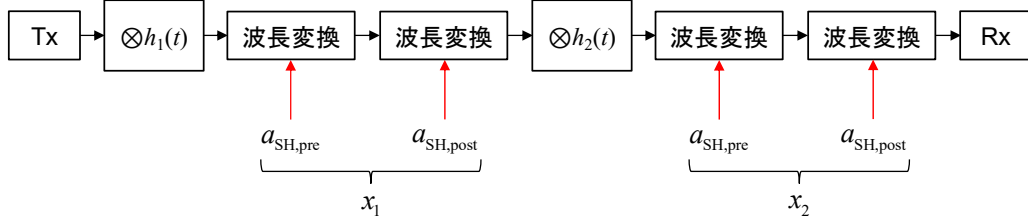


図4.4. 光ノード部に波長変換を用いた伝送システムモデル

4.2.3 EEPN ペナルティの定量化

次に、ポンプ位相雑音が引き起こす EEPN 効果の信号品質へのペナルティ量の定量化を行う。LO 線幅に由来する EEPN のペナルティは、以下の分散に従うことが解析的に示されている^[280]。

$$\sigma_{\text{EEP,LO}}^2 = \frac{\pi c D_{\text{total}} B}{2 f_r^2} \Delta \nu_{\text{LO}} = \frac{\pi c D K B}{2 f_r^2} \Delta \nu_{\text{LO}} \quad (4.20)$$

ここで、 f_r は受信信号の光周波数、 B は信号のシンボルレート、 $\Delta \nu_{\text{LO}}$ は LO のローレンツ線幅、 D_{total} は累積波長分散量で、各ファイバスパンの波長分散が等しく D であるとする、 DK である。上式より、LO 位相雑音による EEPN のペナルティは、累積波長分散量とシンボルレート、LO 線幅に比例することがわかる。ただし、式(4.20)は物理的な波形の変化に着目したものであり、CPR や AEQ などによる限定的な補償効果は考慮しておらず、線幅や波長分散が極端に大きい場合には過剰見積もりとなる可能性がある^[283]。これを、前項までの議論を用いて、ポンプ位相雑音に拡張する。まず、送受信機で波長変換を行う場合を考える。この場合、送信側と受信側でそれぞれポンプの位相雑音が光信号に加えられるが、4.2.1 項で述べたように EEPN に影響するのは受信側で付与されたもののみである。また、その位相雑音は LO の位相雑音が単純増加したものとみなすことができる。したがって、この場合の EEPN ペナルティは、

$$\sigma_{\text{EEP,Tx-Rx}}^2 = \frac{\pi c D_{\text{total}} B}{2 f_r^2} (4 \Delta \nu_{\text{Rx}} + \Delta \nu_{\text{LO}}) \quad (4.21)$$

と表すことができる。ここで、 $\Delta \nu_{\text{Rx}}$ は受信側の波長変換器で用いたポンプレーザのローレンツ線幅である。 $\Delta \nu_{\text{Rx}}$ の係数“4”は、4.1 節で述べたように SHG を経て元のポンプレーザの線

幅が4倍に広がる効果を表している。

次に、光ノード部で波長変換と再変換を行う場合を考える。前節で議論したように、この場合の EEPN 効果は、各波長変換器に到達するまでの累積波長分散量でスケールすると考えられる。これを考慮すると、 K スパンの伝送系で K 回の波長変換と再変換を受けた受信信号の EEPN ペナルティは、各位相雑音による EEPN が加法性雑音であると仮定すると、

$$\sigma_{\text{EEPN},K}^2 = \sum_k^K \frac{\pi c D_k B}{2 f_r^2} (4 \Delta v_{\text{pre},k} + 4 \Delta v_{\text{post},k}) + \sigma_{\text{EEPN},\text{LO}}^2 \quad (4.22)$$

と表すことができる。ここで、 D_k は k 番目の光ノード部に到達した際の光信号に累積されている波長分散量であり、 $\Delta v_{\text{pre},k}$ と $\Delta v_{\text{post},k}$ は k 番目の光ノード部の pre と post の各波長変換器で用いたポンプレーザのローレンツ線幅である。各スパンの波長分散量が等しく D であり、 $\Delta v_{\text{pre},k} = \Delta v_{\text{post},k} = \Delta v_p$ の場合は、

$$\sigma_{\text{EEPN},K}^2 = 2 \frac{\pi c D B}{f_r^2} \Delta v_p (K^2 + K) + \sigma_{\text{EEPN},\text{LO}}^2 \quad (4.23)$$

と書くことができる。このように、波長変換を光ノードに適用する場合、EEPN は伝送スパン数に対して線形増加ではなく、2 乗で増加する。次節では、式(4.23)で表した EEPN ペナルティが妥当かどうかを、周回伝送実験系を用いた実験評価によって検証する。

4.3 EEPN ペナルティの実験評価

本節では、ポンプ位相雑音の信号品質への影響を実験的に評価する。特に、デジタル波長分散補償と相互作用によって生じる EEPN 効果のペナルティを、前節で導出した理論的なペナルティと比較し、妥当性を検証する。波長変換の適用回数に対するペナルティを評価するために周回伝送実験系^{*1}を用いた。また、レーザ線幅依存性を評価するために、4 種類の異なる線幅のレーザを用いる。さらに、波長分散特性の異なる伝送路を用いて、波長分散の依存性を評価する。また、32, 64, 96 Gbaud の 3 つのシンボルレートの信号に対して評価を行う。ポンプ位相雑音が単純な位相雑音としての影響だけでなく、EEPN を引き起こす場合、シンボルレートや波長分散に対してペナルティの明確な依存性が確認できると予想される。

4.3.1 実験系

図 4.5 に実験系を示す。信号はシングルチャネルで、変調形式はナイキスト整形 PCS-64QAM 信号を用いた。信号光の周波数は 193.0 THz に設定した。信号光のレーザには、ポンプ光以外のレーザによる位相雑音の影響を極力小さくするために、4.1.3 項でプローブ光

^{*1} 光増幅器やファイバ伝送路をループ状に接続し、光スイッチで信号光の入出力タイミングを制御することで、1 スパン分の少ない機材で長距離の光増幅中継伝送を試験できる実験手法。

に用いた線幅約 0.7 kHz の狭線幅光源を用いた。PCS-64QAM 信号の偏波あたりのエントロピー^{*2}は 5.285 bits である。また、ロールオフ係数は 0.03 である。シンボルレートは 4.3.4 項で行うシンボルレートの依存性の評価以外では 96 Gbaud である。偏波間の遅延量が 15 m の PDME を用いて疑似偏波多重を行った後、EDFA で増幅して周回伝送を行うループに入力する。ループの入力には光スイッチがあり、ループ内の伝送時間分だけ信号光を時間的に切り出す。その後、2×2 の 50%カプラを介してループ内に入力される。ループの最後尾にある光スイッチは入力的光スイッチと相補的に動作しており、光信号を所定の回数だけ周回させた後、信号光を遮断してループ内の信号光をリフレッシュする。

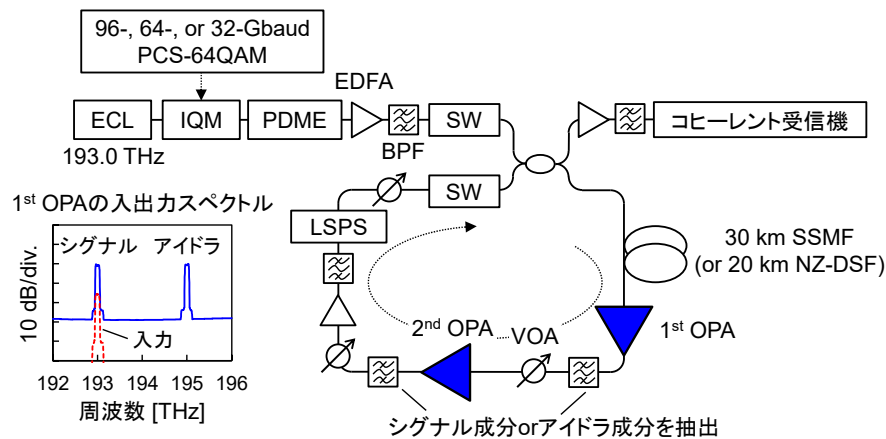


図4.5. EEPN の評価のための周回伝送実験系 (SW は光スイッチ)

ループ内は主にファイバスパンと増幅中継器で構成される。ファイバスパンには 30 km の SSMF を用いた。また、4.2.3 項の波長分散依存性の評価では、20 km の NZ-DSF も用いて、SSMF と特性を比較した。SSMF の伝搬に伴う 1 スパンあたりの波長分散量は 502 ps/nm である。また、NZ-DSF の伝搬に伴う波長分散量は約 60 ps/nm であった。伝送路への入力パワーはファイバ中の非線形歪みをあまり発生させないように、-3 dBm (96 Gbaud 信号の場合) と低いパワーに設定した。ファイバスパンの出力には、最初の PPLN 型 OPA (1st OPA) が配置されており、信号光を約 15 dB のゲインで増幅した。OPA への入力パワーは約 -9 dBm (96 Gbaud 信号の場合) であり、利得飽和の影響は十分に小さかった。OPA は図 2.13 と同様の平行型偏波ダイバーシティ OPA である。PPLN 導波路の特性は 4.1.3 項で使用したものと同様で、縮退周波数は 194.0 THz である。その後、BPF でシグナル成分かアイドラ成分のどちらかを抽出した。さらに、過剰なゲインの分だけ VOA で信号光を減衰させ、次の OPA (2nd OPA) への入力パワーを 1st OPA の入力パワーに揃えた。2nd OPA の増幅利得も約

^{*2} 送信シンボル列がもつ 1 シンボルあたりの情報量。シンボル出現確率が一様な状態数 M の変調方式 (通常の正方 QAM など) では $\log_2 M$ であるが、PCS を使用することにより連続的に制御できる。

15 dB である。その後、同様にシグナル成分かアイドラ成分のどちらかを BPF で抽出し、VOA で信号光を OPA の入力パワーまで減衰させ、EDFA に入力した。1st OPA と 2nd OPA のポンプ光源は、同じ位相雑音特性である別の光源を用いた。EDFA は周回ループ内の損失を補償し、周回ループの入力のパワーとループ内光スイッチの出力パワー（50%カプラの2つの入力ポートのパワー）が同一になるように動作する。このようにすることで、各周回で信号光のパワーなどの伝送条件を揃えた状態で多中継、長距離の伝送実験を行うことができる。EDFA の後には余分な ASE 雑音を除去する BPF と、周回同期偏波スクランブラ (LSPS: loop-synchronous polarization scrambler) が配置されている。LSPS には信号光がループを 1 周するごとにトリガー信号が入力され、信号光の偏波状態をランダムに変化させる。このようにすることで、同一の偏波状態でループ内を周回することを避け、より現実的な状況の伝送実験を行うことができる。50%カプラのループに接続されていない方の出力ポートは受信系に接続される。ループ内に 2 つの OPA が縦続接続されていることで、アイドラ光を抽出した場合でも 2 回の波長変換を経て信号光の周波数は元の周波数 (193.0 THz) に戻るため、受信系や EDFA などの各コンポーネントに入力される際の周波数は元の 193.0 THz である。

受信系では EDFA で増幅し、BPF で ASE 雑音を除去した後、コヒーレント受信機で信号光を受信した。コヒーレント受信機は偏波ダイバーシティ 90 度ハイブリッド回路と 70 GHz 帯域の 4 つの BPD, LO からなる。LO には線幅約 0.7 kHz の送信レーザと同じ狭線幅光源を用いた。したがって、LO の位相雑音の EEPN を含む信号品質への影響は非常に小さい。受信信号はサンプリングレート 256 Gsample/s, アナログ帯域 110 GHz のデジタルオシロスコープでサンプリングした。取得した信号光はオフライン DSP で復調を行った。遅延タップサンプリング推定法 (DTSE: delay-tap-sampling estimation)^[284]で信号に付加された波長分散を推定し、前章と同様に周波数領域の FEQ で補償した。信号の偏波分離を含む適応等化は、時間領域複素 8×2 MIMO AEQ^[285]と CPR によってシンボル回復を行った。CPR にはデジタル PLL^[286]を用いた。AEQ と CPR は送信データを使用して誤差推定を行うデータ支援アルゴリズムによって動作させた。CPR にブラインド位相推定を用いる場合、EEPN の影響はサンプルの平均化長に依存するため、最適化する必要があることが報告されている^[282]。本実験では簡単のため、そのような最適化の必要がないデータ支援アルゴリズムを用いた。

図 4.6 は送受信系を直接接続した構成 (back-to-back) における、受信信号光の OSNR (雑音帯域幅: 0.1 nm) と DSP による復調後のシンボルの分散から推定した SNR との関係を表したものである。直線は各シンボルレートの場合における理論的な OSNR と SNR の関係を表したものであり、これらは雑音帯域幅を変換しただけのものであるため、

$$SNR = \left(\frac{1}{OSNR} \frac{W_s}{W_{0.1\text{ nm}}} \right)^{-1} \quad (4.24)$$

と計算することができ、OSNR が大きくなれば SNR も同様に大きくなる。ここで、 $W_{0.1\text{ nm}}$ は信号光まわりの 0.1 nm の帯域幅に相当する周波数帯域幅、 W_s は信号光の帯域幅（シンボル

レート)である。しかしながら、実際には図4.6の測定結果のように、送受信系内の雑音やDSPの特性などにより、SNRはあるところで飽和する。本実験では、復調後のSNRから図4.6の関係を用いてOSNRに変換し、OSNRペナルティを評価する。

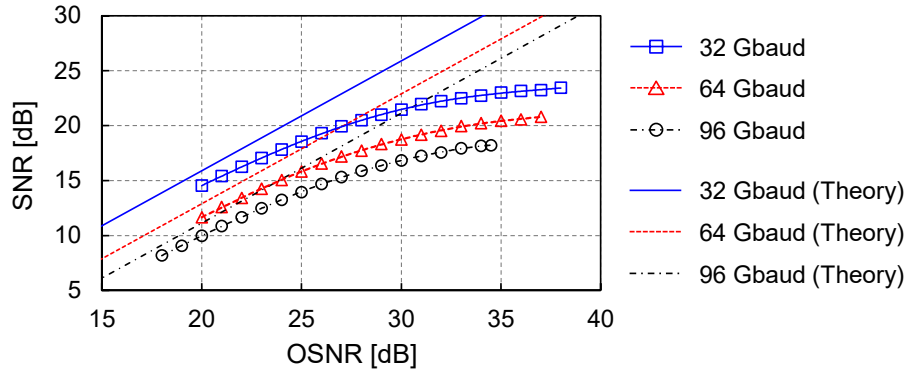


図4.6. 送受信系の OSNR-SNR 特性 (OSNR の雑音帯域幅は 0.1 nm)

4.3.2 ポンプレーザ線幅依存性の評価

まず、ポンプレーザの線幅依存性について評価する。信号は 96 Gbaud で、周回系内の伝送路は 30 km の SSMF である。ポンプレーザ光源としては 4 種類を用いた。図 4.7 に各レーザ光源を基本ポンプ光の周波数である 194.0 THz で動作させた時の FM 雑音の PSD スペクトルを示す。レーザ A は狭線幅の測定器光源であり、ローレンツ線幅は白色雑音フロア Q_{FM} から約 0.7 kHz ($Q_{FM} = 225 \text{ Hz}^2/\text{Hz}$) と見積もられる。レーザ B とレーザ C は商用の波長可変光源であり、ローレンツ線幅は約 15 kHz ($Q_{FM} = 4.8 \times 10^3 \text{ Hz}^2/\text{Hz}$), 47 kHz ($1.5 \times 10^4 \text{ Hz}^2/\text{Hz}$) と見積もられる。レーザ D は分布帰還型レーザ (DFBL: distributed feedback laser) であり、ローレンツ線幅は約 2.1 MHz ($6.8 \times 10^5 \text{ Hz}^2/\text{Hz}$) と見積もられる。前述したように、同じ位相雑音特性のレーザ光源を 2 つ用意し 1st OPA と 2nd OPA にはそれぞれ別の光源を用いた。

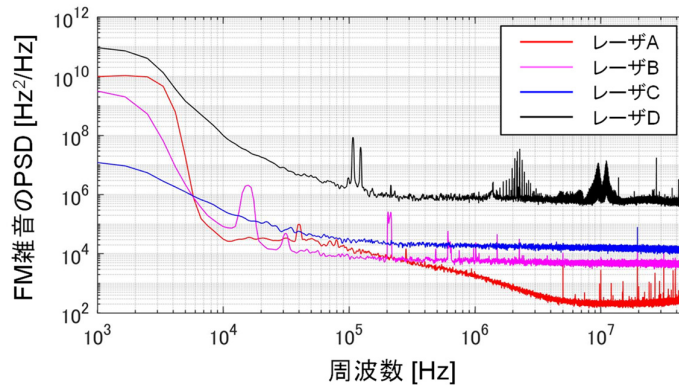


図4.7. テスト用ポンプレーザ光源の FM 雑音 PSD スペクトル

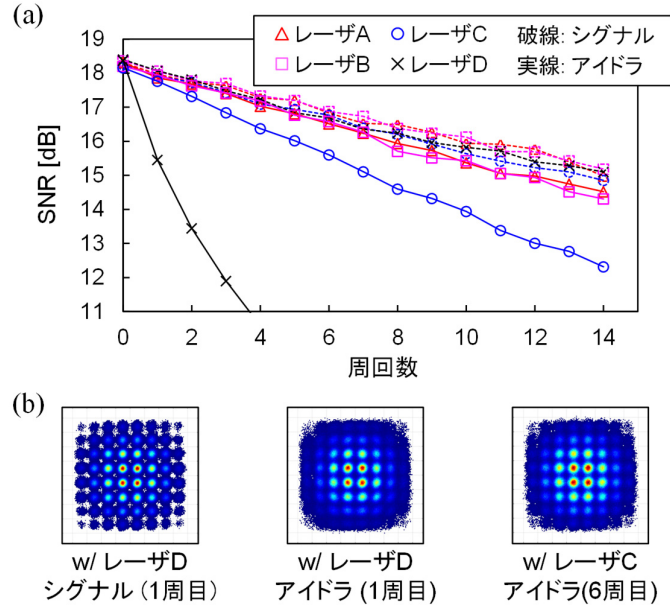


図4.8. ポンプ光位相雑音の信号品質に与える影響の比較実験結果 (a)SNR の周回数特性 (b)各場合におけるコンスタレーション図

図 4.8 に SNR の測定結果を示す。OPA の出力でシグナル光成分を抽出した場合（破線）と、アイドラ光成分を抽出した場合（実線）について、各レーザをポンプ光源に使用した結果をプロットしている。シグナル成分を抽出した場合の結果はすべてのレーザ光源でほぼ同一の特性であり、周回に伴う伝送路雑音の累積のみによって SNR が変化していると推察できる。これは、式(4.4)や図 4.2 の結果から予想されるように、シグナル光成分にはレーザ光の位相雑音は伝達されないことを意味する。一方で、アイドラ光成分を抽出した場合には、レーザ光源に依存して特性が異なることが確認できる。また、その特性はポンプレーザの線幅が広い場合ほど劣化していることが分かる。レーザ A の場合、シグナル成分からの SNR 劣化量は 14 周回（28 回の波長変換）を経た後でも 1 dB 以下だった。一方で、レーザ D では、1 周伝送（2 回の波長変換）しただけで約 3 dB の SNR 劣化が観測された。図 4.8(b)は DSP による復調後のコンスタレーションを示す。レーザ D を用いたアイドラ光では、方位角方向にシンボルが広がっているのが観測でき、位相雑音が発生していることが確認できた。一方で、レーザ C を用いたアイドラ光成分の 6 周目のコンスタレーションとレーザ D を用いたアイドラ光成分の 1 周目のコンスタレーションは、SNR がほぼ同じであるにもかかわらず、明らかに異なっている。これは、レーザ C を用いた場合のアイドラ光成分の信号劣化要因が、単純な位相雑音の累積だけでなく、多数の周回を経て累積した波長分散によって生じた EEPN に起因するタイミングジッタの影響を含んでいることを示していると考えられる。図 4.9(a)はアイドラ光成分の OSNR とシグナル光成分の OSNR の差分である OSNR ペナルティを示している。OSNR は実験で測定された SNR を図 4.6 の OSNR-SNR 特

性に内挿することで算出した。レーザ A, B, C の場合、1 周目における OSNR ペナルティはそれぞれ 0.4, 0.4, 0.6 dB であった。同様に、14 周目ではそれぞれ 0.7, 1.3, 3.5 dB であった。一方でレーザ D の場合、1 周目でも 6 dB 以上の OSNR ペナルティが観測された。レーザ C と D では、周回に伴うペナルティの累積的な増加が顕著に確認された。図 4.9(b)は OSNR ペナルティの線幅依存性を示す。周回数が増加するにつれて線幅によるペナルティの差が大きくなっていることが確認された。これは、波長変換の回数が多いほどポンプレーザから伝達される位相雑音の総量が大きくなるためである。また、各周回での波長分散の累積による EEPN 効果の増加もペナルティ差の広がりにも寄与したと考えられる。

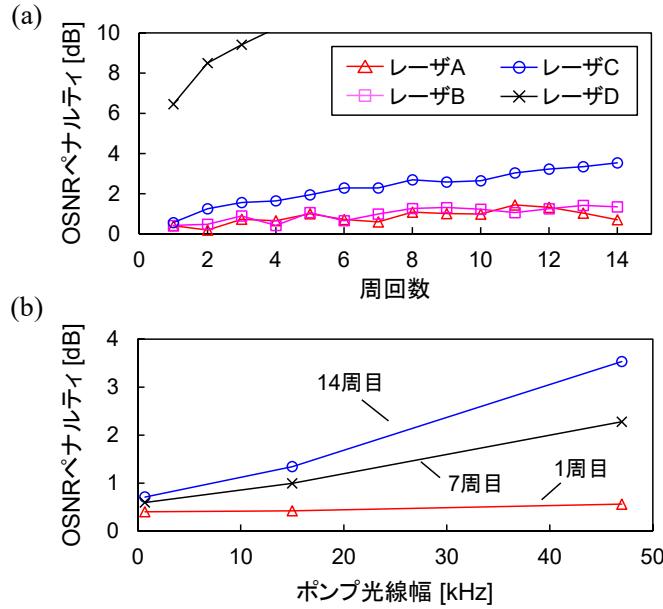


図4.9. OSNR ペナルティの評価 (a)周回数依存性 (b) 1 周目, 7 周目, 14 周目のポンプ光線幅依存性

次に、上記の結果を用いて 4.2.3 項で導出した EEPN 効果によるペナルティの妥当性を検証する。以下のように、 K 周回目の位相雑音によるペナルティを、シグナル成分とアイドラ成分の雑音の分散値（規格化雑音電力）の差分として計算した。

$$\Delta\sigma_{\text{Ex},K}^2 = \left(\frac{1}{I_{\text{SNR-OSNR}}[\text{SNR}_{\text{idl},K}]} - \frac{1}{I_{\text{SNR-OSNR}}[\text{SNR}_{\text{sig},K}]} \right) \cdot \frac{W_s}{W_{0.1\text{ nm}}} \quad (4.25)$$

規格化雑音電力は SNR の逆数である。実験で測定された SNR を OSNR に変換し、その逆数の差分を求め、帯域幅を信号帯域幅に変換した。 $\text{SNR}_{\text{sig},K}$ と $\text{SNR}_{\text{idl},K}$ は、 K 周回目のシグナ

ル成分とアイドラ成分の実験で測定された SNR である。 $I_{\text{SNR-OSNR}}[x]$ は図 4.6 の SNR-OSNR 特性への内挿による SNR から OSNR への変換を表す。また、式(4.22)の解析的なペナルティを用いて SNR を推定可能かを検証するために、以下のように SNR の計算値を求めた。

$$SNR_{\text{est},K} = I_{\text{OSNR-SNR}} \left[\left(\frac{1}{OSNR_{\text{est},K}} + \sigma_{\text{EEP},K}^2 \cdot \frac{W_{0.1\text{nm}}}{W_s} \right)^{-1} \right] \quad (4.26)$$

$OSNR_{\text{est},K}$ は計算によって求めた K 周回目の OSNR を表す。 $I_{\text{OSNR-SNR}}[x]$ は図 4.6 の SNR-OSNR 特性を用いた計算した OSNR から SNR への変換を表す。 $OSNR_{\text{est},K}$ は、OPA と EDFA の NF をそれぞれ 5.5 dB と 4.5 dB として ASE 雑音電力を求め、4.3.1 項で述べた各増幅器への入力パワーから計算した。なお、伝送ファイバの非線形ペナルティは無視した。また、比較として EEPN ペナルティを考慮しないシグナル成分の SNR も計算した。

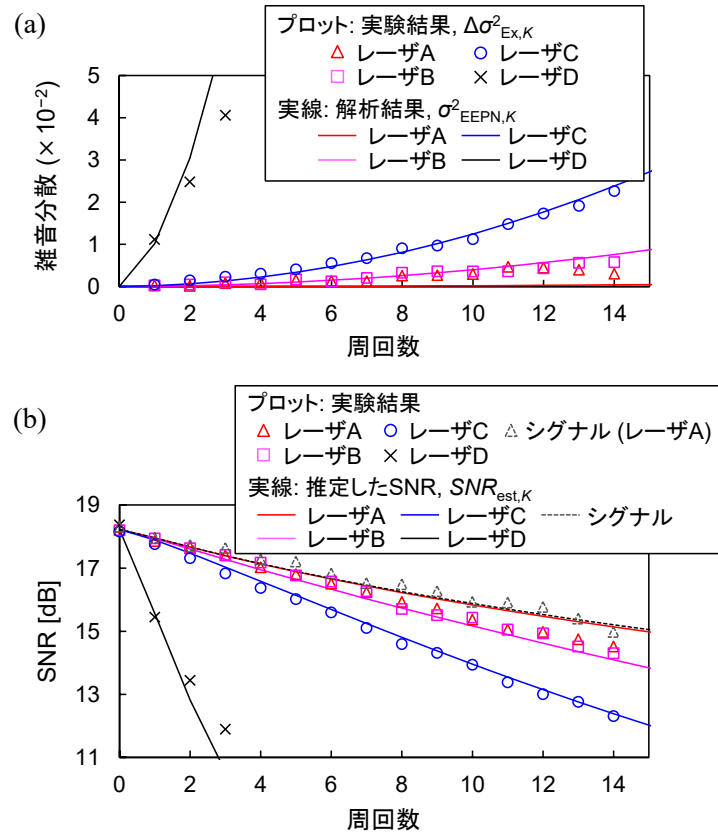


図4.10. 実験結果と解析的な EEPN ペナルティの比較 (a) EEPN によって生じた雑音分散の比較 (b) 実験結果と解析的なペナルティを用いて推定した SNR の比較

図 4.10(a)に、周回数に伴うポンプ光位相雑音による雑音電力の増加を示す。レーザ A, B, C では、実験結果と式(4.22)による解析結果とはよく一致した。一方でレーザ D では、式(4.22)の解析結果は過剰な見積もりとなった。文献^[282,283]では、LO の位相雑音によって生じる EEPN 中の主に追加の位相雑音成分（式(4.15)の ω に依存しない位相成分）が CPR によって補償されることで、EEPN が大きく生じているケース（例えば、シンボルレートが高い場合、累積波長分散が大きい場合、線幅が広い場合）では解析結果は過剰見積もりになることが示されている。MHz オーダーの線幅であるレーザ D を用いて得られた結果もこの現象をよく表していると考えられる。図 4.10(b)は解析的に推定した SNR と、実験で測定された SNR の比較を表している。EEPN による雑音分散を考慮しなかった計算結果（シグナル）は、レーザ A をポンプ光に用いたシグナル成分の結果とよく一致しており、OSNR の推定を精度よく行えていることが分かる。レーザ A, B, C の線幅の EEPN による解析的な雑音分散を含んだ SNR の計算結果と実験結果は誤差 0.6 dB 以下の精度で一致しており、式(4.22)の解析式は波長変換を用いた伝送システムの信号品質の推定に利用できることが示された。

4.3.3 伝送路分散依存性の評価

次に、伝送路分散依存性を評価する。周回内の波長分散量を変化させたときに周回数（位相雑音の伝達回数）が同じであるにもかかわらず、信号品質が変換する場合、EEPN による信号劣化が生じていることのより明確な証左となる。そこで、周回内の伝送路を 20 km の NZ-DSF に変更し、96 Gbaud 信号を用いて同様の実験を行った。20 km の NZ-DSF の波長分散（約 60 ps/nm）は 30 km の SSMF の波長分散（502 ps/nm）のおよそ 12%程度である。なお、ポンプ光源にはレーザ C を用いた。また、30 km の SSMF と 20 km の NZ-DSF の伝送損失は異なるため、各 OPA や EDFA への入力パワーが SSMF を伝送路とした場合と同じになるように、NZ-DSF への入力パワーは -3.8 dBm に設定した。

図 4.11(a)にシグナル光成分とアイドラ光成分の SNR を測定した結果を示す。シグナル光成分の SNR は各伝送路の結果でほぼ一致しており、ファイバ種別の違いによる非線形光学効果による信号歪みなどの伝送特性の違いは無視できることが確認できた。一方、アイドラ光成分では SNR に有意な差が確認できた。波長変換された回数は同じであるため、単純なポンプ光位相雑音の累積はいずれの場合でも同じである。したがって、この差分は単純な位相雑音の影響ではなく、伝送路の波長分散量の違いによって波長分散補償との相互作用による EEPN の影響が変化したこと起因する。図 4.11(b)は実験結果から求めたシグナル光とアイドラ光の雑音分散の差と、式(4.22)を用いて計算した EEPN による解析的な雑音分散との比較を表す。NZ-DSF のほうが波長分散量は非常に小さいため、解析結果では EEPN によるペナルティはほとんど生じないことが分かる。また、実験結果にもこの傾向はよく確認でき、式(4.22)の解析式は伝送路の波長分散値が異なる場合にも精度良く適用できることが確認できた。

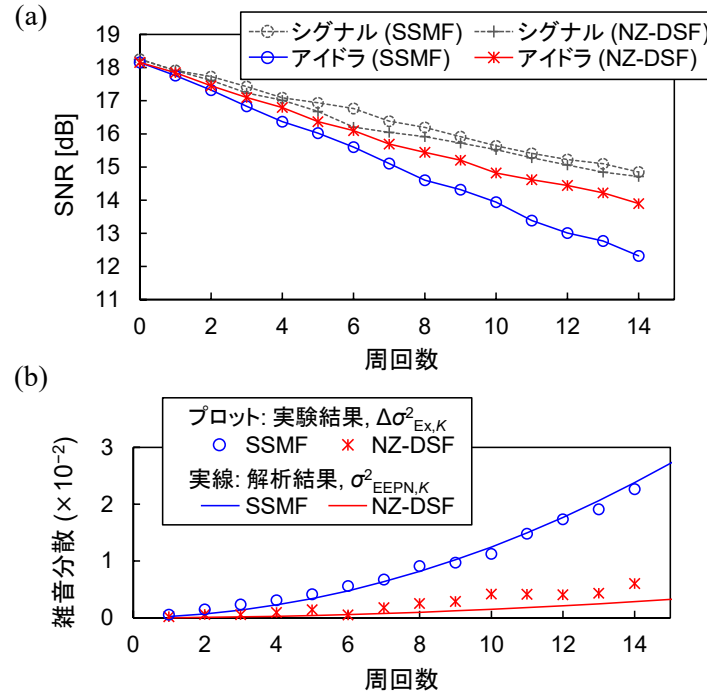


図4.11. SSMF (30 km) と NZ-DSF (20 km) を用いて評価したポンプ光位相雑音ペナルティの伝送路波長分散依存性 (a)シグナル光成分とアイドラ光成分の SNR の比較 (b)ポンプ光位相雑音による雑音分散の増加量の比較

4.3.4 シンボルレート依存性の評価

次に、信号光のシンボルレート依存性を評価する。単純な位相雑音は位相連続性の観点からシンボルレートが高い信号のほうが CPR ブロックの位相追従性がよくなるため、ペナルティは小さくなる。一方で、EEP Nの影響を考えると、シンボルの時間間隔が狭い高シンボルレート信号のほうがタイミングジッタの影響を受けやすいため、ペナルティは大きくなる。したがって、単純な位相雑音のペナルティと EEP N ペナルティはシンボルレートに対しては相反する性質となる。なお、伝送路には 30 km の SSMF、ポンプレーザにはレーザ C を用いた。

図 4.12 は 32 Gbaud, 64 Gbaud, 96 Gbaud 信号の特性を比較した結果である。シグナル光成分の SNR 差は、信号のパワー密度（周波数あたりのパワー）がシンボルレートに応じて異なるため OSNR が変化したことと、図 4.6 に示したようにシンボルレートに応じて送受信機の OSNR-SNR 特性が異なるためである。各シンボルレートのペナルティ量の違いを定量的に比較するために、図 4.12(b)に示す OSNR ペナルティを計算した。結果として、高シンボルレート信号のほうが OSNR ペナルティは大きく、EEP N によるペナルティとして予想された傾向が確認できた。図 4.13 は実験で得られた結果から求めたポンプ光位相雑音によ

る雑音分散の増加量を，式(4.22)の解析から得られる雑音分散と，各シンボルレートの場合で比較した結果である．解析結果は実験結果を精度良く表しており，式(4.22)による EEPN ペナルティの解析はシンボルレートの異なる信号にも適用できることが確認できた．

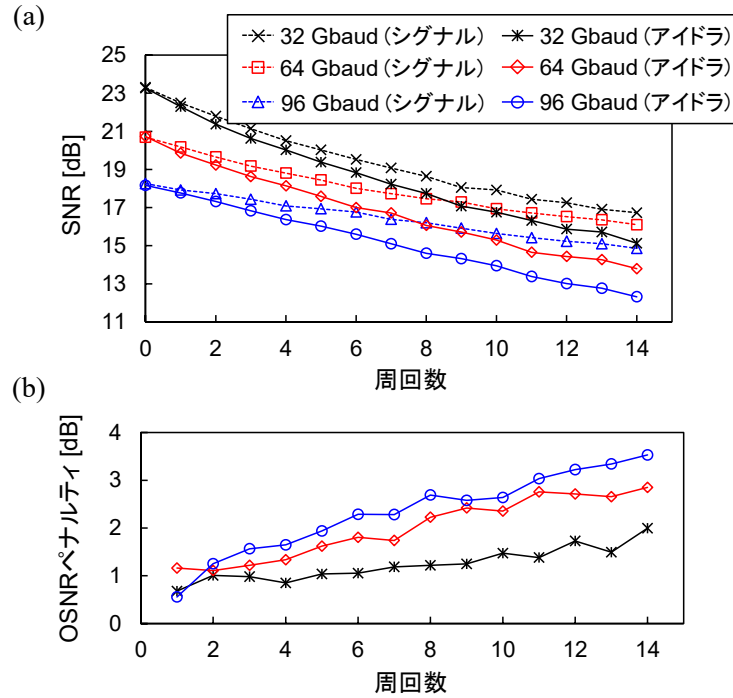


図4.12. ポンプ光位相雑音の影響のシンボルレート依存性 (a)シグナル光成分とアイドラ光成分の SNR の比較 (b)OSNR ペナルティのシンボルレート依存性

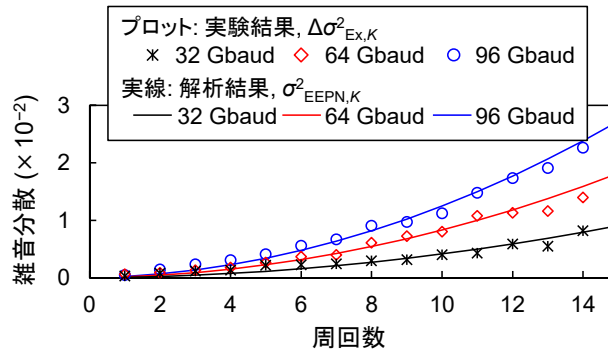


図4.13. ポンプ光位相雑音による雑音分散増加量のシンボルレート依存性の実験結果と解析結果の比較

4.4 位相雑音伝達の抑圧のための相関ポンピング方式

ポンプ光からの位相雑音の伝達はポンプ光に位相ディザを施す必要のある FOPA を用いた OPC や波長変換の分野でその影響がよく議論されており、補償の方法も検討されている。多くの方法は、2つのポンプ光間に位相相関を持たせた非縮退 FWM 過程によるデュアルポンプ構成を用いる方法である。一方でこの方法は、単一のポンプ光のみを利用する $\chi^{(2)}$ 型の OPA では使用することはできない。文献^[272]では、波長変換と再変換を同一ノード内で行うアプリケーションにおいて、前後の FOPA 型波長変換器で同じディザ信号を用いてポンプ光を変調する構成が提案されている。前段の波長変換器と後段の波長変換器で伝達される位相ディザは共役の関係となるため、そのパターンが時間的に一致する時、位相ディザを相殺することができる。ディザ信号はパルスパターン生成器 (PPG: pulse pattern generator) によって任意のパターン長とクロックレートで生成することができる。したがって、前段の波長変換器と後段の波長変換器の間の遅延と 2つのポンプ光の各波長変換器までの経路遅延差をラフに調整しておくことで、PPG で生成する信号の微調整によって正確に相殺することが可能である。一方で、上記の構成でポンプレーザが持つ線幅に由来して生じるランダムな位相雑音を相殺するには、同一の光源から出力された CW 光を分岐して前段と後段それぞれの波長変換器でのポンプ光とし、各波長変換器の間の遅延と 2つのポンプ光の各波長変換器までの経路遅延差を物理的に正確に合わせる必要がある（以降、相関ポンピング方式と呼ぶ）。この相関ポンピング方式では、伝達された位相雑音を単一の光ノード内で補償するため、前節で述べた EEPN 効果によるペナルティも生じない。さらに、基本的な構成は既存の OPA の構成を踏襲しており、特殊なカスケード非線形効果などを利用しないため、従来通りの帯域特性と利得特性を利用できる。本節では、ポンプレーザの純粋な位相雑音の伝達を打ち消すための相関ポンピング方式を提案し、提案方式を実現する OPA の物理構成および偏波ダイバーシティ構成における遅延量の調整方法を検討する。また、遅延のミスマッチが位相雑音伝達特性や信号品質に与える影響についても評価する。

4.4.1 基本構成と特性

図 4.14 に相関ポンピング方式による波長変換/再変換を適用した光サブシステム概念図を示す。ポンプ光は前段の OPA 用と後段の OPA 用にそれぞれ分岐される。2つの OPA 間の経路（経路 A）の遅延時間を τ_1 、分岐した2つのポンプ光間の遅延時間差を τ_2 とすると、2回の波長変換を経て出力された信号光は式(4.9)から以下のように表される。

$$a_1''(t+\tau_1) \propto a_s(t+\tau_1) \exp \left[j \left(-2\Delta\phi_p(t+\tau_1) + 2\Delta\phi_p(t+\tau_2) \right) \right] \quad (4.27)$$

したがって、 $\tau_1 = \tau_2$ の時、ポンプ光の位相雑音成分は相殺される。一方で、実際にはこの物理的な遅延量を正確に合わせることは困難である。 $\tau_1 \neq \tau_2$ の時、前段の OPA と後段の OPA

で伝達されたポンプ光位相雑音はその遅延時間差に応じた相関を持ち、干渉する。干渉する際の相対位相は位相雑音スペクトル上の周波数成分ごとに異なり、干渉の結果の残留位相雑音は周波数依存性をもつ。変動の遅い低周波の位相雑音成分は遅延のミスマッチに対し高いトレランスを持つが、変動の速い高周波の位相雑音ほど、正確に遅延を合わせなければ補償できない。前段の OPA と後段の OPA で伝達されたポンプ光位相雑音のスペクトル上の各周波数成分における相対位相差は、 $|\tau_1 - \tau_2|$ となる遅延差を d (単位: m) とすると、

$$\theta_d(f) = \frac{2\pi n_p d}{c} f \quad (4.28)$$

と表すことができる。ここで、 n_p は信号光やポンプ光を接続する経路（例えば光ファイバパッチコード）の屈折率を表す。この相対位相差を用いると、残留位相雑音に起因する FM 雑音の PSD スペクトルは、単一の波長変換で伝達される FM 雑音の PSD スペクトルを用いて規格化すると以下のように表される。

$$S_N(f) = 2(1 - \cos[\theta_d(f)]) \quad (4.29)$$

ここで、 $S_N(f) = 1$ ($\theta_d = \pi/3$) は単一の波長変換で伝達される FM 雑音と一致し、 $S_N(f) = 2$ ($\theta_d = \pi/2$) は無相関なポンプ光で 2 回の波長変換を行った際に伝達される FM 雑音と一致する。また、 $\theta_d = \pi$ の時は強め合いの干渉によって $S_N(f) = 4$ となり、無相関なポンプ光を用いた場合と比べ 2 倍の PSD となる。

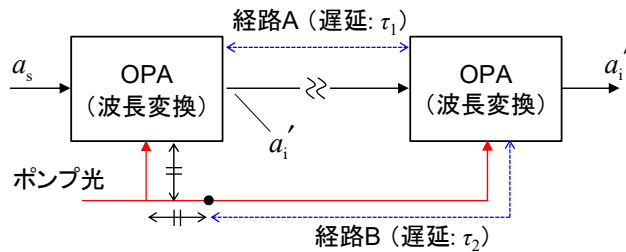


図4.14. 相関ポンピング方式による波長変換/再変換を適用した光サブシステムの概念図

図 4.15 は式(4.29)を用いて、位相雑音の各周波数成分に対し、相関ポンピング方式を用いた際の FM 雑音 PSD スペクトルの遅延差依存性を計算した結果である。なお、光ファイバパッチコードによる接続を想定し、 $n_p = 1.45$ とした。PSD スペクトルの周波数方向に干渉縞が確認できる。このように、波長変換器対で伝達された相関のある位相雑音成分は、周波数方向に強め合いと弱め合いを周期的に繰り返す。遅延差を正確に 0 に近づけることで、より高周波の位相雑音成分を相殺することが可能となる。

この構成は、OPA の帯域幅を損なうことなく伝達される位相雑音の影響を低減するための有効な解決策となるが、波長変換器対が同一ノード内で動作する場合に限られる。離れた波長変換器間で相関のあるポンプ光を使用するには、ポンプ光を信号光と一緒に伝送し、後

続の OPA のポンプ光として使用する方法が考えられる。この場合、ファイバ伝送に伴う OSNR 劣化によるポンプ光から信号への振幅雑音の伝達を抑制するために、第2章 2.2.5 項で述べた OIL などによるポンプ光の OSNR 再生方法が有効であると考えられる。

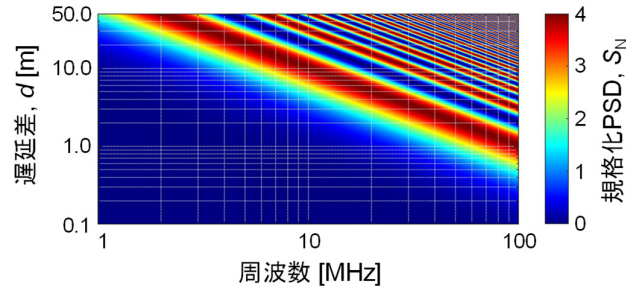


図4.15. 相関ポンピング方式における残留位相雑音に起因する FM 雑音の PSD スペクトルの波長変換器間とポンプ光間の遅延差 d に対する依存性 (PSD の値は単一の波長変換で伝達される位相雑音で規格化)

4.4.2 位相雑音の測定による実験評価

次に、前項で解析的に述べた相関ポンピング方式による位相雑音の伝達特性を、PSD スペクトルを測定することによって検証する。図 4.16 に実験系を示す。基本的な構成は図 4.1 の実験系と同じであり、各 OPA は単一偏波系で構成される。図 4.1 と異なる点は、各 OPA で同じポンプ光源を共有している点である。各 DFG 用 PPLN の出力に位置する BPF では、アイドラ光成分を抽出する。2 つ目の PPLN 出力のアイドラ光の FM 雑音 PSD スペクトルを DSHI によって測定する。2 つの波長変換器の間には遅延線を用意しており、この遅延線の長さを変化させた時の FM 雑音特性を観測する。本測定系で測定可能だった 50 MHz までの範囲で波長変換後の位相雑音特性がプローブ光と一致した時の遅延差 d を 0 m として、遅延差を変化させた。なお、ポンプレーザには 4.3 節におけるレーザ C (線幅: 約 47 kHz) を使用している。

図 4.17 に測定結果を示す。遅延差が大きくなり、2 つの位相雑音成分間の位相相関がずれることで、位相雑音の干渉縞が PSD スペクトル上で確認された。PSD スペクトル上の干渉縞の最初の山と谷は、それぞれ相対位相差が π と 2π になっている周波数成分である。実験的に観測されたこれらの周波数位置は、図 4.15 に示した解析結果とよく一致した。また、 $d=0$ の結果では、遅延線の調整によって少なくとも 50 MHz までの位相雑音成分を相殺できており、相関ポンピング方式を適用することによってポンプレーザの線幅に対する要求を大幅に改善できる可能性が確認できた。遅延差が存在する場合の強め合う周波数成分では、無相関な独立したポンプ光源を使用した場合よりも位相雑音が大きくなっているが、信号品質には位相雑音スペクトル上の積分値が作用するため、強め合いが生じている周波数

帯の位相雑音が信号品質に与える影響は無相関ポンピングと同等であると考えられる。言い換えれば、遅延差が大きく干渉縞の周期が測定分解能を超えて非常に細くなる場合には、干渉縞の山と谷は平均化されて無相関ポンピング方式の測定結果と一致すると考えられる。

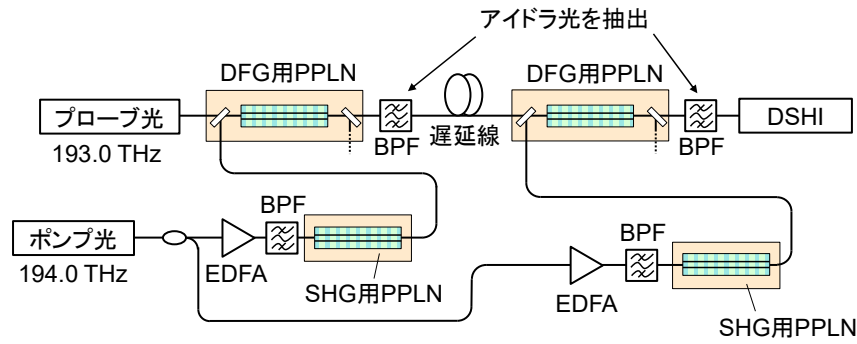


図4.16. 相關ポンピング方式における波長変換光の位相雑音の測定実験系

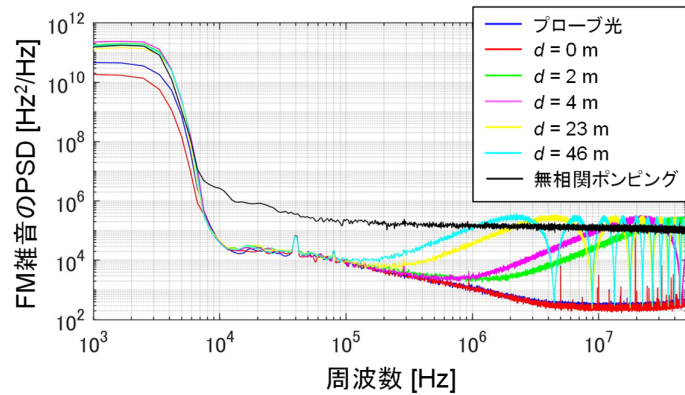


図4.17. 相關ポンピング方式における波長変換光のFM雑音PSDスペクトルの測定結果

4.4.3 信号評価のための実験系と偏波ダイバーシティ構成における遅延調整

次に、相關ポンピング方式の信号品質への影響について評価する。1st OPA と 2nd OPA でポンプ光を共有していること以外の基本的な実験系は図4.5の周回伝送系と同様である。なお、伝送路は30 kmのSSMFである。

図4.18は周回伝送系内の1st OPA と 2nd OPA の間で信号光とポンプ光の経路間の遅延差 d を調整するための実験系である。ここで、実験系内には3種類の遅延線 (Delay) を用いた。Delay1は第2章でも述べた偏波ダイバーシティ OPA 内部の偏波経路間の遅延差を無くし、OPA の通過に伴う PMD を抑圧するための遅延線である。Delay2は、ポンプ光を2分岐した

ときのどちらか一方の経路に配置される。ポンプ光は 1st OPA と 2nd OPA で共有するために分岐され、各偏波成分用にさらに分岐される。したがって、合計 3 つの Delay2 が配置される。1st OPA の入力からプローブ光として CW 光を入力し、2 回の波長変換を経た CW 光の FM 雑音 PSD スペクトルを DSHI で測定した。偏波ダイバーシティ内で信号光は PBS によって TM 偏光成分と TE 偏光成分に分割される。ここで、偏波ダイバーシティ OPA 内部の TM 偏光成分が通過する経路を TM 経路、TE 偏光成分が通過する経路を TE 経路と呼ぶ。したがって、2 つの偏波ダイバーシティ OPA を通過する場合、信号光の経路は TM-TM 経路、TM-TE 経路、TE-TM 経路、TE-TE 経路の 4 パターンが考えられる。この全ての経路の中で位相雑音の相関が一致するように、各ポンプ光経路の光路長を 3 つの遅延線 (Delay2) を用いて DSHI での測定結果を見ながら調整した。入力プローブ光に CW 光を用いることで、各 OPA の入力に偏波コントローラ (PC: polarization controller) を配置して各経路を選択的に通過させることが可能となる。また、ポンプ光源には位相雑音の伝達特性が確認しやすいようにレーザ C (線幅: 約 47 kHz) を用いた。

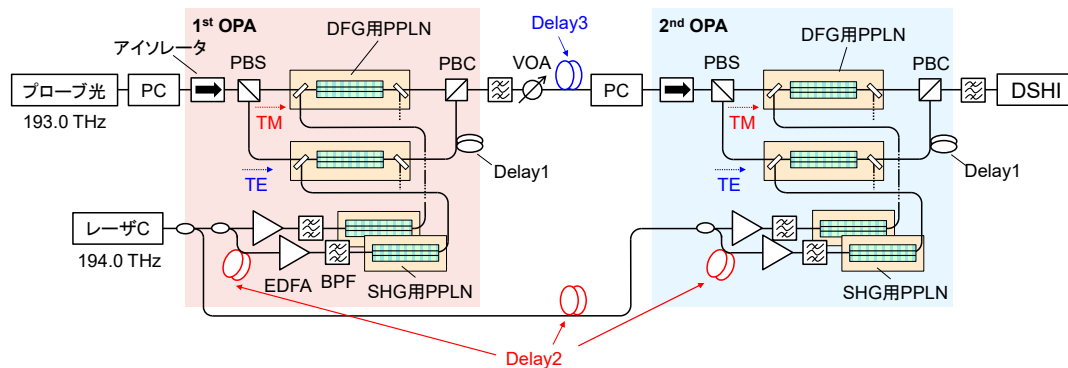


図4.18. 偏波ダイバーシティ OPA による相関ポンピング構成の遅延調整用実験系

図 4.19 は遅延調整を行った後の各経路を通過した CW プローブ光の FM 雑音 PSD スペクトルである。遅延調整は、10 cm 単位の偏波保持ファイバのパッチコードを用いて行った。TM-TE 経路では、わずかな遅延ずれによって MHz オーダーの位相雑音が微小に伝達されている様子が確認できるものの、本測定系の測定限界である 50 MHz までの位相雑音成分を効果的に抑圧できていることが分かる。ただし、遅延差を完全に一致させることは不可能であるため、50 MHz 以上の高周波数成分は位相雑音が残留している可能性がある。この状態を $d=0$ m の状態とし、2 つの OPA 間に追加の遅延線 (Delay3) を挿入し、遅延のミスマッチ量が信号品質に与える影響を定量的に評価する。

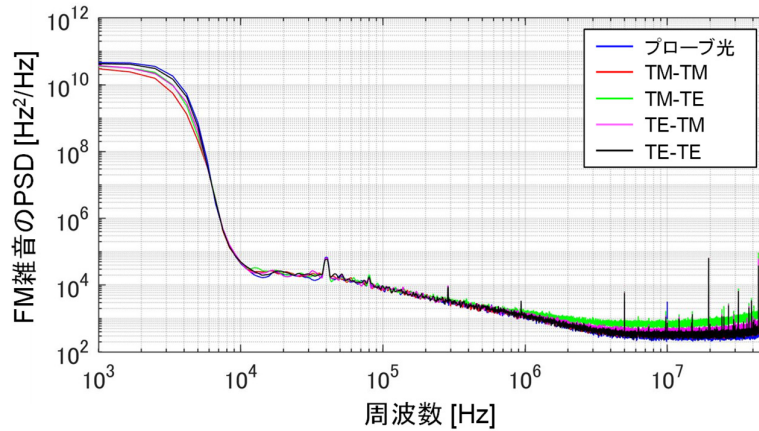


図4.19. 遅延調整を行ったあとの各偏波経路を通過して波長変換された CW 光の FM 雑音 PSD スペクトル

4.4.4 信号評価結果

図 4.20 に、ポンプ光源にレーザ C を用いた時の実験結果を示す。比較のため、無相関ポンピング（2 つの OPA に異なるポンプ光源を使用）のシグナル光成分とアイドラ光成分もプロットした。 $d=0$ m の場合、信号品質は無相関ポンピングの場合よりも大幅に向上した。遅延ずれを大きくすると、信号品質は無相関ポンピングのものに近づき、0.3 m 以上の遅延では信号品質は無相関ポンピングのものとはほぼ一致した。 $d=0.1$ m では、14 周目において 0 m の場合と比較して約 1 dB のペナルティが観測され、相関ポンピングを用いる場合はセンチメートルオーダーの遅延調整が必要であることが示された。この結果は、センチメートルオーダーのミスマッチで現れる数百 MHz 程度の位相雑音成分が EEPN に支配的な影響を与えている可能性を示唆している。

図 4.21 は、図 4.7 に示したレーザ A, B, C, D による相関ポンピング方式 ($d=0$ m) を用いた場合の OSNR ペナルティ（シグナル光成分との OSNR の差分）を示している。レーザ A, B, C の結果は 1 dB 前後でよく一致し、周回数に対してほとんど増加しなかった。EEPN によるペナルティは周回に伴う波長分散の累積とともに増加するはずであるため、これは相関ポンピングによって少なくとも 50 MHz 以下の位相雑音成分の伝達が抑制された結果、EEPN の影響が無視できるようになった結果と考えられる。わずかな残留ペナルティは、アイドラ光の抽出部分などで生じたわずかな OSNR の調整ずれにあると推測される。一方で、線幅約 2.1 MHz のレーザ D の OSNR ペナルティは、無相関ポンピングの場合よりも小さくなったものの依然として有意であり、周回数に伴って増加した。このように、励起レーザの線幅が広すぎると位相雑音の高周波成分が有意なペナルティを引き起こす可能性があることを確認した。MHz オーダーの線幅のポンプレーザのペナルティをさらに抑制するためにはセンチメートルオーダーよりも正確な遅延調整が必要となる。

図 4.22 はシンボルレート依存性の評価結果である。ポンプ光源にはレーザ C を用いた。レーザ線幅依存性と同様に各シンボルレートの OSNR ペナルティはほぼ同じであり、EPPN 効果が抑制されていることがわかる。以上の実験結果から、50 kHz 程度の線幅のポンプレーザ（レーザ C）の場合、EPPN 効果を抑制するにはセンチメートルオーダーの遅延調整で十分であることが分かった。

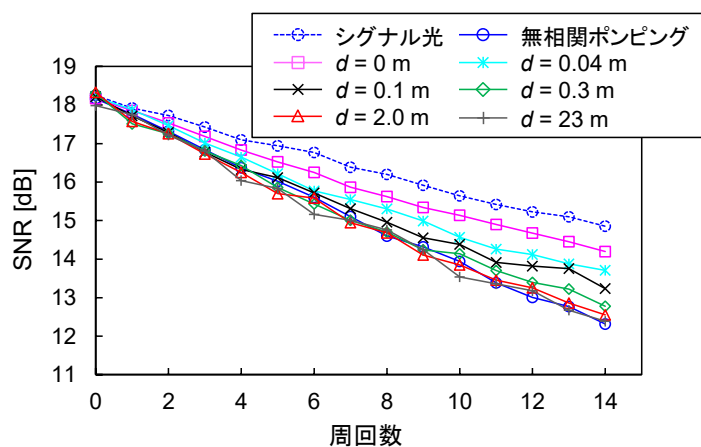


図4.20. 相関ポンピング方式における信号品質の遅延ずれ量依存性

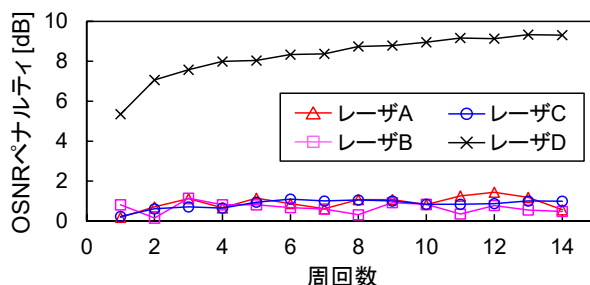


図4.21. 相関ポンピング方式における線幅の異なるポンプレーザに対する OSNR ペナルティ

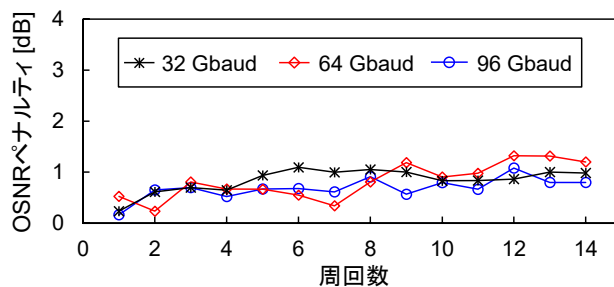


図4.22. 相関ポンピング方式に OSNR ペナルティのシンボルレート依存性

4.5 ML-OPC 伝送システムにおけるポンプ光位相雑音の光学的な強調効果

前章まで、ポンプ光位相雑音が信号品質に与える影響として、ポンプ光位相雑音がアイドラ光に伝達されることと、波長変換と再変換がペアで行われる場合（波長分散が伝送に伴って累積する場合）における EEPN 効果について述べた。一方で、OPA のアイドラ光を用いるアプリケーションとして、ML-OPC がある。ML-OPC 伝送システムでは、図 2.33 に示したように波長分散は伝送中に補償される。実際には OPC に伴う波長変換効果によって、光ファイバ伝送路の分散スロープに応じたわずかな残留波長分散が生じるが、受信 DSP で補償する波長分散量は通常の非分散マネジメント伝送システムと比べ非常に小さい。このような場合、受信 DSP でのデジタル波長分散補償との相互作用によって生じる EEPN 効果はほとんど生じない。しかしながら、位相雑音が波長分散を介して振幅変調に変換される効果はよく知られており^[287]、ML-OPC 伝送システムではこの効果によって信号品質にペナルティが生じる可能性がある。本節では、ML-OPC 伝送システムにおけるポンプ光位相雑音と伝送路波長分散との相互作用による信号品質への影響について解析的に考察し、EEPN と等価な効果が光学的に発生することを示す。以降、この効果を光学的強調ポンプ位相雑音 (OEPN: optically enhanced pump-phase noise) と呼ぶ。さらに、数値シミュレーションと実験にて LO 位相雑音による EEPN 効果との比較評価を行う。

4.5.1 理論的な特性解析

まず、ML-OPC 伝送システムにおけるポンプ光位相雑音の影響を理論的に考察する。図 4.23 は本解析における ML-OPC のシステムモデルである。伝送リンクは等長なファイバパンで構成されており、 N スパン（ N は偶数）で構成される M 個のセグメントに分割される。また、セグメント内では、 $N/2$ スパン伝送後に OPC が行われる。この時、 $N/2$ スパンを伝送して OPC が行われた信号光の複素振幅は以下のように表される。

$$a_1(t) \propto \{a_s(t) \otimes h_s(t)\}^* a_{\text{SH}}(t) \propto \{a_s(t) \otimes h_s(t)\}^* \exp(j2\Delta\phi_p(t)) \quad (4.30)$$

ここで、 $h_s(t)$ はシグナル光の光周波数における波長分散を表すインパルス応答である。OPC 後、セグメント内の残りの $N/2$ スパンを伝送した後の信号光は以下のように表される。

$$a_1'(t) \propto \left[\{a_s(t) \otimes h_s(t)\}^* \exp(j2\Delta\phi_p(t)) \right] \otimes h_i(t) \quad (4.31)$$

ここで、 $h_i(t)$ はアイドラ光の光周波数における波長分散を表すインパルス応答である。EEPN と同様に、上式をフーリエ変換して信号光の周波数応答を求めると、

$$\begin{aligned}
A'_i(\omega) &= \left(\left[A_s^*(-\omega) \cdot H_s^*(-\omega) \right] \otimes X(\omega) \right) \cdot H_i(\omega) \\
&\approx \int A_s^*(-(\omega-\omega')) \cdot \exp\left(-j\beta_2 \frac{N}{2} (-(\omega-\omega'))^2\right) \cdot X(\omega') d\omega' \cdot \exp\left(j\beta_2 \frac{N}{2} \omega^2\right) \\
&= \int A_s^*(-(\omega-\omega')) \cdot \exp\left(jN\beta_2 \omega \omega' - j\frac{N\beta_2 \omega'^2}{2}\right) \cdot X(\omega') d\omega'
\end{aligned} \quad (4.32)$$

となる。上式から、式(4.15)と同様の波長分散による残留位相成分が存在していることが分かる。したがって、DSP によるデジタル領域での分散補償を行わずとも、OPC によって光学的な分散補償が行われることによって、EPPN と同様のポンプ光位相雑音の強調効果である OEPN が生じる。ただし、図 2.33 に示したように、ML-OPC システムでは波長分散の累積量は 1 セグメント内のファイバスパン数の半分に相当する量を最大として増減を繰り返す。したがって、LO 由来の EPPN 効果の影響はシステム全体のファイバスパン数でスケールしたのに対し、OEPN 効果の影響は、ファイバスパン数の半分でスケールする。このように、ML-OPC システムでは、デジタル領域の波長分散補償を行わなくても、実際に物理的に生じる効果としてタイミングジッタを含む OEPN 効果が生じる。タイミングジッタは振幅変調効果としても見なせるため、OPC のファイバ非線形補償効率に影響を及ぼす可能性がある。また、実際には OPC に伴う波長シフトと光ファイバ伝送路の分散スロープによって受信端ではわずかな残留分散が生じ、EPPN 効果もわずかに生じる。

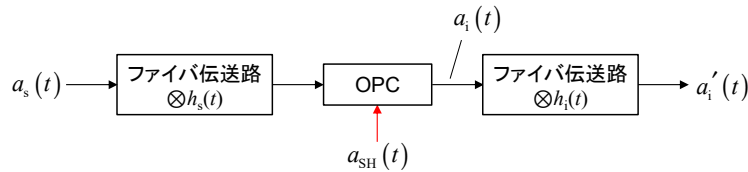


図4.23. ML-OPC の伝送システムモデル

次に、この OEPN 効果による信号品質へのペナルティ量を定量化する。前節までの EPPN と同様の議論で、OEPN による信号品質への影響が加法性雑音とみなせる場合、各セグメントで生じた OEPN 由来の雑音分散を足し合わせることで受信端でのペナルティ量を見積もることができる。式(4.20)と、セグメント内のスパン数の半分でスケールすることから、 M セグメント伝送後の信号に付加された OEPN による雑音分散は以下のように表される。

$$\sigma_{\text{OEPN}}^2 = \frac{\pi c B D N}{2 f_r^2} M (4 \Delta \nu_p) = \frac{\pi c B D K}{f_r^2} \Delta \nu_p \quad (4.33)$$

ここで、 $K = NM$ であり、 K は全体のスパン数である。上式から、ML-OPC では受信側 DSP で波長分散補償を行わなくてよいが、従来の非分散マネジメントシステムで生じる EPPN 効果と比較して 2 倍のペナルティが生じることが分かる（ポンプ光線幅と LO 線幅を同じとした場合）。ただし、4.2.2 項で考察した光ノード部で波長変換/再変換を行う場合ではスパン数

の2乗でペナルティが増加したため、その場合と比較すると、ML-OPCではスパン数に対して線形増加であり、特に長距離伝送時においてペナルティ量としては非常に小さくなる。また、各セグメントのスパン数や波長分散、ポンプ光線幅が異なる場合は、以下の式のように一般化できる。

$$\sigma_{\text{OEPN}}^2 = \sum_m^M \frac{\pi c B D_m N_m}{f_r^2} \Delta v_{p,m} \quad (4.34)$$

ここで、 $N_m, D_m, \Delta v_{p,m}$ は m 番目のセグメントのスパン数、1スパンあたりの波長分散量、ポンプ光線幅である。

上記の議論ではML-OPCを前提としているが、集中増幅系のようなOPC前後の波形対称性が悪い伝送路においてOPCの非線形補償効果を改善するために、OPC前後でCD値の異なるファイバを伝送路として使用する手法^[288]や、OPC部に分散性媒体を配置して分散マップを非対称にする手法が提案されている^[213]。この場合、受信端でのCDは分散マップの非対称性に応じて累積している。この残留CDはOEPN効果を生じないが、その代わりに受信DSPでのCD補償によってEEP効果が生じる。このEEP効果はOEPN効果と等価であり、ポンプ位相雑音の信号品質への影響としてはOEPN効果とEEP効果の合計として考えることができる。各OPC部で付与されるポンプ光位相雑音の信号品質への影響の大きさは、各OPC部に到達した時点の波長分散の累積値を用いて式(4.22)を用いて求めることができる。

式(4.33)から、SHG-DFG過程またはシングルポンプFWM過程によるML-OPC伝送システムにおいてEEP効果の代わりに発生するOEPN効果によるペナルティは、従来の非分散マネジメントデジタルコヒーレント伝送システムにおけるEEP効果によるペナルティよりも2倍大きくなることがわかる。この効果は、SHGによってポンプ光線幅が4倍になることが原因である。もし、ポンプ光として足るパワーのSHポンプを直接用意することができれば、OEPN効果の大きさは式(4.33)の1/4となり、従来の非分散マネジメント伝送システムのEEP効果の半分となる。また、FWM過程を用いたOPCでは、デュアルポンプ構成によって位相雑音の伝達を相殺しながらOPCを行うことができる^[270]。この構成を用いてML-OPC伝送システムを構築することで、OEPN効果もEEP効果も生じない波長分散の影響を完全に排除した伝送路を実現できる可能性がある。

4.5.2 数値シミュレーションによる評価

数値シミュレーションによってOEPNの特性を網羅的に評価し、LOの位相雑音とデジタル波長分散補償との作用によるEEP効果と比較する。図4.24に数値シミュレーションモデルを示す。テスト信号として4.3節の実験と同様のナイキストパルス整形された96 Gbaud PDM-PCS-64QAM信号を用いた。信号系列は2倍にオーバーサンプリングした。テスト信号には位相雑音や波長分散の付加を行わずに直接信号を復調した際のコスタレーション

SNR が約 14 dB になるように AWGN を付加した。ここで、送信レーザの位相雑音は無視している。

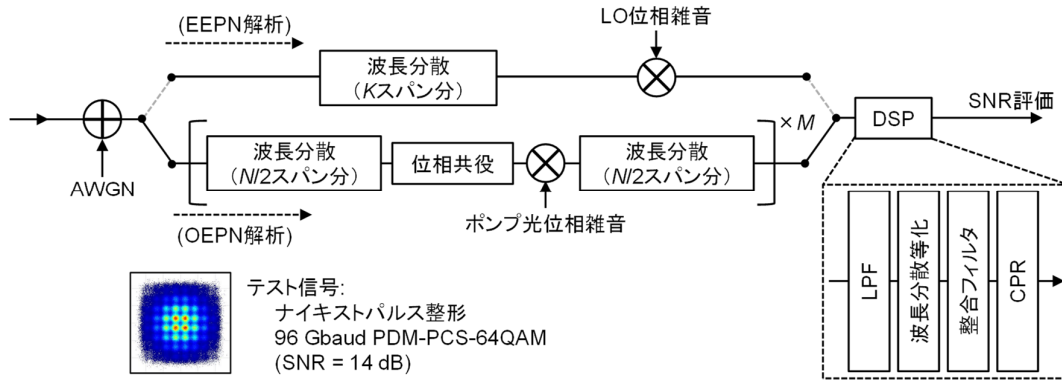


図4.24. EEPN と OEPN の信号品質へのペナルティ比較のための数値シミュレーションモデル

通常の非分散マネジメントのコヒーレント伝送システムを模擬した解析（EEPN 効果の評価）では、 K スパン分の波長分散を FFT と逆 FFT (IFFT: inverse FFT) を介して周波数領域で付加した後に、LO の線幅 $\Delta\nu_{LO}$ に基づいた位相雑音を時間領域で付加した。ここで、1 スパン分の波長分散は 80 km スパンの SSMF リンク上での C 帯伝送を想定し、1360 ps/nm とした。LO の位相雑音 $\phi_n(t)$ はウィーナー過程として以下のように算出した（なお、 $\phi_n(0) = 0$ とした）。

$$\phi_n(t) = \phi_n(t-1) + w(t) \quad (4.35)$$

ここで、 $w(t)$ は平均 0 のガウス分布であり、その分散 σ_w^2 はレーザ線幅 $\Delta\nu$ とサンプルの時間間隔 T_s を用いて以下の式で与えられる^[289]。

$$\sigma_w^2 = 2\pi\Delta\nu T_s \quad (4.36)$$

また、信号光周波数は 193.4 THz (1550.11 nm) とした。

ML-OPC 伝送システムの解析（OEPN 効果の評価）では、テスト信号に $N/2$ スパン分の波長分散を付加した後に位相共役を行った。その後、OPC 部のポンプ光の位相雑音を付加した。ここで、SHG-DFG 過程でのポンプ光からの作用を想定し、元の縮退波長のポンプレーザの線幅 $\Delta\nu_p$ の 4 倍相当の線幅から算出される位相雑音を付加した（すなわち、式(4.36)において $\Delta\nu = 4\Delta\nu_p$ とした）。その後、残りの $N/2$ スパン分の波長分散を付加し、この計算を M セグメント分にわたって行った。簡単のため、OPC 前後の分散スロープの影響による波長分散量の変化は無視しており、波長分散は各セグメントの終端で 0 であった。また、LO の位相雑音の影響は無視した。

受信側での信号のシンボル回復を行う DSP では、まずローパスフィルタ (LPF: low-pass filter) によってアンチエイリアシング処理を行った後、周波数領域で波長分散の補償を行った。なお、ML-OPC のシミュレーションの場合には受信端での波長分散は 0 であるため、波長分散補償はスキップした。その後、整合フィルタで信号をダウンサンプリングした後、CPR で位相雑音補償を行った。CPR はデータ支援アルゴリズムによって動作するデジタル PLL によって行った^[286]。最後に、回復されたシンボルの分散を求め、SNR を算出した。

図 4.25 にシミュレーション結果を示す。各線は式(4.20)または式(4.33)によって計算された解析的なペナルティを考慮した SNR を示している。 $K=0$ の結果（すなわち、波長分散は与えずに位相雑音のみを与えた結果）は CPR の位相雑音補償性能を表し、5 MHz の線幅の LO を用いた場合でもそのペナルティは 0.5 dB 以下であった。OEPN のシミュレーションで得られた SNR は、EEPN のシミュレーションで得られた SNR と 2 倍のスパン数の場合でよく一致した。この傾向はスパン数 N とセグメント数 M の組み合わせに対して無関係に得られており、前項での理論的な考察とよく整合した。解析的なペナルティを考慮した SNR よりもシミュレーション結果がわずかに高かったのは、4.3 節での実験と同様に CPR が EEPN と OEPN の位相雑音成分を補償したためであると推測される。また、総スパン数が同じ場合でもわずかに SNR 値に変化があるのも、CPR のわずかな挙動の違いによるものと推測される。

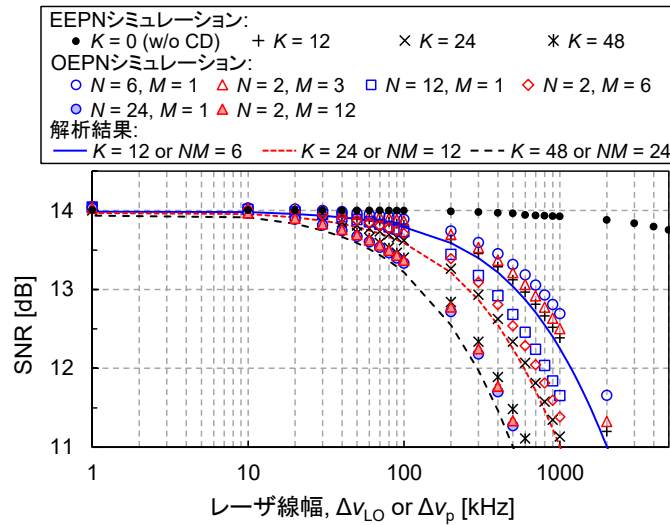


図4.25. EEPN と OEPN によるペナルティのレーザ線幅依存性の数値シミュレーション結果

4.5.3 実験評価

次に、ストレートラインの増幅中継系を構築し、シングルキャリア伝送にて OEPN 効果と EEPN 効果の実験比較を行った。図 4.26 に実験系を示す。テスト信号は 4.3 節と同様の

96 Gbaud PDM-PCS-64QAM 信号であり、周波数は 193.8 THz (1546.61 nm) とした。伝送路は 1 スパンあたり 80 km の SSMF と増幅中継のための EDFA, EDFA の ASE を消光し信号成分のみを抽出するための BPF, 伝送路への入力パワーを調整するための VOA からなる。最大 10 スパンの伝送系を構築し、OEPN 効果および EEPN 効果の伝送距離に対するペナルティを検証した。OEPN の評価の場合、全体のスパン数（スパン数は偶数）の半分のスパン数の地点で図 2.13 に示した PPLN 型偏波ダイバーシティ OPA ($f_p = 194.0$ THz) を用いて OPC を行った。図 4.26 中のスペクトル図に示すように、変換効率はおよそ 7 dB だった。OPC 後は 194.2 THz に発生したアイドラ波（位相共役光）のみを BPF で抽出した。異なる線幅のレーザからの影響を比較するため、EEPN の評価では LO を、OEPN の評価では OPC のポンプレーザを変更し評価を行った。使用したレーザは 3 種類で、レーザ A は線幅 1 kHz 以下の狭線幅測定器光源、レーザ B は線幅 15 kHz 程度の商用波長可変光源、レーザ C は線幅 500 kHz 程度の DFBL を用いた。OEPN の評価時には、LO にはレーザ A と同様の狭線幅光源を用いた。なお、オフライン DSP の処理は 4.3 節と同様である。

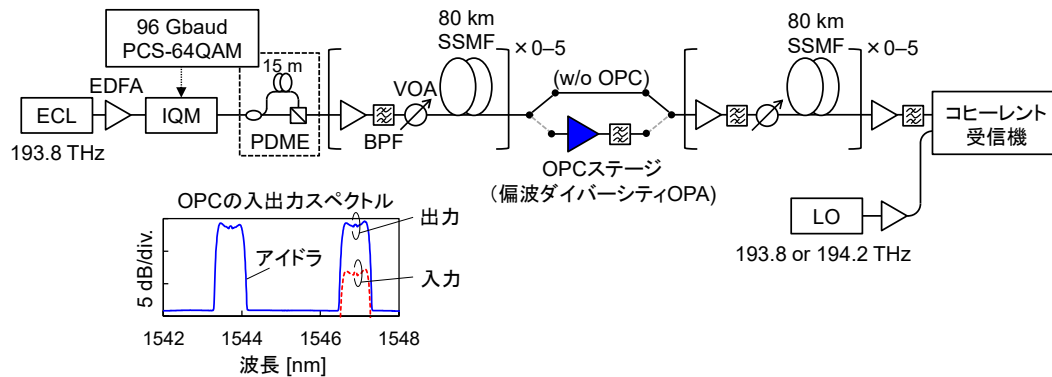


図4.26. EEPN と OEPN の信号品質へのペナルティ評価のための実験系

まず、EEPN 効果と OEPN 効果の比較を、-4 dBm のファイバ入力パワーの条件で行った。これは、伝送ファイバ中の非線形光学効果が信号品質にほとんど影響を及ぼさない低入力パワー領域である。この評価により、OEPN による OPC の非線形補償効果の変動を考慮せず、4.5.2 項のシミュレーションと同様の評価を行うことができる。図 4.27(a)は伝送距離に対する SNR の測定結果である。なお、OPC を用いた 0 km の実験結果は、OPC のみを行って受信した結果である。ファイバ伝送による波長分散が存在しない 0 km の地点では特性に大きな差は見られなかった。これは、各レーザからの純粋な位相雑音が DSP でよく補償できており、OPC 自体のペナルティも十分小さいことを示す。伝送距離に対する特性は距離が長くなるほど顕在化し、レーザ線幅が大きくなるにつれ、SNR は劣化した。一方で、シミュレーションと同様に EEPN 効果よりも OEPN 効果によるペナルティの方が大きくなる様子が確認された。図 4.27(b)はレーザ A を用いた結果を基準に、レーザ C を用いた結果で得

られた規格化雑音電力 (SNR の逆数) からレーザ C の位相雑音によって発生した EEPN 効果および OEPN 効果による過剰雑音量を計算した結果である。実線および破線はそれぞれの場合における解析式(式(4.20)および式(4.33))を用いて計算した理論的な雑音量である(線幅 500 kHz を仮定)。どちらの場合でも、伝送距離に対する雑音量の増加傾向は解析結果と実験結果はよく一致しており、解析式は実験結果をよく説明することが確認された。また、4.5.1 項の解析と同様に、SHG-DFG 過程による OPC を用いた場合、OEPN 効果は EEPN 効果の 2 倍の雑音ペナルティを与えることが実験的にも確認された。

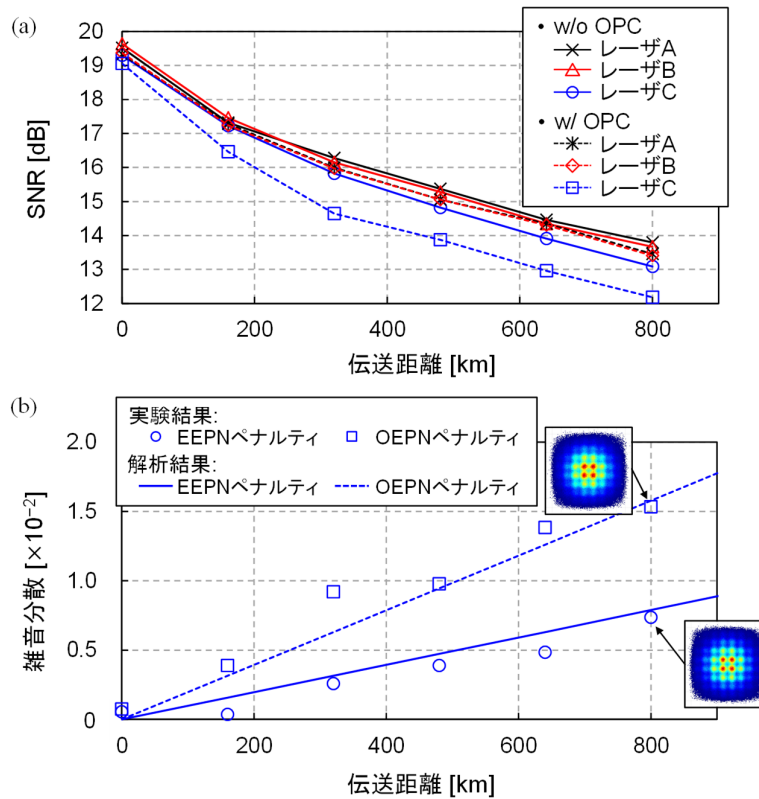


図4.27. EEPN と OEPN の比較実験結果 (a)伝送距離に対する SNR 特性 (b)レーザ C を用いた際の伝送距離に対する EEPN および OEPN による過剰雑音分散量

次に、非線形領域を含む OPC を用いた場合のファイバ入力パワー特性を測定した。図 4.28 に実験結果を示す。レーザ A と B の結果はほぼ同様に、OPC の効果でファイバの非線形性を緩和することで、OPC を使用しない場合に比べ、パワートレランス (最適入力パワー) を 2 dB 向上させることができた。一方で、レーザ C の結果は OEPN 効果により大きなペナルティが確認された。しかし、レーザ C を使用した場合でも最適入力パワーは同様に 2 dB 改善された。これらの結果は、OPC のファイバ非線形補償効果はポンプレーザ線幅に有意に影響されなかったことを示唆している。しかし、今回の実験系は OPC 前後の信号波形の対

称性が悪い集中増幅系であり，OEPN 効果がない場合でも OPC の非線形補償効果はあまり大きくない．分布ラマン増幅や分散マネジメントを適用して対称性を高めた伝送システムでは，OEPN による波形ゆらぎが非線形補償効果に有意に影響する可能性がある．

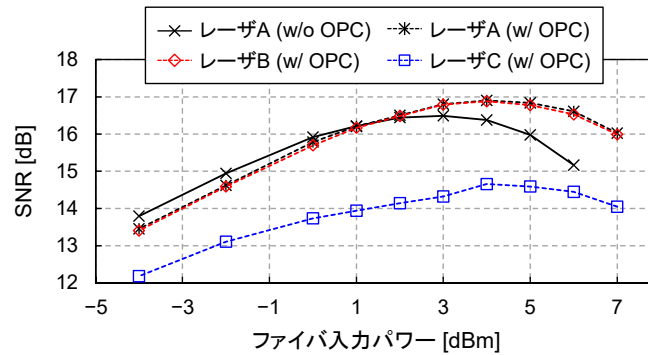


図4.28. ML-OPC におけるファイバ非線形補償効果のポンプレーザ線幅依存性の評価結果

4.6 まとめ

本章では，SHG-DFG 過程を利用する光パラメトリック信号処理においてポンプレーザの位相雑音が信号品質に与える影響を調査した．ポンプ位相雑音は光パラメトリック増幅過程の高速な応答によってシグナル光成分には伝達されず，MHz オーダーの線幅を持つ DFBL をポンプ光に使用した場合でも良好な信号品質が確認された．一方で，アイドラ光成分には，SHG を経て元のポンプ光線幅の4倍に相当する位相雑音が伝達されることを明らかにした．さらに，伝達された位相雑音が受信信号品質に与える影響の定量化を検討し，デジタルコヒーレント方式における LO 位相雑音の影響と同様の EEPN 効果が，受信 DSP 内の波長分散補償との相互作用で生じることを示した．そのペナルティ量は LO 位相雑音の影響に関する先行研究の議論を拡張することで定式化され，実験的にその妥当性を確認した．この影響を補償する手段として，波長変換と再変換を同一ノード内で行う応用において適用可能な相関ポンピング方式を提案し，cm オーダーの精度で遅延調整を行うことで効果的に信号品質を改善できることを示した．また，理想的には受信端での累積波長分散値が 0 となる ML-OPC 伝送システムにおいても，光学的に EEPN 効果と等価な影響を生じることを示した．

上記より，ポンプ位相雑音は波長変換や OPC のようなアイドラ光を使用するアプリケーションにおいて重要な設計パラメータであり，波長分散やシンボルレートなどのシステム全体を考慮して設定する必要があることが示された．本章では実際の伝送システムを想定したポンプ光位相雑音の信号ペナルティを様々なケースで定式化し，光パラメトリック信号処理を用いた伝送システム設計におけるポンプ位相雑音の要求値定義や信号品質の見積りに際しての定量的な指針を示した．

第 4 章に関連する研究業績

学術論文

1. Shimpei Shimizu, Akira Kawai, Takayuki Kobayashi, Masanori Nakamura, Takushi Kazama, Masashi Abe, Koji Enbutsu, Takeshi Umeki, and Yutaka Miyamoto, “Impact of pump-phase noise in PPLN-based optical parametric amplifier and wavelength converter for digital coherent transmission,” *Optics Express*, vol. 32, no. 10, pp. 18268–18292, May (2024). DOI: 10.1364/OE.521216
(図 4.1 から 4.22 は本文献の図を改変して使用)
2. Shimpei Shimizu, Masanori Nakamura, Akira Kawai, Takushi Kazama, Masashi Abe, Koji Enbutsu, Takeshi Umeki, Takayuki Kobayashi, and Yutaka Miyamoto, “Optically enhanced pump-phase noise in mid-link optical parametric phase conjugation,” *Optics Express*, vol. 32, no. 23, pp. 41350–41360, November (2024). DOI: 10.1364/OE.537392
(図 4.23 から 4.28 は本文献の図を改変して使用)

第5章

波長分散の高精度な推定と補償による 広帯域 WDM 位相感応増幅伝送

第2章で解説したように、OPAの特徴的な応用としてPSAがある。PSAはシグナル光とアイドラ光を光パラメトリック増幅過程でコヒーレントに重ね合わせることで光信号成分のみに追加の増幅利得（コヒーレントゲイン）を発生させ、通常のPIAが持つ標準量子限界を打破し、超低雑音増幅を行うことができる。そのため、光通信分野においても伝送光信号の高感度受信や低雑音増幅中継への適用が期待されている。シグナル光とアイドラ光を異なる周波数に配置するND-PSAは、位相方向に情報を持つ高次多値信号に適用でき、原理的には広帯域なWDM信号も一括に増幅可能であるため、現代の大容量通信システムへの適用可能性の観点で注目されている^[151]。しかしながら、2.2.4節で述べたように、PSAに入力される光信号が光ファイバを伝搬中に生じる波長分散によって相対位相の不均一性を持っていると、実効的な増幅帯域が狭窄化するという課題がある。この増幅帯域の狭窄化については縮退PSAのシステムにおいては文献^[158]においてよく議論されているが、ND-PSAのシステムにおいては文献^[290]で残留波長分散によって信号ペナルティが生じることが実験的に報告されているのみであり、詳細な検討はなされていなかった。より広帯域な位相感応増幅を実現するためには波長分散をより高精度に補償する必要があるが、これまでの実証ではFOPAを用いた構成で1.1 THz^[159]、PPLN型では1.9 THz^[178]（本章の検討を実施した2022年時点では1.6 THz^[139]）が最大の増幅帯域となっている。また、シンボルレートが高い信号ほど波長分散による周波数方向のゲイン変動の影響を受けやすい可能性があるが、従来の実証では45 Gbaud信号への適用^[178]が最大となっている。

本章では、ND-PSAの一般的なサブシステム構成と位相同期方法を前提とし、残留波長分散がND-PSAのゲインスペクトルに与える影響についての定式化を行う。これにより、ND-PSAで所定の増幅帯域を達成するために必要な波長分散補償精度が定量化される。また、導出したゲインスペクトルの表式を用いることでシステムの残留波長分散量を高精度に推定および補償し、広帯域な位相感応増幅伝送を実現できる手法を提案する。提案手法を、96 Gbaud信号を20チャンネル波長多重した信号帯域2 THzのWDM信号（アイドラ帯域も合わせると4 THz）の80 km伝送に適用し、高精度に波長分散を補償することで広帯域な位相感応増幅が実現できることを実験的に実証する。最後に、広帯域WDM位相感応増幅の伝送システムへの実装の一例として、バンド間位相感応増幅伝送システムを提案する。

5.1 残留波長分散下の ND-PSA のゲインリップル

PSA は入力光の位相に依存した増幅利得を発生させるため、PSA を受信側の前置増幅器や増幅中継器として用いる伝送システムでは、光ファイバの伝搬に伴って光信号に累積する波長分散を PSA の入力時点で補償しておくことが求められる。波長分散が残留している場合、光信号のスペクトル上の相対位相差に従って PSA のゲインスペクトルにリップルを生じる。本節では、二次の非線形媒体による ND-PSA を用いた系において、残留波長分散が ND-PSA のゲインスペクトルに与える影響を定式化する。また、残留波長分散によって生じるゲインリップルが、光信号に対して帯域狭窄ペナルティを与えることを示し、PPLN 型 OPA を用いてその特性を実験評価する。

5.1.1 残留波長分散下のゲインスペクトルの定式化

典型的な ND-PSA を用いた伝送システムの構成を図 5.1 に示す。PSA の入力時点で波長分散が残留している場合、縮退 PSA のゲインスペクトルは式(2.61)のようになる。その結果、図 2.26 に示したように、光信号のキャリア周波数（PSA の縮退周波数）を頂点とした二次関数状の相対位相差に従って増幅と減衰を繰り返す^[158]。縮退 PSA では縮退周波数に位置する被増幅光をモニタし、それを基に OPLL によってポンプ光とシグナル光の位相同期を行う構成が一般的であるため、キャリア周波数の位相を基準として相対位相差を考えることは自然である。一方で、ND-PSA を用いる場合は、図 5.1 のように OPLL は被増幅光のうち、縮退周波数と異なる周波数の任意のチャンネルを抽出してモニタする。そのため、実際のオペレーションを想定すると、相対位相の基準となる周波数は縮退周波数ではなく、位相同期のモニタとして使用する周波数となる。これを式に表すと、

$$G_{sp}(f) = G_1 \cos^2[\Delta\phi(f) - \phi_0] + \frac{1}{G_1} \sin^2[\Delta\phi(f) - \phi_0], \quad (5.1)$$

$$\Delta\phi(f) = \frac{\pi Dc}{f_p^2} (f - f_p)^2, \quad \phi_0 = \frac{\pi Dc}{f_p^2} (f_p - f_{PLL})^2 = \frac{\pi Dc}{f_p^2} \Delta f^2$$

となり、相対位相差に OPLL の動作を考慮した位相オフセット ϕ_0 を加えることになる。 G_1 は PSA の最大増幅利得であり、 f_{PLL} は OPLL がモニタする光周波数である。この式により、縮退 PSA のみならず、ND-PSA を含むあらゆる PSA についてゲインスペクトルを考えることができる。ここで、ND-PSA の動作に寄与する波長分散は、アイドラ光が生成される copier の出力から PSA 部に至るまでの部分的な波長分散である。図 5.2 に、図 2.26 と同じパラメータで計算した ND-PSA のゲインスペクトルと、ポンプ光とシグナル光との相対位相差を示す。なお、 $f_p = 193.0$ THz に対し、 $f_{PLL} = 193.5$ THz ($\Delta f = 0.5$ THz) とした。図のように、ND-PSA では f_{PLL} を基準としたゲインスペクトルとなり、 f_{PLL} では最大の増幅利得が得られる。また、WDM 信号を増幅する観点では、わずか 0.7 ps/nm 程度の波長分散でも、数 100 GHz

程度の帯域幅で増幅利得が大きく変動することが分かる。したがって、THz 級の広帯域な WDM 信号を一括に増幅するためには、少なくともサブ ps/nm オーダー以下の高精度な波長分散の推定と補償を行う必要がある。

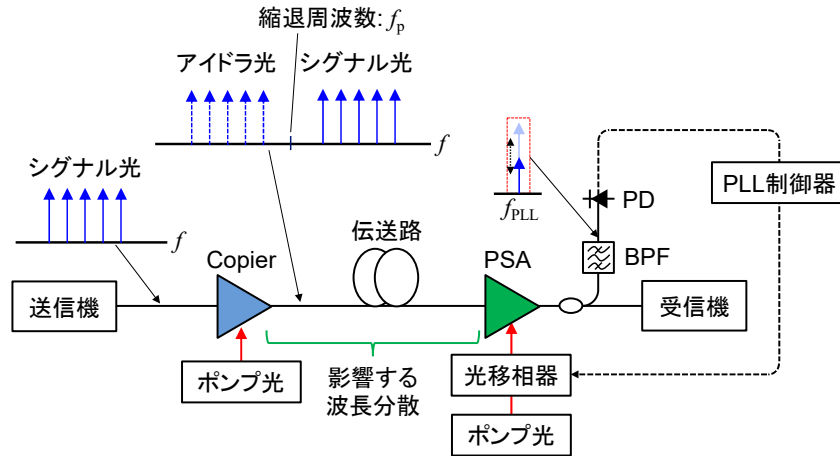


図5.1. ND-PSA を用いた伝送システムの構成例

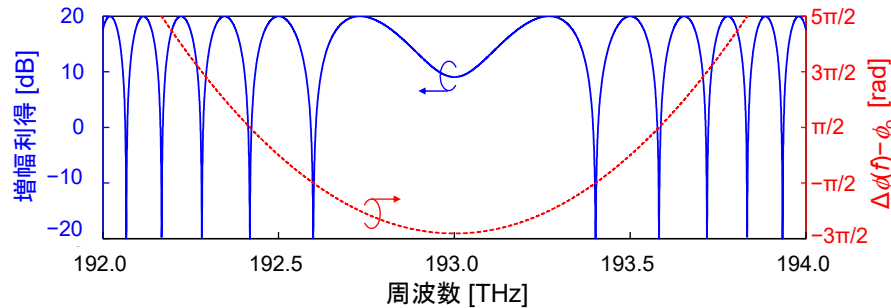


図5.2. ND-PSA の残留波長分散下におけるゲインスペクトルの例 ($G_1 = 20$ dB, $f_s = 193.0$ THz, $f_{PLL} = 193.5$ THz ($\Delta f = 0.5$ THz), $D = 0.7$ ps/nm)

5.1.2 ゲインスペクトルの実験測定

次に、導出したゲインスペクトルの表式の妥当性を検証するため、PPLN 型 OPA を用いた実験測定を行った。実験系を図 5.3 に示す。PSA の広帯域なゲイン特性を得るためには、位相共役関係のある広帯域なプローブ光を用意する必要がある。そこで、OPA が出力するパラメトリック蛍光をプローブ光として使用する方法を考案した。パラメトリック蛍光は縮退周波数を境にして位相共役の相関を持ち (2.1.3 項参照)、PSA として使用するものと同等の特性の OPA を用いれば帯域特性も同じであるため、測定したい周波数範囲のプローブ光を生成することができる。以降、プローブ光生成のための OPA を copier とする。単一偏波の OPA を使用するため、実験系は PMF を用いた偏波保持系である。各 OPA には縮退周

波数 193.0 THz (1553.33 nm) の PPLN 導波路を用いた. copier の基本的な構成は前章で用いた単一偏波の OPA と同様である. PSA でのポンプ光位相同期のために, copier には CW 光を入力した. この CW 光を PSA の出力でモニタすることで位相同期を行うため, CW 光の周波数が式(5.1)における f_{PLL} に相当する. 縮退 PSA として動作させた場合と ND-PSA として動作させた場合を比較するため, この CW 光の周波数を 193.0 THz とした場合 ($\Delta f = 0$ THz) と, 194.0 THz とした場合 ($\Delta f = 1.0$ THz) の 2 通りで測定を行った. プローブ光に波長分散を付与するために, copier と PSA との間には 20 m の長さの PMF パッチコードを挿入した. その後, VOA を用いてパワーを調節し, プローブ光を PSA に入力した.

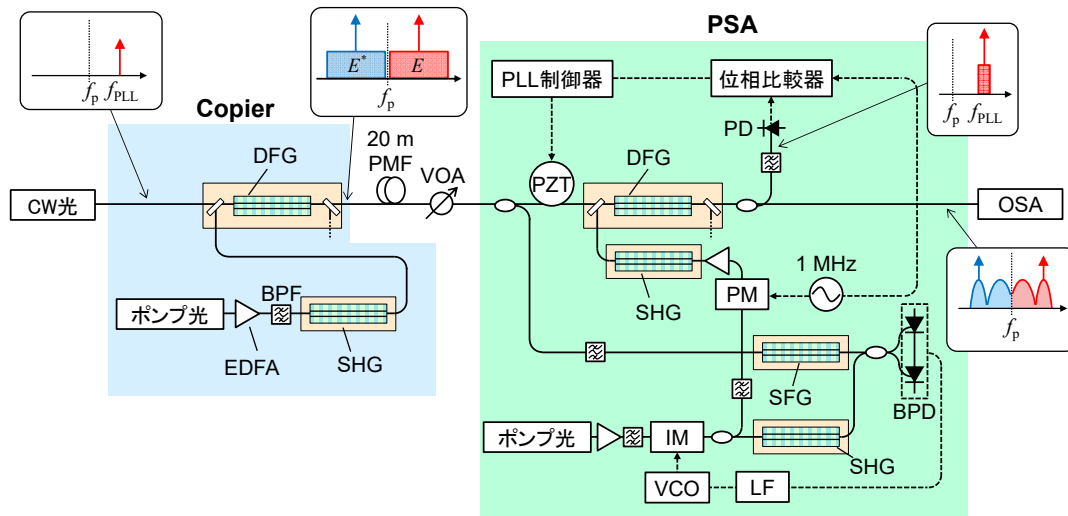


図5.3. 残留波長分散下のゲインスペクトルの評価のための実験系

PSA の入力では, 文献^[161]で Y. Okamura らによって提案された SFG によるキャリア回復とそれを用いた OPLL によるポンプ光周波数同期を行うために, 10%タップを用いてプローブ光を分岐し, PPLN に入力した. この PPLN 中では SFG 過程によってシグナルとアイドラの和周波成分として copier で用いたポンプ光 (シグナル-アイドラ対のキャリア成分) の SH と等価な成分が発生する. なお, この時シグナル成分に信号が変調されていたとしても, アイドラとの位相共役関係によってキャンセルされ, キャリア成分の SH が抽出される. この SFG 光と PSA 部のポンプ光を SH ポンプに変換したものとで BPD で差動検波することにより, それらの周波数差に応じた誤差信号を発生させ, それを用いて OPLL を動作させる. これによって PSA 部のポンプ光を copier で用いたポンプ光 (プローブ光のキャリア成分) に同期することができる. その結果, PPLN に入力されたプローブ光は位相感応的に増幅される. プローブ光とポンプ光の間の位相ドリフトは, 光移相器として PZT を用いた OPLL (PZT-PLL) で補償した. PPLN の出力でタップされたプローブ光から CW 光成分を約 60 GHz の帯域幅の BPF で抽出してモニタし, 増幅利得が最大となるように PPLN の前に配置した PZT

を制御した。ポンプ光同期のための OPLL と、PZT-PLL の動作については、2.2.5 項も参照されたい。最後に、位相同期を行った後のプローブ光の PSA 出力での光スペクトルを OSA（分解能 0.1 nm）で測定した。PSA のゲインはおよそ 23 dB だった。

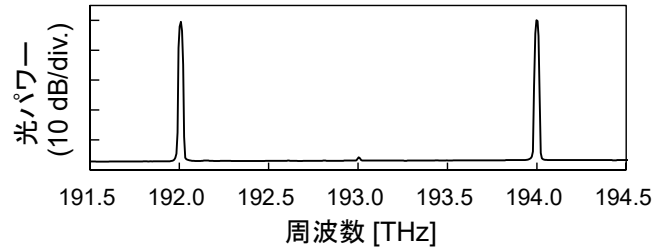


図5.4. copier 出力の光スペクトル（プローブ光周波数 194.0 THz の場合）

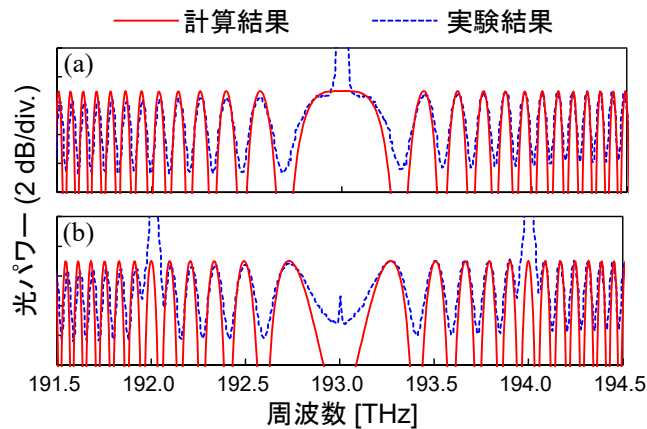


図5.5. 0.68 ps/nm の残留波長分散下での PSA 出力の実験結果と計算結果 (a) 縮退 PSA の場合 (b) ND-PSA の場合

図 5.4 は CW 光周波数 194.0 THz の場合の copier の出力である。copier によって 195 THz に CW 光のアイドラ成分を生じていることが分かる。また、パラメトリック蛍光のスペクトルはほぼフラットであることが分かる。したがって、このプローブ光を入力とした PSA の出力スペクトルは、PSA のゲインスペクトルの形状を直接表す。図 5.5 に PSA の出力を測定した結果を示す。スペクトル中の大きなピークは copier に入力した CW 光（およびそのアイドラ）である。図 5.5(a)は CW 光周波数を OPA の縮退周波数と同じ 193.0 THz とした場合、すなわち、縮退 PSA として動作させた場合の結果である。第 2 章でも述べたように、最初のゲインのピーク（最も広い利得帯域）は縮退周波数にあり、波長分散の影響で増幅と減衰を周波数方向に繰り返していることが分かる。各ピークの帯域幅は、縮退周波数から離れるほど狭くなっていき、増幅と減衰の間隔が細かくなっていることが分かる。これは、波長分散によって周波数の 2 乗で相対位相差が増加するためである。図中に実線で示す計算の結果は、第 2 章で述べた式(2.61)を用いて実験結果と整合するように波長分散値を見積も

って計算した。計算結果と実験結果がよく一致する波長分散値から、この実験系の残留波長分散値はおよそ 0.68 ps/nm であることが分かった。次に、図 5.5(b)は CW 光を 194.0 THz とした時、すなわち、ND-PSA として動作させた場合の結果である。計算結果は、新たに導出した式(5.1)と、縮退 PSA の測定で求めた 0.68 ps/nm の波長分散値を用いて計算した。ゲインのピークは f_{PLL} である 194.0 THz にシフトしていることが分かる。結果として、実験結果と計算結果はよく一致しており、導出したゲインスペクトルの表式の妥当性が検証された。

5.1.3 通過帯域狭窄作用のシングルキャリア信号特性評価

次に、ゲインリップルがコヒーレント信号に与える影響について評価した。前述のように、信号光が配置される周波数が f_{PLL} であるとする、OPLL の作用によってその周波数まわりでは必ず最大の増幅利得が得られる。しかしながら、図 5.5 の結果のように、波長分散値や縮退周波数との周波数差によって利得をフラットに利用できる帯域幅は有限であるため、信号のシンボルレートによっては増幅後のスペクトルが狭窄する。図 5.6 に単一偏波信号を用いた信号評価のための実験系を示す。信号を変調する CW 光源には線幅 100 kHz の波長可変 ECL を用いた。信号周波数は、194.0 THz の場合 ($\Delta f = 1.0$ THz) と、193.1 THz の場合 ($\Delta f = 0.1$ THz) とで評価を行った。また、IQM に与える変調信号は、5 Gbaud または 20 Gbaud のナイキストパルス整形 PCS-64QAM を用いた。ナイキストパルス整形のロールオフ値は 0.1 で、PCS-64QAM のエントロピーは 5.0 bit だった。前項と同様に、光信号はまず copier を通過してシグナル-アイドラ対となり、波長分散を与えるための PMF を通過した。この PMF は前項の実験では 20 m であったが、本実験ではいくつかの長さのパッチコードを用意して波長分散値を変化させた。PMF の長さに対応する波長分散値は、前項の実験系を使用して縮退 PSA として動作させた時のゲインスペクトルから推定した。その後、PMF の長さや光信号の条件 (シンボルレートと周波数) に依らず PSA 出力での光信号の OSNR が 23 dB (雑音帯域幅: 0.1 nm) となるように、VOA を用いて PSA への入力パワーを調整した。copier と PSA の構成は前項の実験系と同様である。PSA による増幅後は BPF で信号成分を抽出し、コヒーレント受信した。受信した信号はオフライン DSP によって復調した。復調はデータ支援アルゴリズムに基づいて、受信信号を実部と虚部の 2 つの実数に分解したものを入力とした 2×1 の AEQ を用いた^[291]。また、この 2×1 の AEQ によって 1 sample/symbol にダウンサンプルされた信号に改めて 2×1 の AEQ を適用した^[292]。この 2 つの AEQ により、I/Q レーン間のスキューや振幅インバランス、変調バイアスのずれなどによる送受信機特性に起因する信号歪みを一部補償した。最終的に出力されたシンボルを用いて、受信信号品質の評価として規格化 GMI (NGMI: normalized generalized mutual information)^{*1} を計算した。

^{*1} GMI を変調方式のエントロピー H を用いて規格化したもの。一般に状態数 M の変調方式に対して、 $\text{NGMI} = 1 - (H - \text{GMI}) / \log_2 M$ で表され、理想的な誤り訂正を仮定した場合の最大符号化率を表す。実際の FEC 方式を用いる場合でも、NGMI に対する要求符号化率を事前評価しておくことにより、エラーフリー複合が可能かどうかを判定するためのしきい値として用いられる。

NGMI は AEQ の出力におけるシンボル列から AWGN チャネルを想定してビット単位の対数尤度比を算出することで計算した^[293]。また、実験結果の妥当性の検証のために、実験と同じ条件の数値シミュレーションを行った。波長分散の付与などの基本的な計算は、4.5.2 項と同様である。

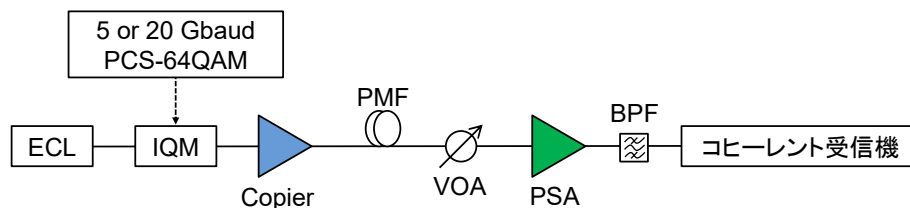


図5.6. 信号評価の実験系

図 5.7 は、残留波長分散下における信号周波数 194.0 THz の場合の 20 Gbaud および 5 Gbaud 信号の PSA 出力での光スペクトルを表す。式(5.1)によって計算される理論上のゲインスペクトルもこれらの図中に示している。図 5.7(a)および(d)に示す 0.92 ps/nm の残留波長分散の条件では、ゲインスペクトルは信号の帯域幅に対して十分平坦であるため、送信した光スペクトルが維持されている。図 5.7(b)および(e)に示す 2.81 ps/nm の残留波長分散下では、PSA のゲインスペクトル上に生じたリップルの影響で、20 Gbaud 信号は約 11 GHz の 3 dB 帯域幅に相当する通過帯域狭窄の影響を受けた。一方、同じ残留波長分散の条件でも、5 Gbaud 信号はシンボルレートが小さい分、帯域幅が狭いため、送信スペクトルを維持した。図 5.7(c)および(f)に示す 8.07 ps/nm の残留波長分散下では、20 Gbaud 信号はゲインリップルの影響を強く受けており、5 Gbaud 信号もわずかに通過帯域狭窄の影響を受けた。通過帯域狭窄を示した際の信号スペクトルは、いずれの場合も対応する残留波長分散条件下での理論的なゲインスペクトル形状と良好な一致を示した。

図 5.8 は、残留波長分散、シンボルレート、 Δf に対する NGMI の特性を示す。194.0 THz の場合では、20 Gbaud 信号は約 2 ps/nm から急速に劣化した。0.1 の NGMI ペナルティを基準とすると、5 Gbaud 信号は帯域幅が狭いため、残留波長分散の許容値は約 9 ps/nm まで向上した。193.1 THz の場合では、光信号は利得変化が緩やかな縮退周波数に近い周波数に位置するため、残留波長分散に対して高い耐性を示した。実験結果の傾向はシミュレーション結果とよく一致しており、PMF パッチコードを用いて模擬した波長分散値はある程度妥当であったと考えられる。シミュレーション結果より実験結果が悪い傾向にあるのは、OPLL の動作の安定性によるペナルティが生じたものと考えられる。これらの結果は、シングルキャリア伝送において高シンボルレート信号にはより精密な波長分散補償が必要であり、チャネル周波数は縮退周波数に近接させるべきであることを示している。一方で、WDM 信号を一括増幅する場合はその WDM 信号全域にわたってフラットな増幅特性が得られるよう、より高精度に波長分散を補償する必要がある。

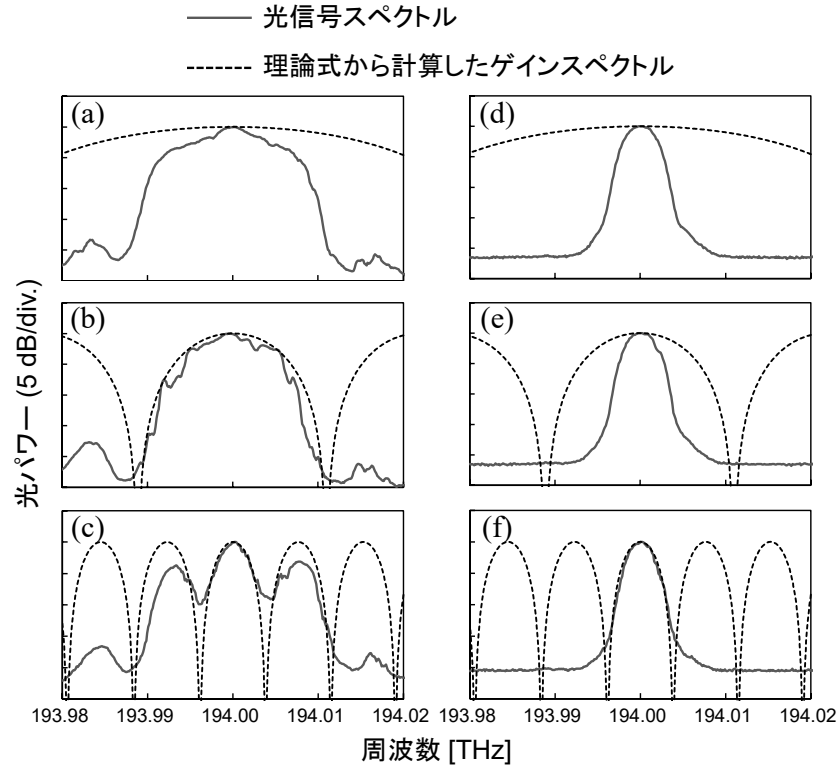


図5.7. 信号周波数 194.0 THz ($\Delta f = 1$ THz) の場合の PSA 出力での信号光スペクトルと理論式(5.1)から計算したゲインスペクトル (a)シンボルレート 20 Gbaud, 残留波長分散 0.92 ps/nm (b)シンボルレート 20 Gbaud, 残留波長分散 2.81 ps/nm (c)シンボルレート 20 Gbaud, 残留波長分散 8.07 ps/nm (d)シンボルレート 5 Gbaud, 残留波長分散 0.92 ps/nm (e)シンボルレート 5 Gbaud, 残留波長分散 2.81 ps/nm (f)シンボルレート 5 Gbaud, 残留波長分散 8.07 ps/nm

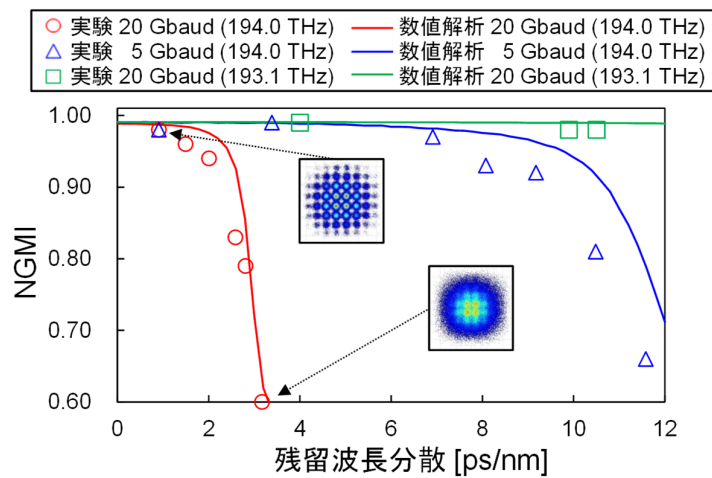


図5.8. 残留波長分散値, シンボルレート (信号帯域幅), 縮退周波数からの周波数差 (Δf) に対する NGMI 特性

5.2 高精度な残留波長分散推定手法の提案

フラットな増幅利得が得られる帯域幅は、広帯域 WDM 信号の一括位相感応増幅を実現する上で重要である。前章で述べたように、増幅帯域幅を拡張するには残留波長分散を正確に推定および補償する必要がある。しかし、ゲインスペクトルに影響する波長分散は copier によってアイドラ光を生成してから PSA に到達するまでの部分的な波長分散である。また、PSA を増幅中継器として利用する場合、増幅中継器間の部分的な波長分散が各 PSA で影響を及ぼす。一度 PSA を通過すると、PSA の位相回復効果により周波数領域の位相変化である波長分散はリセットされる。また、波長分散の測定点と実際の増幅点が異なる場合、例えば、OPA のアクセス可能な入出力点と実際の増幅媒質との間のファイバ経路によって波長分散が存在する等の場合は、補償精度が低下する。また、前述の通り THz 級の WDM 信号の増幅にはサブ ps/nm オーダーの非常に高い補償精度が要求される。以上の理由から、既存の測定器や、受信側 DSP での波長分散推定を用いる方法で PSA の動作に寄与する波長分散の正確な推定を実現することは困難である。

本節では、PSA のゲインスペクトルが波長分散に非常に敏感に作用することを逆に利用し、ゲインスペクトルの状態からシステムの残留波長分散を高精度に推定する手法を提案する。前節の方法などで取得したゲインスペクトル形状と、導出した理論式である式(5.1)を比較することで、PSA の増幅特性に実際に寄与する部分的な波長分散のみを推定することができる。なお本手法は、分散補償伝送路により大きな波長分散はラフに補償されており、ps/nm 程度以下のわずかな残留波長分散を推定の対象とすることを前提としている。

5.2.1 ゲインスペクトルの測定による残留波長分散の推定

図 5.9 に提案手法のイメージを示す。ゲインスペクトルから残留波長分散を推定するには、ゲインスペクトル上の山や谷のような特徴的な周波数を測定する。この周波数から、式(5.1)を用いることで、残留波長分散を逆算することができる。ゲインスペクトル上の山になっている周波数における位相は $\Delta\phi(f) - \phi_0 = n\pi$ (n は整数) であり、谷になっている周波数における位相は $\Delta\phi(f) - \phi_0 = n\pi/2$ である。任意の山や谷の周波数 f_a と f_p との間の周波数幅 B_m を用いることで、残留波長分散は以下のように計算される。

$$D = \frac{mf_p^2}{c(B_m^2 - \Delta f^2)} \quad (m=1,2,\dots) \quad (5.2)$$

$$D = \frac{mf_p^2}{2c(B_m^2 - \Delta f^2)} \quad (m=1,2,\dots) \quad (5.3)$$

式(5.2)はゲインスペクトルの山を使用した場合、式(5.3)は谷を使用した場合であり、 m は f_{PLL}

から数えて何番目の山（または谷）であるかを表す。PZT-PLL の動作により f_{PLL} では必ずゲインのピークが得られるため、この周波数を基準にすることで波長分散値を計算することができる。簡単のため、波長分散スロープ（三次分散）は無視しているが、もし波長分散スロープが問題になる場合は、複数のピークから波長分散値を推定して線形近似を行うことで、波長分散スロープを含んだ相対位相スペクトルを推定することができる。この方法で、波長分散を高精度に推定することができ、推定値に基づいて可変 DCM を制御することで、波長分散の補償および広帯域な一括位相感応増幅を実現できる。

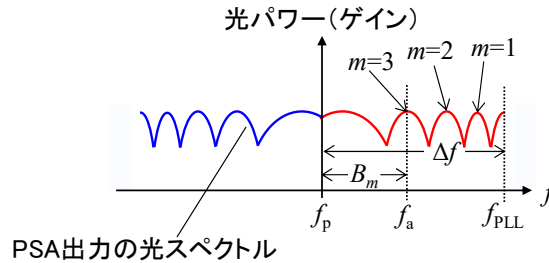


図5.9. PSA のゲインスペクトル形状から残留波長分散値を推定する提案手法の概念図

この手法の原理実証のための実験を行った。基本的な実験系は図 5.3 と同一であり、推定した残留波長分散値を用いて補償を行うための DCM として、LCOS (liquid crystal on silicon) 型空間光変調器 (SLM: spatial light modulator) による光プログラマブルフィルタ^[294]を copier の直後に配置した。CW の周波数 ($=f_{PLL}$) は 194.0 THz に設定した。SLM は入力光の位相を周波数領域で変調することができ、これによって波長分散によって生じる相対位相差を補償する。この変調の周波数方向の分解能は 0.1 GHz だった。図 5.10 は、PSA の出力における光スペクトルを表す。波長分散推定には 193.57 THz 付近のピーク ($m=4$) を使用し、推定された残留波長分散値は 0.92 ps/nm であった。5.1.2 項での実験値 (0.68 ps/nm) よりも波長分散値が増加したのは、SLM の挿入による。また、スペクトルが約 3.5 THz の帯域幅で途切れているのは、本実験で用いた SLM の動作帯域幅による。この推定値を用いて SLM によって波長分散補償を行うことで、SLM の動作帯域幅である 3.5 THz にわたって変動幅 1 dB 以内の平坦な増幅特性を得ることができた。3.5 THz の帯域で 1 dB の利得変動を生じるのは、式(5.1)を用いて推定するとおよそ 0.02 ps/nm の残留波長分散値に対応する。したがって、提案手法によってシステム内の残留波長分散を 0.02 ps/nm 程度のオーダーで推定し補償することができた。この 0.02 ps/nm という数値を SSMF の長さに換算すると約 1 m であり (C 帯で 17 ps/nm/km を想定)、提案手法はメートルオーダーのパッチコードの波長分散を正確に推定できることが示された。なお、推定に使用するピークを $m=1$ から 6 まで変化させた場合の推定値は 0.92 ± 0.005 ps/nm であり、どのピークを用いても推定誤差 (0.02 ps/nm) よりも小さな変動で推定できることが確認された。これらの結果は、提案手法によって PSA のゲインに影響する残留波長分散値のみをサブ ps/nm オーダーで推定し補償することで

WDM 信号の広帯域一括位相感応増幅が実現可能であることを示唆する。なお、本実験では光スペクトルの測定は 0.1 nm の分解能で行ったが、残留波長分散値が大きくなるほどリップルが微細化するため、高分解能な光スペクトルの測定が必要となる。

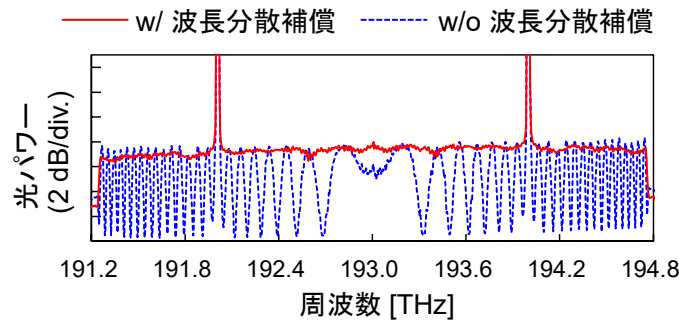


図5.10. 波長分散の補償前後での PSA の出力光スペクトル

5.2.2 WDM 信号を用いた信号評価

次に、193.1–194.0 THz の帯域で 100 GHz 間隔で多重された 10 チャンネルの WDM 信号の一括増幅を、提案手法によって波長分散補償を行った系で実施した。実験系を図 5.11 に示す。送信機では、10 個の LD アレイからの CW 光を AWG で束ねた後、IQM を用いて単一偏波 20 Gbaud PCS-64QAM 信号で一括変調した。PSA への入力光パワーは -35 dBm/ch. に設定した。PSA では、Ch. 1 (193.1 THz) を抽出して PZT-PLL のモニタとして使用した。すなわち、 $f_{\text{PLL}} = 193.1$ THz であった。PSA によって一括増幅された WDM 信号の中から、1 チャンネルを波長可変 BPF で選択的に抽出し、コヒーレント受信した後に 5.1.3 項と同様のオフライン DSP で復調した。

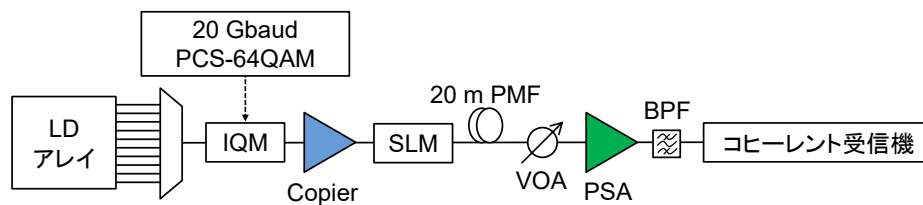


図5.11. 10 チャンネル WDM 信号の評価のための実験系

図 5.12 はそれぞれ PSA の入力スペクトル、SLM による残留波長分散補償を行わなかった場合の出力スペクトル、残留波長分散補償を行った場合の出力スペクトルを表す。PSA の入力におけるチャンネル間の元々のパワー差は 1.3 dB 以内であった。波長分散補償無しの出力スペクトルでは、PSA のゲインリップルにより 10 dB を超えるチャンネル間のパワー差が

観測された。各チャネルの出力パワーの傾向は、式(5.1)から計算される理論的なゲインスペクトルの形状（図 5.12(b)中の破線）とよく一致した。図 5.12(c)に示すように、波長分散補償によりスペクトル変動は 2 dB 以内に抑制された。

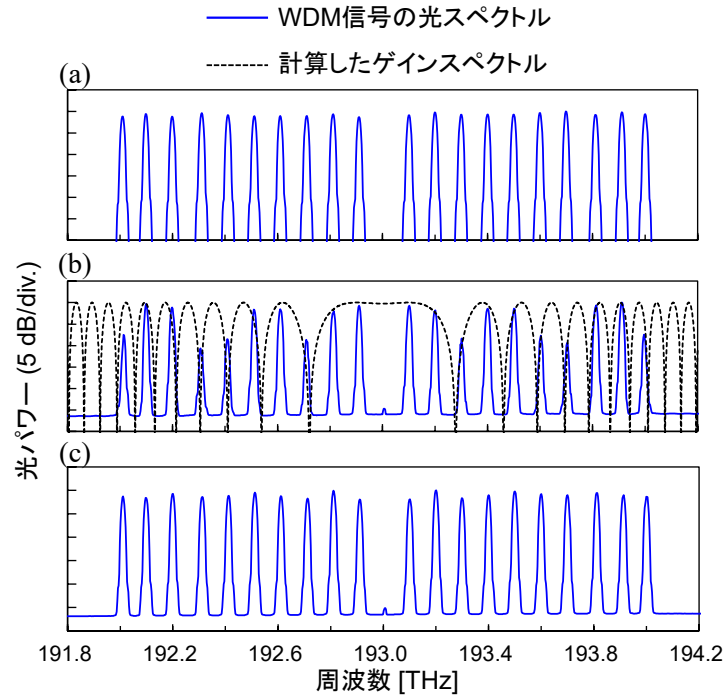


図5.12. WDM 信号評価実験の光スペクトル測定結果 (a) PSA の入力光スペクトル (b) PSA の出力光スペクトルと理論的なゲインスペクトル（波長分散補償なし） (c) PSA の出力光スペクトル（波長分散補償あり）

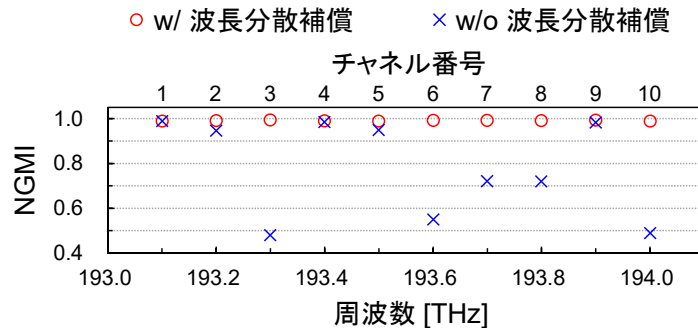


図5.13. 波長分散の補償前後での NGMI のチャネル依存性

図 5.13 は NGMI のチャネル依存性を示す。波長分散補償無しの場合、いくつかのチャネルでは良好な品質が確認されたが、ゲインリップルにより NGMI は均一ではなかった。信号品質と光スペクトル上の増幅利得の関係は概ね一致していた。ただし、193.8 THz の Ch. 8

は光スペクトル上では強く増幅されているように見えたが、NGMI は劣化していた。理論的なゲインスペクトルを確認すると、Ch. 8 はリップルの端に位置していることが分かる。そのため、Ch. 8 は平均的には大きな増幅利得を得ていたものの、帯域狭窄を受けていたと考えられる。一方で、提案手法によって波長分散を補償した場合の結果では、全チャネルにわたって良好かつ均一な NGMI 特性を確認できた。以上より、提案手法によって残留波長分散を正確に推定し補償することで過剰な信号劣化のない広帯域 WDM 信号の一括位相感応増幅が実現可能であることが確認できた。

5.2.3 WDM チャネル間のゲイン差を用いた推定方法

光ファイバの波長分散は環境温度などによってわずかに変化する。例えば文献^[295]では、20 K 程度の温度変化で 1 km あたり 0.01 ps/nm の波長分散の変化があることが報告されている。光ファイバスパンが 100 km であるとすれば、この変化は 1 ps/nm にのぼり、PSA の増幅特性には有意に影響するオーダーとなる。そのため、PSA の増幅特性を維持するには変化する波長分散を適応的に補償する必要がある。つまり、システムの運用中にも波長分散をリアルタイムに適宜モニタできる必要がある。しかし、ここまで説明した方法は波長分散の推定に広帯域なプローブ光を必要とするため、システム運用中の測定には不向きである。そこで本項では提案手法の拡張として、WDM チャネル間のゲイン差を利用した波長分散推定手法を提案する。各チャネルのゲインは PSA の入出力光パワーを測定することで得られる。PSA では光信号とポンプ光間の位相同期のために増幅前後で信号を分岐する必要があるため、このようなゲインの測定は自然に実現可能である。

本手法では f_{PLL} のチャネルのゲイン G_{PLL} と任意の周波数 f_a のチャネル間のゲイン G_a を使用する。このゲインの比 G_R を以下のように定義する。

$$G_R \equiv \frac{G_a}{G_{\text{PLL}}} \quad (5.4)$$

ここで、 f_{PLL} でのゲインは OPLL の動作によって必ず同相成分ゲイン G_1 となることを考えると、 G_a は式(5.1)から、

$$G_a = G_{\text{PLL}} \cos^2 [\Delta\phi(f_a) - \phi_0] + \frac{1}{G_{\text{PLL}}} \sin^2 [\Delta\phi(f_a) - \phi_0] \quad (5.5)$$

と表すことができる。これらを用いると G_R は、

$$G_R = \frac{G_{\text{PLL}}^2 + 1}{2G_{\text{PLL}}^2} + \frac{G_{\text{PLL}}^2 - 1}{2G_{\text{PLL}}^2} \cos \left[\frac{2\pi Dc}{f_p^2} \left\{ (f_a - f_p)^2 - \Delta f^2 \right\} \right] \quad (5.6)$$

と整理することができる。この式を変形することで、残留波長分散 D を以下のように求めることができる。

$$\begin{aligned}
D &= \frac{f_p^2}{2\pi c \left\{ (f_a - f_p)^2 - \Delta f^2 \right\}} \cos^{-1} \left[\frac{(2G_R - 1)G_{\text{PLL}}^2 - 1}{G_{\text{PLL}}^2 - 1} \right] \\
&\approx \frac{f_p^2}{2\pi c \left\{ (f_a - f_p)^2 - \Delta f^2 \right\}} \cos^{-1} [2G_R - 1] \quad \because G_{\text{PLL}} = G_t \gg 1
\end{aligned} \tag{5.7}$$

また, $\cos$ の周期性から推定可能範囲を以下のように定義することができる.

$$D^2 < \frac{f_p^4}{4c^2 \left\{ (f_a - f_p)^2 - \Delta f^2 \right\}^2} \tag{5.8}$$

すなわち, f_a が f_{PLL} に近いほど推定可能範囲は拡大する. 次に, 波長分散値が式(5.8)の範囲外である場合について考える. 波長分散値が測定範囲内である場合, 推定値に基づいて波長分散補償を行った後に同様の測定を行うと, G_R は 1 となるはずである. 一方で, 波長分散値が測定範囲を超えると推定値が不正確となり補償が正しく行われず, 波長分散補償後の G_R は 1 にはならない. この時の波長分散値は次のように表される.

$$D = \frac{f_p^2}{2\pi c \left\{ (f_a - f_p)^2 - \Delta f^2 \right\}} \left(\cos^{-1} [2G_R - 1] - n\pi \right) \quad (n = \dots, -1, 0, 1, \dots) \tag{5.9}$$

したがって, n を変更して補償後の G_R が 1 となる波長分散値を探索することで, 正しい波長分散値を推定することが可能である. また, 条件によっては誤った n で G_R が 1 に近づいてしまうケースも考えられるが, この計算を複数のチャンネルに対して行い平均的な G_R を計算することで正しい波長分散値を見つけることができる.

本手法の原理実証のため, 前項と同様の WDM 増幅実験を実施した. ただし, 信号評価は行わず, PSA への入力は無変調の CW 光を 100 GHz 間隔で配置したものである. PSA 前後の実験系を図 5.14 に示す. なお, PSA 前後以外の部分は図 5.11 と同一である. PSA の入力では 50% カプラによって信号光を分割し, パワーメータで光パワーを測定した. 出力でも同様に光パワーを測定し, 入力と比較することでゲインを算出した. 光スイッチはパワーメータへの入力を PSA 入力とするか PSA 出力とするかを選択するために使用した. パワーメータへの入力の前には 20 GHz 帯域幅の波長可変 BPF を用いて, f_{PLL} (193.1 THz) または f_a (193.2 THz) のチャンネルを選択的に抽出した. f_{PLL} における PSA 入出力の測定パワーはそれぞれ -35.9 dBm および -16.6 dBm であり, f_a ではそれぞれ -35.2 dBm および -17.7 dBm であった. この結果から G_R は 0.66 と計算され, 残留波長分散値は 0.89 ps/nm と推定できた. 図 5.15 はそれぞれ PSA の入力スペクトル, SLM による残留波長分散補償を行わなかった場合の出力スペクトル, 推定結果に基づいて残留波長分散補償を行った場合の出力スペクトルを表す. 推定値を用いて補償を行うことにより, 補償前は 15 dB 程度だった出力パワーのばらつきが 3 dB 以下に抑制された. これにより, 本手法の基本動作が確認された.

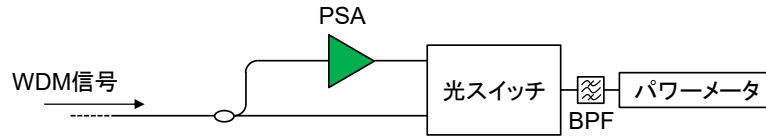


図5.14. チャネル間ゲイン差を用いた波長分散推定手法の実証実験に用いた実験系（PSA 部までの実験系は図 5.11 と同一）

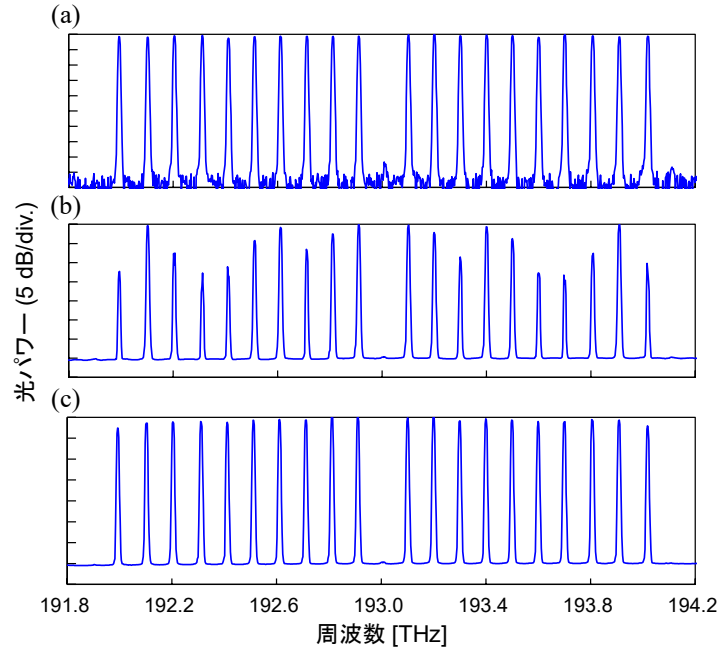


図5.15. チャネル間ゲイン差を用いた波長分散推定手法の実証実験における光スペクトルの測定結果 (a) PSA の入力光スペクトル (b) PSA の出力光スペクトル（波長分散補償なし） (c) PSA の出力光スペクトル（波長分散補償あり）

上記の実証実験では光パワー（ゲイン）測定用の BPF の帯域幅は 20 GHz とした。しかしながら、波長分散の推定精度は G_R の測定精度、すなわち、 f_{PLL} と f_a の周波数における光パワーの測定精度に依存する。BPF の帯域幅が広ければ f_{PLL} や f_a 周辺のゲインリップルの影響がパワーメータでの測定結果に影響するようになるため、本手法の推定精度は BPF の帯域幅に依存すると考えられる。そこで、本手法の推定精度の BPF 帯域幅依存性を数値シミュレーションにより評価した。入力光は周波数に隙間のない平坦なスペクトル分布を持つ WDM 信号と仮定した。ゲインスペクトルは式(5.1)を用いて 1 MHz の分解能で計算した。PSA の最大ゲイン G_1 は 20 dB に設定し、BPF の帯域幅を 0.1 GHz 刻みで 0.1–100 GHz で変化させた。BPF の通過帯域形状は理想的な矩形帯域と仮定した。実験と同様に、 f_{PLL} は 193.1 THz とし、 f_a は 100 GHz 間隔の 10 チャンネルの WDM 信号を想定して 193.2–194.0 THz の範囲で 100 GHz 刻みで変化させた。残留波長分散値が 0.1, 0.5, 0.9 ps/nm の場合について波長分散推定を実施した。

図 5.16 に各残留波長分散値および f_a に対する推定エラー率 ε のシミュレーション結果を示す。ここで、 ε は以下のように計算した。

$$\varepsilon = \frac{|D_T - D_M|}{D_T} \quad (5.10)$$

ここで D_T と D_M はそれぞれ波長分散の真値と測定値である。一部の f_a については式(5.8)で示される測定範囲が狭くなるため、測定範囲を超えたと思われるエラー率 5%以上の結果はグラフから除外した。結果から、BPF 帯域幅の拡大に伴い推定精度が低下することが確認された。0.1 ps/nm の場合、 $f_a = 193.8$ THz の結果は他の結果と大きく乖離したが、これは測定可能範囲を超えたためである。また、最も良い推定精度は $f_a = 193.6$ THz で得られた。どの周波数で最も良い推定精度が得られるかは、各周波数がゲインスペクトル上のどこに位置しているかに依存するため、波長分散の量によって変化すると考えられる。一方で、BPF 帯域幅が 30 GHz 未満の場合にはエラー率は概ね 1%未満であることが確認された。波長分散が大きい場合、縮退周波数 f_p から離れたチャンネルを推定に用いると、式(5.8)に示す推定可能範囲を超えるため、多くの周波数で推定誤差が 5%を超えるようになった。

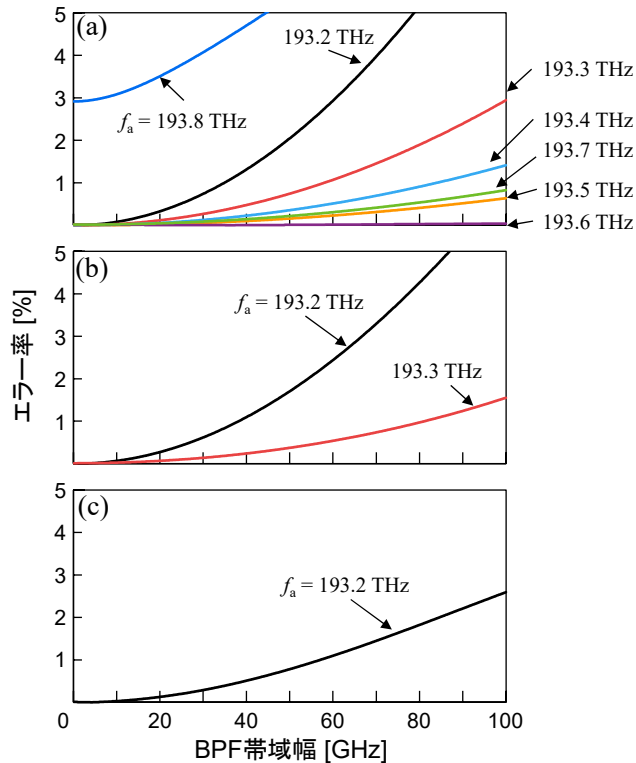


図5.16. BPF の帯域幅と推定エラー率の関係のシミュレーション結果 (a) $D = 0.1$ ps/nm
(b) $D = 0.5$ ps/nm (c) $D = 0.9$ ps/nm

最後に、推定対象が推定可能範囲を超えるケースをシミュレーションした。残留波長分散が推定可能範囲を超える場合、式(5.9)に従って $n\pi$ の補正項を導入し n をスイープすることで波長分散を推定できる。波長分散の補正後、各 WDM チャンネルを用いて求めた G_R の平均が 1 に最も近くなる n に対応する波長分散が正しい残留波長分散値である。前項のシミュレーションと同条件でこの計算を実施した。シミュレーションの条件は $f_a = 193.3$ THz, $D = 1.00$ ps/nm である。ゲイン測定用の BPF の帯域幅は 10 GHz に設定した。平均 G_R は f_{PLL} のチャンネルとその他全チャンネル間の各 G_R を用いて計算した。図 5.17 に各 n における推定波長分散値と平均 G_R の関係を示す。 $n = 0$ では補正後の平均 G_R が 0.68 であったため波長分散が推定可能範囲を超過したことがわかる。計算結果から、 $n = 2$ の場合において平均 G_R は 1 に最も近くなった。また、 $n = 2$ での推定波長分散値は 1.00 ps/nm であり、真値と一致した。以上より、推定対象が推定可能範囲を超える場合でも掃引測定により正しい残留波長分散値を推定できることが確認された。本手法は前項までで述べたような特別なプローブ光を必要とせず、システム運用中にも波長分散の測定を行うことができる。ただし、ここまで述べたように測定に用いる BPF の帯域幅や補正項などのパラメータの調整を事前に行う必要がある。

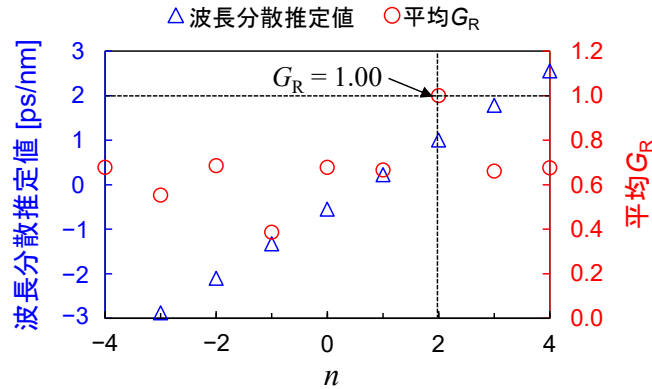


図5.17. n の掃引測定のシミュレーション結果

5.3 20 チャンネル 96 Gbaud 信号の C 帯一括位相感応増幅伝送実験

前節までは ND-PSA における波長分散の影響の調査と、高精度な波長分散推定を実現する提案手法の基本的な動作実証および特性評価を行った。本節では、提案手法を用いて実際に広帯域位相感応増幅伝送の実証実験を行う。これまで WDM 信号の一括位相感応増幅伝送実験としては、1 バンド相当 (約 4 THz) の帯域を利用した実証はなされていなかった。そこで本節では、2 THz の帯域の WDM 信号を用いて、シグナルとアイドラの帯域の合計で 4 THz となる位相感応増幅伝送の実証を目的とする。

5.3.1 波長分散補償の周波数分解能の影響

本節の実験では前項までの実験と同様に SLM を用いた波長分散の補償を行う。SLM による波長分散補償は微小な位相をコンピュータ制御により高精度かつ適応的に行うことができるため、環境温度などの要因で波長分散が微小に変化しても提案手法による推定結果に基づいて補償量を変更することができる。SLM を用いて波長分散を補償する際には、入力光は SLM に入射する前に回折格子で分光される。その後、SLM で各周波数成分に対して位相変調を行う。SLM は正方形の画素構造を持つため、スペクトル上の位相変調は量子化される。残留波長分散値が大きい場合にはより急峻な傾きの位相変化を補償しなければならず量子化誤差が大きくなるため、SLM には高い周波数分解能が求められる。そのため、SLM の分解能に応じて、RDF や FBG などの連続的に位相を補償できる他の手段を用いて、大きな波長分散を抑圧しておく必要がある。言い換えれば、波長分散補償において SLM による補償の割合が大きいほど、量子化誤差が大きくなる。

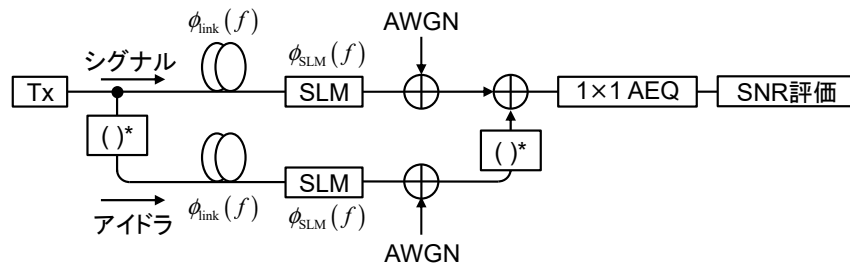


図5.18. 波長分散補償の量子化誤差の影響を評価するためのシミュレーションモデル

そこでまず、4 THz の位相感増幅を実現するためにどれだけの精度で波長分散を抑圧しておく必要があるかを定量化するために、数値シミュレーションで考察を行った。シミュレーションモデルを図 5.18 に示す。信号光とアイドラ光は独立に計算し、最後に足し合わせることで位相感応増幅を模擬した。 f_p は 194.0 THz に設定した。信号の変調フォーマットは 32 Gbaud または 96 Gbaud の 16QAM とした。信号は 4 倍にオーバーサンプリングした。 f_p と信号の周波数差 Δf は 1 THz または 2 THz に設定した。信号光とアイドラ光はそれぞれ $194.0 - \Delta f$ と $194.0 + \Delta f$ に配置され、分散マネジメント伝送リンクにおける残留波長分散を模擬する D_{link} を与えた。 D_{link} によって生じる周波数依存の位相変調 $\phi_{\text{link}}(f)$ は周波数配置に基づいて計算し、FFT を介して周波数領域で適用した。その後、SLM による波長分散補償を行った。SLM による位相変調 $\phi_{\text{SLM}}(f)$ は、所定の分解能で量子化された $-\phi_{\text{link}}(f)$ とした。波長分散補償後、信号光とアイドラ光にはそれぞれ AWGN を加えた。AWGN の大きさは、CD 補償が理想的に行われた場合に信号復調後の SNR が 16 dB となるように設定した。最終的に、信号光とアイドラ光の位相共役を足し合わせ、1×1 の AEQ で復調した。SLM の周波数分解能は 0 から 10 GHz まで 0.1 GHz 刻みで変化させた。また、 D_{link} は 0 から 10 ps/nm まで

0.2 ps/nm 刻みで変化させた。位相変調を行う周波数領域における解析領域の周波数ステップは、シンボルレートによらず 0.1 MHz になるよう設定した。SLM の分解能と残留波長分散による信号品質のペナルティは、復調後のシンボルの分散から SNR を計算し、16 dB からの劣化量で評価した。負の波長分散のゲインスペクトルへの影響は正の波長分散の場合と同じであるため、計算は正の波長分散のみに対して行った。

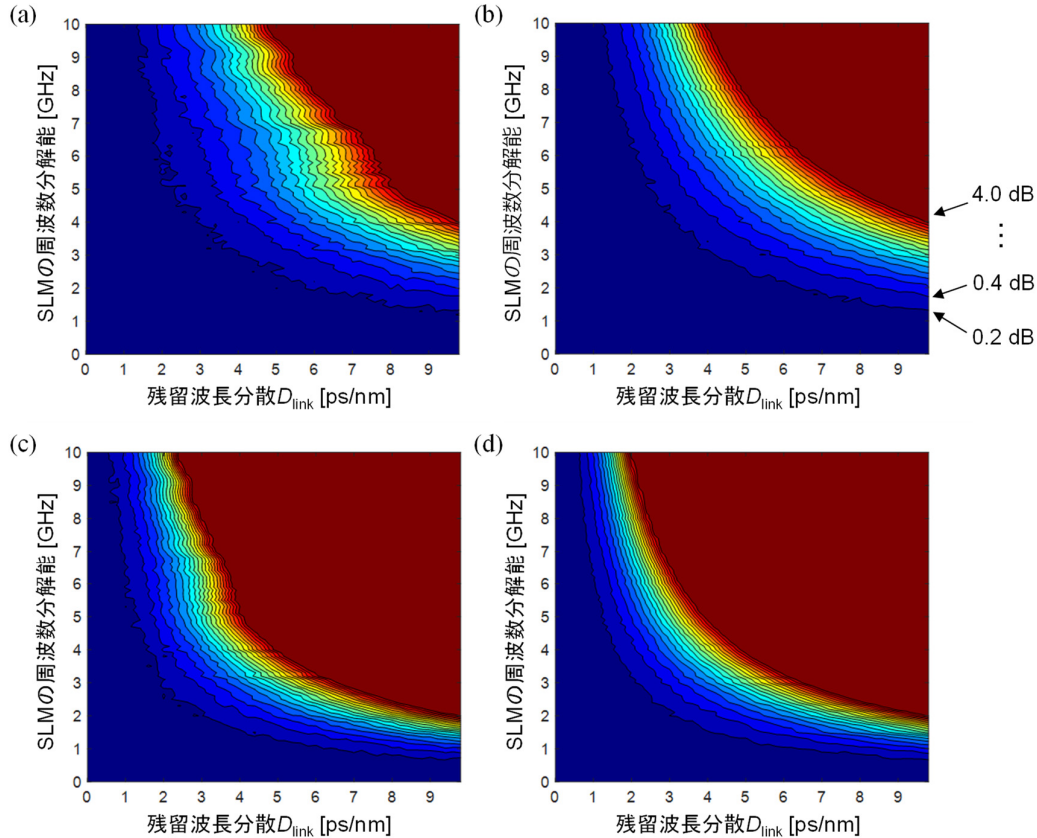


図5.19. SLM の周波数分解能とシステムの残留波長分散値に対する SNR ペナルティの計算結果（等高線の間隔は 0.2 dB で、各グラフの右上の塗りつぶしの領域は 4.0 dB 以上のペナルティを示す）
 (a) 32 Gbaud 16QAM 信号 ($\Delta f = 1$ THz), (b) 96 Gbaud 16QAM 信号 ($\Delta f = 1$ THz), (c) 32 Gbaud 16QAM 信号 ($\Delta f = 2$ THz), (d) 96 Gbaud 16QAM 信号 ($\Delta f = 2$ THz)

図 5.19 に SNR ペナルティのシミュレーション結果を示す。SLM の周波数分解能が粗いほど、伝送路構成による波長分散マネジメントをより正確に行う必要があることが確認できる。また、チャンネルが f_p から遠いほど、すなわち WDM 信号の帯域幅が広いほど、より正確な波長分散マネジメントが必要となる。同じ周波数配置の結果では、0.2 dB ペナルティの等高線はシンボルレートによって大きな差はなかったものの、広帯域な信号では量子化誤差による位相ジャンプのゲインスペクトル上の影響が平均化されるため、96 Gbaud 信号の等高線は 32 Gbaud 信号のものよりも滑らかであった。本節の伝送実験で使用する SLM の

周波数分解能は 1 GHz である。 f_p から 1 THz 離れたチャンネルでは、0.1 GHz の分解能に対して残留波長分散が 10 ps/nm を超えても SNR ペナルティは約 0.1 dB であった。しかし、2 THz 離れたチャンネルでは、7.0 ps/nm 程度の残留波長分散で 0.2 dB の SNR ペナルティが生じた。したがって、次項の 2 THz 帯域の WDM 伝送実験では、伝送路構成による連続的な補償手段によって、残留波長分散を 7.0 ps/nm 以下程度まで低減する必要があることが分かった。

5.3.2 80 km 位相感応増幅伝送の実験系

図 5.20 に 96 Gbaud 20 チャンネル WDM 信号を用いた PPLN 型 ND-PSA による 80 km シングルスペクトル伝送の実験系を示す。前節まではポンプ光の周波数同期に SFG によるキャリア回復と OPLL を用いたが、本実験ではパイロット光を用いた OIL を利用した。測定チャンネル以外のダミーチャンネルは DFBL アレイからの CW 光を AWG で合波し 96 Gbaud PCS-64QAM で一括変調して生成した。チャンネル間隔は 100 GHz であり、周波数範囲は 191.95–193.95 THz (1545.72–1561.82 nm) とした。同一信号パターンで一括変調されたチャンネルを波長分散によって無相関化するために、20 km の SSMF を通過させた。測定チャンネルには線幅 10 kHz 以下の波長可変 ECL を使用し、ダミーチャンネルとは異なるパターンの 96 Gbaud PCS-64QAM 信号で変調した。PCS-64QAM のエントロピーは 5.285 bit である^[285]。測定チャンネルとその他の WDM チャンネルは 10% カプラで合波した。なお、本実験で用いる信号は単一偏波信号であるため、WDM チャンネルは無相関化のための SSMF を通過した後に PC で被測定信号と偏波面を合わせて合波した。測定チャンネルの周波数に対応するダミーチャンネルは消光し、測定チャンネルの周波数を変更することですべてのチャンネルの測定を行った。

copier は前項までと同じ PPLN 型の OPA を使用している。本実験で使用した PPLN の縮退周波数は 194.0 THz (1545.32 nm) だった。基本ポンプ光には線幅 10 kHz 以下の ECL を用いた。PSA 部で OIL を行うためのパイロット光として、基本ポンプ光を 10% カプラでタップしたものを copier の出力で WDM カプラを用いて信号光に合波した。高精度波長分散補償のための SLM (周波数分解能: 0.1 GHz) はこの WDM カプラの前に配置した。

WDM 信号とパイロット光は、それぞれ -14.3 dBm/ch. と -18.0 dBm で 80.3 km の分散マネジメント伝送路に入力した。伝送路は 56.7 km の SSMF と 23.6 km の RDF で構成されている。図 5.21 は伝送路の伝送損失と残留波長分散の周波数依存性を市販の分散測定器で測定した結果を示す。伝送損失は 19 から 20 dB であった。2.2.2 項で述べたように、シグナルとアイドラの間にはパワー差があると、PSA の実効 NF が劣化するため、copier 内の SLM を用いて周波数上のパワー分布を調整し、伝送路の出力でのパワーが均一になるよう予等化した。また、2.2.3 項で述べた雑音の無相関化のためには、伝送損失を 20 dB と仮定すると、PSA への入力パワー (受信パワー) は -35 dBm/ch. 以下である必要がある。送信パワーを -14.3 dBm/ch. に設定することで、伝送路および各コンポーネントの損失を受けた PSA 部の入力地点での WDM 信号の光パワーは -35 dBm/ch. 以下であった。RDF は高次分散を含む

波長分散を広く補償し、残留波長分散は WDM 信号の周波数範囲で -2 から -1 ps/nm 程度だった。図中のマーカープロットが測定器での測定値を表すが、 0.1 ps/nm オーダーの測定ばらつきを持つことが分かる。前節までの考察より、この程度の推定誤差であっても THz 級の位相感応増幅を実現するためには有意な影響を及ぼすため、提案手法による推定が必要となる。前項の考察から、この残留波長分散値では、本実験で用いた 1 GHz の周波数分解能を持つ SLM は、 2 THz の WDM 信号に対して PSA 後の信号品質の過剰劣化なしに波長分散を補償できる。伝送路の前後には PC を配置し、単一偏波動作の PSA 部への入力が入が TM 偏光のみになるように調整した。この調整は、伝送路の後段に配置した PBS の TE 偏光成分の出力をモニタし、そのモニタ値が最小となるように PC を調整することで行った。

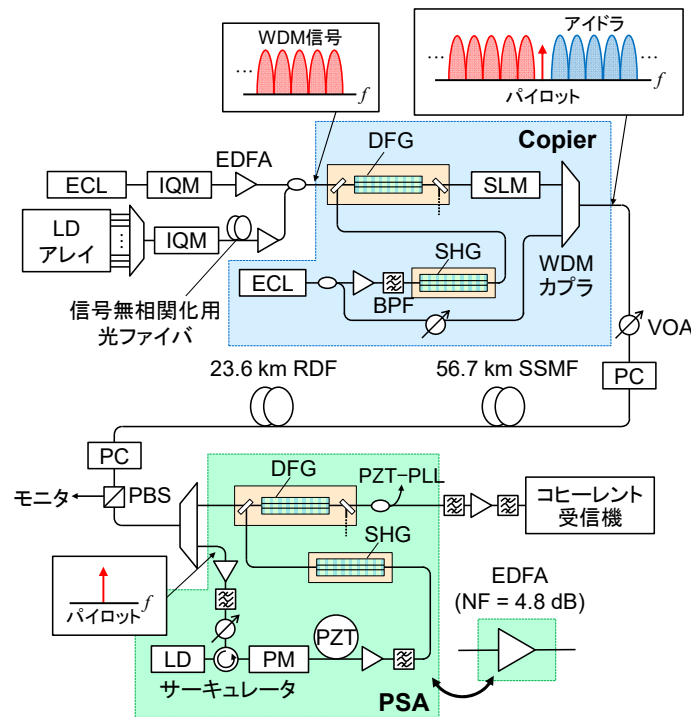


図5.20. 4 THz (シグナル+アイドラ) WDM 信号の 80 km 位相感応増幅伝送の実験系

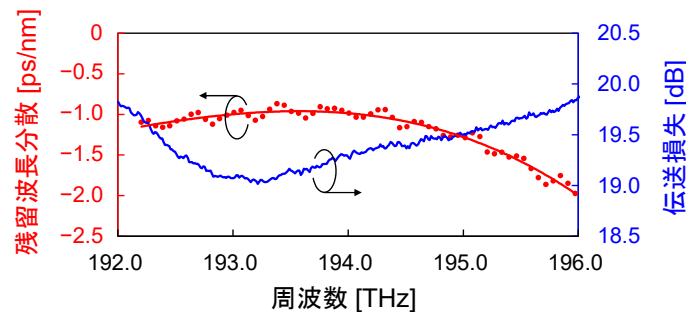


図5.21. 80 km 分散マネジメント伝送路の伝送損失と残留波長分散スペクトル (残留波長分散のマーカは市販測定器による測定値を表し、実線は多項式近似を表す)

PSA 部の入力では、OIL によって PSA 部のポンプ光をパイロット光に同期するために、WDM カプラを用いてパイロット光を WDM 信号から分離した。パイロット光は EDFA で増幅され、BPF で増幅に伴う ASE を除去し VOA でパワーを調整した後、光サーキュレータを介して -15 dBm のパワーで PSA 部のポンプ光源となる LD に入力した。この OIL により、LD の動作周波数はパイロット光に同期される。この LD のフリーラン動作時の線幅は約 800 kHz である。同期したポンプ光は、位相ドリフト補償を行う PZT-PLL を動作させるための 1 MHz のディザ信号で位相変調し、PZT を通過し、高出力 EDFA で増幅された後、SHG で二次高調波に変換された。PZT-PLL は PSA の出力を 10% カプラでタップし、193.5 THz のチャンネルを BPF で抽出してモニタすることで動作させた。PSA 部の増幅利得は約 20 dB であった。PSA の雑音特性を評価するために、図 5.20 の緑枠で示した PSA 部を、PSA と同じ増幅利得で動作させた EDFA (NF: 4.8 dB) に置き換えた測定も実施した。EDFA を用いた測定では、SLM の位相変調を除き、copier も含んで PSA を用いた場合と同様の送信機構成を使用した。前述のように、本実験条件では信号品質に対して受信側の光増幅器の雑音が十分に支配的であり、copier を含む送信側で付与された雑音は信号品質にほとんど影響を与えていない。また、光ファイバへの入力パワーは低く、光ファイバの非線形性の影響も非常に小さいと考えられる。そのため、受信の光増幅器に PSA を用いた場合と EDFA を用いた場合との比較は、これらの間の NF を直接比較していることになる。

PSA または EDFA によって増幅された WDM 信号の内、BPF で測定チャンネルを抽出した。その後、EDFA で増幅し、90 度光ハイブリッド、4 つの BPD、4 チャンネルデジタルオシロスコープで構成される偏波ダイバーシティのコヒーレント受信機で受信した。BPD の帯域幅は 70 GHz で、デジタルオシロスコープのサプリングレートは 200 Gsample/s、アナログ帯域は 70 GHz だった。受信信号はオフライン DSP で復調した。オフライン DSP は時間領域の複素 8×1 AEQ^[285]*2 と 64 シンボルごとに挿入されたパイロットシンボルを用いた二次デジタル PLL による CPR^[286]を用いた。AEQ はトレーニングシンボルによるデータ回復 LMS アルゴリズムによって初期収束させた後、DD-LMS アルゴリズムによって更新した。信号品質は復調したシンボルの NGMI と SNR を算出することで評価した。受信信号のネットビットレート*3は以下のように計算される。

$$C = B(1 - R_p)\{H_{2D} - (1 - R_c)\log_2 M\} \quad (5.11)$$

B はシンボルレート、 R_p はパイロットシンボルの挿入率（ここでは $1/64$ ）、 H_{2D} は PCS-QAM 信号の 2 次元 (I/Q) 上のエントロピー、 R_c はエラーフリーとなるのに必要な誤り訂正符号化率、 M は QAM 信号の状態数を表す。FEC 方式として DVB-S2 方式^[296]で採用されている低密度パリティ検査符号 (LDPC: low-density parity check code) と BCH 符号を接続した構成

*2 単一偏波の信号を使用した。偏波ダイバーシティのコヒーレント受信機で受信しているため、受信された二つの直交偏波成分を使用して復調している。

*3 誤り訂正や復調のためのパイロットシンボルを除いた正味の伝送ビットレート。

を想定すると、NGMI が 0.857 の受信信号に対して必要な符号化率は 0.826 となることが示されている^[263]。したがって、0.857 以上の NGMI に対して、400 Gbps (400.77 Gbps) のネットビットレートが得られる。また、図 5.22 に本実験で使用した送受信機を直接接続した際の OSNR-SNR 特性を示す。理論的には OSNR が改善するほど SNR も大きくなるが、実際には送受信機内の雑音や DSP の特性などによって SNR はあるところで飽和する。この特性を用いることで、復調した信号の SNR から送受信機特性を差し引いた OSNR に変換することができ、PSA と EDFA の雑音特性の比較をより正確に行うことができる。

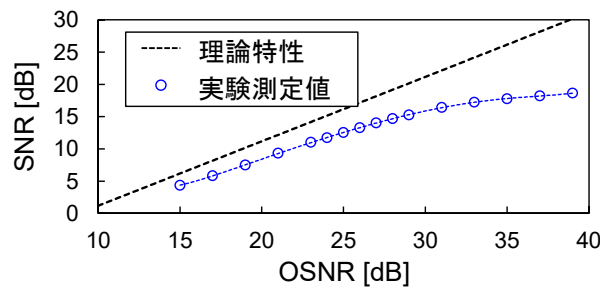


図5.22. 送受信機を直接接続（Back-to-back）した時の OSNR-SNR 特性

5.3.3 実験結果

図 5.23 は SLM による波長分散予等化を行わなかった場合の、PSA の入力（伝送路の出力）および出力の WDM 信号のスペクトルを示す。PSA の入力スペクトルは伝送路の後ろの PBS の入力で測定されたものである。分散マネジメント伝送路のわずかな残留波長分散に起因するゲインリップルが、WDM 信号のスペクトルに生じていることが確認できる。図 5.24 はこのゲインリップルから提案手法を用いて推定した相対位相差を表す。ゲインリップルの各ピークを用いてそれぞれ波長分散値を推定し、それらを線形補間することで波長分散スペクトルを求め、3 次分散を含んだ相対位相差を計算した。平均残留波長分散は +0.334 ps/nm であった。図 5.21 の測定器による測定結果との違いは、伝送路以外の構成部材およびそれらを接続するためのパッチコードに起因する。この算出された相対位相差の逆特性を SLM の位相変調にフィードバックし残留波長分散補償を実施した。図 5.25 は受信側の PSA および EDFA による増幅後の WDM 信号スペクトルを示す。提案手法による推定値に基づく高精度な波長分散補償により、ゲインリップルのない 4 THz (アイドラ帯域を含む) の広帯域位相感応増幅が実現された。図 5.25(b)および(c)の拡大図から、PSA の場合と EDFA の場合の雑音フロアの差分は 191.5 THz 付近で 8.1 dB, 194.0 THz 付近で 8.8 dB であった。本実験で用いた PSA は単一偏波構成であり、TM 偏光の雑音のみを出力する。一方で、EDFA は無偏光の ASE ノイズを出力する。そのため、測定された光スペクトル上では、雑音フロアに信号品質とは無関係の 3 dB の差が生じる。これを考慮すると、EDFA を PSA に置換した際の正味の OSNR 改善量は約 5.1 から 5.8 dB と推定される。

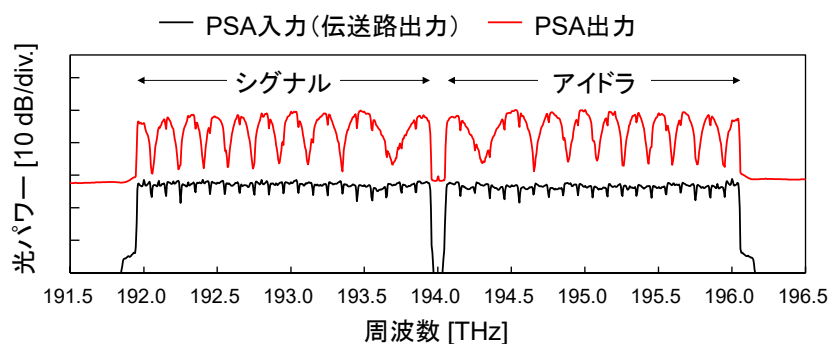


図5.23. PSA の入出力光スペクトル（残留波長分散補償なし）（分解能 0.1 nm）

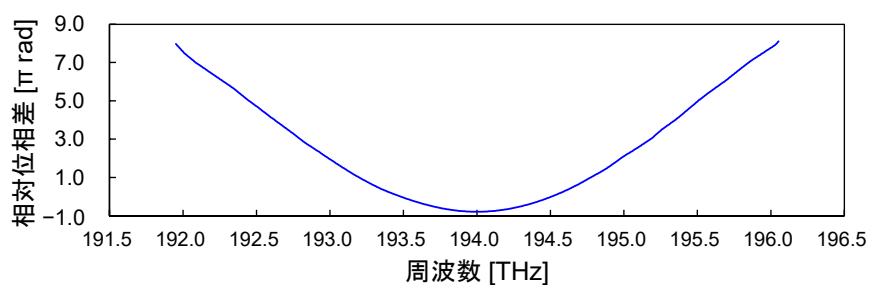


図5.24. 提案手法により推定した残留波長分散による相対位相差

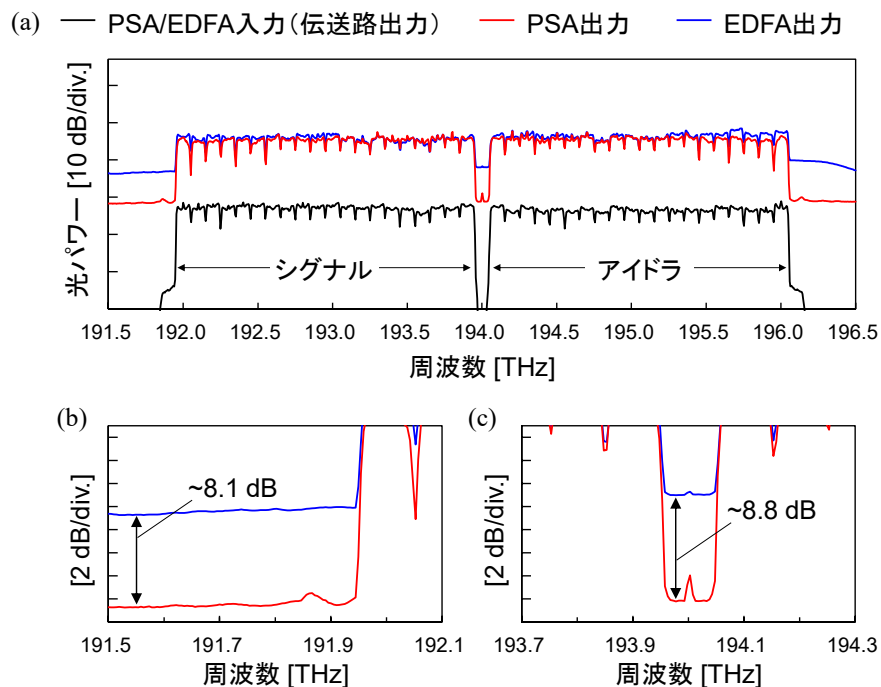


図5.25. PSA および EDFA で増幅した WDM 信号の光スペクトルの比較（残留波長分散補償後）(a) WDM 信号およびそのアイドラの全帯域の光スペクトル (b) 191.5 THz 付近の雑音フロアの拡大図 (c) 194.0 THz 付近の雑音フロアの拡大図

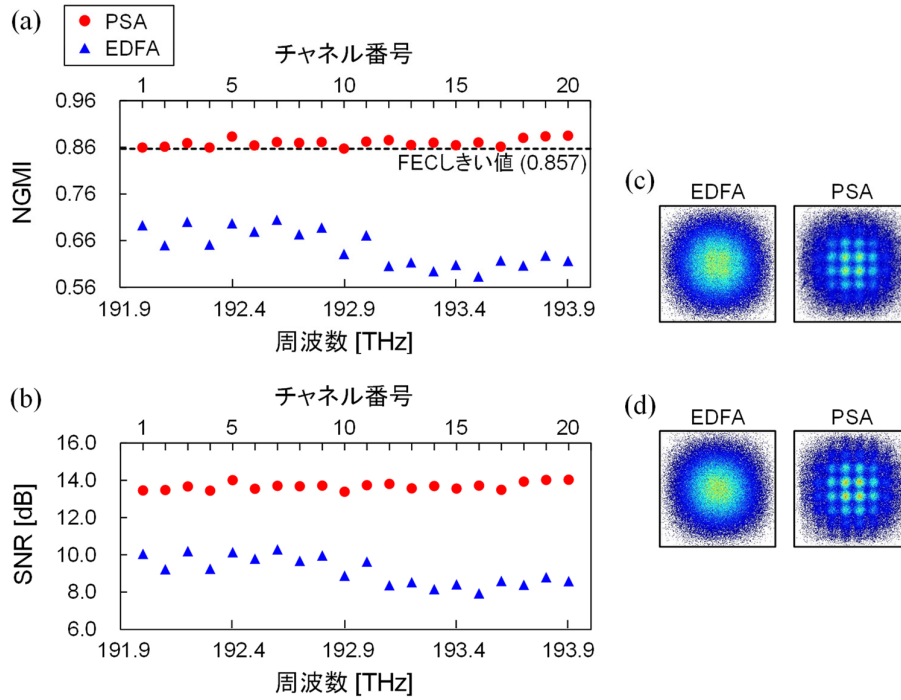


図5.26. 信号品質の測定結果 (a) NGMI 特性 (b) SNR 特性 (c) ch.1 の信号コンスタレーション (d) ch.20 の信号コンスタレーション

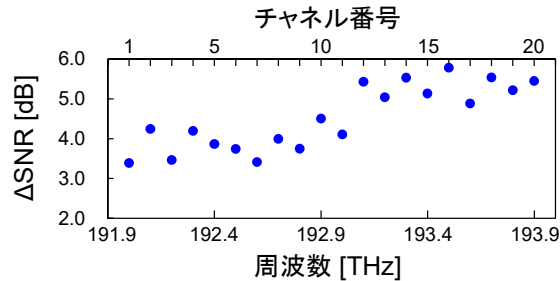


図5.27. PSA による SNR 改善量 (Δ SNR) の周波数依存性

図 5.26 に、受信した 20 チャンネルの NGMI, SNR, および ch.1 と ch.20 のコンスタレーション図を示す。前置増幅に EDFA を用いた場合、前述の通り、受信光パワーは -35 dBm/ch. 以下と非常に小さかったため、NGMI は 400 Gbps のネットビットレートを実現する FEC しきい値を超えなかった。一方で、PSA を用いた場合は、OSNR の改善により全チャンネルの NGMI が FEC しきい値を上回った。また、コンスタレーションからも、PSA で増幅した信号の方が明らかに低雑音である様子が確認できる。結果として、ND-PSA を用いた高感度 8 Tbps (20 チャンネル $\times$ 400 Gbps) 伝送の実証に成功した。図 5.27 は、図 5.26(b) の SNR の結果を用いて各チャンネルの PSA による SNR 改善量である Δ SNR 特性を算出した結果を示す。最大の Δ SNR は ch.16 (193.5 THz) で得られ、5.7 dB であった。図 5.22 の OSNR-SNR 特性から、正味の OSNR 改善量は約 6.0 dB と推定される。ch.16 で最大だった理由は、PZT-PLL の

モニタ周波数 (f_{PLL}) であり、安定かつ正確な位相同期によって位相感応増幅が行われたためであると推測される。この結果と EDFA の NF が 4.8 dB であることから、アイドラの送信による 3 dB の光パワーペナルティも考慮して、PSA の NF は 1.8 dB と見積もられる。この数値は従来の PIA の標準量子限界 3 dB を下回るものであり、位相感応増幅による超低雑音増幅動作が確認された。ΔSNR は縮退周波数との周波数差が増加するにつれて減少する傾向を示した。ch.1 における ΔSNR は 3.4 dB であり、推定 OSNR 改善量は約 3.5 dB であった。この理由の一つは波長分散推定および補償の誤差であると考えられるが、もう一つの理由として信号光とアイドラ光間の偏光状態の不一致が考えられる^[182]。本実験では伝送路の前後で PC を用いて、WDM 信号全域で TM 偏光のみを抽出しようと試みたが、光ファイバの複屈折性により、周波数の離れた信号光とアイドラ光の偏光状態を伝送路の出力で完全に一致させることは困難であった。これにより、特に周波数差の大きいシグナル-アイドラ光間で実質的なパワー差が生じ、雑音特性が劣化したと考えられる。この劣化は、PSA を偏波ダイバーシティ化することで解決できる。偏波ダイバーシティ化することで WDM 信号の偏波調整を行う必要がなくなり、PDM 信号にも対応できるようになる。

5.4 バンド間位相感応増幅伝送システム

ND-PSA を実際の光伝送システムに適用する際の問題として、アイドラ光をシグナル光と一緒に伝送しなければならないことが挙げられる。すなわち、1 チャンネルの伝送に 2 倍の帯域を使用することが問題となる。従来の PSA の実証は主に C 帯内に縮退周波数を持つ OPA によって行われており、これまで述べたように波長分散などの影響で広帯域化も難しいことから、シグナル光とアイドラ光の両方を C 帯に配置するケースがほとんどであった。一方で、既存の陸上基幹光伝送網においては C 帯の伝送システムが広く普及しており、基本的には C 帯全域を使用した DWDM 伝送が行われている。そのため、前節で実証したような C 帯をシグナル帯域とアイドラ帯域に分割する構成では、従来伝送システムが利用できる帯域を半減してしまう。そこで本節では、従来使用していなかった波長帯にアイドラを配置することで、既存の伝送システムが利用している伝送帯域をそのまま利用して位相感応増幅による高感度受信を実現する、バンド間位相感応増幅伝送システムを提案する。また、C 帯と S 帯の間に縮退周波数を持つ PPLN 型 OPA を使用した基本的な実験実証を行う。

5.4.1 伝送システムの基本構成

図 5.28 に従来の実証例で用いられている位相感応増幅伝送システムの例と、提案するバンド間位相感応増幅伝送システムの構成例を示す。従来のシステムでは、C 帯の中心に縮退周波数がある場合が多く、この場合、本来、独立した信号を送受信することができる C 帯

内の帯域をアイドラの伝送用に消費しなければならない。提案システムでは, copier と PSA に使用する非線形媒体として, 伝送システムを構成する伝送装置が対応する帯域の端に縮退周波数を持つものを使用する。図 5.28(b)では, C 帯の伝送システムを仮定し, C 帯と S 帯の間に縮退周波数を持つ非線形媒体を想定している。この場合, copier に C 帯信号を入力するとアイドラは S 帯に発生する。PSA 部では, この S 帯のアイドラと C 帯のシグナルで位相感応増幅を行う。受信部ではアイドラは受信する必要がないため, 従来の C 帯の受信機で信号を受信する。この構成により, アイドラを本来伝送システムが対応していない帯域 (図の例では S 帯) に配置することができ, 既存の伝送帯域を消費することなく ND-PSA を実装できる。従来の単一バンド伝送システムの伝送帯域は約 4 THz であるため, この構成を実現するには少なくとも 8 THz を超える増幅帯域を持つ広帯域な OPA が必要となる。一方で, 近年では 10 THz 以上の広帯域な PPLN 型 OPA および FOPA が実証されている^[111,184]。S 帯に独立したチャンネルを配置するには S 帯をカバーする送受信機と光増幅器が必要となるが, 提案システムでは送信側と受信側は C 帯信号のみを処理すればよい。光増幅器を OPA に置換するだけで伝送性能を向上することができる。近年では, 第 2 章 2.4 節でも述べたように, 波長帯変換を介して C 帯の送受信機を S 帯などの新規帯域に適用するマルチバンドシステム構成も検討されている^[106–110]が, 追加分の送受信機は用意する必要がある。ここで, 提案システムとそのようなマルチバンド伝送システムで利用する OPA は帯域間に縮退周波数を持つ非線形媒体を利用するという点で同じであり, デバイス面では互換性がある。そのため, 送受信機を増やして効率的に伝送容量を拡大するか, 送受信機の数が増やさずに SNR の改善によって伝送性能を向上させるかを, OPA の使い方によって選択することができる。

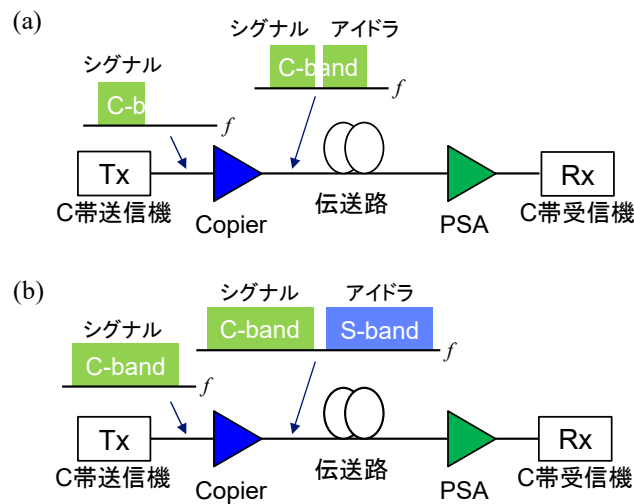


図5.28. システム構成の比較 (a)従来の実証で用いられている位相感応増幅伝送システムの構成例 (b)提案するバンド間位相感応増幅伝送システムの構成例

なお、2.2.2 項でも述べたように、ND-PSA の NF はシグナルとアイドラの間の光パワー差に依存する。しかしながら、WDM 信号の帯域が広いほど、ファイバの損失スペクトルと ISRS によってパワー差は増大する。そのため、文献^[297]で報告されているような広帯域 WSS を用いて、伝送損失スペクトルに応じて損失の大きい帯域の送信パワーを予等化する必要がある。また、提案システムを用いて、例えば C 帯全域を信号として利用するためには高精度な波長分散補償が必要になるが、前節までで提案および実証してきた高精度波長分散推定手法を用いれば理論上は実現可能である。

5.4.2 S 帯のアイドラを用いた実証実験

提案手法の実証のため、4 THz の C 帯 ASE 光の位相感応増幅実験を行った。図 5.29 に実験系を示す。EDFA からの ASE 光を用いて、WSS によって 192.15–196.15 THz の C 帯内の 4 THz のプローブ光を生成した。copier と PSA に使用する OPA には、縮退周波数 196.2 THz (1527.99 nm) の PPLN 導波路を使用した。これは、C 帯と S 帯の境目に位置しており、C 帯信号の入力に対して S 帯にアイドラを生成する。すなわち、C 帯-S 帯変換器としても機能する OPA である。copier と PSA のポンプ光は 196.2 THz の単一の CW 光を分割して生成した^{*4}。前節までと同様に、PSA 部での位相ドリフトの補償には PZT-PLL を用いた。copier の入力では、4 THz のプローブ光のトータル光パワーは 5 dBm であった。copier 通過後、プローブ光とそのアイドラを VOA で 5 dBm まで減衰し、PSA に入力した。copier と PSA の増幅利得はそれぞれ 10 dB および 20 dB であった。

図 5.30 は copier の入出力光スペクトルを示す。このスペクトルは、C 帯のプローブ光が S 帯に一括変換されたことを示している。図 5.31 は PSA 部の入出力スペクトルを示す。PSA 出力は copier 部と PSA 部を接続するファイバパッチコードの波長分散によりリップルが生じていた。このリップルは信号とアイドラの重ね合わせによるものであり、位相感応増幅特性を示している。波長分散は提案手法を用いて光スペクトル内のピーク間帯域幅から推定すると、0.522 ps/nm と算出された。一方で、光スペクトルの包絡線は完全な波長分散補償時の潜在的なゲインスペクトルを示す。この結果から、本実験で用いた PSA はアイドラ帯域を含む 8 THz の帯域幅内で 1.2 dB 以内のゲインの平坦性で WDM 信号を増幅できる可能性が示された。

次に、S 帯のアイドラを用いた単一チャネル増幅実験を行った。測定信号として、195.2 THz の単一偏波 10 Gbaud 64QAM 信号を用いた。copier への入力パワーは -22.5 dBm に設定した。copier の出力では、197.2 THz にアイドラが発生する。PSA 部の入力における信号とそのアイドラの合計パワーは -40.0 dBm まで減衰させた。PZT-PLL は信号成分をモニタして動作さ

^{*4} Master-local 光方式。実際のシステムでは copier と PSA は離れており、同じポンプ光源を共有することは難しいが、実験上はこのように同一のポンプ光を使用することができる。これによって、PSA 部のポンプ光の周波数同期の必要がなくなり、簡易な系で実験を行うことができる。

せた。増幅信号はコヒーレント受信機で受信し、前節で用いたものと同じオフライン DSP で復調した。雑音性能の評価のため、PSA 部を同じ増幅利得で動作する EDFA (NF = 4.8 dB) に置換した測定も実施した。

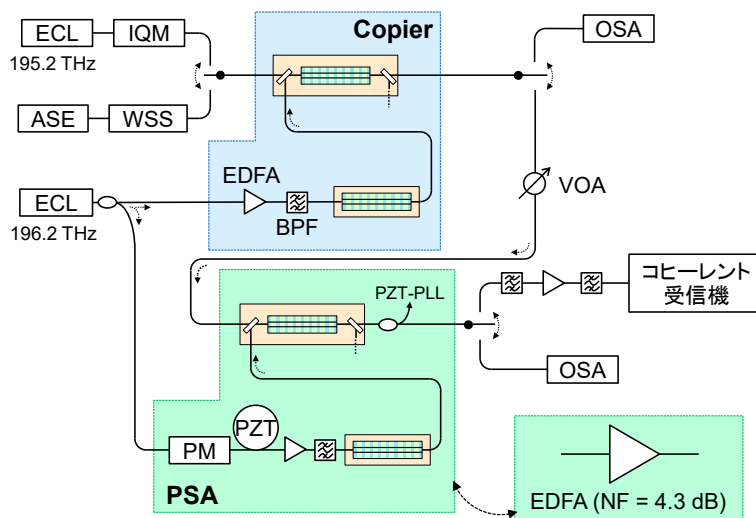


図5.29. バンド間位相感応増幅の実証実験系

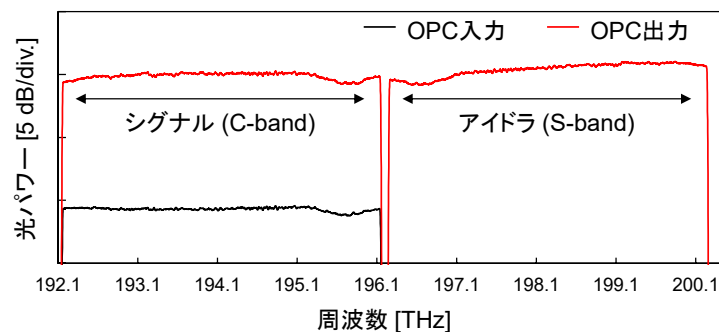


図5.30. 縮退周波数 196.2 THz の copier の入出力光スペクトル (分解能 0.1 nm)

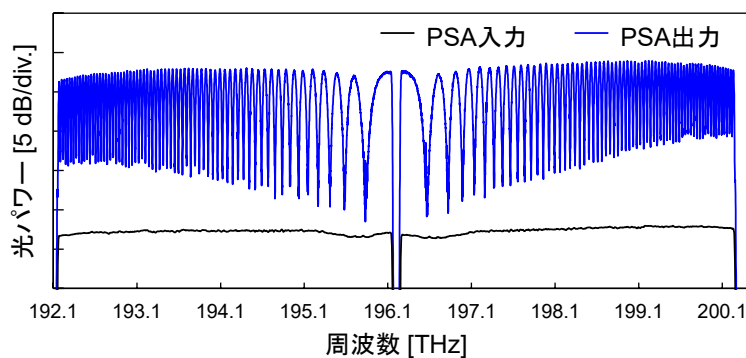


図5.31. S 帯にアイドラを配置したバンド間位相感応増幅の増幅前後での光スペクトル

図 5.32 に PSA および EDFA で増幅された 10 Gbaud 64QAM 信号の光スペクトルと復調後のコンスタレーションを示す。波長分散補償は行っていないが、5.1 節で考察したように、測定信号そのものをモニタして PZT-PLL を動作させたため、信号は PSA のゲインリップルのピークに位置していた。シンボルレートの低い信号を使用したため、縮退周波数から 1 THz 離れた周波数においては PSA のリップルの影響はなかった。各結果の雑音フロアを比較すると、PSA を用いることで雑音フロアが 8.8 dB 改善した。前節でも述べたように、単一偏波動作の PSA は TM 偏波の ASE のみを出力するが、EDFA は無偏光の ASE を出力する。この見かけ上の 3 dB の雑音フロアのペナルティを考慮すると、PSA による OSNR の改善量は 5.8 dB である。アイドラとの重ね合わせによる 3 dB のダイバーシティゲインを考慮すると PSA の NF は 2.0 dB と推定され、PIA が持つ 3 dB の標準量子限界を下回った。オフライン DSP で復調した後のコンスタレーションから推定した SNR は、EDFA の場合で 10.92 dB、PSA の場合で 15.93 dB であり、5.01 dB の SNR の改善が確認された。

以上の結果より、PPLN 型 PSA はバンド間位相感応増幅伝送システムを実現するのに十分な帯域特性を持つことが示された。一方で、本実験では波長分散補償を行わなかったが、その理由は、S 帯と C 帯にわたる 8 THz の帯域の位相を制御する機器が無かったためである。本章での提案手法を用いれば 8 THz の WDM 一括位相感応増幅を実現できると考えられるが、そのためにはそのような広帯域信号を周波数分解して位相変調を行うことができる広帯域な DCM が必要である。

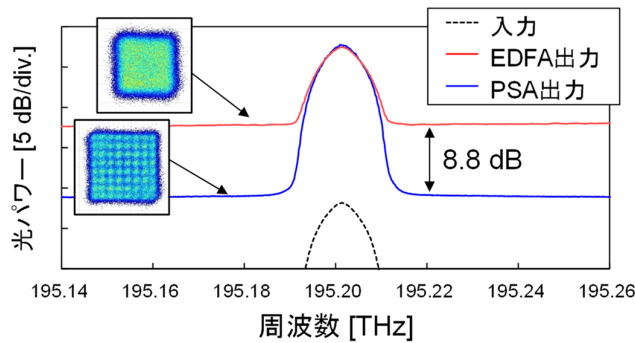


図5.32. EDFA で増幅した場合と、S 帯のアイドラを用いた PSA で増幅した場合の 10 Gbaud 64QAM 信号の光スペクトルと復調後コンスタレーションの比較

5.5 まとめ

本章では、広帯域な WDM 信号の一括位相感応増幅の実現に向けて、伝送システムに残留する波長分散の中から PSA の動作に寄与する波長分散のみをサブ ps/nm オーダーで高精度に推定し補償する手法を提案した。提案手法は、新たに導出した OPLL の動作を考慮した

ND-PSA のゲインスペクトルの表式を用いて、実際の PSA の動作状態から波長分散値を推定するものである。5.3 節では、実際に提案手法を用いた広帯域位相感応増幅 WDM 伝送実験を実施した。分散スロープも含めた高精度な波長分散補償によって、アイドラ帯域を含めて C 帯全域級となる 4 THz の一括位相感応増幅による 80 km 超低雑音光伝送を実証した。この実験は、PSA を用いた伝送実験として最も広帯域なものである。ただし、本実験では PSA の低雑音性を示すため、80 km の伝送路の終端でシグナル-アイドラ間の雑音を十分無相関化するために送信光パワーを非常に低く設定した。そのため、伝送光ファイバ中では光カー効果による非線形歪みはほとんど生じていなかった。PSA は低雑音性に加え、非線形歪みの補償効果も持つため、高い送信パワーでも十分な減衰が得られるような長距離伝送系に適用することで、さらなる利点を示すことができると考えられる。また、5.4 節では提案手法による広帯域位相感応増幅伝送の実装例として、バンド間位相感応増幅伝送システムを提案した。WDM 伝送に PSA を適用する場合、アイドラの伝送に帯域を消費することが問題となるが、それを踏まえて実際の光ネットワークにおける適用領域を明らかにすることは今後の検討課題である。

第5章に関連する研究業績

学術論文

1. Shimpei Shimizu, Takushi Kazama, Takayuki Kobayashi, Takeshi Umeki, Koji Enbutsu, Ryoichi Kasahara, and Yutaka Miyamoto, “Accurate Estimation of Chromatic Dispersion for Non-Degenerate Phase-Sensitive Amplification,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 39, no. 1, pp. 24–32, January (2021). DOI: 10.1109/JLT.2020.3022871
(図 5.1 から 5.17 は本文献の図を改変して使用)
2. Shimpei Shimizu, Takushi Kazama, Takayuki Kobayashi, Takeshi Umeki, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Ryoichi Kasahara, Kei Watanabe, and Yutaka Miyamoto, “Inter-band non-degenerate phase-sensitive amplification scheme for low-noise full C-band transmission,” *IEICE Communications Express*, vol. 11, no. 1, pp. 64–69, January (2022). DOI: 10.1587/comex.2021XBL0184
(図 5.18 から 5.27 は本文献の図を改変して使用)
3. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Masanori Nakamura, Koji Enbutsu, Ryoichi Kasahara, and Yutaka Miyamoto, “Wideband PPLN-Based Phase-Sensitively Amplified Transmission of 20-Channel 96-Gbaud WDM Signal,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 40, no. 16, pp. 5467–5477, August (2022). DOI: 10.1109/JLT.2022.3182318
(図 5.28 から 5.32 は本文献の図を改変して使用)

国際会議プロシーディング

1. Shimpei Shimizu, Takushi Kazama, Takayuki Kobayashi, Takeshi Umeki, Koji Enbutsu, Ryoichi Kasahara, and Yutaka Miyamoto, “Gain Ripple and Passband Narrowing due to Residual Chromatic Dispersion in Non-Degenerate Phase-Sensitive Amplifiers,” *43rd Optical Fiber Communication Conference (OFC'20)*, paper M1I.3, San Diego, USA, March (2020).
2. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Masanori Nakamura, Koji Enbutsu, Ryoichi Kasahara, and Yutaka Miyamoto, “8-Tbps (20 × 400 Gbps) Unrepeated Transmission over 80 km with 2-THz PPLN-Based Phase-Sensitive Amplification Using Precise Chromatic Dispersion Pre-Compensation,” *47th European Conference on Optical Communications (ECOC'21)*, paper Tu4C1.4, Bordeaux, France, September (2021).

第6章

両側波帯変調を用いたシングルキャリア 位相感応増幅伝送システム

前章では、広帯域な WDM 伝送システムへの PSA の適用を目的として、波長分散を高精度に推定および補償する手法について検討した。一方で、光伝送システムはそのような WDM システムだけでなく、過疎地域や FSO、データセンタ網などの伝送システムでは、シングルキャリアないし少数チャネルによる伝送が行われる場合がある。このようなシステムでは、送受信機などのシステム規模を抑えて、経済的に光伝送を提供することが重要である。通常、ND-PSA をシステムに適用する場合には、送信側で copier によるアイドラ生成を行い、伝送リンクの波長分散を適切に補償する必要がある。伝送路に波長分散がほとんど無い FSO 伝送システムであっても、信号のシンボルレートが高いと、送受信機内などでの光ファイバを用いた引き回し程度の波長分散で信号は影響を受ける可能性があるため、波長分散の光学的なマネジメントは必要である。このように、従来の copier-PSA 方式に基づくと、copier の導入や波長分散マネジメントが必要であり、コストが増加する。

そこで本章では、チャネルあたりに対して PSA を適用するケースを想定し、より簡易かつ汎用的に ND-PSA を受信前置増幅器として使用できる方式を提案する。提案方式では、デジタル領域で両側波帯 (DSB: double sideband) 変調信号を生成することで、光変調時にシグナル光とアイドラ光を同時に生成する。従来の copier-PSA と異なる方式となるため、ここでは DSB 変調を用いる方式を DSB-PSA 方式と呼称し、特に、デジタル領域で DSB 信号を生成する提案方式をデジタル DSB-PSA 方式とする。デジタル領域でアイドラを生成することで copier が不要になるだけでなく、デジタル波長分散予等化を適用できるようになる。そのため、物理的な送受信機構成や伝送路構成は従来のままでよく、送信側の DSP におけるデジタル的な処理を追加するだけで、受信側の前置増幅器として PSA を使用することができるようになる。以下ではまず、DSB 変調によって位相感応増幅が行えることを実験的に実証する。その後、デジタル波長分散予等化を適用することで、200 km の SSMF を伝送路としたシステムにおいて、光学的な波長分散補償を行うことなく PSA による低雑音増幅を適用できることを実証する。最後に、提案方式特有の特性として、デジタル波長分散予等化によって第4章でも議論した EEPN 効果が発生することを明らかにし、その影響について数値シミュレーションで考察する。

6.1 デジタル DSB-PSA 方式の提案

本節では、デジタル DSB-PSA 方式の基本的なコンセプトと構成、実証実験について述べる。DSB 信号は側波帯が位相共役である性質から Q 成分を持たないため、QAM 信号の変調であっても I/Q 変調器ではなく簡易な振幅変調器で生成することができる。この点も、提案方式の特徴の一つである。DSB-PSA 方式の実装方法として、アナログの電気周波数ミキサで変調信号を RF 信号でアップコンバートして DSB 変調を行う方法も利用されている^[298]。しかしながら、このような構成で QAM 信号を取り扱うには、I/Q 間スキューを避けるために I/Q 信号ごとに電氣的な遅延を調節する必要がある。提案方式では、DSP 内の計算によって DSB 信号を生成するため、より簡易な構成で高品質な QAM 信号の DSB 変調を実現できる。ここでは、単一 MZI 型振幅変調器を用いて生成した 16QAM, 32QAM, PCS-256QAM 信号が変調された DSB 信号による位相感応増幅実験を行った。

6.1.1 基本構成と動作原理

図 6.1 に提案構成であるデジタル DSB-PSA 方式を用いた伝送システム構成を示す。送信側 DSP 内では、ナイキストパルス整形されたベースバンドの変調信号 $a_s(t)$ に $+\Delta f$ または $-\Delta f$ の周波数アップコンバートを行う。その後、位相共役を行ったものと足し合わせることで、DSB 信号を生成する。この DSB 信号は、以下のように表される。

$$\begin{aligned} s_{\text{DSB}}(t) &= a_s(t) \exp(j2\pi\Delta f t) + a_s^*(t) \exp(-j2\pi\Delta f t) \\ &= 2(\text{Re}[a_s(t)] \cos[2\pi\Delta f t] - \text{Im}[a_s(t)] \sin[2\pi\Delta f t]) \end{aligned} \quad (6.1)$$

この信号の Q 成分は 0 となり、実数信号として表すことができる。したがって、信号光への変調は単一の DAC と振幅変調器で実現することができる。 $a_s(t) = A_s(t) \exp[j\phi_s(t)]$ と表すと、

$$s_{\text{DSB}}(t) = 2A_s(t) \cos[2\pi\Delta f t + \phi_s(t)] \quad (6.2)$$

と整理できる。この変調信号を周波数 f_c の CW 光に変調した光信号は、

$$\begin{aligned} E_{\text{DSB}}(t) &\propto s_{\text{DSB}}(t) \exp(j2\pi f_c t) \\ &= 2A_s(t) \cos[2\pi\Delta f t + \phi_s(t)] \exp(j2\pi f_c t) \\ &= A_s(t) \exp[j\phi_s(t)] \exp[j2\pi(f_c + \Delta f)t] \\ &\quad + A_s(t) \exp[-j\phi_s(t)] \exp[j2\pi(f_c - \Delta f)t] \end{aligned} \quad (6.3)$$

と表すことができ、シグナル光とアイドラ光が光領域に生成されていることが分かる。このように、提案方式は copier-PSA 方式と比べ、光学的にアイドラを生成する必要がなく、簡易な構成でシグナル-アイドラ対を生成することができる。ただし、光学的にアイドラを生成する copier-PSA 方式と比べ、DAC の帯域幅をシグナル光とアイドラ光の両方に消費する

ため、実質的な信号変調帯域は半減する。また、この方式は実質的に DSB 信号の縮退位相感応増幅と捉えることもできる。

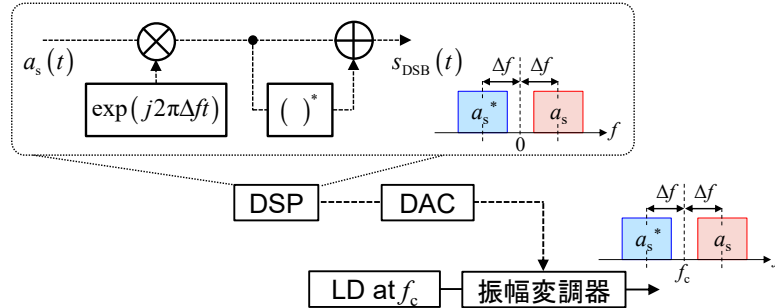


図6.1. デジタル DSB-PSA 方式に基づく送信機構成

6.1.2 高次 QAM 信号の増幅による実証実験

提案方式の実証実験として、高次 QAM 信号の位相感応増幅を行った。図 6.2 に実験系を示す。PSA 部には縮退周波数 193.0 THz (1553.33 nm) の単一偏波 PPLN 型 OPA を用いた。送信側では、任意波形発生器によって式(6.2)に基づいて、QAM 信号の DSB 信号を出力した。QAM 信号は、ロールオフ率 0.1 でナイキストパルス整形された 10 Gbaud の単一偏波 16QAM, 32QAM, PCS-256QAM を用いた。PCS-256QAM のエントロピーは 7.0 bit だった。 Δf は 5.5 GHz に設定した。図 6.3 は任意波形発生器に読み込ませた DSB 信号のスペクトルである。ベースバンドまわりにシグナル光とアイドラ光が存在している。DSB 信号は単一の MZI 型 LN 振幅変調器を用いて 193.0 THz の CW 光に変調した。CW 光源は線幅 10 kHz 以下の ECL を用いた。信号光は VOA でパワーを -36 dBm まで減衰し、PSA 部に入力した。10%カプラでタップした信号光を SFG によってキャリア回復し、OPLL でポンプ光の周波数同期を行った^[161]。提案方式はパイロット光をシグナル-アイドラ対の間に挿入することが難しいため、このような光信号処理によるキャリア回復を行う構成が適している。なお、ここでの周波数同期は送信機の信号用レーザとポンプ光を同期していることになる。同期したポンプ光は SHG で二次高調波に変換して SH ポンプ光とした。ポンプ光と信号光との間の位相ドリフト補償は PZT-PLL で行った。PSA 部の構成は前章 5.1.2 項の図 5.3 と同一であるため、詳細な説明は本項では割愛する。雑音特性を評価するために、4.1 dB の NF の EDFA と PSA 部を置き換えた測定も行った。PSA によって増幅した信号はコヒーレント受信機で受信し、オフライン DSP で復調した。オフライン DSP では、 $-\Delta f$ の周波数シフトを行い、シグナル成分をベースバンドにダウンコンバートする。その後、LPF を用いてシグナル成分のみを抽出し、前章 5.1.3 項で述べたものと同様の、実数入力の 2×1 AEQ を 2 段接続した構成^[291,292]とデジタル PLL による CPR を適用してシンボル回復を行った。信号品質の評価として、回復したシンボルの分散から SNR を算出した。また、EDFA を用いたケースと PSA

を用いたケースとで使用した伝送帯域に対する信号品質を公平に比較するために、EDFA のケースではシグナル成分とアイドラ成分の両方を用いたダイバーシティ合成による復調を行った。ダイバーシティ合成は、DSP 中での周波数コンバートと LPF をアイドラ成分に対しても行い、アイドラ光成分も AEQ に入力することで行った。すなわち、シグナル成分の実部と虚部、アイドラ成分の実部と虚部を入力とする4×1のAEQを用いて行った。AEQは、トレーニングシンボルを用いて初期収束を行ったあと、DD-LMS アルゴリズムによって更新した。なお、PSA のケースではPSA 部で既にダイバーシティ合成が行われており、シグナル帯域とアイドラ帯域の雑音は相関を持っているため、理論上はDSP でのダイバーシティ合成によるゲインは得られない。そのため、PSA のケースではシグナル成分による復調のみを行った。

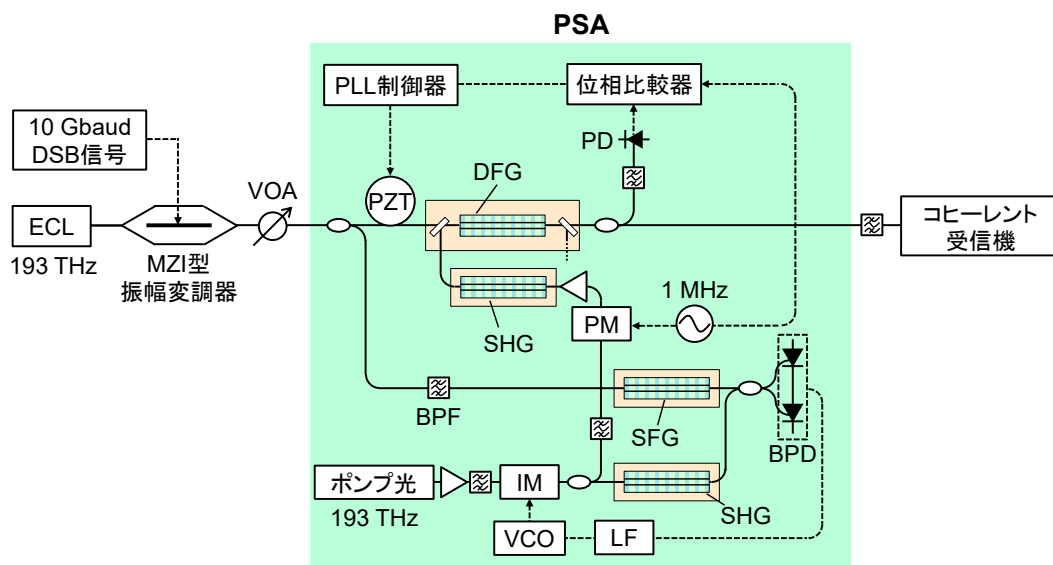


図6.2. 提案デジタル DSB-PSA 方式の原理実証のための実験系

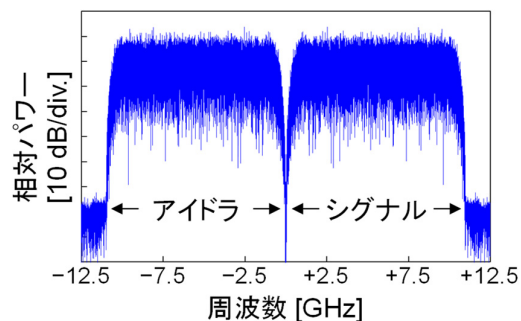


図6.3. 生成した 10 Gbaud DSB 信号のベースバンドスペクトル

図 6.4 に各測定における復調した信号の SNR とコンスタレーションを示す. EDFA の結果では, ダイバーシティ合成を行うことで変調方式に依らず約 2.8 dB のダイバーシティゲインが確認された. PSA では変調方式に依らず, シグナル成分のみを用いて復調した EDFA の結果と比較し 4.5 dB, ダイバーシティ合成を行った結果と比較して 1.7 dB の SNR の改善が観測された. この結果から, NF はおよそ 2.4 dB 程度と推測され, PIA の標準量子限界以下の NF であり, 提案方式による位相感応増幅動作が実証できた.

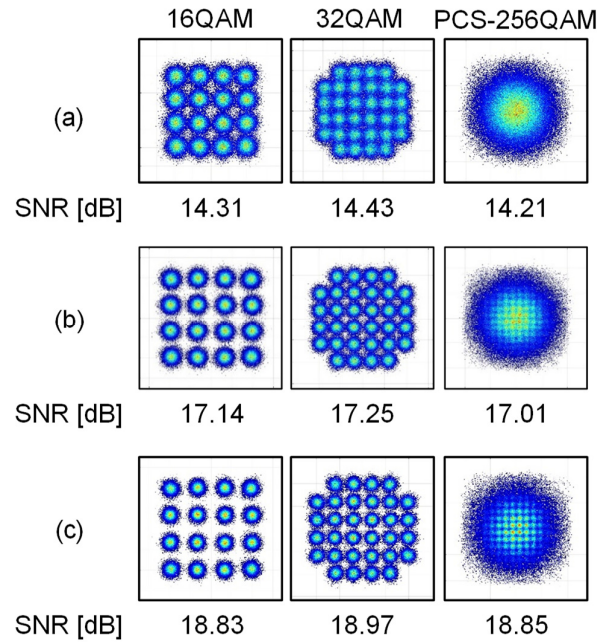


図6.4. 10 Gbaud 16QAM, 32QAM, PCS-256QAM を用いた実験結果 (a)EDFA (シグナル成分のみを使用して復調) (b)EDFA (シグナル成分とアイドラ成分によるダイバーシティ合成によって復調) (c) PSA

6.2 デジタル波長分散予等化の適用による位相感応増幅伝送

前章で詳述したように, 増幅する信号に波長分散が付与されていると, 波長分散による周波数方向の相対位相差によって位相感応増幅後のスペクトルにリップルを生じ, 信号品質が劣化する. デジタルコヒーレント伝送方式では, 通常, 受信側の DSP で波長分散を補償する. 一方で, 同様に送信側の DSP で波長分散を予等化 (前置補償) することも可能である^[299]. DSP で波長分散を補償することができれば, RDF などの光学的な手段で補償するよりも, より柔軟かつ汎用的に PSA を使用することができる. 縮退 PSA では, 変調信号にそのままデジタル波長分散予等化を適用して光学的な分散マネジメントを行わずに受信側で PSA を行うことができる^[300]. しかしながら, ND-PSA の場合, 一般的な copier-PSA 方式で

は信号を変調した後に copier で光学的にアイドラを生成するため、変調信号に伝送路波長分散の逆特性を事前に付与しても、アイドラ側では付加した波長分散もまとめて位相共役（逆符号の波長分散）となる。そのため、送信側 DSP での波長分散予等化を適用することはできない。一方で、提案方式ではデジタル領域でアイドラを生成する。そのため、DSP 中でシグナルとアイドラに独立した位相変調を施すことができ、ND-PSA にもデジタル波長分散予等化を適用することができるようになる。本節では、波長分散予等化を適用したデジタル DSB-PSA 方式を提案し、基本特性の実験検証と、提案方式を用いた 10 Gbaud 64QAM 信号の 200 km SSMF 位相感応増幅伝送の実証について述べる。

6.2.1 システム構成とコンセプト

図 6.5 に提案方式による伝送システムの構成を示す。変調信号 $a_s(t)$ をアップコンバートして位相共役と足し合わせるにより DSB 信号 $s_{\text{DSB}}(t)$ を得るところまでは、前節の構成と同じである。その後、提案方式では伝送路の波長分散を表す伝達関数の逆特性を DSB 信号に重畳する。伝送路の伝達関数を $h(t)$ とすると、最終的な出力は以下のように得られる。

$$s'_{\text{DSB}}(t) = 2A_s(t) \cos[2\pi\Delta f t + \phi_s(t)] \otimes h^{-1}(t) \quad (6.4)$$

この計算は、FFT と IFFT、及び $h(t)$ のベースバンドでの周波数応答 $H(f)$ が 2 次の波長分散までを考慮して

$$H(f) = \exp\left(j \frac{\pi D c}{f_c^2} f^2\right) \quad (6.5)$$

と表されることを用いると、

$$s'_{\text{DSB}}(t) = \text{IFFT} \left[\text{FFT} \left[2A_s(t) \cos[2\pi\Delta f t + \phi_s(t)] \right] \exp\left(-j \frac{\pi D c}{f_c^2} f^2\right) \right] \quad (6.6)$$

と計算することができる。元の $s_{\text{DSB}}(t)$ は実数のみ（I 成分のみ）の信号だったが、波長分散の伝達関数を重畳したことで複素数となる。したがって本方式では、I 成分用と Q 成分用の 2 つの DAC と I/Q 変調器によって光変調を行う。その後は通常の伝送システムと同じようにブースター増幅器としての任意の PIA によって増幅し伝送する。伝送路の終端では送信側で行った波長分散予等化によって波長分散の累積値は 0 となっており、均一な位相感応増幅を行うことができる。DSP では大きな波長分散も FFT を用いた周波数領域でのブロック処理による計算で簡易かつ適応的に予等化することができるため、提案構成では伝送路が光学的な分散マネジメントを備えていなくても、受信側で PSA を行うことができる。したがって、様々な伝送路に対して汎用的に PSA を適用できる。

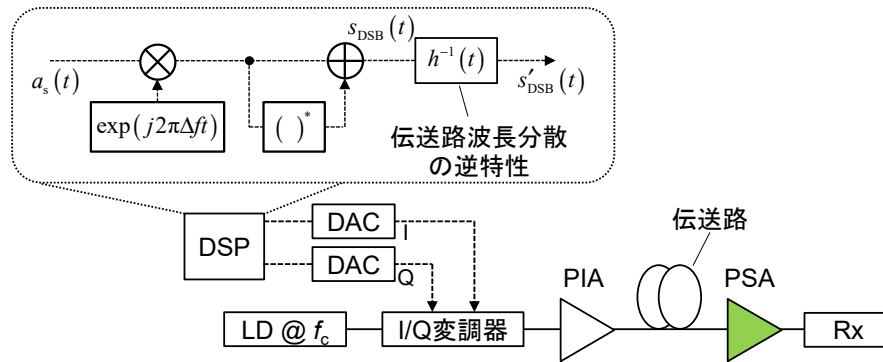


図6.5. デジタル波長分散予等化を適用した DSB-PSA 方式による位相感応増幅伝送システム

6.2.2 実証実験

提案方式の原理実証として、10 Gbaud の単一偏波 16QAM 信号の 80 km 伝送実験を行った。図 6.6 に実験系を示す。使用した PSA の構成は前節と同じである。変調信号は 10 Gbaud 単一偏波 16QAM の DSB 信号に負の波長分散の付与による波長分散予等化を行って生成した。 Δf は 5.5 GHz、ナイキストパルス整形のロールオフ係数は 0.1 とした。任意波形発生器から出力した変調信号を I/Q 変調器に入力し、光変調を行った。伝送路には 80 km の SSMF を用いた。伝送路の波長分散と伝送損失は、市販の分散測定器を用いてそれぞれ +1359 ps/nm および 15.9 dB と測定された。信号光は VOA で -15 dBm に調整して伝送路に入力した。伝送後は単一偏波構成の PSA に入力する前に、PC を用いて TM 偏光に調整した。PSA の利得は 20 dB だった。PSA によって増幅した後、信号光をコヒーレント受信し、オフライン DSP で復調した。前節の PSA の場合と同様に、シグナル成分とアイドラ成分は DSP 内で分離され、シグナル成分のみを復調した。前節と同様にトレーニングシンボルを用いた初期収束プロセスの後、DD-LMS によるトラッキングによって復調し、SNR を算出して信号品質を評価した。DSB 信号に与える波長分散値を変化させ、10 Gbaud 16QAM 信号に対する波長分散トレランスの評価も行った。

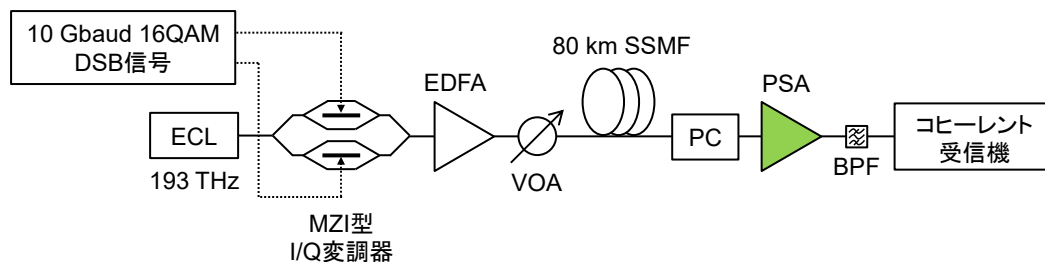


図6.6. 10 Gbaud 16QAM 信号を用いた実証実験の実験系

図 6.7 に PSA による増幅前後の光スペクトルを示す。波長分散予等化を行わなかった場合には、伝送路の波長分散によるゲインリップルの影響が確認された。一方、波長分散予等

化を行った場合、リップルのない出力スペクトルが得られた。図 6.8 に 10 Gbaud 16QAM の波長分散補償量に対する SNR の特性を示す。0.5 dB の SNR ペナルティに対する許容範囲は分散測定器で測定した伝送路の波長分散量に対応する -1350 ps/nm の補償量を中心に、約 700 ps/nm であった。また、補償量が大幅に過剰または不足している場合、前章で議論した帯域狭窄作用によって SNR の劣化が生じた。なお、本実証では 10 Gbaud の比較的低いシンボルレートを用いたが、第 2 章や第 4 章で述べたように波長分散に対するトレランスは帯域の二乗で厳しくなる。以上の結果から、提案方式によって光学的な分散マネジメントを行っていない伝送路においても、デジタル DSB-PSA 方式と DSP による波長分散予等化によって PSA を適用できることが実証できた。

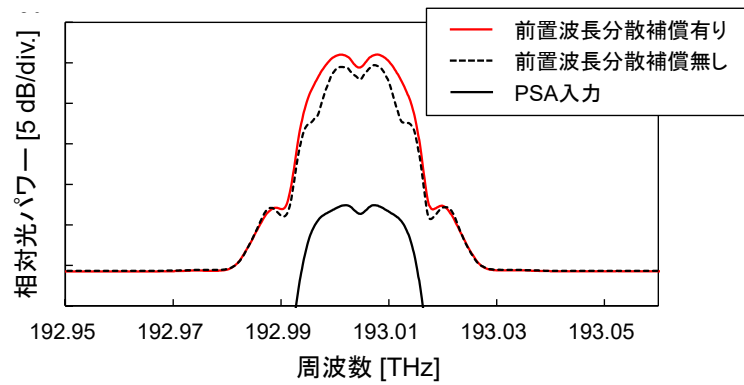


図6.7. 10 Gbaud 16QAM 信号の位相感応増幅後の光スペクトル（波長分解能: 0.02 nm）

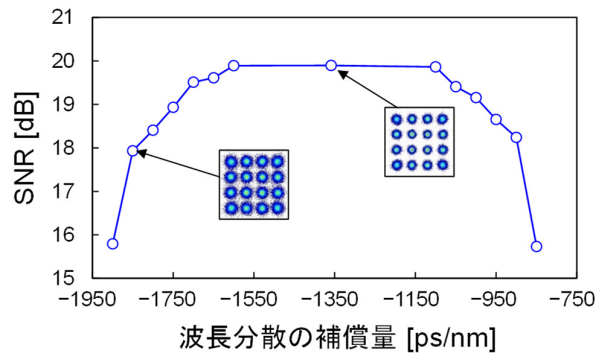


図6.8. 位相感応増幅後の信号 SNR の波長分散補償量依存性

6.2.3 10 Gbaud 64QAM 信号の 200 km 非分散マネジメント位相感応増幅伝送

提案方式を 200 km の無中継伝送に適用し、EDFA の増幅特性と比較した。図 6.9 に実験系を示す。変調信号は 10 Gbaud の単一偏波 64QAM を用いた。比較に用いた EDFA の NF は 4.1 dB であり、増幅利得は PSA と同じ 20 dB に調整した。伝送路である 200 km SSMF の波

長分散は+3376 ps/nm, 伝送損失は 42.4 dB だった. 伝送損失を補償して受信機への入力パワーを十分にするために, PSA または EDFA で増幅した後に追加の EDFA による増幅を行った. 変調信号には-3376 ps/nm の波長分散予等化を行った. 光ファイバ伝送路の非線形特性も含めて評価するために, 信号光の送信パワー P_{in} を 0 dBm から 9 dBm の範囲で変化させた. 受信信号はシグナル成分のみを用いて DD-LMS アルゴリズムによって復調した. さらに, 4.1 節で行ったものと同様の, シグナル成分とアイドラ成分の両方を用いたダイバーシティ合成による復調も行った. 信号品質は SNR と GMI により評価した. GMI は理想的な誤り訂正が実現できた場合に理論上達成可能な周波数利用効率を表す.

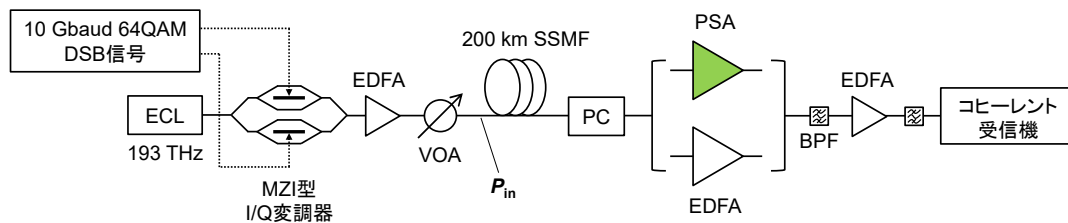


図6.9. 10 Gbaud 64QAM 信号を用いた 200 km 非分散マネジメント位相感応増幅伝送の実験系

図 6.10 は, $P_{in} = 5$ dBm において 200 km 伝送後に PSA および EDFA で増幅された DSB 信号の光スペクトルを示す. スペクトルを比較すると, ASE フロアに 8.3 dB の差が確認できた. 前章でも述べたように, 光パラメトリック増幅過程は偏光依存性を持つため, PSA から出力される ASE は TM 偏波のみで構成されている. 一方, EDFA の場合は無偏光な ASE が出力されるため, 測定スペクトル上では, 単一偏波信号に対しては信号品質に影響しない 3 dB 分の ASE が存在する. ASE の偏光状態によるこの 3 dB の見かけ上の差分を考慮すると, PSA によって得られた正味の OSNR 改善量は 5.3 dB となる.

図 6.11 は, 送信パワーに対する伝送特性を示す. 伝送路の線形領域である $P_{in} = 0$ dBm の条件では PSA と EDFA の間で 4.4 dB の SNR 差が観測された. これは図 6.10 で確認された OSNR の改善量よりも小さいが, この理由はポンプ光からの雑音伝達や PLL の揺らぎによるものと考えられる. EDFA の $P_{in} = 0$ dBm の条件では, ダイバーシティ合成により 2.8 dB の SNR 改善が得られた. このダイバーシティゲインは P_{in} が大きい非線形領域になるほど増加し, 最大で 8 dBm 入力時に 3.8 dB に達した. これは, 文献^[155]で報告されている位相共役光を用いたダイバーシティ合成による非線形歪みの軽減効果によるものである. PSA の場合, ダイバーシティゲインは入力パワーに依らず約 0.5 dB であり, EDFA の場合よりも小さかった. これは, PSA による光学的なダイバーシティ合成が既に行われていたことにより, シグナル光とアイドラ光が相関した雑音成分を持っていたためである. わずかに 0.5 dB のゲインが観測された理由は, PSA の後に配置された EDFA やコヒーレント受信機におい

てシグナル-アイドラ間に新たにわずかな無相関な雑音が生成されたためであると考えられる。また、ダイバーシティ合成を行うために AEQ の次元数が増えたことにより、送受信機内の変調バイアスずれやスキューの補償効果が向上したことも理由として考えられる。線形領域の $P_{in} = 0$ dBm において、ダイバーシティ合成後で比較すると、PSA によって 2.2 dB の SNR 改善が得られた。これは、非線形領域における SNR を最大にする最適送信パワーの条件でも同様だった。この結果から、本構成における PSA の NF は 1.9 dB と推定され、PIA の標準量子限界 (3 dB) を下回った。なお、この NF には OPLL の動作のために PSA の入力に配置した 10% カプラ (図 6.2 参照) の約 0.6 dB の損失が含まれている。GMI の結果から最適な送信パワーの条件でのスループットを計算すると、それぞれダイバーシティ合成後で、EDFA の場合は 51.9 Gbit/s、PSA の場合は 56.2 Gbit/s であり、8.3% のスループット向上効果が確認された。これらの SNR 差は、図 6.11(c) に示す復調後の信号コンスタレーションからも明らかに確認することができる。

図 6.12 は、ダイバーシティ合成無しの EDFA の結果と比較して、ダイバーシティ合成または PSA によって得られる SNR 改善量を示す Δ SNR の送信パワー依存性を示す。2 つのプロットの差は、PSA による OSNR 改善効果を表している。PSA の場合、 Δ SNR は非線形領域に向かって、PSA が持つ非線形歪みの補償効果^[153]により 4.4 dB から 5.5 dB へと増加した。また、EDFA のダイバーシティ合成による Δ SNR も、PSA の場合と同様に非線形領域に向かって約 1 dB 増加した。ダイバーシティ合成と PSA の動作は、シグナルとアイドラの重ね合わせをデジタル的に行うかアナログ的に行うかの違いのみであり、本質的には同じ信号処理である。そのため、同様の非線形特性が得られたことは合理的な結果である。以上の結果から、提案方式によって分散マネジメントを行っていない汎用的な伝送路においても、PSA による高感度受信とファイバ非線形性の軽減を行うことができることが示された。

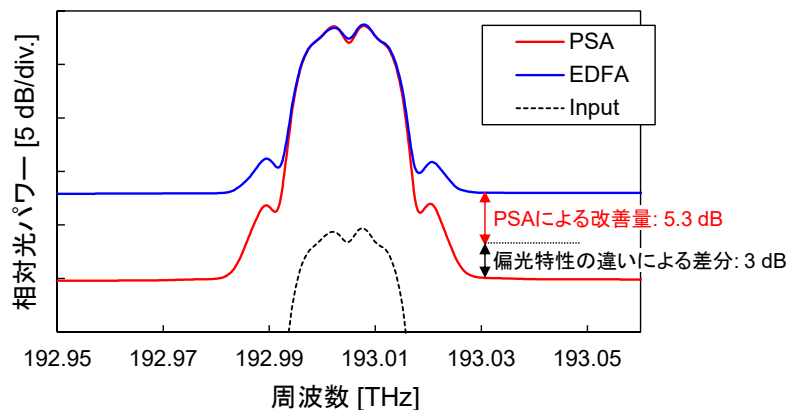


図6.10. 10 Gbaud 64QAM 信号の位相感応増幅後の光スペクトル (波長分解能: 0.02 nm)

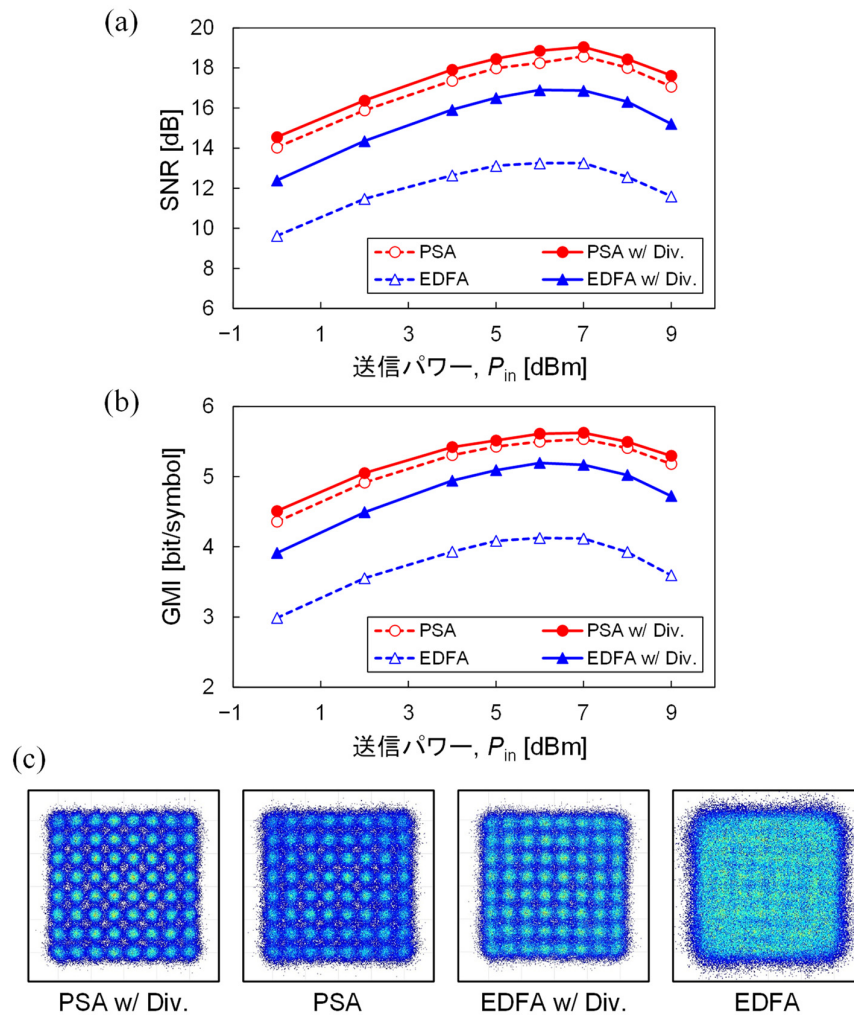


図6.11. 送信パワーに対する伝送特性 (a) SNR 特性 (b) GMI 特性 (c) $P_{in} = 7$ dBm の時の信号コンスタレーション (w/ Div.はダイバーシティ合成を行った結果を表す)

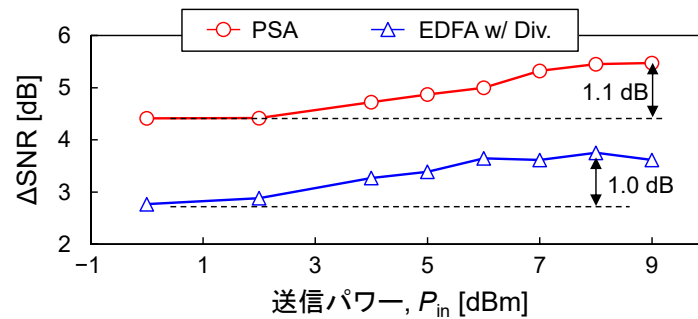


図6.12. PSA およびダイバーシティ合成による SNR 改善量 (Δ SNR) の送信パワー特性

6.3 デジタル波長分散予等化による EEPN 効果の影響

第 4 章では、デジタル波長分散等化とポンプ光位相雑音との複合により EEPN ペナルティが発生することを述べた。一方で、copier-PSA 方式では DCM を用いて光学的に波長分散補償を行うことが前提であるため、EEPN 効果は原理上発生しない。しかしながら、提案方式では送信側 DSP でデジタル波長分散予等化を行うため、送信レーザの位相雑音が EEPN を発生させると考えられる。前項までの実験では送信レーザに線幅 10 kHz 以下の狭線幅光源を用いたため EEPN の顕著な影響は確認できなかったが、実際にはより広い線幅のレーザが使用される可能性がある。そのため、この送信レーザの位相雑音による EEPN 効果と、それが受信側の PSA の動作に及ぼす影響を定量化することは提案方式の実用上重要である。

以下では、DSB-PSA 方式においてデジタル波長分散予等化を行った際に発生する EEPN について考察し、EEPN が PSA のコヒーレントゲインに時間的なゆらぎを引き起こすことを示す。また、PSA の位相回復効果によって EEPN の周波数特性が PSA 前後で変化することと、その雑音分散が軽減されることについて定量的な評価を行う。

6.3.1 EEPN によるコヒーレントゲインゆらぎ

DSB-PSA 方式を用いた伝送系における EEPN について考察する。第 4 章でも述べたように、EEPN とは、通常、コヒーレント受信のための LO が持つ位相雑音と、受信側 DSP 内でのデジタル波長分散等化が組み合わせられることにより、高速に変動する過剰な位相雑音成分が発生する効果である^[280]。一方で、DSB-PSA 方式の場合は送信側で波長分散予等化を行うため、送信レーザの位相雑音が EEPN を引き起こすことになる。送信レーザの位相雑音 $\phi_{Tx}(t)$ を考慮すると、DSB 信号を変調した信号光をベースバンドで表すと以下ようになる。

$$\begin{aligned} s_{\text{DSB}}''(t) &\propto \left\{ 2A_s(t) \cos[2\pi\Delta f t + \phi_s(t)] \otimes h^{-1}(t) \right\} \exp[\phi_{Tx}(t)] \\ &= \left[\{s^+(t) + s^-(t)\} \otimes h^{-1}(t) \right] \exp[\phi_{Tx}(t)] \end{aligned} \quad (6.7)$$

なお、DSB 信号の上側波帯を $s^+(t)$ 、下側波帯を $s^-(t)$ とした。なお、以降では上側波帯をシグナル、下側波帯をアイドラとする。ファイバ伝送路の伝送後、すなわち、PSA の入力では、

$$s_{\text{PSA,in}}(t) \propto \left\{ \left[\{s^+(t) + s^-(t)\} \otimes h^{-1}(t) \right] \exp[\phi_{Tx}(t)] \right\} \otimes h(t) \quad (6.8)$$

となるため、第 4 章での議論と合わせると、送信レーザの位相雑音 $\phi_{Tx}(t)$ が EEPN を引き起こすことが分かる。前節までは PSA の動作に $\phi_{Tx}(t)$ を考慮していなかったが、これを考慮すると、DSB-PSA 方式において PSA 部のポンプ光は $\phi_{Tx}(t)$ に同期されることになる。一方で、EEPN は群速度ジッタを意味するベースバンド上で周波数に線形な位相雑音を生じる。すなわち、オフセットを無視すれば対称な周波数成分間では符号の異なる同じ大きさの位相雑音を生じる。しかしながら、実際には、波長分散のインパルス応答の影響で周波数に依存し

たわずかな時間のずれを生じる。文献^[301]では、この作用により、周波数に依存した位相雑音が生じることが報告されている。したがって、PSA 内でシグナルとアイドラが重ね合わされる際には、この時間のずれによってシグナルとアイドラの間には異なる位相雑音が生じることになる。波長分散を考慮しない（EPPN を考慮しない）場合、DSB-PSA 方式における PSA 出力は、理想的なポンプ光の位相同期状態を想定すると以下のように表される。

$$\begin{aligned} s_{\text{PSA,out}}^{\pm}(t) &\propto s^{\pm}(t) \exp[j\phi_{\text{Tx}}(t)] + \{s^{\mp}(t) \exp[j\phi_{\text{Tx}}(t)]\}^* \exp[j2\phi_{\text{Tx}}(t)] \\ &= 2s^{\pm}(t) \exp[j\phi_{\text{Tx}}(t)] \end{aligned} \quad (6.9)$$

$\exp[j2\phi_{\text{Tx}}(t)]$ は送信レーザに同期した SH ポンプ光の位相を表す。第2章でも述べたように振幅で2倍となるので、コヒーレントゲインは4倍（約6 dB）となる。ここで、EPPN による周波数に依存した位相雑音 $\phi_{\text{EPPN}}(f, t)$ を考慮すると、PSA 出力は周波数に依存した形で以下のように表される。

$$s_{\text{PSA,out}}(f, t) \propto s_{\text{PSA,in}}(f, t) \{ \exp[j\phi_{\text{EPPN}}(f, t)] + \exp[-j\phi_{\text{EPPN}}(-f, t)] \} \quad (6.10)$$

この時のコヒーレントゲインは以下のように表される。

$$G(f, t) = 4 \cos^2 \left(\frac{\phi_{\text{EPPN}}(f, t) + \phi_{\text{EPPN}}(-f, t)}{2} \right) \quad (6.11)$$

したがって、コヒーレントゲインは信号の周波数成分と時間に依存して変動するようになることがわかる。また、PSA の出力における EPPN は

$$\phi'_{\text{EPPN}}(f, t) = \frac{\phi_{\text{EPPN}}(f, t) - \phi_{\text{EPPN}}(-f, t)}{2} \quad (6.12)$$

と表される。PSA の位相回復効果によって波長分散による位相雑音の周波数方向の時間的なずれは除去される。また、統計的には2つの無相関な雑音が足し合わされ平均されると、その分散は半分になる。したがって、波長分散が大きく、周波数方向の時間的なずれが大きくなり足し合わされるシグナル成分とアイドラ成分で EPPN が無相関になると、PSA 出力における EPPN は入力時点のものと比べて半減される。結果として、PSA は EPPN を最大半分まで低減することができるが、新たに周波数成分ごとのコヒーレントゲインの時間的なゆらぎを生じる。

6.3.2 EPPN 効果の周波数特性解析

PSA 前後の EPPN の大きさと EPPN によるコヒーレントゲインの時間方向および周波数方向のゆらぎを数値シミュレーションにより評価した。図 6.13 はシミュレーションモデルである。テスト信号として、96 Gbaud の QPSK 信号を用いた。ナイキストパルス整形のロールオフ係数は 0.01 であり、4 倍のオーバーサンプリングを行った。提案方式の手順で DSB

信号を生成し、想定するファイバ伝送路の波長分散の逆特性に相当する伝達関数を畳み込み、送信レーザの位相雑音 $\phi_{Tx}(t)$ を付与した。シグナル-アイドラ間のガードバンドは 1 GHz に設定した。送信レーザの位相雑音は線幅 500 kHz 相当のウィーナー過程を想定して計算した^[289]。図 6.14 はシミュレーションで用いた位相雑音の時間変化を表す。送信信号は伝送路の波長分散を受け、PSA に入力される。伝送路の波長分散は 1000 ps/nm と 8000 ps/nm の場合で評価した。PSA の模擬として、DSB 信号の位相共役を自身と足し合わせた。このとき、位相共役側には送信レーザの位相雑音を 2 倍した位相成分を付与した。これは、前項で述べたように PSA 部の OPA 過程で用いるポンプ光が送信レーザ（シグナル-アイドラ対のキャリア成分）と完全に同期された理想的な動作状態を意味している。最後に、EEPН によって新たに発生した位相雑音のみを抽出するために、送信レーザの位相雑音を打ち消し、EEPН の解析を行った。EEPН の解析は送信信号と処理後の信号とを位相比較することで行った。位相比較は、送信信号の位相共役を処理後の信号に掛け合わせることで変調信号成分を除去することで行った。この計算を、信号に周波数シフトとローパスフィルタを適用することで、信号帯域内の周波数成分ごとに行った。ローパスフィルタの帯域幅は 4.8 GHz に設定し、周波数シフトも 4.8 GHz ごとに行った。また、同様に、光パワーを比較することでコヒーレントゲインの周波数ごとの時間変動についても算出した。

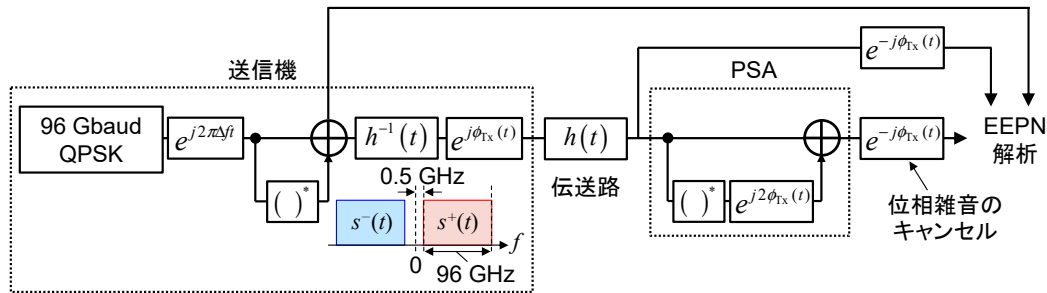


図6.13. EEPН とコヒーレントゲインの周波数特性評価のためのシミュレーションモデル

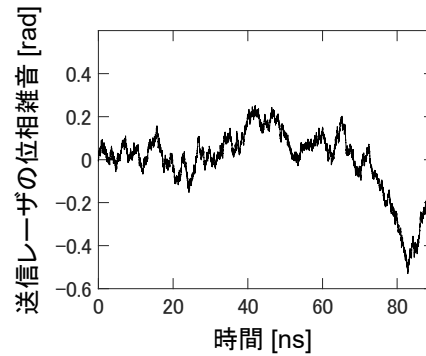


図6.14. シミュレーションで用いた送信レーザの位相雑音

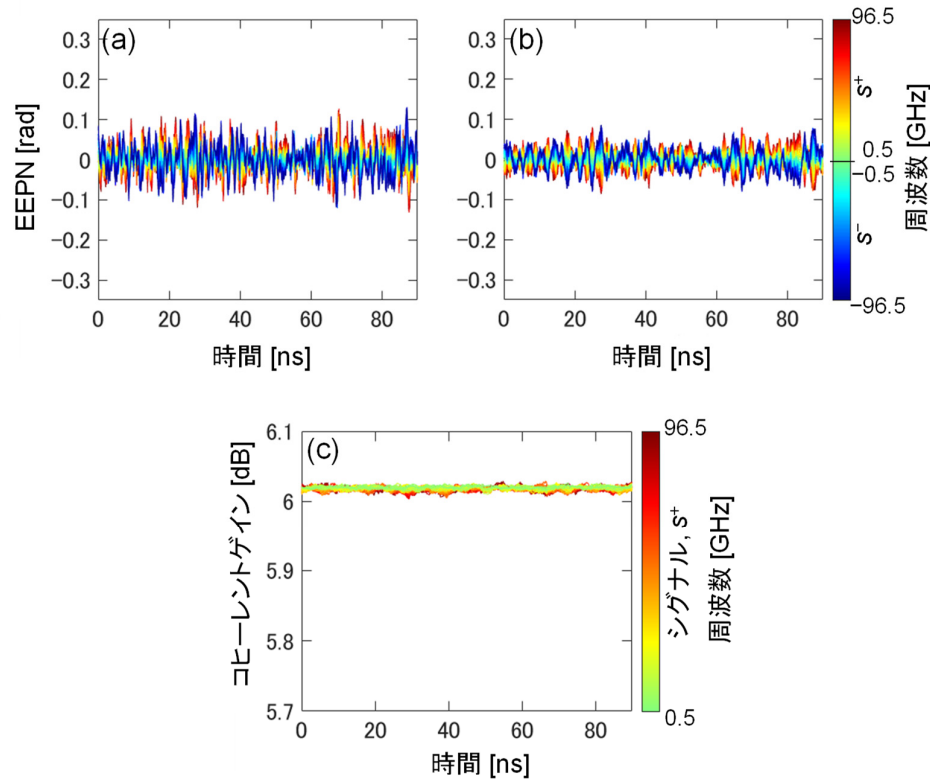


図6.15. 波長分散 1000 ps/nm の計算結果 (a) PSA 入力における EEPN の周波数特性 (b) PSA 出力における EEPN の周波数特性 (c) PSA のコヒーレントゲインの周波数特性

波長分散 1000 ps/nm の場合の結果を図 6.15 に示す。(a)と(b)は PSA の入力と出力における位相雑音を表している。送信レーザの位相雑音は打ち消したにも関わらず、EEPN に由来する位相雑音が残留している。また、そのパターンは周波数成分ごとに異なり、EEPN の周波数依存性を示している。波長分散が比較的小さいため、EEPN は大きくなかったが、PSA 出力では入力に比べてわずかに低減した様子が確認された。(c)は上側波帯(シグナル成分)におけるコヒーレントゲインの周波数および時間に対する変化を示すが、コヒーレントゲインのゆらぎもほぼ無視できる程度であり、4 倍 (6.02 dB) の安定した動作が確認できる。

図 6.16 は 8000 ps/nm の場合の結果を示す。(a)に示す PSA 入力での EEPN は、1000 ps/nm の場合と比べて明確に増大した。図中に丸印で示す EEPN の時間軸上の特徴的なピークを見ると、上側波帯(シグナル)と下側波帯(アイドラ)の間に生じた時間ずれが存在することが分かる。また、高周波の成分ほど波長分散による急峻な位相変化を受けるため大きな EEPN を生じている。(b)に示す PSA 出力では、EEPN が抑圧されている様子が確認できる。また、PSA の位相回復効果によるシグナルとアイドラの間の位相の平均化によって、周波数成分間の EEPN の時間ずれは解消され、同じタイミングで正負の周波数に特徴的なピークが生じていることが分かる。一方で、(c)に示すコヒーレントゲインを見ると、位相雑音の変動に応じて最大 0.25 dB の瞬間的な変動が発生した。前項で述べたように、これらの変動

は PSA 内でシグナルとアイドラの対称な周波数成分を重ね合わせる際に、周波数依存の EEPN が生じていることに起因する。高周波数成分ほど EEPN が大きくなるため、ゲイン変動はより顕著である。このようなゲインのゆらぎは振幅雑音を引き起こし、PSA の実効 NF を劣化させる可能性がある。図 6.17 は各ケースでの信号コンスタレーションを表す。1000 ps/nm の場合でも、8000 ps/nm の場合でも、位相方向の雑音が抑圧されていることが確認できる。以上のように、DSB-PSA 方式では送信レーザの位相雑音が EEPN を引き起こし、これによって、信号の周波数成分ごとにコヒーレントゲインのゆらぎが生じることが分かった。また、PSA が EEPN 由来の位相雑音を低減できることが分かった。

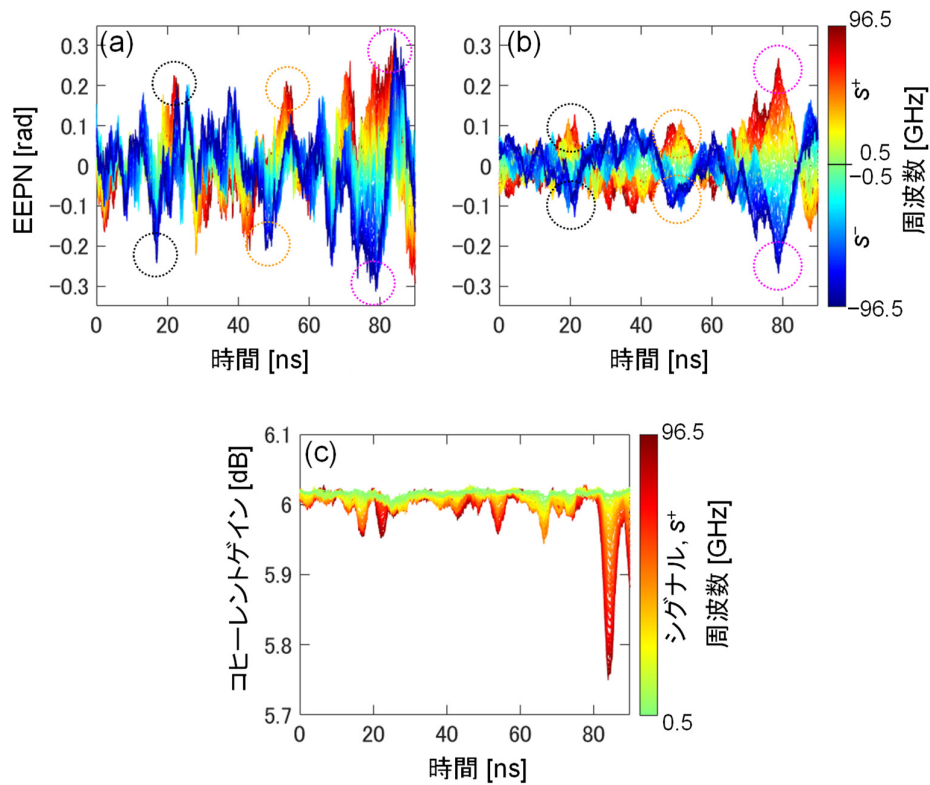


図6.16. 波長分散 8000 ps/nm の計算結果 (a) PSA 入力における EEPN の周波数特性 (b) PSA 出力における EEPN の周波数特性 (c) PSA のコヒーレントゲインの周波数特性

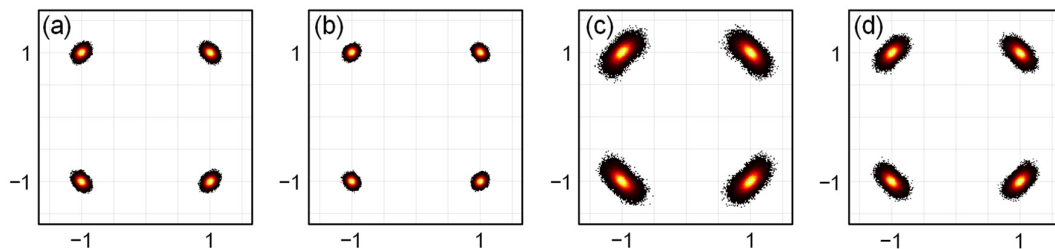


図6.17. 各シミュレーションにおける出力信号のコンスタレーション

6.3.3 数値シミュレーションによる信号品質評価

最後に、EPPN が存在する条件下における PSA の伝送品質改善効果を定量化するため、数値シミュレーションを行った。図 6.18 にシミュレーションモデルを示す。テスト信号には、ロールオフ係数 0.01 で 4 倍にオーバーサンプリングしたナイキスト整形 96 Gbaud 16QAM 信号を用いた。DSB 信号の生成方法は前節で述べたものと同一である。DSB 信号は伝送路の波長分散を表す伝達関数を重畳した後、PIA または PSA による光増幅を想定した処理を行った。PIA の場合、波長分散が 0 で送信レーザの位相雑音がない条件において SNR が 12 dB となるような大きさの AWGN を付与した。PSA の場合、PSA として動作する OPA の NF は理想的には PIA の半分となるため、付加する AWGN の分散を PIA の場合に付加したものの 1/2 とした。また、PSA の動作の模擬のため、前項と同様のシグナル・アイドラ間の重ね合わせを行った。増幅器段の後は、送信レーザの位相雑音を打ち消し、周波数シフトを行い、上側波帯（シグナル成分）がベースバンドに配置されるようにした。その後、信号成分を LPF で抽出し、整合フィルタによってダウンサンプルを行って SNR を評価した。SNR はダウンサンプル後のシンボル分布の分散から計算した。この手順を、送信レーザの線幅と波長分散を変化させて行った。

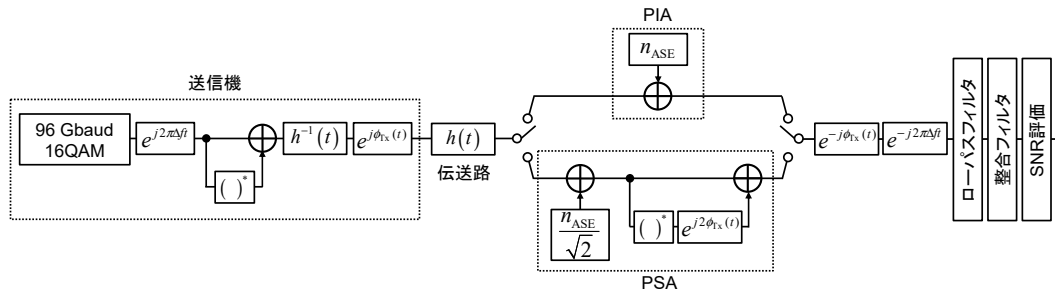


図6.18. 信号品質評価のためのシミュレーションモデル

図 6.19(a)に SNR の評価結果を示す。PIA と PSA の間で付加した AWGN のパワー差は 3 dB であったが、PSA の場合にはアイドラとのコヒーレントな重ね合わせが行われたため、約 6 dB の SNR の改善が確認できる。レーザ線幅や波長分散が大きくなるにつれて SNR は劣化した。波長分散が 0 の場合は一定の SNR を示しているため、この SNR の劣化は EPPN によるものであることが分かる。図 6.19(b)は、各送信レーザ線幅における波長分散 0 の場合の SNR の逆数と、各条件における SNR の逆数の差として計算した EPPN に起因する過剰雑音の分散を示す。同じ波長分散値に対して、PSA の場合では PIA の場合と比べて雑音分散はおよそ半分に低減された。また、各波長分散値における PSA の結果は、波長分散値が半分のときの PIA の結果に対応していた。これらの結果は、EPPN が波長分散と線幅に対

して線形に依存するという既知の関係と整合する^[280]。図 6.19(c)は PSA による SNR の改善量を表す。レーザ線幅や波長分散が大きい場合には EEPN が支配的となり、増幅器雑音の信号品質への寄与が小さくなるため、観測された SNR 利得は主に EEPN の低減効果によるものである。この結果から、PSA は EEPN が非常に大きくなるような伝送条件であっても、増幅器の NF を改善する他に EEPN の改善によっても信号品質を向上できることが分かった。また、コヒーレントゲインのゆらぎによる振幅雑音の影響は明確には確認されず、本シミュレーションの伝送条件では無視できるレベルだった。

なお、ここでの目的は DSB-PSA 方式における EEPN の挙動を定量的に明らかにすることであり、信号評価のシミュレーションでは増幅器雑音を固定して波長分散量とレーザ線幅を変化させて行った。実際には波長分散は伝送距離に伴って増加するが、この場合、伝送損失も増加することで相対的な増幅器雑音量も増加する。また、伝送ファイバ中のカー効果による非線形信号歪みも考慮していないため、より現実的な状況での提案方式の有効性を考察するには、それらを含んださらなる検証を行う必要がある。

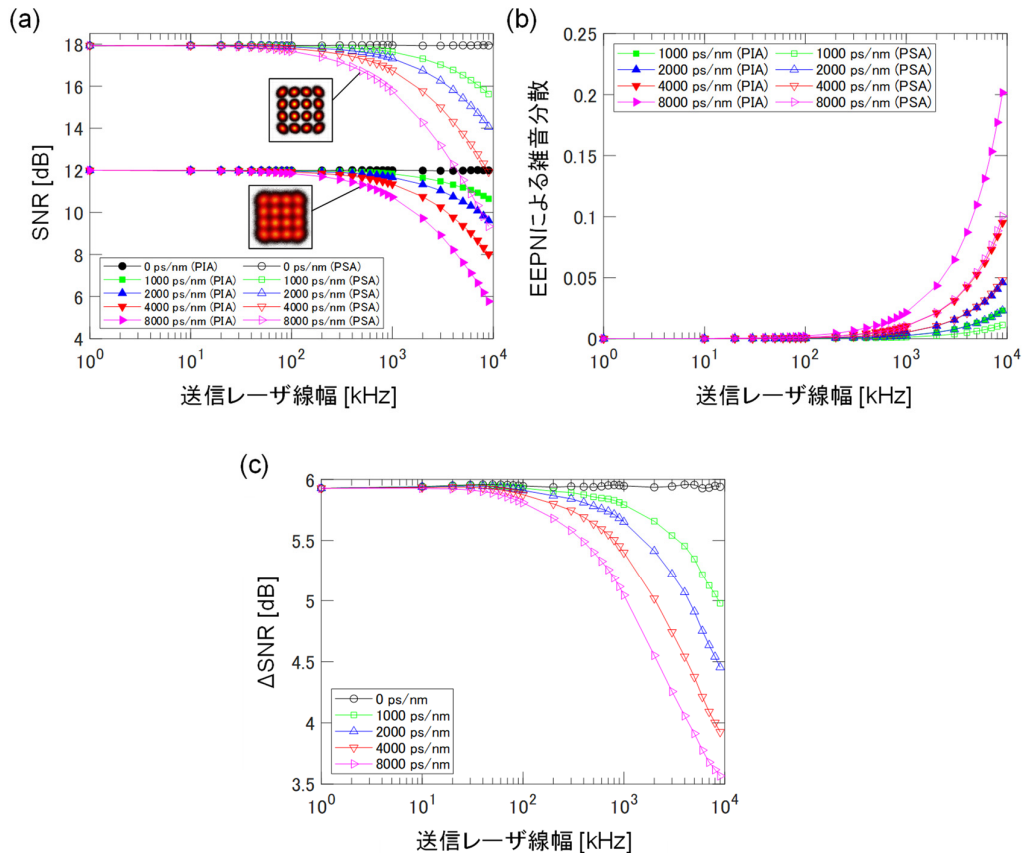


図6.19. 信号品質の評価結果 (a) SNR 特性 (b) EEPN による雑音分散 (c) PSA による SNR 改善量

6.4 まとめ

本章では、PSA をより簡易かつ汎用的に利用できるようにするためのデジタル DSB-PSA 方式の提案と実証を行った。デジタル的に DSB 信号を生成することで振幅変調によってシグナル-アイドラ対を生成でき、位相感應増幅に利用できることを高次 QAM 信号の増幅実験で明らかにした。また、この方式によってデジタル波長分散予等化を適用できるようになり、DSP による可変的な等化处理によって 200 km の SSMF 伝送系において光学的な波長分散補償を行わなくても PSA による低雑音増幅とファイバ非線形軽減効果を利用できることを確認した。また、本方式における EEPN の影響を調査した。EEPN のスペクトル解析により、PSA による EEPN 低減効果と、それに伴う周波数依存のコヒーレントゲインのゆらぎを可視化することができた。さらに、数値シミュレーションの結果から、PSA は入力時点で生じていた EEPN を半分まで低減できることが示された。また、コヒーレントゲインのゆらぎについては、レーザ線幅が 500 kHz とある程度広く、波長分散が大きい場合であっても、その影響は無視できるレベルであることが確認された。

本方式は縮退周波数に配置した DSB 信号を用いるため、縮退周波数にポンプを配置することが難しく、二次非線形光学効果による 2 ステージ SHG/DFG 過程による実装が適している。一方で、直近の 2024 年にはデュアルポンプ方式を利用した FOPA によって本方式を実装した報告がなされている^[302]。本方式はシングルキャリアの伝送システムに簡易に PSA を適用することで信号品質を改善するものであり、モバイルフロント/バックホールやデータセンタ網、地上や宇宙空間における FSO リンクなど、シングルキャリアないしは少数チャネルでの無中継伝送システムの高速化・長延化への応用が期待される。

第 6 章に関連する研究業績

学術論文

1. S. Shimizu, T. Kobayashi, T. Kazama, T. Umeki, K. Enbutsu, R. Kasahara, and Y. Miyamoto, “Optical phase-sensitive amplification of higher-order QAM signal with single Mach-Zehnder amplitude modulator,” *Electronics Letters*, vol. 57, no. 1, pp. 32–33, January (2021). DOI: 10.1049/ell2.12002
(図 6.1 から 6.4 は本文献の図を改変して使用)
2. Shimpei Shimizu, Takushi Kazama, Takayuki Kobayashi, Takeshi Umeki, Koji Enbutsu, Ryoichi Kasahara, and Yutaka Miyamoto, “Non-degenerate phase-sensitive amplification scheme using digital dispersion pre-equalization for unrepeated transmission,” *Optics Express*, vol. 29, no. 6, pp. 8451–8461, March (2021). DOI: 10.1364/OE.419782
(図 6.5 から 6.12 は本文献の図を改変して使用)
3. Shimpei Shimizu and Atsushi Okamoto, “Impact of EEPN in phase-sensitively pre-amplified fiber-optic transmission with digital idler generation and pre-CD compensation,” *IEICE Communications Express*, vol. 14, no. 12, pp. 473–476, December (2025). DOI: 10.23919/comex.2025XBL0121
(図 6.13 から 6.19 は本文献の図を改変して使用)

第7章

低分散光位相共役伝送における 相互位相変調の評価と波長配置設計

本章では、OPC を適用した WDM 伝送システムにおける伝送特性の評価を行い、システム設計について検討する。特に、トラフィックの集中していない過疎地域網を指向した検討を行う。そのようなネットワークでは、大容量化の需要は大きくなく、CAPEX/OPEX の削減のために増幅中継間隔および再生中継間隔を延伸し、中継局の数や規模を削減することが求められている。第2章で述べたように、信号品質 (SNR) を保ったまま増幅中継間隔を延伸するには、単位伝送距離あたりの伝送損失を低減する必要がある。そのためには G.654.E CSF のような低損失ファイバの利用や分布ラマン増幅の適用が考えられるが、ファイバ伝送路の新規敷設や、分布ラマン増幅の適用に伴う安全面での新規システム構築や保守管理は高コストである。他にも、高シンボルレートの信号を利用して変調多値度を下げる（要求 SNR を下げる）方法が考えられるが、トランシーバの更改が必要であり、こちらもコストが懸念される。伝送性能を制限する他の要因として、光ファイバ中のカー効果に起因する非線形信号歪みがある。特に地域網では、光ファイバ伝送の初期に敷設された DSF や NZ-DSF のリンクが残存している場合があり、SSMF リンクと比べ非線形歪みの影響は大きい。このような、いわゆるレガシーインフラと呼ばれる既設ファイバの活用も経済性の観点では重要である。DSP を用いた非線形信号歪みの補償技術も検討されているが、補償効果はチャネル内作用である SPM に限定される上、やはりトランシーバの更改が必要となる。

OPA を用いた OPC は、全光学的な信号処理によってファイバ中の非線形信号歪みを補償する技術であり、原理的には SPM のみでなく XPM などのチャネル間作用に対しても有効である。また、近年は 30 dB 超の高い増幅利得を持つ OPA が実現できるようになってきており、増幅中継器としての機能を兼ねながらそのような信号処理を行うことができる。また、中継器の更改は必要になるが、原理上、必ずしも OPC をすべての中継地点に適用する必要はない。したがって、OPC による非線形歪み補償は、従来の非線形シャノン限界を超えた増幅中継間隔および再生中継間隔の長延化を経済的に実現できる可能性がある。以下では、地域網に残存するレガシーインフラとして NZ-DSF の集中増幅系を想定し、低分散な伝送系に OPC を適用した際の伝送特性について、数値シミュレーションと実験で評価する。特に、WDM チャンネルの周波数間隔に対する XPM の影響の変化に着目し、OPC の効果を最大化する伝送設計の指針を得ることを目的とする。

7.1 OPC を適用した集中増幅系における非線形特性

はじめに、OPC を適用した集中増幅系における非線形特性について考察する。光ファイバ中のカー効果による XPM に起因する非線形信号歪みの発生効率、相互作用するチャンネル間の伝搬定数差に依存する。伝搬定数差が大きい場合、強いウォークオフ効果により XPM によって生じる位相回転は平均化され雑音としては小さくなる。光ファイバは分散性媒体であるので、チャンネル間の伝搬定数差を大きくするには WDM チャンネル間の波長間隔を広げることが有効である。したがって、波長分散およびチャンネル間隔は伝送設計における重要なパラメータである。XPM に起因する非線形歪みの発生効率を表すウォークオフ長（チャンネル間で 1 シンボル分の時間的なずれが生じるのに要する伝搬長）は、次式で表される^[48]。

$$L_w = \frac{T}{|D\Delta\lambda|} \quad (7.1)$$

ここで、 T はシンボル間隔（シンボルレートの逆数）、 D は伝送路の二次波長分散係数、 $\Delta\lambda$ はチャンネル間の波長間隔を表す。ウォークオフ長が短ければ XPM のようなチャンネル間効果の影響は小さくなる。一方で、現在のデジタルコヒーレント方式に基づく非分散マネジメント伝送システムでは、ある程度の波長分散を持った光ファイバが伝送路として使用されており、波長分散は伝送に伴って線形に累積し、XPM によって誘発される非線形歪みに強いウォークオフを生じさせる。このような場合、SPM が非線形歪みの支配的要因となるため、伝送性能はチャンネル間隔に強くは依存しない。

次に、OPC を適用する場合について考える。2.3.3 項でも述べたように、ML-OPC を用いたシステムでは、光信号は波長分散の累積と補償を繰り返しながら伝搬する（図 2.33 参照）。その結果、波長分散の累積値がゼロとなる地点が多数存在し、ウォークオフが小さくなる。そのため、通常のデジタルコヒーレント伝送システムよりも、システム全体での非線形性は大きくなると考えられる。しかしながら、OPC 前後での非線形歪みは互いに逆位相で発生するため、受信信号における累積非線形位相雑音はウォークオフが小さいことによる非線形性の増大と、逆位相の非線形歪みの間の補償効果とのバランスに依存する。非線形歪みの抑圧効果は OPC の前後での伝送条件（波長分散マップおよびパワーマップ）の対称性に依存する。ML-OPC 伝送系では、波長分散マップは OPC の挿入により自然に対称となるため、パワーマップの対称性が重要となる。しかしながら、集中増幅系においてパワーマップの対称性はあまり高くない。対称性の影響は広帯域な非線形歪みに対してより顕著に作用するため、集中増幅系における OPC の非線形補償効果は特に XPM や FWM クロストークに対して小さくなる。逆に言えば、狭帯域な非線形歪みである SPM に対しては、集中増幅系のような対称性の悪い伝送系であっても、OPC は高い補償効果を持つ。したがって、OPC を適用した集中増幅系においては、XPM が非線形歪みの支配的な要因となり、チャンネル間隔を拡大することが伝送性能の向上に有効であると考えられる。この特性は、デジタル逆伝搬法などの DSP による SPM 補償を用いた WDM 伝送と同様である^[303]。

なお、一般にファイバ伝送路の波長分散は高次項（分散スロープ）を持つため、波長依存性がある。また、OPC は OPA によるスペクトル反転によって行われるため、OPC 前後で各チャンネルのキャリア周波数が変化する。したがって、OPC 前後で波長分散係数が変化する。理想的に同じ波長分散係数とスパン長をもつ伝送路であったとしても、この影響によって 1 セグメントの終端ではわずかな波長分散が残留する。DRA を用いてパワーマップの対称性を極限まで高めた伝送系では、この周波数シフト量の違いによって特に広帯域な作用である XPM の補償効果に対して有意な差が生じる可能性があるが、元々対称性の良くない集中増幅系においてはほとんど問題にならないことが報告されている^[304]。

7.2 集中増幅 NZ-DSF 系における WDM 伝送シミュレーション

本節では、スプリットステップ・フーリエ法 (SSFM: split-step Fourier method) を用いて、伝送路として NZ-DSF を想定した光伝送の数値シミュレーションを行い、OPC 伝送システムにおける XPM に代表されるチャンネル間作用の影響を評価する。チャンネル間隔および波長分散値を変化させ、OPC による SNR 改善効果を網羅的に解析する。

7.2.1 シミュレーションモデル

図 7.1 にシミュレーションモデルを示す。ネットビットレート 100 Gbps を想定した送信信号として、32 Gbaud の PDM-QPSK 信号を使用した。ナイキストパルス整形のロールオフ係数は 0.1 とした。独立した変調パターンの 5 チャンネルから構成される WDM 信号を生成し、WDM チャンネル間隔を 100, 200, 400 GHz と変化させ、伝送品質の変化を評価する。信号の波長帯としては C 帯を想定し、中心周波数を 192.5 THz (1557.36 nm) とした。WDM 信号を模擬するために信号サンプルは 32 倍にオーバーサンプリングし、周波数領域での解析領域は 1024 GHz (= 32 Gbaud × 32) とした。

伝送路はスパン長 80 km の NZ-DSF の 12 スパンにわたる増幅中継系を想定した。すなわち、総伝送距離は 960 km である。増幅中継器として EDFA による集中増幅を想定した。OPC を適用する場合は ML-OPC 伝送系を想定し、OPC の処理に相当する光信号の位相共役計算を 2 スパンごとに行った。すなわち、ML-OPC の 1 セグメントは 2 スパンから構成される。

NZ-DSF 中の光伝搬は、式(1.5)の非線形シュレディンガー方程式に基づき、三次の波長分散（分散スロープ）までを考慮した SSFM により計算した。主なパラメータは以下の通りである。分散スロープ: 0.07 ps/nm²/km, 伝搬損失: 0.23 dB/km, 非線形定数: 2.3 /W/km, PMD 係数: 0.1 ps/km^{1/2}, EDFA の NF: 4.5 dB, OPC に用いた OPA の縮退周波数（波長）: 194.0 THz (1545.32 nm), チャンネル間隔に加え、1550 nm (193.4 THz) における二次波長分散係数を、-3.0 から +6.0 ps/nm/km の範囲で 0.5 ps/nm/km 刻みで変化させた。位相共役処理後の WDM 信号

の中心周波数は OPA のスペクトル反転効果によって変換されることを想定すると、図 7.2(b) に示すように、奇数スパンは中心周波数 192.5 THz で、偶数スパンは中心周波数 195.5 THz で伝送される。そこで、この周波数シフトを考慮して、SSFM で与える波長分散値を、位相共役を行うたびに分散スロープと中心周波数に基づいて算出される値に変更した。なお、本シミュレーションで行った SSFM の詳細な計算フローは付録 D を参照されたい。

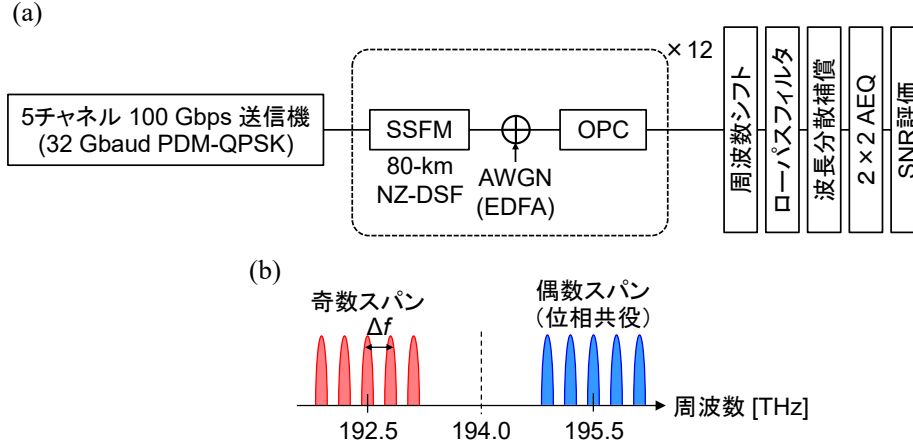


図7.1. シミュレーションモデル (a)計算フロー (b) WDM 信号の周波数配置

EDFA による増幅中継部では、4.5 dB の NF に対応する AWGN を信号に加えた。偏波成分あたりの AWGN の片位相成分における振幅の二乗平均平方根は次式で表される。

$$n_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{F(G-1)h\nu\Delta f}{4}} \quad (7.2)$$

F は EDFA の NF, G は EDFA の利得 (=スパン損失), h はプランク定数, ν は WDM 信号の中心周波数, Δf は解析帯域幅である。

12 スパン分の計算後、復調対象のチャンネルが周波数領域で解析領域の中心となるように WDM 信号を周波数シフトし、LPF で抽出した。抽出した信号は波長分散の補償後に DD-LMS アルゴリズムで更新される 2×2 の MIMO AEQ を用いて復調した。信号品質はシンボル判定後の分散に基づいて SNR を算出することで評価した。ここでは OPC 通過時に WDM 信号に対して信号品質劣化が発生しないと仮定し、位相共役の操作によって生じる非線形性の変化のみを評価対象とした。

7.2.2 シミュレーション結果と考察

図 7.2(a)に、波長 1550 nm における波長分散が 3.0 ps/nm/km の場合における中心チャンネルの SNR の送信光パワー特性を示す。チャンネル間隔によらず、OPC を挿入することで送信パ

ワートレランスが改善されることが確認された。OPC 無しの場合では、チャンネル間隔を 100 GHz から 400 GHz まで広げても、最大 SNR の変化は 0.5 dB 以下であり、非線形トレランスの改善は小さかった。これは、7.1.1 項で述べたように 100 GHz のチャンネル間隔でもウォークオフ効果によって XPM の寄与は SPM と比べ大きくなかったためである。最適入力パワーもチャンネル間隔によって変化せず、 -2 dBm/ch であった。一方で、OPC を適用するとチャンネル間隔の依存性が顕著に確認できるようになった。これは、OPC によって SPM による狭帯域な非線形歪みが補償されたことに加え、波長分散の補償によって XPM のウォークオフが小さくなったためである。100 GHz 間隔と 400 GHz 間隔での SNR 差は 1.79 dB であり、チャンネル間隔の増加に伴い最適送信パワーは 1 dBm 増加した。同一チャンネル間隔での OPC による非線形歪み補償効果に起因する SNR 改善量は、100 GHz 間隔で 1.17 dB、200 GHz 間隔で 1.78 dB、400 GHz 間隔で 2.52 dB であった。これらの結果から、OPC を用いた伝送システムでは XPM の寄与が相対的に大きくなり、チャンネル間隔の信号品質への影響が既存のシステムよりも大きくなるため、必要なチャンネル数に基づいた最適な波長間隔設計が有効であることが分かった。図 7.2(b)に、最適送信パワーにおける SNR のチャンネル依存性を示す。チャンネル番号は周波数の昇順に並べた。OPC 無しの場合では、外側のチャンネルほど SNR がわずかに高い傾向が見られた。これは外側のチャンネルでは XPM の干渉源が少ないためである。100 GHz 間隔の場合でのチャンネル 1 と 3 の SNR 差は 0.20 dB であった。一方で、400 GHz 間隔では XPM の影響はさらに小さくなるため、チャンネル依存性はほとんど見られなかった。一方で、OPC を適用した場合は、OPC 無しの場合よりも大きなチャンネル依存性があり、100 GHz 間隔で 0.68 dB、400 GHz 間隔で 0.40 dB の SNR 差が確認された。この結果からも、OPC を適用したシステムでは XPM に対して高い感度を持つことが確認できる。

図 7.3 に、1550 nm における局所波長分散値を変化させた場合の、中心チャンネルの SNR の変化を示す。OPC 無しの場合、SNR はチャンネル間隔によらず波長分散値が増加するにつれウォークオフが大きくなるため零分散の条件を境に単調に増加した。 -0.5 ps/nm/km 付近で WDM 信号の中心周波数近傍で波長分散が 0 となるため、XPM と強い FWM クロストークに起因して SNR が大きく劣化した。零分散以外ではチャンネル間隔に対する変化はあまり大きくなかったが、零分散の条件ではチャンネル間の作用による非線形歪みが非常に強く生じたため、顕著なチャンネル間隔依存性が確認できる。チャンネル間隔による SNR 差は波長分散の増加に伴って減少し、5 ps/nm/km を超える領域では 200 GHz 間隔の結果と 400 GHz 間隔の結果はほぼ同一となった。OPC を適用した場合、SNR は -0.5 ps/nm/km と 1.0 ps/nm/km の 2 条件で大きく劣化した。 -0.5 ps/nm/km での劣化の理由は OPC 無しの場合と同様であるが、1.0 ps/nm/km での劣化は、OPC によって周波数シフトされた信号光の波長分散が 0 付近となる値であり、位相共役伝搬区間での XPM や FWM クロストークが大きくなったためである。この結果は、OPC を適用したシステムにおいては、送信時の信号光周波数における波長分散だけでなく、位相共役区間の波長分散にも注意が必要であることを示している。また、この傾向は OPC 無しの場合と異なり、400 GHz 間隔でも大きな劣化が確認された。

以上の結果から、OPC を適用した伝送システムでは XPM をはじめとするチャネル間非線形作用に対する感度が通常より高くなり、チャネル間隔の拡大が従来システムに比べてより効果的であることが示された。

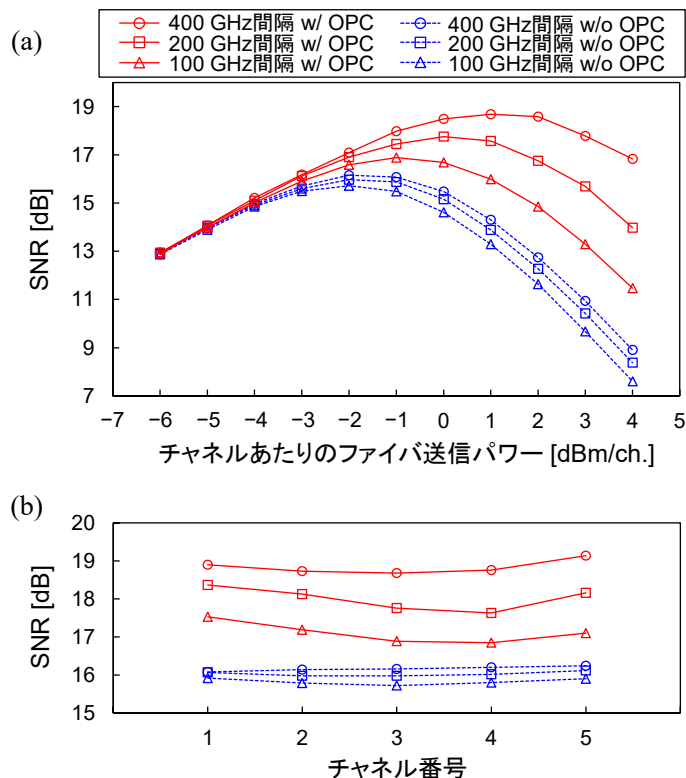


図7.2. 波長 1550 nm における波長分散値が 3.0 ps/nm/km の場合におけるシミュレーション結果 (a)中心チャネルの SNR の送信パワーおよびチャネル間隔依存性 (b)最適送信パワーにおける SNR のチャネル依存性

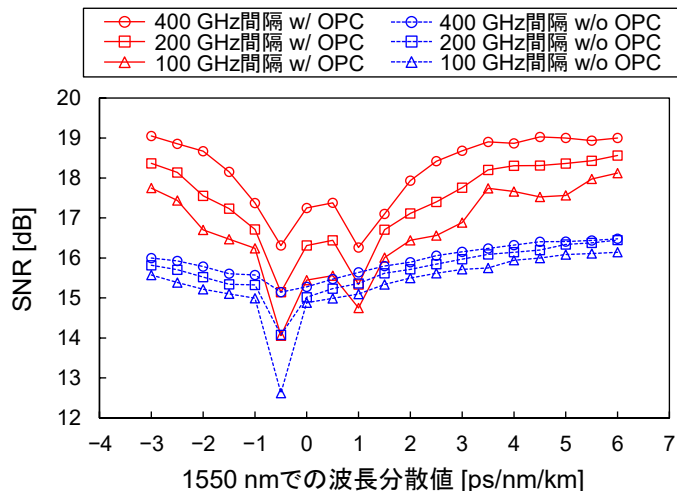


図7.3. 波長 1550 nm における波長分散値に対する SNR 特性

しており、スパン長 80 km の集中増幅系を構成している。周回伝送路の入出力は AOM を用いた光スイッチと 2×2 光カプラで制御した。周回ごとに偏波状態をランダムに変化させるために LSPS を用いた。各スパンの入力光パワー P_{in} は VOA を用いて制御した。各周回で送信スペクトルが一致するように、GEQ を制御した。OPC として、縮退周波数 194.0 THz の PPLN 導波路による、平行型偏波ダイバーシティ OPA (図 2.13 参照) を使用した。OPA の出力では光フィルタによってアイドラ光のみを抽出した。変換後の WDM 信号の中心周波数は 195.5 THz である。OPC は 80 km ごとに挿入され、各周回で各素子に入力される光の周波数 (波長) が常に一致するようにした。これは周回伝送路における利得等化を容易にするためであるが、通常の ML-OPC の構成では最も頻繁に OPC を適用する場合でも 2 スパンごとに 1 回の適用でよい。本実験構成では 1 スパンごとに挿入しているため、この実験系における OPC の適用による OSNR ペナルティは通常よりも大きくなっている。図 7.5 に、各チャンネル間隔の場合の OPC の入出力スペクトルを示す。また、図 7.6 に、市販の分散測定器を用いて測定した NZ-DSF の波長分散の周波数依存性を示す。分散スロープは $0.07 \text{ ps/nm}^2/\text{km}$ であり、測定チャンネルとその位相共役光 (アイドラ光) の周波数における波長分散はそれぞれ 3.7 および 2.1 ps/nm/km であった。

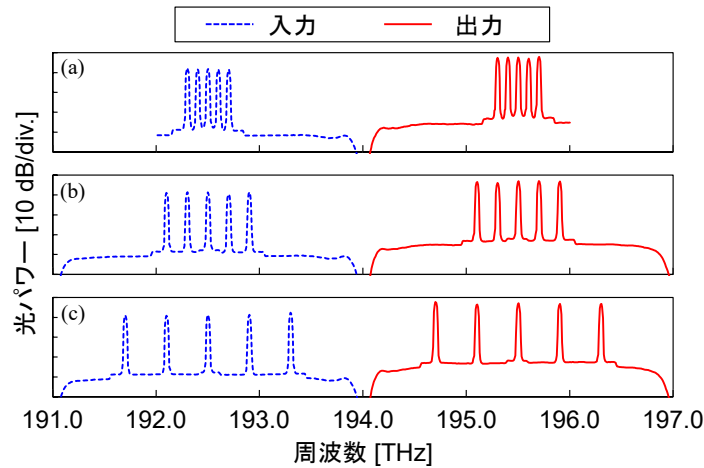


図7.5. OPC として動作する PPLN 型 OPA の入出力光スペクトル (a) チャンネル間隔 100 GHz, (b) 200 GHz, (c) 400 GHz の場合

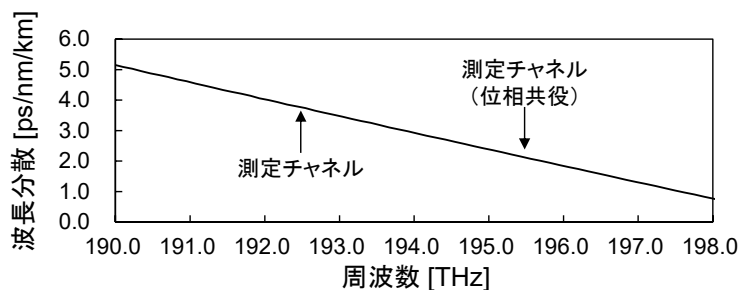


図7.6. 伝送路として使用した NZ-DSF の波長分散特性

受信側では、周回伝送路から出力された WDM 信号を EDFA で増幅し、BPF で測定チャネルを抽出した後、コヒーレント受信機で受信した。受信信号はオフライン DSP において波長分散補償を行った後、トレーニングシンボルを用いて初期収束させた 2×2 の AEQ によって復調した。AEQ の更新は DD-LMS アルゴリズムによって行った。受信信号の波長分散は DTSE 法^[284]を用いてブラインド推定した。上記の数値シミュレーションと同様に、信号品質は復調後のシンボルの分散に基づいて SNR を算出することで評価した。

7.3.2 実験結果と考察

図 7.7 に、DTSE 法によって推定した受信信号の波長分散を示す。OPC 無しの場合では、1 周回あたり 525–550 ps/nm の波長分散が線形に累積しており、この値は図 7.6 に示した測定器によって測定した値から見積もられる値とよく一致した。一方、OPC を適用した場合、位相共役光の伝搬によって波長分散が補償され、1 周回あたりの波長分散の累積量は 150–175 ps/nm となった。この残留波長分散は、伝送路の分散スロープと OPC に伴う周波数シフトに起因する。この値も、測定器で測定された波長分散値から予想される値とよく一致した。この結果から位相共役光の伝搬によって波長分散補償が行われていることが確認された。

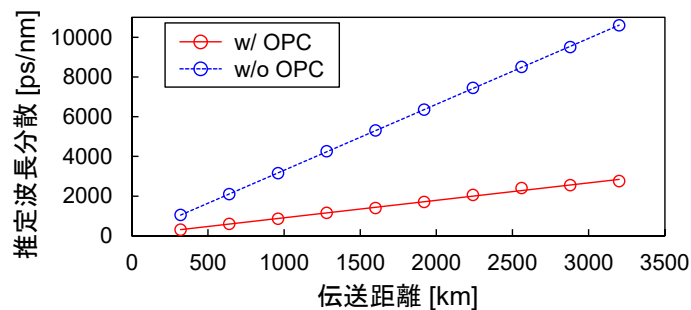


図7.7. DTSE 法によって受信信号から推測した累積波長分散量

図 7.8 は 960 km 伝送後の受信信号の SNR の送信パワー P_{in} 依存性を示している。OPC 無しの場合、前節のシミュレーション結果と同様に、チャネル間隔を広げることによる SNR の改善はわずかであり、100 GHz 間隔の結果と 400 GHz 間隔の結果の間の SNR 差は $P_{in} = -1.4$ dBm の最適送信パワーの時に 0.6 dB だった。OPC を適用した場合は、SNR はチャネル間隔に大きく依存した。この傾向も、前節のシミュレーションと同様の傾向である。100 GHz 間隔の結果と 400 GHz 間隔の結果の間の SNR 差はそれぞれの最適送信パワーの時に 2.0 dB だった。ただし、 $P_{in} = -5.4$ dBm の時の線形領域では、OPC を通過することによる過剰な OSNR 劣化により、OPC 無しの場合と比べて約 1.5 dB の劣化が生じた。200 GHz 間隔の結果の場合、最大 SNR の改善は見られなかったものの最適入力パワーは 2 dB 改善しており、これは、OSNR（線形雑音特性）は劣化したが、OPC によって非線形歪みが補償され

たことを意味している。400 GHz 間隔の場合には OSNR ペナルティを上回る SNR 改善が確認され、最大 SNR は 0.87 dB 向上した。

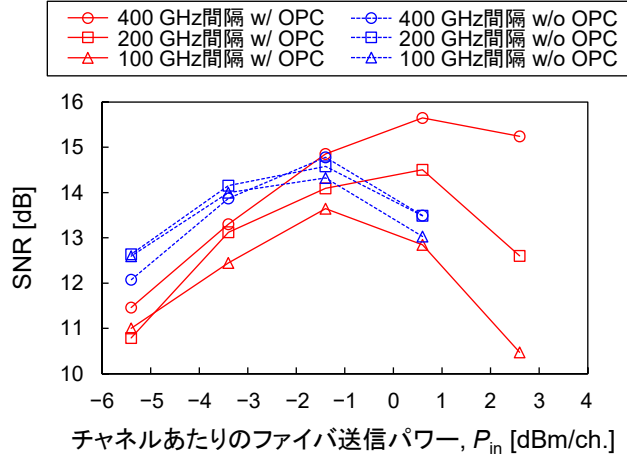


図7.8. チャンネル間隔と送信パワーに対する SNR の実験結果

本実験では、各周回で光信号の周波数配置が変わらないようにして周回伝送のオペレーションを簡単にするために、OPC を必要以上に多く挿入したことから OSNR ペナルティが過剰に生じた。特に第2スパン後の OPC は EDFA の前に配置したため、リンクの NF を直接的に悪化させた。OSNR ペナルティは上記のシミュレーション設定と同様に2スパンごとに OPC を挿入する構成にすることで非線形補償効率を維持しつつ低減可能である。また、OPA の増幅利得を増加させる、または EDFA による増幅後に OPC を行うなどして、過剰な ASE 雑音の発生を抑圧することも可能である。さらに、第2章2.3節で述べた PMD などによる確率論的な非線形位相雑音のランダムウォーク長の増大を許容すれば、OPC の回数をさらに減らすこともできる。

図7.9は最適送信パワー時の SNR の伝送距離特性を示している。100 GHz および 200 GHz 間隔では、OPC による非線形補償効果が OSNR の劣化量を上回らなかったため、SNR の改善は確認されなかった。一方、400 GHz 間隔では伝送距離が長くなるほど SNR の改善量が増加した。これは、チャンネル間隔の拡大によって XPM の影響が低減され、SPM に対する OPC の強い補償効果が顕著になったためである。ここで、ネットビットレート 100 Gbps を達成する Q 値しきい値の例として 6.75 dB (20% FEC オーバーヘッド) を想定すると^[305]、QPSK 信号の SNR と伝送 Q 値は一致するため、400 GHz 間隔の場合の 3200 km 伝送後における Q 値マージンは OPC 無しの場合で 1.5 dB、OPC 有りの場合で 3.9 dB となる。この結果は、OPC による 2.4 dB の Q 値マージンの向上によって 73%、すなわち、2000 km 以上の伝送距離（再生中継距離）の長延化が可能であることを示唆している。また、同一スパン数で追加のスパン損失を 2.4 dB 許容できることを意味しており、本実験で用いた NZ-DSF の伝送損失 0.23 dB/km を想定するとおよそ 10.4 km 分の増幅中継間隔の長延化が可能となる。

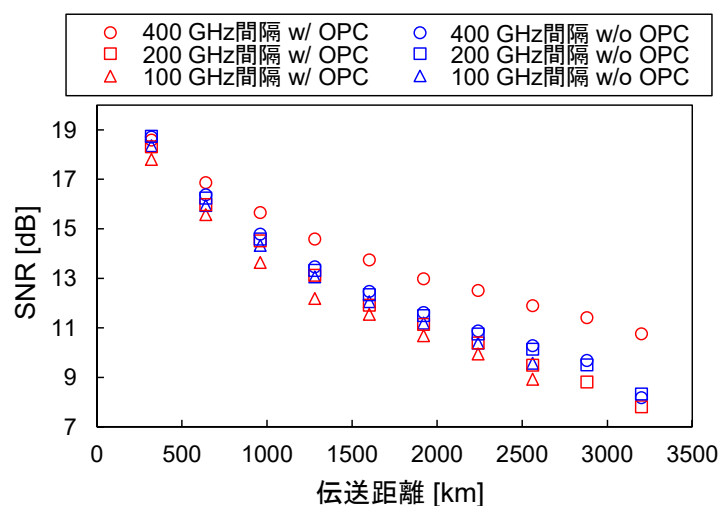


図7.9. 最適送信パワー時のSNRの伝送距離特性

7.4 まとめ

本章では、OPCを適用した集中増幅伝送系において、WDM信号のチャンネル間隔が非線形信号歪みに与える影響を数値的および実験的に検討した。特に、地域網の中継局削減への貢献を志向して、低分散のNZ-DSFリンクを想定した。SSFMを用いたシミュレーションの結果、OPCを適用した伝送系では通常の方分散マネジメント伝送系よりもXPMの影響が大きく、チャンネル間隔を拡大することでSNRが大きく改善されることが示された。チャンネル間隔を100 GHzから400 GHzに拡大することでOPCによる非線形補償効果が約1.4 dB向上した。さらに、PPLN型OPAによるOPCを用いて5チャンネル32 Gbaud PDM-QPSK信号の長距離WDM伝送実験を実施した。実験結果でもシミュレーションと同様にOPCを用いた場合の伝送性能はチャンネル間隔に大きく依存することが確認された。チャンネル間隔が400 GHz間隔の場合にはOPCの適用によるOSNRペナルティを上回る性能向上が得られた。100 Gbpsを達成するQ値しきい値を例とすると、2000 km以上の再生中継距離の長延化が可能であること、増幅中継間隔を10.4 km延長できることを示唆するSNRの改善量が得られた。

これらの結果は、OPCを適用した伝送系においてチャンネル間隔が従来の伝送システムよりも重要な設計パラメータとなり得ることを明らかにした。また、所望のチャンネル数や伝送容量に応じて、できるだけ広いチャンネル間隔を取ることでOPCの効果を最大限に利用し、従来の非線形シャノン限界を超えた伝送性能による中継局の削減などによって、経済的な長距離増幅中継伝送網を実現できることを示した。本章では伝送路としてNZ-DSFを用いたC帯伝送を想定したが、DSFを用いたL帯伝送も波長分散量としては同程度であり、同様の議論が適用できると考えられる。

第 7 章に関連する研究業績

学術論文

1. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takeshi Umeki, Takushi Kazama, Koji Enbutsu, Ryoichi Kasahara, and Yutaka Miyamoto, “Channel Arrangement Design in Lumped Amplified WDM Transmission over NZ-DSF Link with Nonlinearity Mitigation Using Optical Phase Conjugation,” *IEICE Transactions on Communications*, vol. E105-B, no. 7, pp. 805–813, July (2022). DOI: 10.1587/transcom.2021EBP3179
(本章の図は本文献の図を改変して使用)

第8章

高利得・広帯域 OPC と EDFA による C+L 帯ハイブリッド光増幅中継器

第2章2.3節では OPC を用いた代表的な長距離伝送実験の報告についてまとめたが、それらは C 帯を伝送帯域としたものである^[207-211]。また、それらの報告では OPC は基本的には利得を持たず、位相共役変換を行う光信号処理器としてのみ機能している。一方で、デバイス技術の観点では OPA の増幅帯域は 10 THz 以上に広帯域化してきており、OPC も C+L 帯以上の広帯域伝送システムに適用することができる。また、20 dB 超の増幅利得も実現できるようになってきており、OPC としての機能を持ちながら、増幅中継器として機能させることも可能である。前章では、過疎地域の伝送システムにおける OPC の適用について検討したが、本章では、通信トラフィックの大きい都市部の地域網や基幹網における将来の大容量マルチバンド DWDM 伝送システムへの適用について検討する。

第1章1.3節で述べたように、広帯域な伝送システムでは光ファイバ中の ISRS によるパワー遷移や、複数の増幅器を組み合わせたマルチバンド増幅中継器での各光増幅器の NF 差によって、受信信号の SNR に顕著な波長依存性を生じる。そのため、WDM 信号のスペクトルを単純に伝送路の入力や出力で平坦化しても、WDM 信号全体で信号品質を均一化することはできない。このような伝送品質の不均一性は、システム設計の複雑化を招き、マルチバンドシステムにおける広範な波長チャネル資源を活用した光ネットワークの実現における課題となる。伝送品質を均一にするにはファイバスパンに送信する光スペクトル形状を調整する必要があり、最適な光スペクトル形状を高速に算出する手法の検討も盛んに行われている^[82,83]。しかしながら、そのようなアプローチでは、波長チャネル数の変動などの伝送条件の変化に応じて送信スペクトル形状を再計算し、その計算結果に基づいてアクティブにシステムを制御することが必要となる。一方で、文献^[110]では、OPC に伴うスペクトル反転効果を利用することで、ISRS による伝送品質の勾配を均一化できる可能性が示されている。これによって、複雑なシステム制御の必要なく、パッシブな光信号処理によって、マルチバンド WDM 信号の伝送品質の均一化を実現できる。

本章では、PPLN 型 OPC の高い増幅利得と広帯域性を活用した、C+L 帯増幅中継器（リピータ）構成を提案する。提案構成では、中継器に入力される C+L 帯 WDM 信号を C 帯と L 帯の2つに分割し、それぞれを C 帯と L 帯の間に縮退波長を持つ OPA で増幅する。OPA の出力ではアイドラ光を抽出することで OPC を行い、利得等化を行った後に EDFA で増幅

して出力する。提案構成は OPA と EDFA を組み合わせたリピータ構成であるため、ここでは OPA/EDFA ハイブリッド増幅中継器と呼ぶ。以下ではまず、提案構成のリピータ NF の測定と OPA の利得飽和の影響について、実験評価を行う。その後、OPC のマルチバンド長距離伝送への初の適用として実施した、提案構成による増幅中継器を用いた 80 km スパンの SSMF リンクにおける C+L 帯 WDM 長距離伝送実験について述べる。また、伝送路を NZ-DSF とした伝送実験についても述べる。

8.1 PPLN 型 OPC を用いた提案光増幅中継器の基本特性評価

本節では、提案する C+L 帯増幅中継器のコンセプトと、基本特性の実験評価について述べる。基本特性の評価は、中継器全体の NF（リピータ NF）の特性と、利得飽和特性について行う。利得飽和特性の評価については、C 帯 WDM 信号の周回伝送実験を行い、OPA のみによって増幅中継器を構成する場合との比較を行い、EDFA と組み合わせることによる利点を示す。

8.1.1 基本構成とコンセプト

図 8.1 に提案する C+L 帯増幅中継器の構成を示す。提案構成は OPA を前置増幅器として、EDFA を後段のブースター増幅器として使用する。なお、通常の EDFA のみによる増幅中継器も、2 つの EDFA による構成が基本であり、提案構成は前置 EDFA を OPA に置き換えた構成である。この構成では、高い増幅利得を持つ OPA を使用することを前提としており、OPA には OPC としてだけでなく増幅中継器の一部としての機能も持たせる。また、基本的なコンセプトは 2.3 節で述べた CSI 構成をベースとしている。

まず、入力された C+L 帯 WDM 信号は WDM カプラで C 帯と L 帯に分けられる。その後、それぞれ OPA によって増幅される。ここで、OPA は C 帯と L 帯の間に縮退波長を持ち、C 帯増幅用、L 帯増幅用に同種のものを使用する。この OPA による増幅の結果、スペクトル反転したアイドラ波が生じるため、どちらの OPA の出力においても C 帯と L 帯の WDM 信号が発生する。次に、それぞれの WDM 信号は GEQ を通過して EDFA によって増幅され、次の伝送スパンに入力される。この時、アイドラ成分を主信号として使用する。つまり、各 OPA の出力は、OPA に入力された帯域とは異なる帯域に対応する GEQ に入力され、GEQ でアイドラを抽出すると同時に利得等化された後に、C 帯用および L 帯用の各 EDFA で増幅される。結果として増幅中継器の入出力では、WDM 信号の波長帯がスペクトル反転された形で入れ替わっており、位相共役化も行われている。

増幅中継しながら位相共役を行うことができる点の他に、提案構成の特長として、リピー

タ NF を波長に依らず平坦にできる点がある．EDFA のみによる中継の場合，利得スペクトルの傾斜や NF の波長依存性によって，C+L 帯全体での NF スペクトルに不均一性を生じる可能性がある．特に，利得が小さい波長ではその影響は顕著である．また，L 帯の EDFA の NF は媒体長などの影響で C 帯の EDFA よりも悪い場合が多い．一方で，特にラマン散乱の影響の無い PPLN 型において，OPA ではシグナル成分の NF は波長に依らず一定であり，アイドラ成分の NF もある程度の増幅利得を持つ帯域内では一定となる（図 2.6 参照）．また，増幅帯域は EDFA と比べ広帯域であり，C+L 帯全域を平坦な増幅利得でカバーできる．ここで，2 つの光増幅器によって多段で増幅するリピータの NF は，以下のように表される．

$$F_R = F_{\text{pre}} + \frac{F_{\text{post}}}{G_{\text{pre}} T_{\text{GEQ}}} \quad (8.1)$$

F_{pre} と G_{pre} は前置増幅器の NF と増幅利得， F_{post} はブースター増幅器の NF， T_{GEQ} は主に GEQ などによる光増幅器間の損失である．上式より，リピータ NF は前置増幅器の増幅利得が大きければ，前置増幅器の NF に大きく依存するようになることがわかる．したがって，広帯域・高利得な OPA を前置増幅器として用いることで，C+L 帯全域にわたって均一な NF 特性を実現できる．しかし，第 3 章で評価したように，OPA の高出力領域ではポンプデプレッションによる利得飽和と高速応答性によって信号歪みが生じる．一方，応答がサブミリ秒程度と遅い EDFA は，利得飽和領域で動作させても増幅利得は入力信号の平均光パワーに依存するため，信号歪みを誘発しない．したがって，EDFA は高出力性を必要とするブースター増幅器として適している．提案リピータは，波長に依らない NF 特性および広帯域に平坦な増幅特性を持つ OPA と，信号歪みを生じずに高出力を実現できる EDFA とを，適材適所で効果的に活用する構成である．

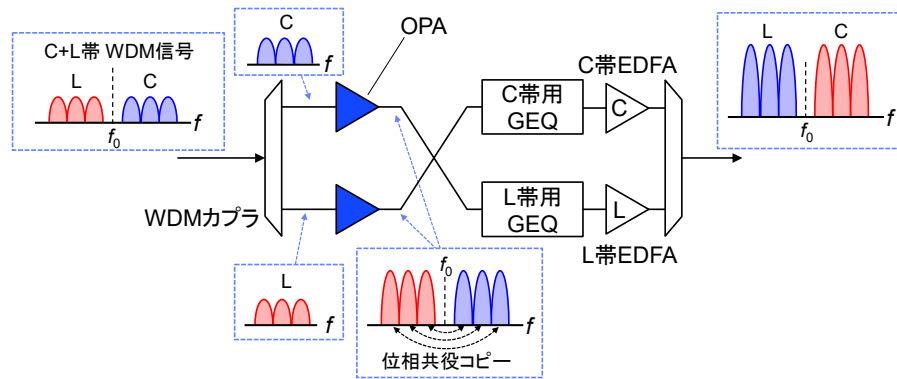


図8.1. 提案 C+L 帯増幅中継器（リピータ）の基本構成

8.1.2 雑音特性の評価

図 8.2 に，提案リピータの NF スペクトルを測定するための実験系を示す．C 帯および L 帯 EDFA からの ASE を WSS で整形することで，WDM 信号状のプロープ光を生成した．C

帯および L 帯の各プローブはそれぞれ 4.2 THz の帯域幅で、50 GHz ごとに 20 GHz の周波数ビンを持つようにスペクトルを整形した。具体的な波長帯域は、それぞれ 1529.16–1562.64 nm (191.85–196.05 THz) および 1583.27–1619.19 nm (185.15–189.35 THz) であった。OPA は PPLN 導波路を用いた平行型偏波ダイバーシティ構成であり、PPLN 導波路の縮退波長は C 帯と L 帯の間である 1572.89 nm (190.60 THz) であった。この OPA は第 3 章で用いたものと同じである。リピータの入出力の光スペクトルを OSA (波長分解能: 0.02 nm) で測定し、NF スペクトルを求めた。図 8.3 に、リピータ入力、OPA 出力 (増幅利得 15 dB 動作時)、リピータ出力におけるプローブ光の光スペクトルを示す。リピータへの総入力光パワーは 2 dBm であり、中継器内の GEQ の挿入損失は約 6 dB であった。GEQ はリピータ出力の光スペクトルがフラットになるように、OPA と EDFA の間で WDM 信号のスペクトル形状を等化した。リピータの入出力での中継利得は、20 dB 以上であった。

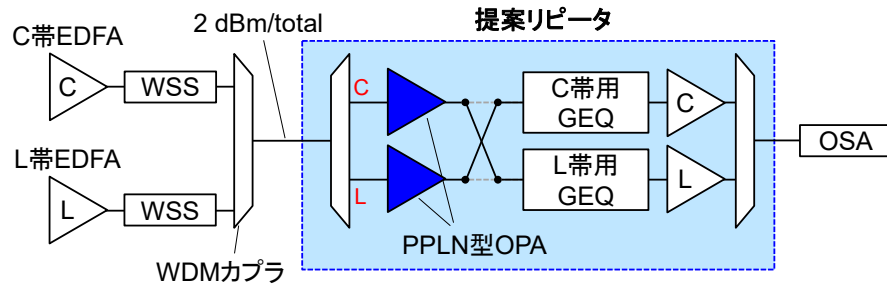


図8.2. 提案リピータの NF 測定の実験系

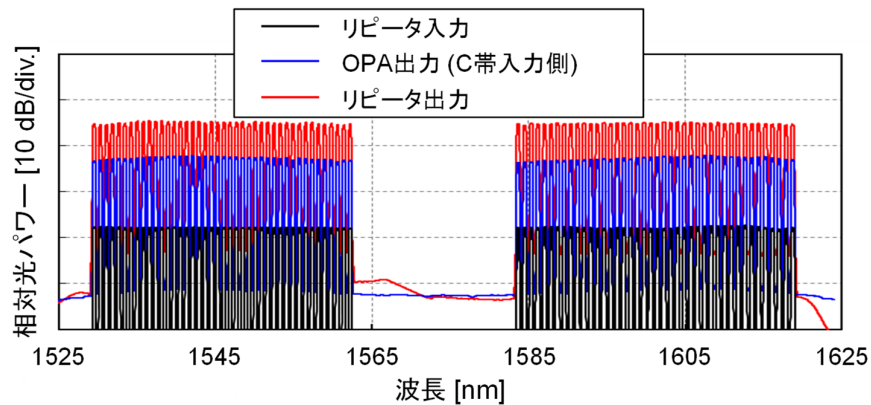


図8.3. リピータの入出力と OPA 出力の光スペクトル (波長分解能: 0.02 nm)

NF の測定は、OPA を単なる信号増幅器として動作させた場合 (OPA-EDFA 構成) と、OPC として動作させた場合 (OPC-EDFA 構成) の 2 通りを測定した。各構成は、OPA の出力から GEQ までの接続を入れ替えることで切り替えた。NF 値は出力スペクトル中の各周波数ビンの周囲に生じた ASE 雑音フロアのパワー密度と増幅利得から算出した (式(3.1)参照)。OPA

の増幅利得がリピータ NF スペクトルに与える影響を評価するため、OPA の増幅利得をポンプ光パワーの調整によって 5, 10, 15 dB と変化させ、3 つの条件で測定を行った。図 8.4 にそれぞれの条件における OPA の増幅利得(OPC 動作の場合は変換効率)スペクトルを示す。各条件における OPA の偏波成分あたりの基本ポンプ光パワーは、それぞれ 31.0 dBm (1.2 W), 33.0 dBm (2.0 W), 34.6 dBm (2.9 W) であった。図から確認できるように、シグナル成分の利得 (OPA 動作) とアイドラ成分の利得 (OPC 動作) はいずれの条件でもほぼ同一であった。

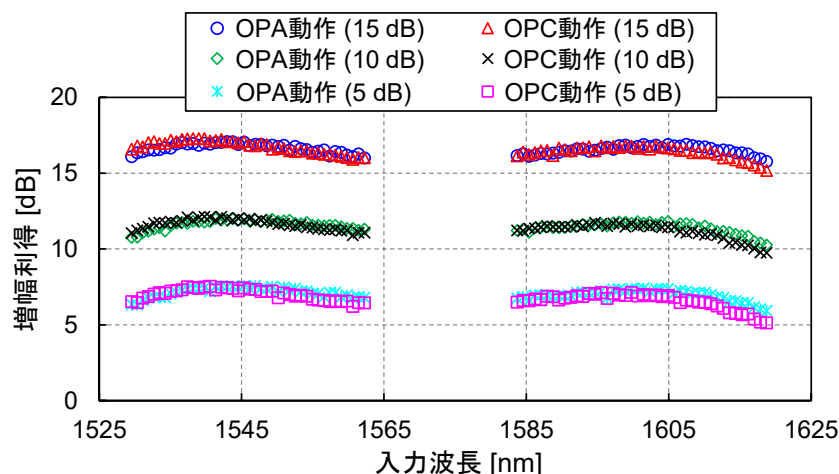


図8.4. 各動作条件での OPA の増幅利得スペクトル

図 8.5 に、各条件におけるリピータ NF スペクトルの測定結果を示す。増幅利得 5 dB の条件では、OPA 動作、OPC 動作のどちらの場合でも、NF スペクトルに顕著な傾きが見られた。この原因は、L 帯 EDFA の増幅利得スペクトルが傾きを持っており、この傾きを補償して中継器出力をフラットにするように GEQ が相補的な損失を与えたためである。したがって、L 帯 EDFA は測定された NF スペクトルと同じ利得の傾き（短い波長ほど利得が大きく、長い波長ほど利得が小さい）を持っていたと考えられる。また、前置増幅器として作用する OPA の増幅利得が小さいことも一因である。前置増幅器の増幅利得 (5 dB) に対して GEQ の挿入損失および利得等化に伴う損失が大きかったため、式(8.1)からもわかるように、後段の EDFA の ASE 雑音がりピータ NF 値に大きく影響した。一方で、C 帯 EDFA は比較的平坦な増幅利得スペクトルだったため、C 帯に NF スペクトルの顕著な傾きは見られなかった。OPA の増幅利得を大きくした場合、GEQ の損失（挿入損失および利得等化のための減衰）や EDFA の増幅特性がりピータ NF に与える影響は相対的に小さくなる。したがって、OPA または OPC の利得が増加するにつれて、OPA 固有の NF 特性（図 3.2 参照）が支配的となる。結果として、リピータ NF は C+L 帯全体で平坦になった。また、後段の EDFA が発する ASE 雑音の影響は相対的に小さくなり、全体的な NF 値も OPA の増幅利得が 5 dB の条件と比べ小さく抑えられた。OPA の増幅利得が 15 dB の条件では、C+L 帯全体で 6.3–

7.4 dB の平坦な NF が得られた。また、この結果は OPA を OPC として動作させた場合でもほぼ同一であった。これらの結果は、高い増幅利得（変換効率）を持つ PPLN 型 OPA を用いた提案リピータ構成によって、C+L 帯の WDM 信号を一括に位相共役変換し、信号帯域全体にわたって波長に依らない雑音特性を実現できることを示している。第 2 章でも述べたように、FOPA ではポンプ光からのラマン散乱によって NF に波長依存性が生じる^[122]ため、この結果は PPLN 型の OPA を用いたことで実現できた特性であると考えられる。

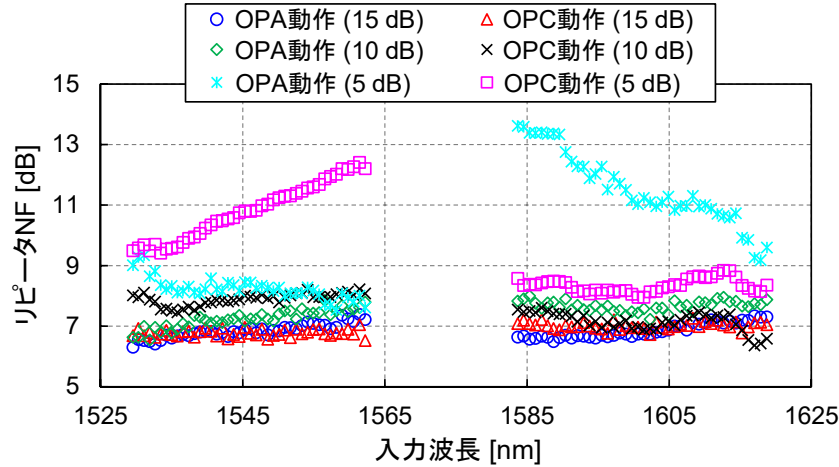


図8.5. リピータ NF スペクトルの測定結果

8.1.3 利得飽和特性の評価

次に、ブースター増幅器に EDFA を使用する効果を検証する。提案リピータ構成と、OPA のみによるリピータ構成（OPA カスケード構成）とを比較し、OPA の利得飽和を含む伝送系の非線形トランスの評価を行った。簡単のため、C+L 帯信号ではなく、C 帯のみの 42 チャンネル WDM 信号の長距離伝送を周回伝送系によって実施し、PPLN 型 OPA は OPC としてでなく、純粋な光増幅器として動作させた。図 8.6 に実験系を示す。測定チャンネルの波長は 1545.32 nm (194.00 THz) であり、ロールオフ係数 0.03 のナイキスト整形 96 Gbaud PCS-36QAM^[306,307]で変調した。直交偏波間に 15 m の遅延を与える PDME によって PDM 信号とした。PCS-36QAM 信号のエントロピーは 1 偏波あたり 4.435 bit だった。他の 41 チャンネルの WDM チャンネル（ダミーチャンネル）は、C 帯 EDFA からの ASE を用いて 100 GHz 間隔の WDM 信号を想定して模擬した。WDM 信号の全帯域幅は 1529.16–1562.64 nm (191.85–196.05 THz) の範囲で 4.2 THz であった。ダミーチャンネルは WSS を用いて測定チャンネルと合波した。伝送路には 80 km の G.652.D SSMF を使用し、WDM 信号の送信スペクトル（伝送路入力スペクトル）はフラットになるように WSS で調整した。周回伝送系の光スイッチは、電圧制御の 1×2 光スイッチを組み合わせで構成した。

リピータ内には、LSPS が組み込まれているため、リピータ NF は前節で測定した値に比べてわずかに劣化している。80 km 伝送後の WDM 信号は前置増幅器である OPA で増幅され、GEQ および LSPS を通過した。その後、WDM 信号はブースター増幅器としての OPA（OPA カスケード構成）または C 帯 EDFA（提案リピータ構成）で増幅された。OPA の増幅利得は 15 dB の設定（図 8.4 参照）とした。

受信側では、測定チャンネルをコヒーレント受信機で受信し、256 Gsample/s のデジタルオシロスコープ（アナログ帯域: 110 GHz）でサンプリングした。受信信号は周期的（64 シンボルごと）に挿入したパイロットシンボルを用いた複素 8×2 AEQ^[285] とデジタル PLL に基づくオフライン DSP により復調した。波長分散は DTSE^[284] によって推定され、AEQ の前段において周波数領域で等化した。信号品質の評価には、復調したシンボルの分散から算出した SNR を用いた。この SNR には周回に伴って累積する ASE 雑音に加え、光ファイバ中の光カー効果の影響や利得飽和による非線形歪みも含まれている。

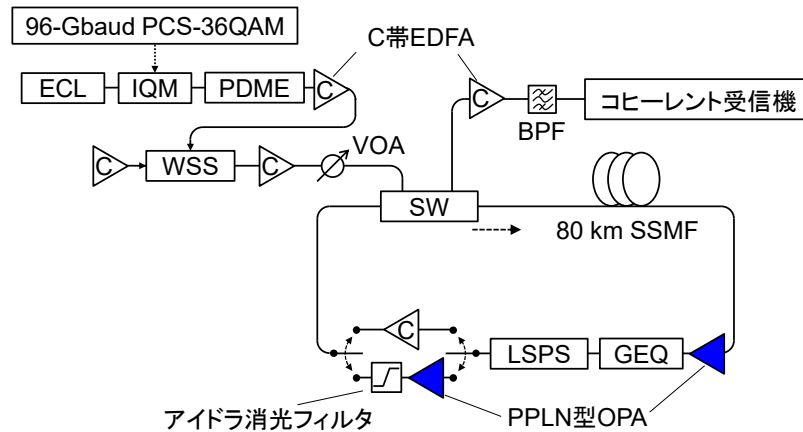


図8.6. 提案構成の非線形トランス評価のための実験系

図 8.7 に、1120 km (14×80 km) 伝送後の SNR と送信光パワー（伝送ファイバへの入力パワー）の関係を示す。パワーが低い領域では、入力パワーが増加すると相対的に ASE 雑音（線形雑音）が小さくなるため、SNR は向上する。この傾向はどちらの構成でも同じである。一方、パワーが高い領域では、信号は伝送ファイバ中の非線形性の影響に加え、OPA の利得飽和によって劣化したが、劣化の大きさには違いが確認できる。OPA カスケード構成では、最適な送信パワーは 0 dBm/ch.であったが、提案構成では 1 dBm/ch.だった。また、最適パワーを超えた領域における SNR 劣化の傾きも提案構成の方が緩やかであり、OPA のみの構成よりも高い非線形トランスを持つことが示された。この原因は、OPA カスケード構成では送信パワーを増加させるほどブースター増幅器として動作する後段の OPA での利得飽和による非線形歪みが大きくなったためである。提案構成ではブースター増幅器として EDFA を用いることでこの影響を避け、伝送ファイバ中の光カー効果のみに依存した非

線形伝送特性が得られた。

このように、OPA カスケード構成では、送信パワーを増加させると OPA の非線形性が顕在化し、信号品質は伝送ファイバ中の非線形性の影響に加えて過剰に劣化する。これは、OPA を OPC として動作させ、位相共役伝送の効果によって光ファイバ中の非線形歪みを補償し伝送路に対する送信パワートレランスを改善できたとしても、OPA 自体の非線形性によって正味の信号品質は改善しないことを意味する。一方、提案構成では OPA の非線形性の影響が抑制されるため、OPC による伝送ファイバの非線形性の補償効果を有効に利用することができる。

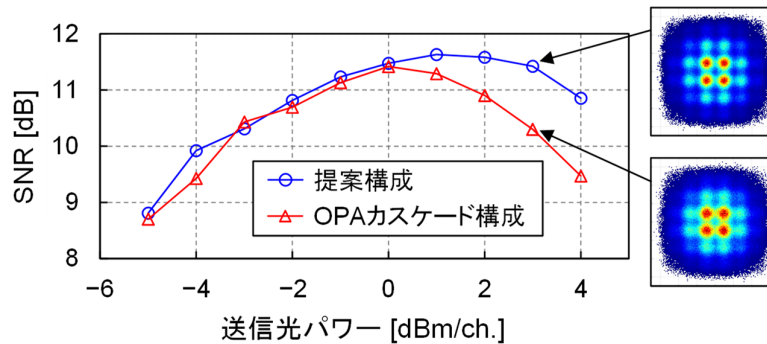


図8.7. 非線形トレランスの評価結果（1120 km 伝送後の SNR の送信光パワー特性）

8.2 C+L 帯長距離 SSMF 伝送への適用

本節では、提案リピータを適用した 80 km スパン C+L 帯 SSMF 伝送実験について述べる。まず、少数チャネルの WDM 信号を用いて、ファイバ非線形性の抑制に対する提案リピータの効果を評価する。次に、C 帯と L 帯で 4.2 THz の広帯域 WDM 信号を用いて、8.4 THz の C+L 帯伝送によって信号品質の波長依存性を評価し、ISRS の抑圧を含めた伝送品質均一化効果を検証する。

8.2.1 実験系

図 8.8 に、提案リピータを用いた C+L 帯伝送の実験系を示す。測定チャネルの生成および受信側の構成は、前節で述べたものと同じである。送受信機側で使用する EDFA は、測定チャネルの帯域に応じて C 帯用のものと L 帯用のものを置き換えて使用した。ASE で生成したダミーの L 帯 WDM チャネルは、C 帯 WDM チャネルを同様に、L 帯 EDFA と WSS を用いて生成した。C 帯と L 帯の WDM 信号は WDM カプラで合波し、VOA でパワーを調整

して周回伝送系へ入力した。本節では、伝送路として 80 km の G.652.D SSMF を用いた。なお、図中に示すように、次節では伝送路を 80 km の NZ-DSF とした場合についての実験も行った。周回伝送系は、伝送路 (80 km の SSMF), PPLN 型 OPA を用いた提案リピータ、および光スイッチで構成した。前節と同様に、LSPS はリピータ内に配置した。OPA を単純な増幅器として使用する場合 (OPA-EDFA 構成) と、OPC として使用する場合 (OPC-EDFA 構成) の 2 つの場合で測定を行い、結果を比較することで OPC の効果を検証した。OPA が純粋な信号増幅器として動作するか、OPC として動作するかは、OPA と GEQ 間の経路を切り替えることで選択した。前節と同様に、OPA の増幅利得は 15 dB の設定 (図 8.4 参照) とした。

受信側では測定チャンネルの波長 (帯域) に応じてコヒーレント検波前の光増幅に C 帯用または L 帯用の EDFA を使用した。OPA-EDFA 構成の場合、測定チャンネルの波長は変化しないため、送信側の測定チャンネルの帯域に応じて受信側の EDFA を選択した。一方、OPC-EDFA 構成の場合、OPC のスペクトル反転効果によって、測定チャンネルの波長帯は周回ごとに变化する。そのため、受信機の EDFA は、偶数周回では送信側と同じ帯域用の EDFA を、奇数周回ではもう一方の帯域用の EDFA を選択した。SNR に加えて、信号品質の評価としてシンボル回復後の信号の NGMI を算出した。第 5 章 5.3 節で用いたものと同様の LDPC と BCH 符号を接続した FEC 方式を想定すると、96 Gbaud PDM-PCS-36QAM 信号のネットビットレートは 0.857 以上の NGMI 値に対して 640 Gbps であった^[307]。

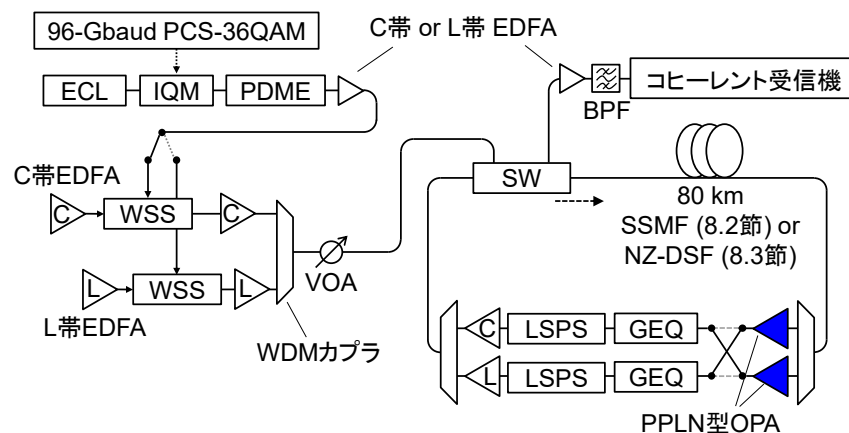


図8.8. 8.4 THz C+L 帯伝送実験の実験系

8.2.2 少数チャンネル伝送による非線形トレランスの評価

まず、100 GHz 間隔の 14 チャンネル C+L バンド伝送 (各波長帯で 7 チャンネルずつ) を用いて、提案リピータによるファイバ非線形性の抑制効果を検証した。少数チャンネルで行う理由は、非線形歪みの影響を評価するにはチャンネル毎の送信パワーを大きくする必要があり、多

数チャネルの広帯域な WDM 信号では光増幅器の出力パワーとの兼ね合いで測定可能な範囲が限定されてしまうためである。また、少数チャネル伝送では ISRS の影響が小さく、送信パワートレランスとしてファイバ非線形性の影響のみに着目した評価を行うことができる。図 8.9 に送信光パワー 7 dBm/ch. 時の伝送光ファイバの入出力光スペクトルを示す。信号帯域は C 帯で 1542.54–1548.11 nm (194.35–193.65 THz), L 帯で 1598.46–1604.45 nm (186.85–187.55 THz) であった。測定チャネルは各波長帯の中心チャネルで、波長はそれぞれ 1545.32 nm と 1601.45 nm であった。

図 8.10 に、1120 km (14×80 km) 伝送後の SNR を示す。OPA-EDFA 構成において C 帯と L 帯で送信パワートレランスが異なる一因は、ファイバの非線形係数の波長依存性であると考えられる。波長が長い L 帯では、ファイバ中の伝搬モードの実効断面積が大きくなりパワー密度が低下することで非線形係数が小さく、C 帯よりも高い送信パワートレランスを示した。一方で、OPC-EDFA 構成では、OPC によるファイバ非線形性の補償効果により、OPA-EDFA 構成と比較して送信パワートレランスが約 2 dB 改善した。また、OPC に伴うスペクトル反転によって C 帯での伝送と L 帯での伝送を交互に繰り返すため、2 つの測定チャネル間で信号品質は平均化された。ISRS を考慮した伝送設計では WDM 信号の送信光スペクトルをチャネル単位で調整して伝送性能を最大化することが重要となるが、これらの結果は、提案リピータによってチャネルパワーの調整可能範囲が拡大することを示している。SNR についても C 帯で約 0.5 dB, L 帯で約 0.3 dB 改善した。

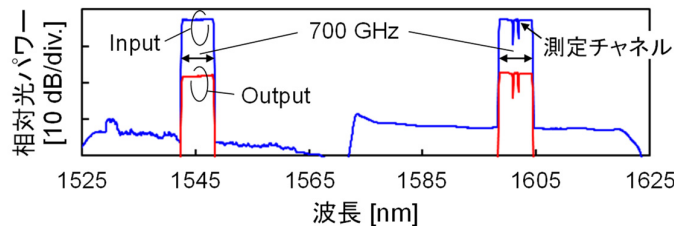


図8.9. 少数チャネルでの非線形トレランス評価で使用した WDM 信号の光スペクトル

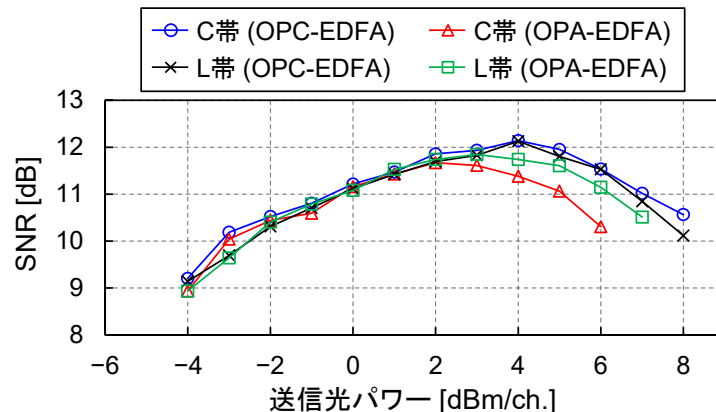


図8.10. 非線形トレランスの評価結果 (1120 km SSMF 伝送後の SNR の送信光パワー特性)

8.2.3 8.4 THz 広帯域 WDM 伝送

次に、100 GHz 間隔の 84 チャンネル C+L 帯 WDM 伝送を行った。C 帯および L 帯 WDM 信号の帯域はそれぞれ 1529.16–1562.64 nm (191.85–196.05 THz), 1583.27–1619.19 nm (185.15–189.35 THz) であった。図 8.11(a)に、伝送ファイバの入出力における WDM 信号のスペクトルを示す。C+L 帯全域で伝送ファイバ出力のスペクトルが平坦になるように、WDM 信号の送信スペクトルを調整（予等化）した。その結果、最短波長チャンネル (ch. 1) と最長波長チャンネル (ch. 84) のパワーは 4.2 dBm と 1.1 dBm となった。前項の図 8.10 の結果から、ch. 1 の送信パワーは非線形領域に位置することが分かる。このセットアップにおける C+L 帯 WDM 信号の総送信パワーは 21.5 dBm であった。図 8.11(b)に伝送ファイバの損失および波長分散のスペクトルを示す。WDM 信号の中心波長である 1575 nm での波長分散は 17.9 ps/nm/km、分散スロープは 0.072 ps/nm²/km であった。損失スペクトルは比較のため、波長可変レーザからの CW 光の波長を掃引して測定したファイバ固有のものと、図 8.11(a) の WDM 信号を入力した場合のものを示している。WDM 信号で測定した損失スペクトルでは ISRS 効果が確認され、短波長帯は大きく、長波長帯は小さく変化した。

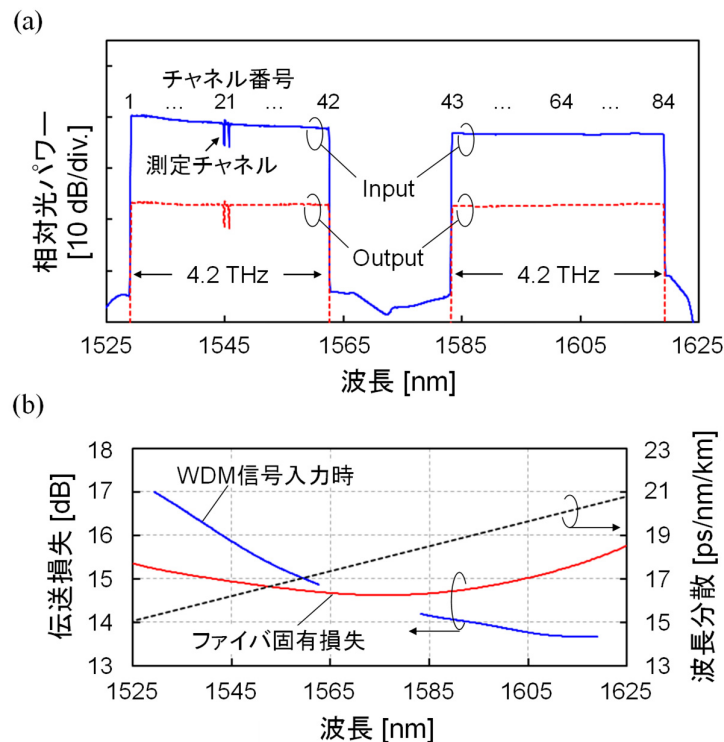


図8.11. 8.4 THz C+L 帯 SSF 伝送の伝送条件 (a)80 km SSF スパンの伝送前後の光スペクトル (b)伝送路の伝送損失と波長分散のスペクトル

図 8.12 に、各波長帯の両端および中心に配置した代表チャンネルの伝送距離に対する SNR の推移を示す。Ch. 1 と 84, Ch. 21 と 64, Ch. 42 と 43 は、スペクトル反転によって伝送スパンへの送信波長が互いに入れ替わるペアである。伝送スパンの出力でパワーが均一になるよう行ったスペクトル予等化と、8.1.2 項で評価した平坦なりピータ NF 特性により、WDM 信号帯域内での OSNR 特性は均一であったと考えられる。そのため、このセットアップにおいてチャンネル間の SNR 差に影響した主要因は、各チャンネルの送信パワーに依存するファイバ非線形性であると考えられる。OPA-EDFA 構成 (図 8.12(a)) では、Ch. 1 (1529.55 nm) はスペクトル予等化による高い送信パワーのため、非線形歪みの影響を強く受けた。その結果、1120 km 伝送後の測定チャンネル間での SNR 差は最大 1.4 dB であった。Ch. 1 が送信時点で SNR がやや低かった理由は、送信機内の OSNR 特性によるものである。しかし、長距離伝送ではリンク内で生成される雑音が支配的となるため、送信時点でのチャンネル間 SNR 差はある程度の距離の伝送を経ていれば無視できる。

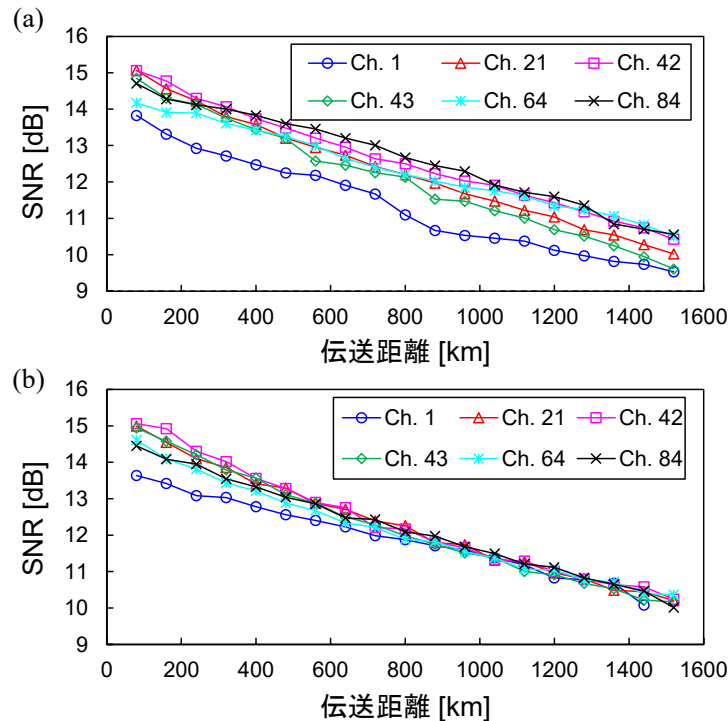


図8.12. SSMF 伝送における SNR の実験結果 (a) OPA-EDFA 構成 (b) OPC-EDFA 構成

OPC-EDFA 構成 (図 8.12(b)) では、OPC によるスペクトル反転により信号品質が平均化され、伝送路の雑音が十分支配的となった 800 km 以上の伝送距離では全チャンネルがほぼ同一の特性を示した。1120 km 伝送後、Ch. 1 の SNR は OPC により 0.8 dB 改善したが、Ch. 84 は 0.5 dB 低下した。OPC に伴うスペクトル反転により、偶数周回では、Ch. 84 が 4.2 dBm

の高い送信パワーで本来 Ch. 1 が位置する波長で送信されるため、Ch. 1 が本来受ける強いファイバ非線形性の影響を受けた。しかし、このセットアップでは、OPC の非線形性補償効果は Ch. 84 がスペクトル反転の結果受ける過剰な非線形ペナルティを上回らなかった。その結果、Ch. 1 の SNR が改善した一方で、Ch. 84 の伝送品質はわずかに低下した。この OPC-EDFA 構成における長波長チャネルの劣化は、第2章 2.3 節で述べたような分布ラマン増幅や波長分散マップの最適化などの OPC の補償効果を高める手段の導入によって改善できる可能性がある。図 8.13 に NGMI 特性を示す。OPC によるスペクトル反転の結果によって Ch. 1 の伝送距離は約 1.5 倍に改善された。図 8.14 に、OPC-EDFA 構成を用いた 1120 km (14 × 80 km) 伝送後の全 84 チャネルの測定結果を示す。全チャネルの NGMI はしきい値を上回っており、53.76 Tbps (84 チャネル × 640 Gbps) の伝送に成功した。また、スペクトル反転による C+L 帯間の平均化効果と、提案リピータの均一な NF 特性により、SNR 差は 1 dB 以内に収まった。本実験では WDM 信号のスペクトルは出力スペクトルがフラットになるような単純な予等化を行っただけであるが、OPC のスペクトル反転の効果によって、複雑な送信スペクトル予等化を行わなくても均一な伝送特性が得られることが示された。

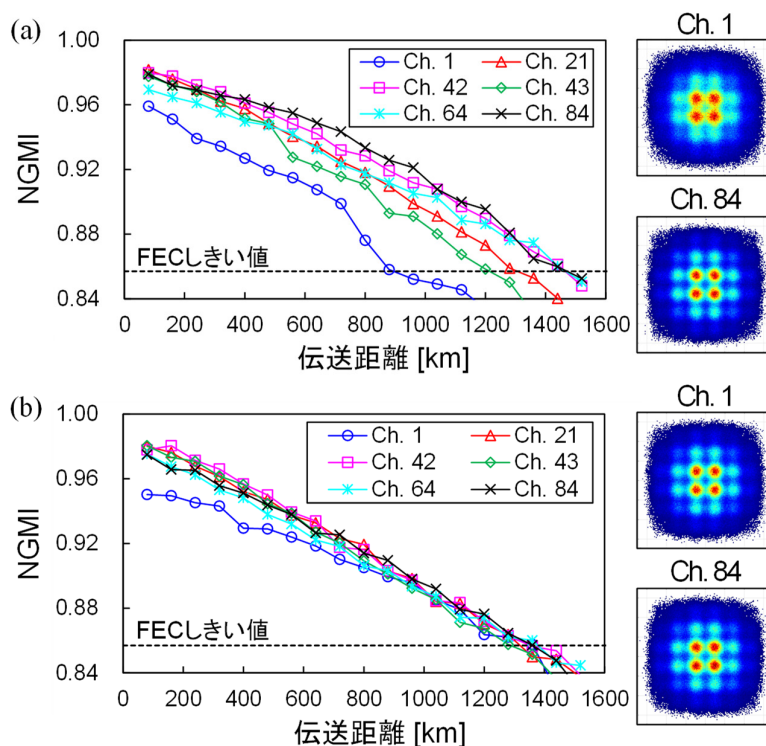


図8.13. SSMF 伝送実験における NGMI の評価結果 (a) OPA-EDFA 構成 (b) OPC-EDFA 構成

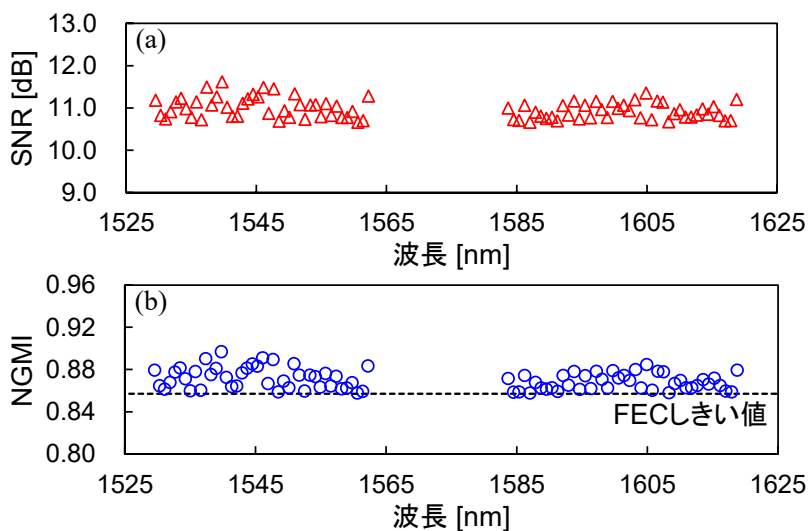


図8.14. 1120 km 伝送後の全 84 チャンネルの評価結果 (a) SNR 特性 (b) NGMI 特性

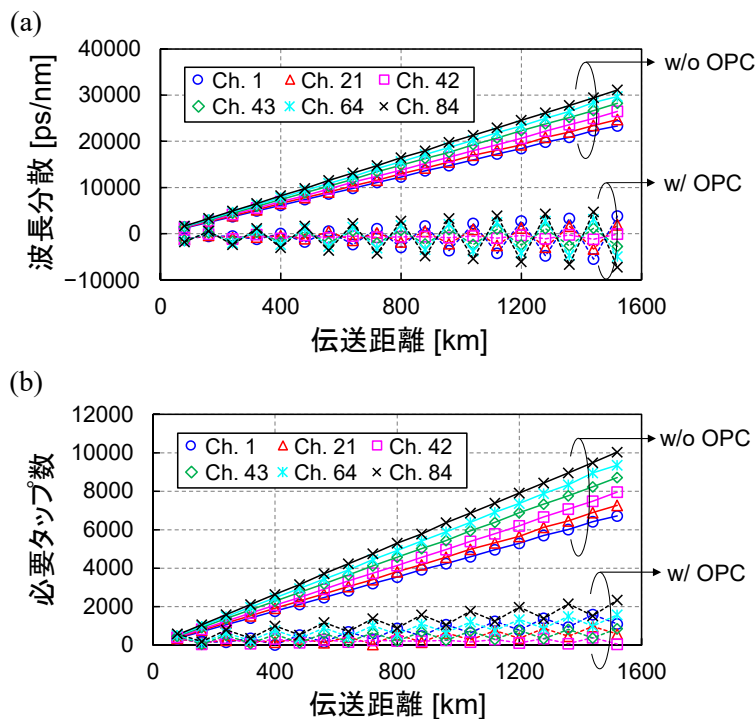


図8.15. OPC の波長分散補償効果の評価結果 (a)累積波長分散の伝送距離特性 (b)デジタル波長分散補償に必要なフィルタタップ数の伝送距離特性

図 8.15(a)に、受信側 DSP 内で DTSE 法を用いて推定した、伝送距離に対する累積波長分散の推移を示す。1120 km 伝送後、Ch. 84 (最長波長チャンネル) の波長分散は OPC により約

22910 ps/nm から約 3840 ps/nm へと低減された．分散伝送路のインパルス応答から，デジタル波長分散補償フィルタに必要なタップ数は次式で与えられる^[308]．

$$N = 2 \operatorname{int} \left(\frac{|D| \lambda^2}{2cT^2} \right) \quad (8.2)$$

ここで， D は累積波長分散値， λ は測定チャネルの中心波長， c は光速， T はサンプル時間， $\operatorname{int}(x)$ は x を正の無限大方向に切り上げる関数である．図 8.15(b)に，図 8.15(a)の結果からシンボルレート 96 Gbaud，オーバーサンプリング 2 倍として，デジタル波長分散補償に必要なタップ数を計算した結果を示す．1120 km 伝送後に必要なタップ数は，OPC なしで平均 6125，OPC ありで平均 763 であった．結果として，提案リピータによる OPC によって，96 Gbaud C+L 帯伝送における受信 DSP 内のデジタル波長分散補償の必要タップ数を約 12.5%に削減できることが示された．

8.3 C+L 帯長距離 NZ-DSF 伝送への適用

本節では，提案リピータを NZ-DSF を伝送路とした C+L 帯伝送へ適用した実験について述べる．伝送路以外の実験構成は図 8.8 に示したものと同一である．前章で述べたように，NZ-DSF はレガシーインフラとして地域伝送網をはじめとして残存している．前章では，過疎地域において残存している NZ-DSF 系を対象として伝送距離の延伸の観点で OPC の有効性を検証したが，本節では，大容量化の需要が大きい地域に残存している NZ-DSF 系において，C+L 帯のマルチバンド伝送を適用することを想定する．NZ-DSF は SSMF と比べ，非線形係数が大きいことや波長分散が小さいことに由来して非線形性が大きい伝送路であるため，SSMF 系よりも OPC による効果的な大容量化と長距離化が期待できる．

8.3.1 少数チャネル伝送による非線形トレランスの評価

前節の SSMF 伝送と同様に，まずは 14 チャネルの伝送実験での非線形トレランスの評価を行った．図 8.16 に，480 km (6×80 km) 伝送後の SNR 測定結果を示す．送信スペクトルは図 8.9 と同じで，各波長帯の中心チャネルを測定した．線形領域における伝送距離と SNR の関係の違いは，SSMF と NZ-DSF の損失差によるものである．線形領域 (−4 dBm 入力) での SNR は，SSMF 系で 1120 km 伝送した場合 (図 8.10 参照) よりも約 1 dB 高かった．

OPA-EDFA 構成では，C 帯チャネルは L 帯よりも波長分散が小さく非線形係数が大きいこと，強いファイバ非線形性を受けた．その結果，C 帯と L 帯の最適送信パワーには 2 dB の差が生じた．最適送信パワーから判断すると，L 帯信号の非線形性は波長分散が比較的大きいことから，SSMF 伝送の場合の C 帯信号とほぼ同程度であった．OPC-EDFA 構成では，

C 帯チャンネルはファイバ非線形性の抑制効果により大幅に改善した。一方、L 帯チャンネルは偶数周回で非線形性の強い C 帯側を伝搬するため、わずかに劣化した。結果として両チャンネルの特性はほぼ同じになり、C 帯チャンネルの到達距離とスループット向上が期待できる。

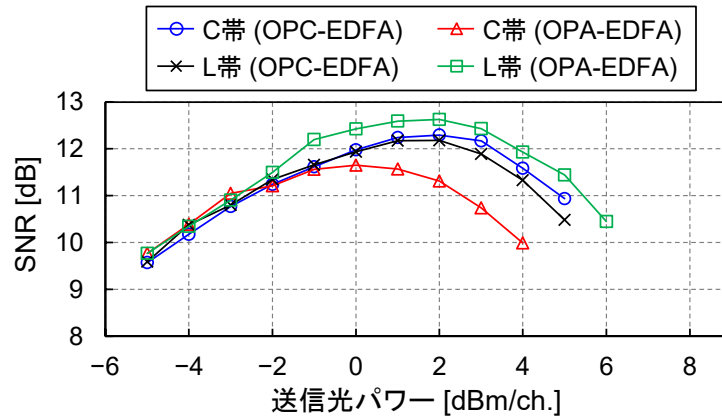


図8.16. 非線形トレランスの評価結果（480 km NZ-DSF 伝送後の送信光パワー特性）

8.3.2 8.4 THz 広帯域 WDM 伝送

次に、8.2.3 項と同様に、波長帯当たり 4.2 THz の 84 チャンネル C+L 帯 WDM 伝送実験を行った。図 8.17(a)に、80 km NZ-DSF スパンの入出力における WDM 信号の光スペクトルを示す。送信スペクトルは波長方向にフラットになるように調整し、平均送信チャンネルパワーは 2.25 dBm/ch.（合計 21.5 dBm）であった。図 8.17(b)に 80 km NZ-DSF スパンの伝送損失および波長分散スペクトルを示す。中心波長である 1575 nm での波長分散は 4.3 ps/nm/km、分散スロープは 0.068 ps/nm²/km であった。C 帯信号は 3.7 ps/nm/km 以下と波長分散が小さく、XPM のようなチャンネル間作用のウォークオフ効果が小さいことにより、大きな非線形歪みを受けやすい。WDM 信号伝送時の最短波長チャンネル (Ch. 1) と最長波長チャンネル (Ch. 84) の損失差は約 4.2 dB であり、これは SSMF 伝送の場合より 1 dB 大きかった。この原因として、NZ-DSF は SSMF と比較してコア径が小さいため、ラマン利得効率が大きかった可能性が考えられる。

図 8.18 に、各波長帯の両端および中心に配置した代表 6 チャンネルの伝送距離に対する SNR の評価結果を示す。OPA-EDFA 構成では、ISRS 効果と約 1.4 ps/nm という小さな波長分散による強い非線形歪みにより、Ch. 1 は伝送距離とともに急激に劣化し、480 km 伝送後、C 帯内の 3 チャンネル間で最大 2.5 dB の SNR 差が生じた。一方、L 帯チャンネルはほぼ同一の SNR 特性を示した。OPC-EDFA 構成では、Ch. 1 は OPC によるファイバ非線形性の補償と、Ch. 84 との ISRS 効果の平均化により SNR が大きく改善した。Ch. 1 は C 帯として伝送される 1 周目で大きく劣化したが、L 帯で伝送される 2 周目を通過した後、SNR が 0.3 dB 回復

した。これは OPC の非線形性補償効果を明確に示すものである。また、L 帯を伝送する偶数周回での Ch. 1 の損失は C 帯を伝送する奇数周回と比べて ISRS の影響で約 4.2 dB 小さく、2 周目で生じる線形雑音（リピータの ASE 雑音）は相対的に小さかった。つまり偶数周回では、OPC の非線形歪みの補償効果が中継に伴う ASE 雑音の増加を上回り、Ch. 1 の SNR が回復したことになる。一方、Ch. 84 は偶数周回で C 帯側を通るため、ASE 雑音および非線形歪みにより劣化した。その結果、Ch. 1 と 84 は伝送距離に対して逆の SNR の推移を示し、偶数周回ではほぼ同じ SNR となった。他のチャネルペアでも、Ch. 1 と 84 間ほど明確では無いが、同様の傾向が見られた。

図 8.19 に NGMI 特性を示す。OPA-EDFA 構成では、640 Gbps のネットビットレートに対する Ch. 1 の到達距離は 240 km に制限された。Ch. 21 および Ch. 42 も L 帯チャネルと比べて信号の劣化が大きく、到達距離はそれぞれ 480 km および 640 km であった。一方、3 つの L 帯チャネルは全て 960 km まで伝送可能な特性を示した。OPC-EDFA 構成では、Ch. 1 の到達距離は 480 km へと拡張され、OPC 無しの場合の 2 倍となった。結果として、測定した 6 チャネルすべてが 480 km 伝送後に 640 Gbps を実現する FEC しきい値を上回る NGMI を達成した。これらの結果は、提案リピータの適用によって複雑な送信パワーの最適化無しに、NZ-DSF リンク上で C+L 帯の大容量長距離伝送が可能となることを示している。

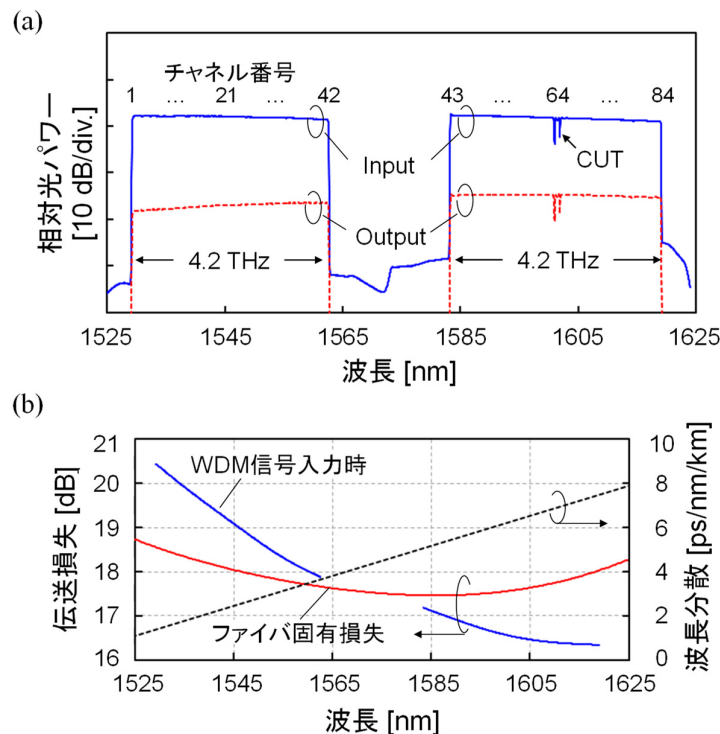


図8.17. 8.4 THz C+L 帯 NZ-DSF 伝送の伝送条件 (a)80 km NZ-DSF スパンの伝送前後の光スペクトル (b)伝送路の伝送損失と波長分散のスペクトル

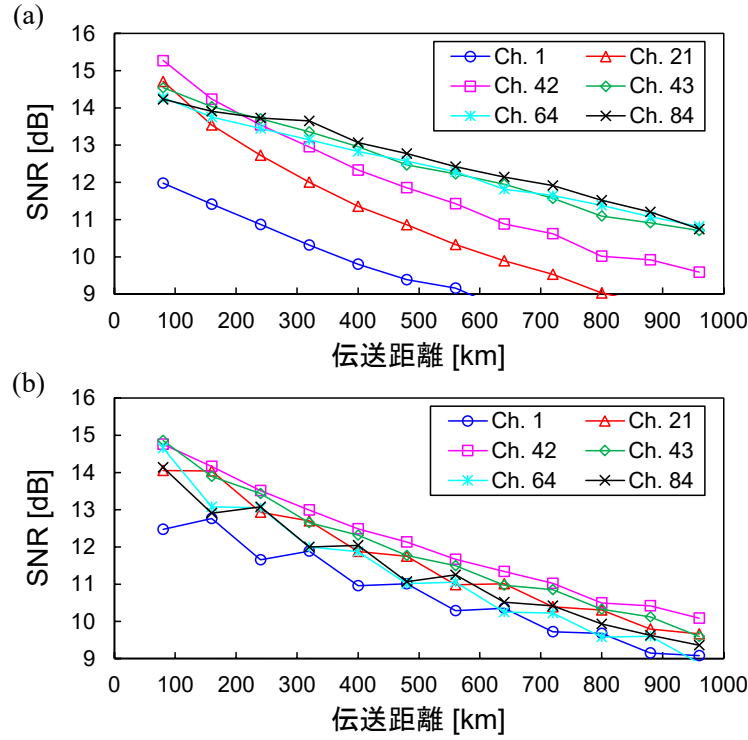


図8.18. NZ-DSF 伝送における SNR の実験結果 (a) OPA-EDFA 構成 (b) OPC-EDFA 構成

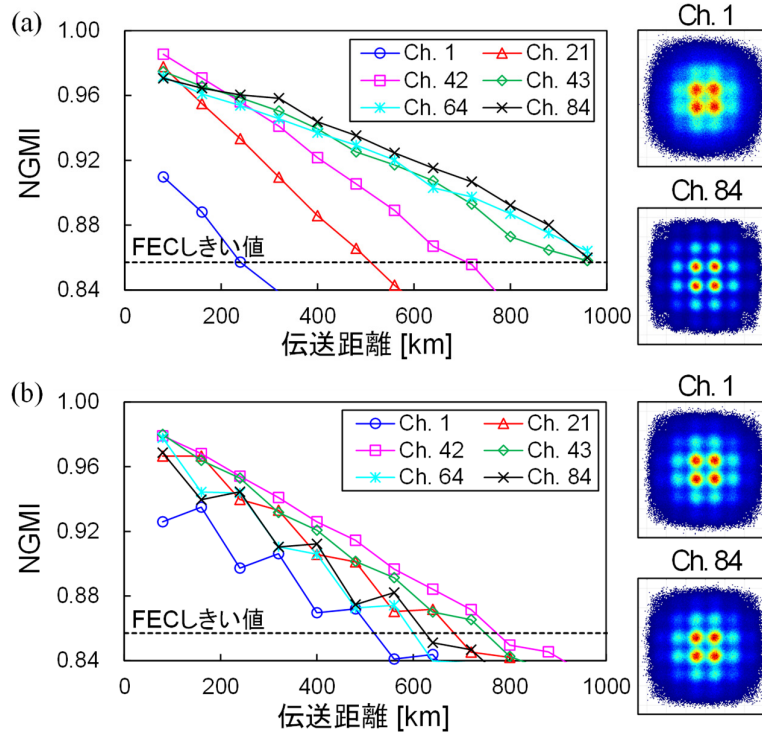


図8.19. NZ-DSF 伝送における NGMI の評価結果 (a) OPA-EDFA 構成 (b) OPC-EDFA 構成

8.4 まとめ

本章では、高利得・広帯域な PPLN 型 OPC と EDFA を組み合わせた、C+L 帯ハイブリッド光増幅中継器構成を提案し、その有効性を実証した。PPLN 型 OPC は、位相共役変換とスペクトル反転を行いながら、C+L 帯にわたって波長依存性の無い雑音特性を有する前置増幅器として機能する。また、ブースター増幅器として動作する EDFA は、OPC の出力を補って高いリピータ出力を実現できる。提案リピータによる位相共役変換とスペクトル反転によってファイバ非線形性の補償効果に加え、広帯域伝送において課題となる ISRS 効果の平均化を行うことができる。

96 Gbaud PDM-PCS-36QAM 信号を用いた 80 km スパン SSMF 伝送では、提案リピータによって、伝送帯域 8.4 THz の C+L 帯 WDM 信号の 1120 km 伝送を、1 dB 未満の SNR 偏差で実現した。この結果は、提案リピータの適用によって、複雑な送信パワー最適化を行わずとも広帯域で均一な伝送品質を実現できることを示した。また、OPC による波長分散補償効果によって DSP におけるデジタル波長分散補償のタップ数削減にも寄与できることも示した。DSP における波長分散補償は信号が高シンボルレートになるほど高負荷となる。一方で、第1章で述べた研究トレンドや、イーサネットなどの高速化に対する需要を鑑みると、高シンボルレート化の潮流は 200 Gbaud 超級へとさらに進んでいくことが予想される。OPC による光学的な波長分散補償効果は、そのような将来の超高シンボルレート信号において問題となり得る DSP の負荷や消費電力を大きく軽減することができる。

さらに、80 km スパンの C+L 帯 NZ-DSF 伝送でも評価を行った。提案リピータを用いることで、NZ-DSF 中では波長分散が小さく強い非線形歪みを受ける C 帯信号の伝送品質が大幅に改善した。その結果、C+L 帯内の代表 6 チャンネル全てにおいて、640 Gbps のネットビットレートで 480 km の増幅中継伝送に成功した。

これらの結果は、提案構成が将来の広帯域・大容量光ネットワークにおける集中型光増幅中継器として、伝送性能の向上や DSP の負荷軽減、伝送システムおよびネットワーク設計の簡便性の向上を実現できることを示している。今後は、分布増幅との組み合わせによる広帯域非線形補償効果の改善や、S 帯を含むさらなる広帯域伝送への応用について検討する予定である。

第8章に関連する研究業績

学術論文

1. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Masanori Nakamura, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Masashi Abe, Takeshi Umeki, and Yutaka Miyamoto, “Hybrid Lumped Repeater Using PPLN-Based High-Gain Optical Parametric Phase Conjugators and EDFAs for C+L-Band Transmission,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 42, no. 10, pp. 3580–3591, May (2024). DOI: 10.1109/JLT.2024.3363464

(本章の図は本文献の図を改変して使用)

国際会議プロシーディング

1. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Masanori Nakamura, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Masashi Abe, Takeshi Umeki, and Yutaka Miyamoto, “C+L-band Transmission Using Hybrid Lumped Repeater with High-Gain PPLN-Based Optical Phase Conjugators and EDFAs,” *49th European Conference on Optical Communications (ECOC'23)*, paper M.A.5.4, Glasgow, Scotland, October (2023).

第9章

相補的 QPM 離調 PPLN 導波路のカスケード による高利得・広帯域 OPA

非線形光学効果を利用する OPA は、増幅媒質の位相整合特性によって増幅利得が決まるため、媒質の分散特性を設計することで広帯域な信号増幅を実現できる。これまで、OPA を用いた広帯域光伝送の例として、筆者らは PPLN 型 OPA を用いた 14.1 THz の増幅中継伝送を実証した^[111]。この報告では、1 台の OPA あたり約 7 THz にわたって 20 dB 以上の増幅利得を実現した。また、波長変換帯域として 6 dB 以上の利得で 8 THz 程度の帯域を実現しており、これを用いた OPA/EDFA ハイブリッド増幅中継器による超広帯域伝送を実証している^[112]。三次非線形性による OPA では、GaP 導波路によって約 9 THz の 10 dB 利得帯域が報告されている^[94]。また、文献^[95]では、SiN 導波路を用いて 18 THz 超の利得帯域が示されている。ただし、この実証ではファイバとの結合やポンプ光の合分波部の損失を含めると正の利得は得られておらず、オンチップゲインとしても最大 3 dB 程度である。PPLN 型のさらなる広帯域化に向け、導波路を短尺化して位相不整合の累積を軽減することで広帯域化する検討が行われており、S 帯全域をカバーする 9 THz 以上の帯域で正の変換効率を実現している^[309]。ただし、媒質長は増幅利得に対して指数関数的に作用するため、最大利得は 8 dB 程度に留まっている。短尺化と増幅利得を両立するためにコアを非常に小さくした高効率薄膜 PPLN も報告されている^[310]が、高いパワー密度による光損傷の影響や、ファイバ結合時の損失による NF の劣化が懸念される。また、QPM 構造に工夫を施して広帯域化する検討もなされており、媒質内に複数の周期で分極反転を施すマルチ QPM^[311]や、周期を徐々に変化させるチャープ QPM^[312]が提案されている。ただし、これらの方法でも、単一の QPM での媒質長は実質的に短くなってしまうため、増幅利得とのトレードオフが生じる。

そこで本章では、増幅利得を維持しながら PPLN 型 OPA の広帯域化を実現する構成を提案する。提案構成では、PPLN の QPM 特性が温度に対して敏感に変化することに着目し、相補的なゲインスペクトルを持つように温度調整を行った 2 つの PPLN 導波路をカスケードすることで広帯域化を実現する。また、1 段目の PPLN と 2 段目の PPLN ではポンプ光を共有することで系の複雑化やコストの増加を最小限に抑えた構成としている。以下では、数値シミュレーションによる提案構成の基本特性解析と、4 ポート PPLN モジュールを使用した構成での実験評価について述べる。また、提案構成を用いて、シームレスな 8.375 THz の伝送帯域を使用した広帯域 WDM 増幅中継伝送実験について述べる。

9.1 提案構成のコンセプトと基本構成

本節では、PPLN の QPM 特性および増幅利得（ゲイン）スペクトルの温度依存性について、数値計算によって基本的な傾向を説明した後、4 ポート PPLN モジュールに基づく提案構成について述べる。

9.1.1 PPLN 導波路の温度制御による QPM の離調

まず、PPLN の温度に対する QPM 特性およびゲインスペクトルの変化についての数値計算を行い、PPLN 型 OPA の温度調整による動作状態の制御について解説する。位相不整合量 $\Delta\beta$ は式(2.34)から、ゲインスペクトルは式(2.26)の結合方程式の小信号解から、それぞれ計算した。また、位相不整合量が大きく式(2.25)で定義した g_2 が虚数となる場合、すなわち、 $\kappa_s \kappa_i P_p - (\Delta\beta/2)^2 < 0$ となる場合は、 g_2 は以下に置き換えた^[115]。

$$jg_2' \equiv j\sqrt{\left(\frac{\Delta\beta}{2}\right)^2 - \kappa_s \kappa_i P_p} \quad (9.1)$$

この時の未飽和利得は、式(9.1)を式(2.26)の g_2 に代入することで以下のように表される。

$$G_s = 1 + \frac{\kappa_s \kappa_i P_p}{\left(g_2'\right)^2} \sin^2\left(g_2' L\right) \quad (9.2)$$

位相不整合量の周波数依存性を計算するための PPLN の屈折率スペクトルは、PPLN 導波路を伝搬する基本モードの実効屈折率が材料の屈折率と等しいと仮定し、文献^[313]に示されている以下のセルマイヤー分散式を用いて計算した。

$$n(\lambda, T) = a_1 + b_1 \Delta T + \frac{a_2 + b_2 \Delta T}{\lambda^2 - (a_3 + b_3 \Delta T)^2} + \frac{a_4 + b_4 \Delta T}{\lambda^2 - a_5^2} - a_6 \lambda^2 \quad (9.3)$$

ΔT は、基準温度 T_0 に対する相対温度によるパラメータであり、

$$\Delta T = (T - T_0)(T + T_0 + 2 \times 273.16) \quad (9.4)$$

と表される。なお、温度 T および基準温度 T_0 は摂氏である。式(9.3)中の a, b で表されるフィッティング係数は文献^[313]中の数値を元に設定した。上式から、PPLN の屈折率は温度に依存し、位相不整合量 $\Delta\beta$ は導波路温度 T の関数として以下のように表される^[120]。

$$\Delta\beta(T) = \frac{1}{c} \left[n(\omega_{\text{SH}}, T) \omega_{\text{SH}} - n(\omega_s, T) \omega_s - n(\omega_i, T) \omega_i \right] - \frac{2\pi}{\Lambda} \quad (9.5)$$

本計算では、基準温度 $T_0 = 50^\circ\text{C}$ とした。すなわち、分極反転周期 Λ は、 $T = 50^\circ\text{C}$ の場合に縮退周波数 f_p に対して式(9.5)の位相不整合量が 0 となるように設定され、約 $18.6 \mu\text{m}$ だった。

ゲインスペクトルの計算に当たっては、縮退周波数: $f_p = 194.0$ THz, SH ポンプパワー: $P_{SH} = 1.7$ W, 導波路長: 45 mm, SHG 効率: 820 %/W^[134]とした。

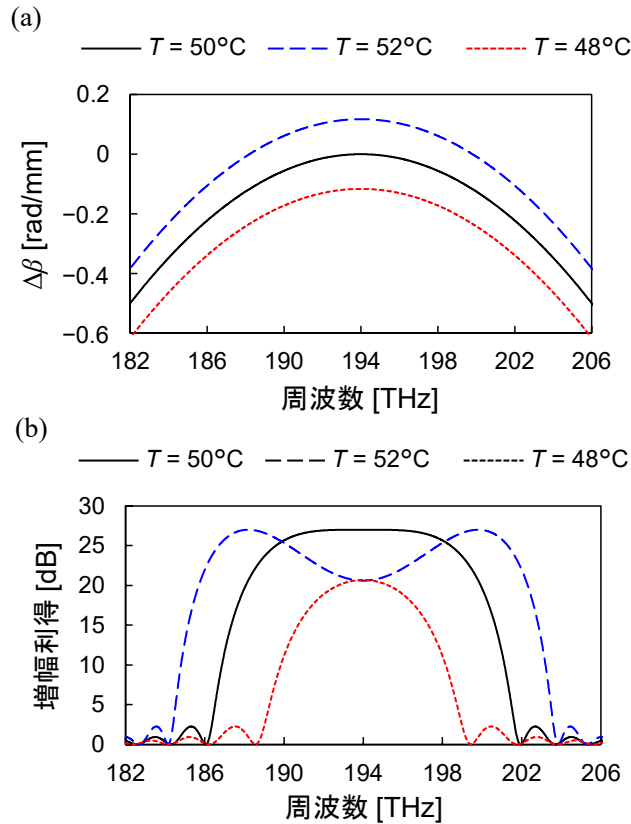


図9.1. PPLN 導波路の(a)位相不整合 $\Delta\beta$ と(b)増幅利得の温度依存性の計算例

図 9.1 に PPLN 中の $\Delta\beta$ スペクトルとゲインスペクトルの温度依存性の計算結果を示す。導波路温度 $T = 50^\circ\text{C}$ (縮退周波数 f_p に対して最適な温度) の場合, f_p まわりでフラットトップな形状の利得スペクトルとなる。導波路温度を $T = 52^\circ\text{C}$ に上昇させると, 縮退周波数から離れた帯域の利得が増加するが, 縮退周波数周辺の利得は減少する。これは, 温度の上昇による屈折率スペクトルの変化により, 図 9.1(a)に示すように $\Delta\beta = 0$ となる周波数がシフトしたためである。最大の増幅利得が得られる 200 THz 付近が, $\Delta\beta = 0$ となっている周波数と一致している。利得スペクトル上の勾配は大きくなっているが, 例えば, 伝送設計上必要な増幅利得が 20 dB であるとする, 20 dB の増幅利得を実現する帯域幅は $T = 50^\circ\text{C}$ で約 6.0 THz, $T = 52^\circ\text{C}$ で約 8.4 THz と, 拡張されていることが分かる。筆者らの PPLN 型 OPA を用いた広帯域伝送実験は, 使用する WDM 信号の帯域幅や要求送信パワー, 伝送路やその他の光デバイスでの損失などを考慮し, 適切な温度調整を行って利得帯域幅と増幅利得をコントロールすることで行われている^[111,112]。ただし, 縮退周波数付近の利得は小さくなるため, 縮退周波数の利得が所望の利得を下回った時点でこの温度離調による帯域拡張は限界となる。

また、 $\Delta\beta=0$ となる周波数を大きくシフトすることで、同じ設計の PPLN であっても、異なる波長帯の増幅や変換ができるようになる^[224,232]。一方で、低温である $T=48^\circ\text{C}$ では、 $\Delta\beta=0$ となる周波数が存在せず、全体的な利得は減少し、利得スペクトルはシャープになる。

9.1.2 4ポート PPLN モジュールを用いた構成

次に、提案する OPA の構成について述べる。ここでは、4ポート PPLN モジュール^[103]を使用することを想定した構成について述べる。第2章でも述べたように、4ポートモジュールには、DF による低損失の SH ポンプ合分波部が実装されており、4つの入出力インターフェースとして、SH ポンプの入出力用、シグナル/アイドラの入出力用を備えている。また、PPLN 導波路はペルチェ素子によって精密な温度制御が可能となっている。

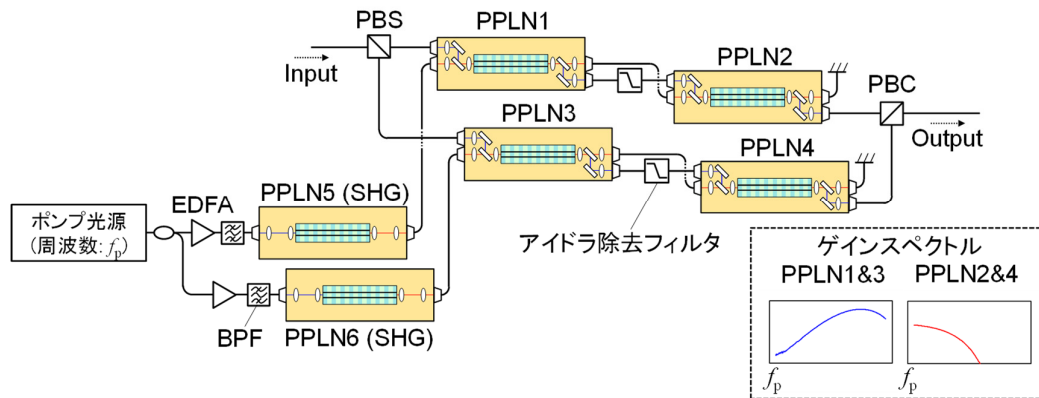


図9.2. 4ポート PPLN モジュールを使用した提案構成

図 9.2 に、提案構成を示す。基本的な構成は、図 2.13 に示す 2 ステージ SHG/DFG 過程に基づくパラレル型偏波ダイバーシティ構成を踏襲している。提案構成では、2つの4ポート PPLN モジュールを1つの偏波経路内にカスケードしている。この2つのモジュールのゲインスペクトルの合成によって、入力 WDM 信号を広帯域に増幅する。1 段目のモジュール (PPLN1 および PPLN3) の SH ポンプ光が出力されるポートは、2 段目のモジュール (PPLN2 および PPLN4) の SH ポンプ光の入力ポートに直接接続されており、1 段目で使用したポンプ光は 2 段目の増幅用に再利用される。2 つのモジュールの間の信号経路には、1 段目の PPLN モジュール (PPLN1 および PPLN3) で生成されたアイドラ光を除去するための光フィルタを配置している。これは、2 段目のモジュール (PPLN2 および PPLN4) 内でのシグナル光とアイドラ光の干渉を防ぐためである。今回は、提案構成に 4 ポートモジュールを使用しているため、モジュール間の SH ポンプ光と信号光は異なるファイバ経路で接続されており、独立した位相ドリフトを生じる。そのため、1 段目の出力のシグナル-アイドラ対と SH ポンプの間の相対位相 (式(2.20d)の位相パラメータ) は 2 段目の入力時点でランダムに変化

する。したがって、2 段目の PPLN 中で発生する光パラメトリック増幅過程の初期位相がランダムに変化し、エネルギーのやり取りが安定しないため、PPLN 間でアイドラ光を除去し、2 段目の PPLN で改めて 1 モード非縮退光パラメトリック増幅過程を発生させることが必要となる。また、このようにすることで、1 段目の PPLN で大きく増幅されたシグナル-アイドラ対が、2 段目の PPLN での SFG 過程によって SH ポンプへ逆流することを防ぐことができる。なお、提案構成を波長変換器または OPC として使用する場合には、アイドラ光ではなく元のシグナル光成分を除去する。

提案構成では、図 9.1 の高温状態のように、1 段目の PPLN の導波路温度を制御して利得スペクトルを外側に拡張する。2 段目の PPLN は、1 段目の PPLN と異なり、縮退周波数 f_p 周辺を増幅するように温度の調整を行う。このようにすることで、1 段目の PPLN と 2 段目の PPLN で相補的なゲインスペクトルとすることができ、1 段目の PPLN の温度離調によって減少した縮退周波数付近の利得を 2 段目の PPLN で補うことによって、1 段目の PPLN のさらなる離調が許容できるようになる。その結果として、1 段目と 2 段目の合成としての増幅帯域を広帯域化することができる。提案構成では、導波路長の短尺化や 1 導波路内に複数の QPM を形成する方法と異なり、ピークの増幅利得を維持したまま広帯域化することができる点が特長である。また、2 つの PPLN は本質的には同じ設計のものであり、温度の調整によって QPM を変化させているだけである。したがって、これらは同一の縮退周波数（ポンプ光周波数）で動作するため、上述のようなポンプ光の再利用が可能となる。

次に、2 段目の PPLN の離調制御について述べる。2 段目の PPLN では f_p 周辺を増幅するが、この時、利得スペクトルが図 9.1 の低温状態になるように、1 段目とは逆方向に導波路温度を離調する。導波路温度を低温にすると利得が低下しスペクトルが狭窄化されるが、このようにすることで、各 PPLN のゲインスペクトルの相補性を高めることができる。つまり、合成されたゲインスペクトルをより平坦にすることができる。一般的に、光伝送応用では入力 WDM 信号をフラットに増幅することが求められる。過剰なゲインを受けた周波数成分には GEQ で減衰が与えられ、平坦化される。したがって、1 段目の PPLN と 2 段目の PPLN のゲインスペクトルがオーバーラップし、過剰なゲインを生じさせる周波数があると、ポンプ光は無駄に消費されることになり、ポンプデプレッションによる利得飽和を過剰に発生させる可能性がある。したがって、2 段目の PPLN の温度を敢えて低くすることで、提案構成における全体のゲインスペクトルの平坦化を図る。また、2 段目の PPLN で増幅されない外側の帯域は、2 段目の PPLN 内では伝搬損失を受ける。したがって、2 段目の PPLN の伝搬損失は、利得帯域を効果的に拡張するための重要なパラメータとなる。

モジュール間でアイドラ光を除去する場合は 1 段目と 2 段目で同じポンプ光を使用する必要がないため、構成上は新たなポンプ光を 2 段目に入力しても良い。ポンプ光を共有する構成では従来通りに 1 偏波あたり 1 つのポンプ光しか用いないため、消費電力の増加無く増幅帯域の拡張を行うことができる。ただし、導波路内の損失やモジュール間の損失により、2 段目のポンプ光パワーは低下する。このポンプ光パワーの低下は 2 段目モジュール内での

ポンプデプレッションを引きやすくするため、飽和出力パワーの低下につながる可能性がある。システムの消費電力は増加するものの、新しいポンプ光を用意することで飽和出力パワーを維持、あるいは向上させながら、増幅利得と帯域を改善することができる。

次に、提案構成の雑音特性について考察する。第3章や第8章で示したように、OPA が大きな利得で WDM 信号の全帯域を増幅する場合、NF の周波数依存性は小さく、広帯域にわたって平坦な雑音特性を実現できる。また、式(3.1)中の右辺第1項の被増幅光のショット雑音は、概ね無視できる。しかしながら、提案構成では、1 段目 PPLN モジュールの利得が小さい帯域では2段目の OPA の雑音の寄与が増加し、NF の周波数依存性が現れる。また、ショット雑音の影響も無視できなくなる。ここでは、高利得で動作するときの NF を基準として、提案構成の NF を導出する。まず、提案構成における1段目の PPLN の NF の周波数スペクトルは、以下のように表せる。

$$F_{1st}(\nu) = \frac{1}{G_{1st}(\nu)} + \frac{P_{ASE}(\nu)}{G_{1st}(\nu)h\nu} \quad (9.6)$$

G_{1st} は1段目の PPLN の増幅利得、 P_{ASE} はパラメトリック蛍光によって出力する ASE 雑音のパワーである。この時、基準となる高利得 G_{ref} で動作する時の NF は、

$$F_{ref}(\nu) = \frac{1}{G_{ref}} + \frac{G_{ref}}{G_{1st}(\nu)} \frac{P_{ASE}(\nu)}{G_{ref}h\nu} = \frac{1}{G_{ref}} + \frac{P_{ASE}(\nu)}{G_{1st}(\nu)h\nu} \approx \frac{P_{ASE}(\nu)}{G_{1st}(\nu)h\nu} \quad (9.7)$$

と表すことができる。なお、 $G_{ref} \gg 1$ として近似した。これを式(9.6)に代入すると、

$$F_{1st}(\nu) = \frac{1}{G_{1st}(\nu)} + F_{ref} \quad (9.8)$$

となる。同様に、2 段目の PPLN の NF は、

$$F_{2nd}(\nu) = \frac{1}{G_{2nd}(\nu)} + F_{ref} \quad (9.9)$$

と書ける。PPLN の間のアイドラ除去フィルタの損失やファイバ経路の過剰損失を T_{fil} とすると、初段の PPLN で生じた雑音が2段目の PPLN の出力までに受ける損失と増幅利得を考慮して、1 段目と2段目の NF の合成で表される提案構成の NF は以下のように表される。

$$\begin{aligned} F(\nu) &= F_{1st}(\nu) + \frac{F_{2nd}(\nu)}{T_{fil}(\nu)G_{1st}(\nu)} \\ &= \frac{1}{G_{1st}(\nu)} + F_{ref} + \frac{1}{G_{2nd}(\nu)T_{fil}(\nu)G_{1st}(\nu)} + \frac{F_{ref}}{T_{fil}(\nu)G_{1st}(\nu)} \\ &\approx F_{ref} + \frac{1}{G_{1st}(\nu)} + \frac{F_{ref}}{T_{fil}(\nu)G_{1st}(\nu)} \end{aligned} \quad (9.10)$$

なお、提案構成における G_{1st} と G_{2nd} は相補的なゲインスペクトルを持つように離調制御さ

れている前提であるため、その積は周波数に依らず十分大きい ($G_{2nd}T_{fil}G_{1st} \gg 1$) として近似した。また、NF ペナルティ（従来構成からの NF の劣化量）として表すと、

$$\Delta F(\nu) = 1 + \frac{1}{F_{ref}G_{1st}(\nu)} + \frac{1}{T_{fil}(\nu)G_{1st}(\nu)} \quad (9.11)$$

と書ける。上式から、1 段目の PPLN での利得が小さい周波数では、第 2 項と第 3 項の寄与が大きくなり、NF の劣化が大きくなることが分かる。

9.2 基本特性評価

本節では、提案構成の増幅特性について評価する。まず、結合方程式を用いた数値シミュレーションにより、提案構成における 2 段目 PPLN の導波路温度の全体のゲインスペクトルへの影響を評価し、平坦なゲインスペクトルを得るための温度条件を明らかにする。次に、4 ポート PPLN モジュールを用いて提案構成の小信号ゲインスペクトルを実験評価し、数値シミュレーション結果との比較を行う。

9.2.1 数値シミュレーションによる温度特性解析

まず、2 段目の PPLN の温度がゲインスペクトル全体に与える影響を検証するために結合方程式を用いた数値シミュレーションを行った。提案構成では、特に 2 段目の PPLN において位相不整合が大きく利得がほぼ無い帯域を信号光が通過するため、第 2 章で述べた実振幅に対する DFG 過程の結合方程式(2.20)に導波路中の伝搬損失 α を加えた以下の形式で計算を行った。

$$\frac{dr_{SH}(z)}{dz} = -\frac{\alpha}{2}r_{SH}(z) - 2\kappa r_s(z)r_i(z)\sin[\theta(z)] \quad (9.12a)$$

$$\frac{dr_s(z)}{dz} = -\frac{\alpha}{2}r_s(z) + \kappa r_{SH}(z)r_i(z)\sin[\theta(z)] \quad (9.12b)$$

$$\frac{dr_i(z)}{dz} = -\frac{\alpha}{2}r_i(z) + \kappa r_{SH}(z)r_s(z)\sin[\theta(z)] \quad (9.12c)$$

$$\frac{d\theta(z)}{dz} = \kappa \left(\frac{r_{SH}(z)r_i(z)}{r_s(z)} + \frac{r_{SH}(z)r_s(z)}{r_i(z)} - 2\frac{r_s(z)r_i(z)}{r_{SH}(z)} \right) \cos[\theta(z)] - \Delta\beta(z) \quad (9.12d)$$

上記の結合方程式を、 $0.1 \mu\text{m}$ 刻みに差分法で計算することでゲインスペクトルを算出した。周波数分解能は 1 GHz とした。なお、SH ポンプ光は $2f_p$ の単一周波数と仮定した。さらに、結合係数と伝搬損失の周波数依存性は無視して、 $\kappa = \kappa_s = \kappa_i = \kappa_{SH}/2$ 、 $\alpha = \alpha_s = \alpha_i = \alpha_{SH}$ とした。

導波路長は 45 mm, 偏波ダイバーシティ構成における PBS/PBC の挿入損失は 1.0 dB, 導波路とファイバ間の結合損失は 0.5 dB, アイドラ除去フィルタの損失は 0.3 dB とした. 前節と同様に, 分極反転周期 Λ は導波路温度 50°C で縮退周波数 $f_p (= 194.0 \text{ THz})$ に対して最適化され, 式(9.3)–(9.5)によって $\Delta\beta$ を計算した. 各 PPLN のパラメータは次節の実験で用いたものに準拠した. 1 段目の PPLN は文献^[133]で報告されているドライエッチングで作製された導波路を想定し, SHG 効率 1200%/W, 伝搬損失 0.022 dB/mm とした. 2 段目の PPLN は文献^[134]で報告されているダイシング加工で作製された低損失導波路を想定し, SHG 効率 820%/W, 伝搬損失 0.007 dB/mm とした. なお, 導波路の QPM は式(9.5)に示される分極反転構造の結果生じる平均的な $\Delta\beta$ によって決まるものとし, 計算においては, 導波路構造は一樣であるとして結合係数の符号は一定として計算した. また, ここではアイドラ帯域からの量子雑音の混入による AQN は無視しており, 各 PPLN の入力では $r_i(0) = 0$ とした. 第2章での議論に基づき, 各 PPLN での位相パラメータの初期値 $\theta(0)$ は $\pi/2$ とした. 1 段目の PPLN への入力 SH ポンプパワーは 1.6 W とし, 再利用される 2 段目の PPLN では 1 段目の伝搬損失とモジュール間の結合損失を考慮して 0.6 W とした. これは, 次項の実験評価と同条件である.

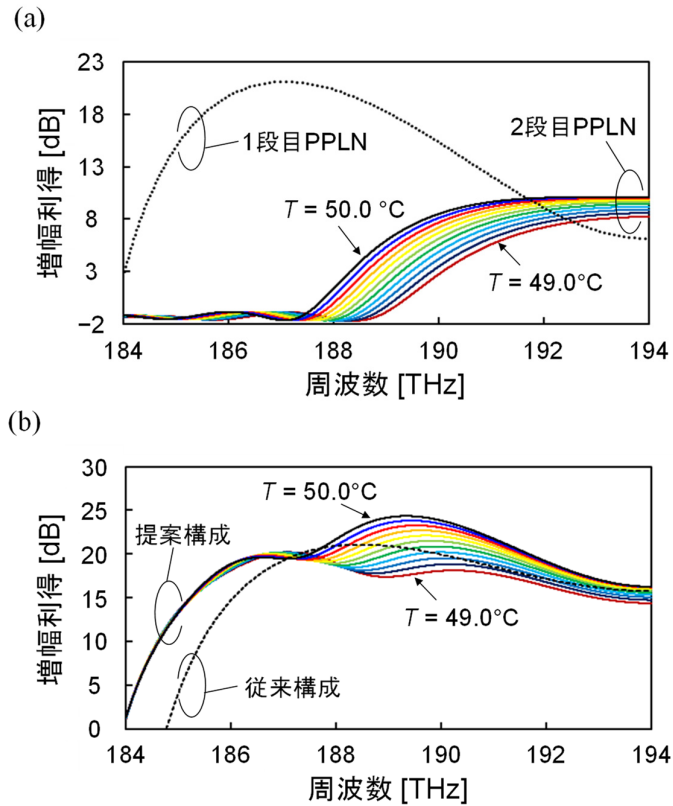


図9.3. 提案構成の基本特性評価のためのシミュレーション結果 (a)提案構成内の 1 段目 PPLN のゲインスペクトルと 2 段目 PPLN のゲインスペクトルの温度依存性 (b)提案構成のゲインスペクトルにおける 2 段目 PPLN の温度依存性と従来構成との比較

図 9.3(a)は結合方程式により計算した提案構成における各 PPLN のゲインスペクトルを表している。ここでは、要求利得を 15 dB と想定し、15 dB の利得帯域幅を OPA の実効的な帯域幅とした。1 段目の PPLN の位相整合（導波路温度）状態は、185 THz における利得が約 15 dB となるように固定した。2 段目の PPLN の導波路温度は 49.0 から 50.0°C まで 0.1°C 刻みで変化させた。2 段目の PPLN の利得は 50.0°C の時に f_p 付近で最大 10 dB 程度であった。温度が低くなるほど、利得は全体的に低下し、スペクトルはシャープになった。

図 9.3(b)は、1 段目と 2 段目の PPLN を組み合わせた提案構成の利得スペクトルと単一の PPLN からなる従来構成との比較を表す。提案構成では、従来構成と比較して 15 dB 利得帯域幅は 0.82 THz 拡大され、結果として 8.7 THz の帯域幅を得た。一方で、2 段目の PPLN で最大の利得が得られる 50.0°C では 1 段目と 2 段目の PPLN のゲインスペクトルが交差する付近で過剰利得が生じている。この過剰利得は、2 段目の PPLN の温度を利得が下がる方向に離調することで抑えられることが分かる。

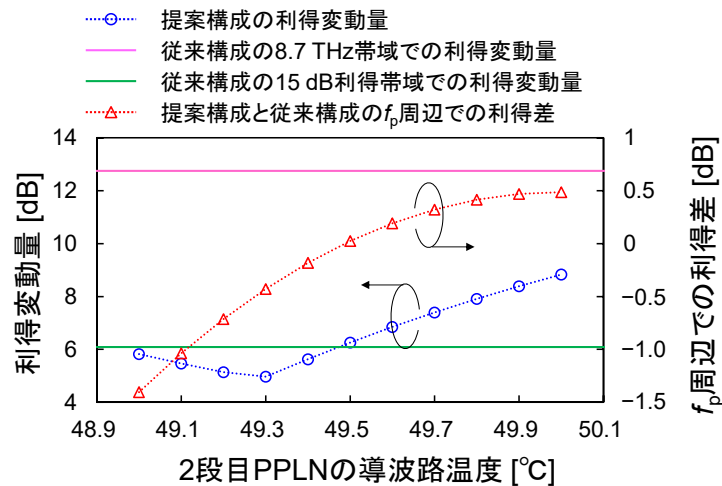


図9.4. 提案構成と従来構成における利得変動量と縮退周波数 f_p 近傍での利得差

図 9.4 は、提案構成と従来構成のゲインスペクトル内の利得変動量と、縮退周波数 f_p 近傍における利得差を示す。利得変動量は 194 THz から 8.7 THz の範囲における最大利得と最小利得の差として計算した。比較のため、従来構成における 8.7 THz 帯域内での利得変動量および 15 dB 利得帯域幅内での利得変動量も示す。利得差は、提案構成の f_p 近傍 (193.999 THz) の利得から従来構成の利得を差し引いた量として求めた。従来構成では 186 THz 以下の帯域で利得が小さいため、8.7 THz 内での利得変動は大きく、12.7 dB となった。また、7.88 THz の 15 dB 利得帯域幅内では利得変動は 6.1 dB であった。提案構成では、2 段目の PPLN の温度が低くなるにつれて過剰な利得が抑圧され利得変動量が小さくなり、49.3°C で最小値

4.9 dB に達した。49.2°C 以下では 2 段目の PPLN の利得が小さくなりすぎるため、利得変動量は再び増加に転じた。一方、 f_p 近傍での利得が従来構成を下回ってはいけない（右軸の利得差が負になってはいけない）とすると、下限の温度は 49.5°C であった。49.5°C における利得変動量は 6.2 dB であり、従来構成の 15 dB 利得帯域幅内における利得変動量と同等であった。これは、提案構成が利得スペクトルの均一性を損なうことなく利得帯域を拡張できることを示している。以上より、以降の実験では使用する PPLN モジュールの位相整合状態が本数値シミュレーションにおける 49.5°C の条件と近くなるように制御を行った。

9.2.2 増幅利得と NF 特性の実験評価

次に、提案構成の実験評価を行った。小信号（非飽和領域）に対する利得および NF スペクトルを測定し、シミュレーション結果と比較した。図 9.5(a)に測定系を示す。従来構成および提案構成の OPA はいずれも偏波ダイバーシティ構成である。各スペクトルは、第 3 章と同様に、-15 dBm の CW 光を波長掃引し、入力と出力を OSA で測定してその比較によって算出した。OPA の縮退周波数はシミュレーションと同様の 194.0 THz である。提案構成内部のアイドラ除去用のフィルタは測定帯域内で 0.3–0.6 dB であった。EDFA で増幅したポンプ光を SHG で変換したあとの SH ポンプパワーは、どちらの構成でも約 1.6 W であった。シミュレーションと同様に、15 dB 以上の増幅利得が得られる帯域幅を、実効帯域幅とした。

図 9.5(b)にゲインスペクトルの測定結果を示す。従来構成では、15 dB の利得帯域が最も広くなるように導波路温度を制御し、 f_p から約 7.8 THz の実効帯域幅を得た。帯域幅もゲインスペクトルの形状も、シミュレーション結果とよく一致した。提案構成では、1 段目の PPLN の温度を離調し f_p から離れた外側の帯域の利得を増加させた。 f_p 付近の増幅利得は従来構成と比べ 10 dB 以上低下した。2 段目の PPLN には、1 段目で増幅した外側の周波数成分の減衰を抑えるため、ダイシング加工技術により作製された低損失 PPLN 導波路^[134]を使用し、 f_p 付近の帯域にのみ利得を持たせた。2 段目の PPLN へは、ポンプ光の再利用の結果、約 0.6 W の SH ポンプを入力することができた。2 段目の PPLN の離調条件は、前項のシミュレーションの 49.5°C の結果に近づくように調整した。その結果、185.3–194.0 THz にわたり 15 dB 以上の利得を持つ 8.7 THz の実効帯域幅が得られ、提案構成はポンプパワーを増加させることなく 15 dB 利得帯域幅を 0.9 THz 拡大した。

図 9.5(c)に NF スペクトルを示す。従来構成の NF は 4.6–4.9 dB 程度でフラットな周波数特性が得られた。提案構成では、1 段目の PPLN で大きな増幅利得が得られる周波数成分では従来構成と同等の NF が観測された。一方で、1 段目の増幅利得が小さくなる周波数帯になるにつれて、NF は劣化する傾向が確認された。最大の NF は縮退周波数に最も近い周波数で得られ、6.1 dB だった。この提案構成における NF の周波数依存性は、式(9.10)で計算される理論値（図中の実線）とよく一致した。

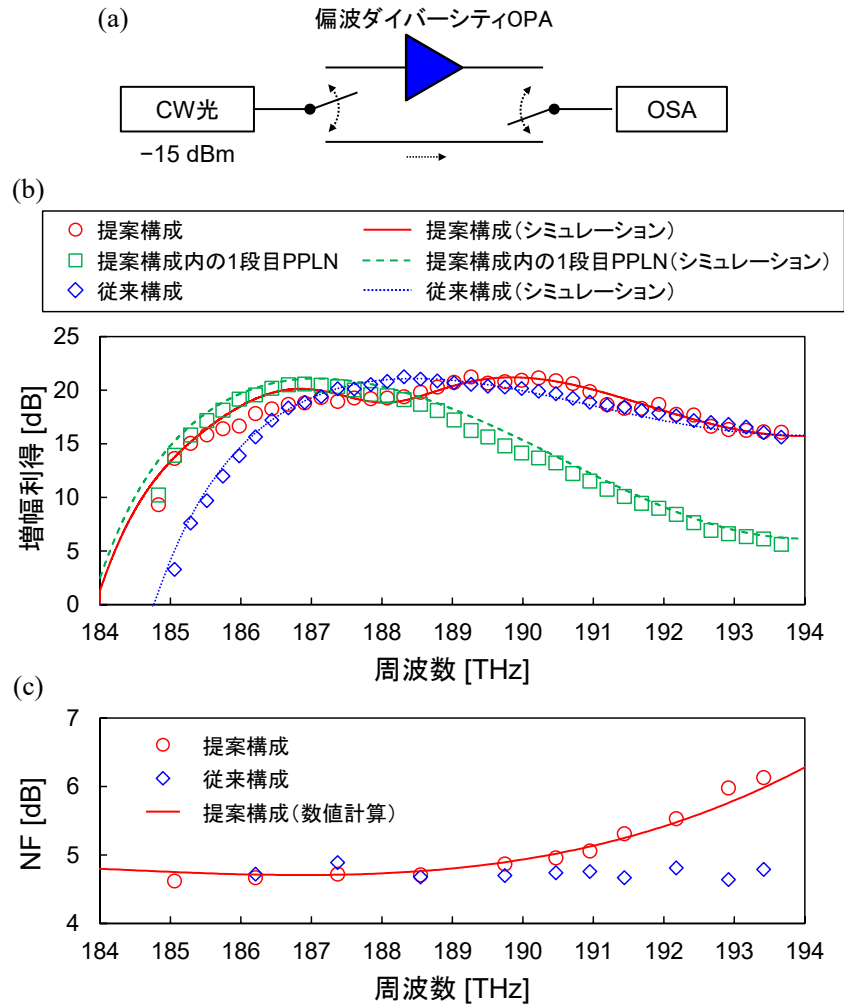


図9.5. 提案構成の小信号特性の実験評価 (a)実験系 (b)増幅利得スペクトル (c)雑音指数 (NF) スペクトル

9.3 提案構成を用いた 8.375 THz WDM 信号の光増幅中継伝送実験

提案構成の光ファイバ伝送システムの応用例として、信号帯域 8.375 THz の広帯域 WDM 信号を用いた 2×30 km の増幅中継伝送実験を行った。本実験により、位相不整合量が大きい帯域を利用する点や、ポンプを再利用する点において特殊な状態の OPA を使用する提案構成を用いても、高速信号を過剰な劣化無く増幅中継できることを確認する。

9.3.1 実験系

図 9.6(a)に、提案 OPA を用いた増幅中継伝送の実験系を示す。WDM 信号は 125 GHz のチ

チャネル間隔で 67 チャネルの多重を想定した。測定信号はロールオフ率 0.03 でナイキストパルス整形した 120 Gbaud の PDM-PCS-36QAM 信号を用いた。120 Gbaud の信号は、任意波形発生器から出力した 2 つの RF 信号を InP 製帯域ダブラ^[314]によるアナログ多重器 (AMUX: analogue multiplexer) で合成して生成した^[315]。4 チャネルの任意波形発生器を用いて I 信号と Q 信号の 2 つの 120 Gbaud 信号を生成し、I/Q 変調器で光変調を行い、PDME で偏波多重化した。PCS-36QAM 信号のエントロピーは第 8 章で用いたものと同じで、1 偏波あたり 4.435 bit だった。ダミー WDM チャネルは C 帯用 EDFA と L 帯用 EDFA の ASE を用いて模擬した。WDM 信号の帯域は、185.187–193.562 THz (1548.82–1618.86 nm) で、帯域幅は 8.375 THz だった。

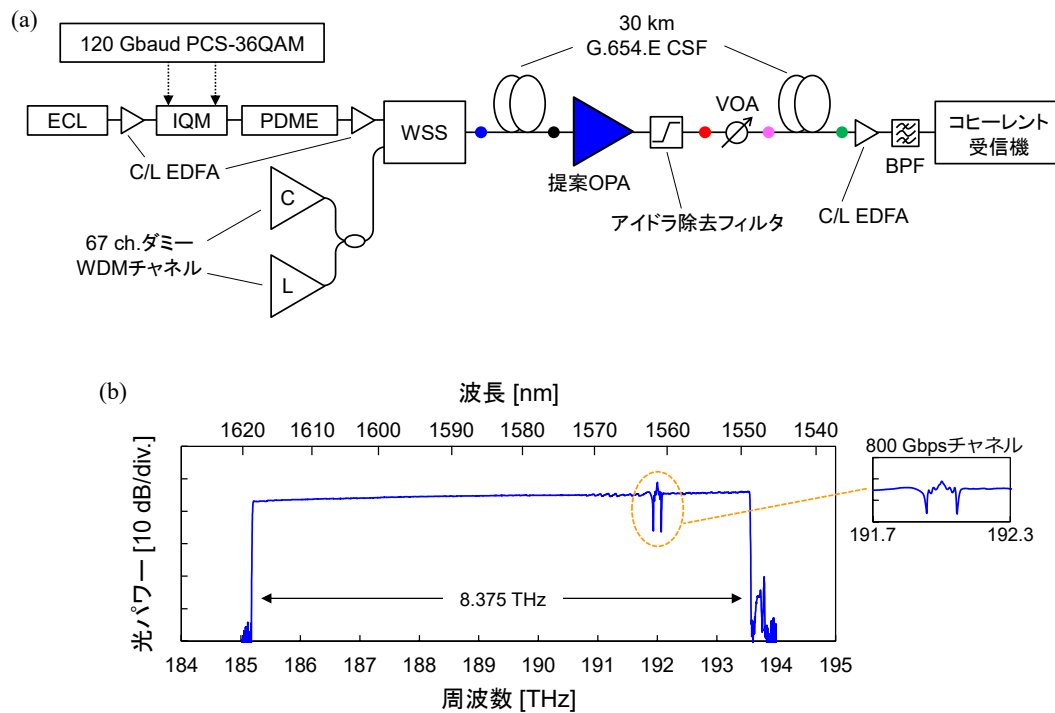


図9.6. 提案 OPA を用いた 8.375 THz 増幅中継伝送実験 (a)伝送実験系 (b)WDM 信号の送信スペクトル

図 9.6(b)に WDM 信号の送信スペクトルを示す。ダミー WDM 信号は WSS で矩形にスペクトル整形した。測定チャネルを合波する際には、測定チャネルのキャリア周波数の周囲 125 GHz の帯域を矩形状に消光して合波した。伝送路には 30 km の G.654.E CSF を使用した。C 帯での伝送損失は約 6 dB だった。送信光パワーは 1.8 dBm/ch (平均チャネルパワー: -16.5 dBm/ch.) で、これはダミー WDM チャネル用の ASE 光源の出力によって制限された。第 1 スパンを伝送後、OPA への総入力パワーは -5.0 dBm (-23.2 dBm/ch.) で、この条件では

利得飽和は十分に小さかった。OPA のゲインスペクトルは前節の図 9.5 における提案構成と同じで、OPA の出力パワーは 14.7 dBm (−3.5 dBm/ch) であった。提案構成内および第 2 スパンへの送信前のアイドラ除去フィルタの周波数特性に起因して、縮退周波数周辺に 0.3 THz のガードバンドを設けた。そのため、提案 OPA の利得帯域 8.7 THz に対し WDM 信号の帯域幅（伝送帯域）は 8.375 THz とした。第 2 スパンへ送信する前に、OPA から出力されたアイドラ成分をフィルタで除去し、利得の小さい周波数が第 1 スパンの入力と一致するように VOA を用いてパワーを減衰させた。

第 2 スパンを伝送後、測定チャンネルはその周波数に応じて C 帯または L 帯 EDFA を使用して増幅し、BPF で抽出した後、コヒーレント受信機で受信した。受信信号は 256 Gsample/s 動作のデジタルオシロスコープでサンプリングされ、オフライン DSP で復調した。周波数領域 FEQ で波長分散を補償した後、トレーニングシンボルを用いて初期収束を行った複素 8×2 MIMO AEQ^[285]で復調した。AEQ の更新には DD-LMS アルゴリズムを使用した。最後に、復調信号から NGMI を算出した。前章と同様の符号化率 0.826 の FEC 方式を想定すると、NGMI しきい値 0.857 に対して、チャンネルあたりのネットビットレートは 800 Gbps であった^[307]。

9.3.2 実験結果と考察

図 9.7(a)に、図 9.6(a)の実験系中に示した各点で測定した WDM 信号の光スペクトルを示す。実験系中の各点の色が、スペクトルの色に対応している。OPA の出力スペクトルから、30 km の伝送損失を補償するのに十分な増幅利得が得られていることが分かる。第 2 スパンの前には、利得が最も低い周波数における各スパンへの入力パワーが同じとなるように VOA で減衰を与えた。利得等化を行っていないため、第 2 スパンへ入力される WDM 信号には OPA のゲインスペクトル形状に起因するスペクトル勾配が生じている。

本実験では、提案構成を用いた増幅中継伝送の基本特性を確認することが目的であったため、代表 9 チャンネルのみを評価した。図 9.7(b)に NGMI 特性を示す。測定したすべてのチャンネルが NGMI しきい値を上回った。また、NGMI の周波数特性は、OPA のゲインスペクトル、すなわち、第 2 スパンへの送信スペクトル形状に対応している。これは、各チャンネルの受信 OSNR（線形雑音特性）が第 2 スパンへの入力パワーに影響されたためであると考えられる。NGMI 特性と信号コンスタレーションからは特異的な非線形な歪みなどは確認されず、PPLN のカスケード化や位相不整合量の大きい周波数帯の利用、ポンプの再利用などによる提案構成に起因する過剰な信号歪みは観測されなかった。以上の結果から、提案構成によって OPA の増幅帯域を有効に拡大できることを示した。

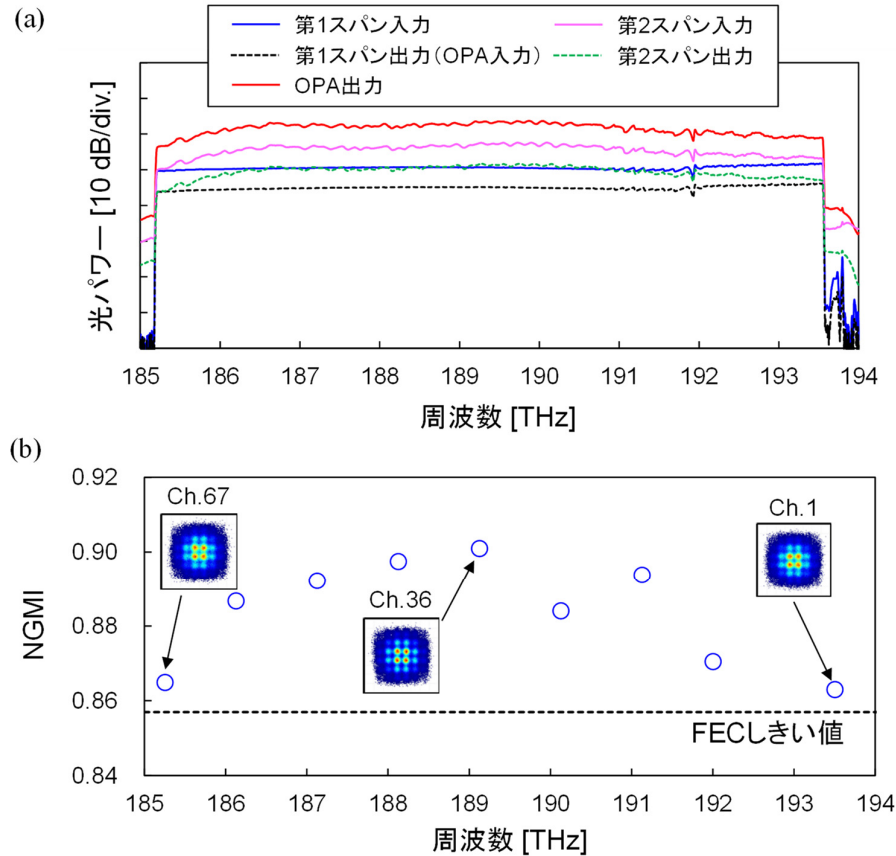


図9.7. シームレス 8.375 THz WDM 信号の 2×30 km 伝送の実験結果 (a)WDM 信号の光スペクトル (プロットの各色は図9.6の実験系中の各測定点の色に対応) (b) 2×30 km 伝送後の NGMI の周波数特性

9.4 まとめ

本章では、位相整合特性の離調によって相補的なゲインスペクトルを持った PPLN をカスケードする広帯域 OPA の構成を提案した。2 つの PPLN を使用することでピークゲインを維持したまま、広帯域化を行うことができる。また、2 つの PPLN の間では、ポンプ光を再利用することで電力効率の良い帯域拡張が可能となる。結合方程式を用いた数値計算では、提案構成内の PPLN の温度状態に対して全体の増幅特性がどのように変化するかを網羅的に評価した。実験評価では、従来構成の OPA と比較して、ポンプパワーを増加させることなく、0.9 THz の帯域拡張が可能であることを示した。結果として、15 dB 超の利得帯域として、8.7 THz のシームレスな増幅帯域を得た。さらに、提案構成の光伝送システム適用の実証として、 2×30 km の増幅中継伝送実験を行った。提案構成の OPA を用いることで、8.375 THz のシームレスな広帯域 WDM 信号の増幅中継を実現した。

本実験では、OPA の縮退周波数より低周波側の帯域のみを利用した。一方で、文献^[11]で提案されている複数の OPA を並列に使用するフルバンド構成（図 2.38 参照）を用いて両側の周波数帯域を利用することで、本章で実証した帯域の 2 倍に相当する 17 THz 級の増幅帯域を実現できる。また、本章では増幅器としての機能に着目したが、アイドラ光を利用すれば、変換帯域 8 THz 超で 15 dB の変換利得を持つ広帯域・高利得波長変換器（または OPC）として利用することも可能である。

なお、本章では既存の 4 ポート PPLN モジュールを前提とした構成について検討した。もし、2 つの PPLN 導波路を 1 モジュール内に集積して直接接続し、PPLN 間のファイバ経路をなくすことができれば、シグナル-ポンプ-アイドラ間の相対位相関係を維持できるため、PPLN 間のアイドラの除去は必要無くなる。また、ポンプ光の過剰な損失も避けることができる。このように、モジュール構成などの実装の工夫によってさらなる高利得化と広帯域化が可能となる見込みである。

第9章に関連する研究業績

学術論文

1. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Masanori Nakamura, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Fukutaro Hamaoka, Munehiko Nagatani, Hiroshi Yamazaki, Kei Watanabe, and Yutaka Miyamoto, “Wideband Optical Parametric Amplification of 8.375-THz WDM Signal Using Cascaded PPLN Waveguides With Reused Pump Light,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 41, no. 24, pp. 7399–7407, December (2023). DOI: 10.1109/JLT.2023.3299017
(本章の図は本文献の図を改変して使用)

国際会議プロシーディング

1. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Masanori Nakamura, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Fukutaro Hamaoka, Munehiko Nagatani, Hiroshi Yamazaki, Kei Watanabe, and Yutaka Miyamoto, “8.375-THz Optical Amplification for Wideband WDM Transmission by Optical Parametric Amplifier Using Cascaded PPLN Modules with Complementary Gain Profiles,” *48th European Conference on Optical Communications (ECOC'22)*, paper We4D.1, Basel, Switzerland, September (2022).

第 10 章

結 論

2010 年代のデジタルコヒーレント伝送方式の実用化により，光伝送システムへ DSP が本格的に導入され，現在に至るまで高度な情報理論や等化技術，電子回路技術に基づく発展が続いてきた．一方で，高シンボルレート化に伴う消費電力の増大や情報理論的アプローチの理論限界への漸近により，現行の伝送システムの性能は近い将来に頭打ちになることが予想される．そこで本研究では，光パラメトリック増幅を用いた光信号処理技術によって，現行システムの延長線上に存在する性能限界を克服し，光伝送システムのさらなる高度化の可能性を示すことを目的とした．特に，高効率 PPLN 導波路デバイスを用いた OPA による高利得・広帯域・低雑音な光信号処理技術を，現代の光伝送システムにおける諸課題と対応付け，その具体的な応用例やインパクトを提示した．図 10.1 に，本論文で示した光パラメトリック信号処理を活用した将来の光ネットワーク像を示す．以下，本論文で得られた成果を章別にまとめるとともに，将来展望について述べる．

第 1 章では，光伝送システムを取り巻く現状とさらなる高度化に向けた 3 つの課題である，PIA の標準量子限界による OSNR 制限，光ファイバ中の光カー効果による非線形シャノン限界，伝送帯域について体系的にまとめ，それらの課題を解決し得る技術としての光パラメトリック信号処理技術を，主にデバイス技術の進展の観点から解説した．第 2 章では，OPA の基本的な動作を，三次非線形光学効果を用いた構成と二次非線形光学効果を用いた構成に分けて解説し，光伝送システム応用における PPLN 型 OPA の優位性について述べた．また，光パラメトリック信号処理の具体的な光伝送システム応用として，従来の雑音限界を打破する PSA，光ファイバ中の非線形歪みを補償する OPC，伝送帯域の広帯域化を実現する波長変換と広帯域増幅中継技術について解説した．

第 3 章では，光パラメトリック信号処理を用いた伝送システムの設計項目を明確にすることを目的として，OPA の飽和領域での動作が光信号に与えるペナルティについて網羅的な実験評価を行った．64 Gbaud PDM-64QAM 信号を用いた評価により，利得飽和領域で動作する OPA において，信号変調パターンに依存した高速な利得変動により光信号に非線形な振幅歪みが生じることを確認した．したがって，光パラメトリック信号処理の適用時には，OPA の信号歪み特性を考慮した入出力パワー設計が必要になることを明らかにした．また，単一キャリア信号の増幅時には，信号波形の PAPR の増加に応じて歪みも大きくなることを明らかにした．一方で，広帯域な WDM 信号に対しては，非線形利得変動の影響は平均化され，OPA のトータル入出力パワーに対する信号歪みは抑圧できることが確認された．この

特性は、OPA を広帯域伝送システムに応用するに当たって重要な知見となる。今後は、様々なケースで OPA の性能を最大限活用するために、WDM チャネル数や信号 PAPR に対する OPA の歪み特性をモデル化し、利得飽和特性を伝送設計に定量的に反映することが必要となる。

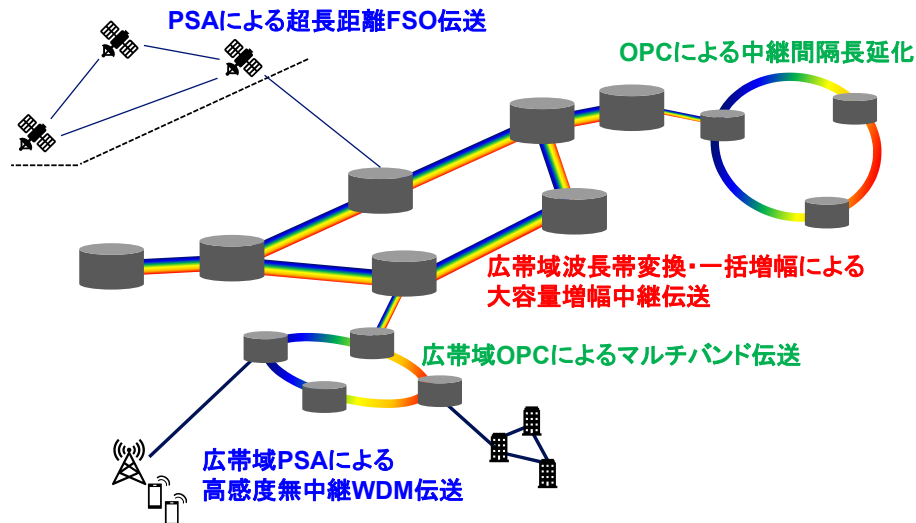


図10.1. 光パラメトリック信号処理を用いた光ネットワークの将来展望

第 4 章では、ポンプレーザの要求特性を明確にするため、ポンプ位相雑音が信号品質に与える影響について、様々なユースケースでの評価を行った。ポンプ光位相雑音はアイドラ成分のみに伝達されることを、実際に位相雑音を測定することにより実験的に確認した。また、その大きさは SHG 過程を経ることによって元のポンプレーザの 2 倍（線幅換算で 4 倍）になることを明らかにした。さらに、MHz オーダーの線幅の DFBL をポンプ光に用いても、シグナル成分を利用する応用ではペナルティは生じないことを周回伝送実験にて確認した。一方で、波長変換や OPC などのアイドラ成分を利用する応用では、伝達されたポンプ位相雑音と伝送路の波長分散との相互作用によって、本来の位相雑音の他に、EPPN や OEPN といった過剰なペナルティが生じることを見出し、その大きさのモデル化を行った。様々な条件でペナルティを実験評価し、導出したモデル式が精度よく実験結果を説明することを確認した。また、単一ノードで波長変換と再変換を行うような応用に対して、波長変換器対でポンプ光を共有することでポンプ位相雑音の伝達を打ち消す方式（相関ポンピング方式）を提案した。提案方式によって、50 kHz 程度の線幅のポンプレーザであっても、1 kHz 程度の狭線幅レーザを用いた場合と同程度の信号品質を実現できることを示した。

第 5 章では、PSA を用いた伝送システムの広帯域化に向け、高精度な波長分散補償方法

についての提案を行った。提案手法では、PSA の実際の動作状態を測定することで、PSA の動作に影響を与える部分的な波長分散のみを高精度に推定できる。本研究では、提案手法によってサブ ps/nm オーダーの残留波長分散を正確に推定することができることを実験的に実証した。また、その推定値に基づいて可変 DCM を制御することで、広帯域な位相感応増幅伝送が実現できることを示した。提案手法を用いて、PSA を用いた伝送実験として最も広帯域な実証となる、4 THz（アイドラを含む）の伝送帯域の 80 km WDM 位相感応増幅伝送を、ネットビットレート 400 Gbps の 96 Gbaud PCS-64QAM 信号を 20 チャンネル多重した WDM 信号を用いて実証した。また、実際の伝送システムにおける広帯域 PSA の応用例として、バンド間位相感応増幅伝送システムを提案した。提案システムでは、PPLN 型 OPA の広帯域性を利用し、既存の送受信機が対応しない波長帯（例えば S 帯）にアイドラを配置することで、既存システムの伝送帯域をアイドラの伝送のために損なうことなく、位相感増幅を行うことができる。ここでは、C 帯と S 帯の間に縮退波長を持つ OPA を用いて、簡易的な実証実験を行った。PSA を長距離伝送系の増幅中継器として使用するには依然として多くの課題が残されているが、提案手法によって PSA を受信増幅器として使用する無中継の WDM 伝送システムの実現性は大きく向上したと考える。マルチバンド信号の増幅にはさらなる波長分散補償精度の向上が必要になるが、シングルバンドの WDM 伝送系への適用に関するフィージビリティを示した。

第 6 章では、既存の伝送システムに PSA を簡易に導入できる方式として、デジタル DSB-PSA 方式を提案した。提案方式では、従来は OPA を用いて光学的に行う必要があったアイドラ光の生成を送信側 DSP で行うことで、伝送システムを大幅に簡素化することができる。また、DSB 信号の性質上、QAM 信号の変調であっても IQ 変調器ではなく単一の MZI からなる振幅変調器を使用することができる。提案方式の原理実証として、PCS-256QAM の高次 QAM 信号の位相感増幅を行い、従来の標準量子限界以下の超低雑音増幅を実証した。また、提案方式の拡張として、デジタル波長分散予等化を組み合わせることによって、伝送路の光学的な分散マネジメントを行うことなく、PSA を様々な伝送システムに汎用的に適用できる方式を提案した。原理実証として、10 Gbaud 64QAM 信号の 200 km SSMF 伝送実験を行い、光学的な分散マネジメント無しに、PSA の適用による NF 値 1.6 dB 相当の超低雑音増幅とファイバ非線形歪みの補償を行うことができることを示した。また、提案方式では、送信レーザの位相雑音に由来する EEPN が PSA のコヒーレントゲインのゆらぎを誘発することを理論的に示し、その影響を数値シミュレーションで検証した。その結果、実用的な線幅や波長分散量では EEPN によるコヒーレントゲインゆらぎの影響は無視できるほど小さく、むしろ、PSA の位相整形効果によって EEPN ペナルティを半減する効果が得られることを示した。提案方式はシングルキャリアの伝送システムに限られるものの、DSP による適応的な処理を組み合わせることで既存システムの物理構成を変更すること無く簡易に PSA を導入することができる。したがって、宇宙通信を含む FSO 伝送システムや、データセンタ網など、少数チャネルの伝送が行われているネットワークの長延化や大容量化への

応用が期待される。

第 7 章では、過疎地域網における CAPEX/OPEX 削減のための中継間隔長延化に向けた検討として、非零分散シフトファイバのような低分散な光ファイバを用いた集中増幅伝送系における OPC の適用について検討した。SSFM による数値シミュレーションの結果、伝送特性の対称性の低いシステムでは、OPC によって SPM のような狭帯域の非線形作用は効率的に補償されるが、XPM のような広帯域なチャネル間作用に対しては補償効果が小さく、伝送品質は XPM に大きく影響を受けるようになることが分かった。その結果、OPC を適用した伝送システムにおいては、XPM のウォークオフ特性に大きな影響を与える WDM 信号のチャネル間隔が、従来の伝送システムよりも重要な設計パラメータとなることを明らかにした。この傾向は実験検証でも同様に確認され、チャネル間隔を 400 GHz とした実験評価では、再生中継間隔や増幅中継間隔を OPC によって大きく延伸できる可能性を示した。

第 8 章では、都市部の大容量伝送システムにおける OPC の活用に向け、高利得かつ広帯域な PPLN 型 OPC と EDFA を用いた C+L 帯ハイブリッドリピータ構成の提案を行った。提案構成では前置増幅器として OPA を用いることで、その波長帯によらない均一な低雑音性により、C+L 帯全域でフラットなリピータ NF 特性を実現できることを示した。また、ブースター増幅器として EDFA を使用することで、OPA のみによるリピータ構成と比較し、高いリピータ出力を高品質に実現できることを示した。また、提案リピータ構成を用いた伝送実験として、80 km スパンの SSMF 系と NZ-DSF 系での C+L 帯伝送を実証した。これらは、マルチバンド長距離伝送系への OPC の適用例として初の実証である。広帯域伝送では ISRS によるパワー遷移が信号品質に波長依存性を生じさせることが問題となるが、提案構成を用いた広帯域な OPC に伴うスペクトル反転の効果によって、ISRS による伝送品質偏差が平均化され、1120 km 伝送後においても全 84 チャネル間で 1 dB 未満の SNR 差で伝送できることを示した。また、OPC の波長分散補償効果によって、実験で使用した 96 Gbaud 信号に対して DSP での波長分散補償に必要なタップ数を C+L 帯全域で 12%程度まで削減できる可能性を示した。これは、信号の高シンボルレート化によって消費電力の増大が問題となっている DSP の負荷を、OPC による光信号処理との協調によって大幅に軽減できることを示す結果である。NZ-DSF 系での実験においても、SSMF 系と同様に、OPC の伝送品質平均化効果と非線形補償効果を確認した。波長分散の小さい短波長のチャネルの信号品質を大きく改善することができ、伝送距離を延伸できることを示した。今後は、OPC の非線形補償効果を高めるための分布ラマン増幅との併用や分散設計、S 帯などを用いたさらなる広帯域伝送系への適用について検討を行う。

第 9 章では、OPA のさらなる広帯域化に向け、QPM 特性を温度制御によって離調した 2 つの PPLN をカスケードする新規 OPA 構成を提案した。一般に、OPA の増幅利得と帯域はトレードオフの関係であるが、提案構成では QPM の離調により相補的なゲインスペクトルを持つ 2 つの PPLN を組み合わせ、それらの間でポンプ光を共有することで、増幅利得を維持しながら効率的に広帯域化することができる。ここでは、4 ポート PPLN モジュールを使用

して偏波ダイバーシティの提案構成を構築し、シームレスな 8.7 THz の 15 dB 増幅帯域を実現した。また、提案構成による光増幅中継を用いて、ネットビットレート 800 Gbps の 120 Gbaud PDM-PCS-36QAM 信号を 67 チャンネル多重した 8.375 THz 帯域の WDM 信号の 2×30 km 伝送を実証した。これにより、OPA による 17 THz 級の一括増幅や、2 バンド相当をカバーする 8 THz 超の広帯域・高利得一括波長変換の可能性が示され、これらを用いた超広帯域長距離増幅中継伝送システムの実現可能性を示した。

以上、本論文では、現行の光伝送システムが直面する課題に即して、光パラメトリック信号処理がもたらすインパクトを基礎特性から再検討し、将来の光伝送システムにおける具体的な実装方法およびユースケースを示した。特に、高利得・広帯域な PPLN 型 OPA を基盤とした光パラメトリック信号処理は、光増幅・非線形補償・波長変換といった複数の機能を統合的に実現可能な光信号処理技術であることを示した。実験検討においては、光パラメトリック信号処理が活発に研究された 2000 年代から 2010 年頃の報告と比較して、高多値信号、100 Gbaud 級信号、広帯域マルチバンド WDM 信号を対象とした検討を行い、本技術が将来の光ネットワークの低雑音化・広帯域化に資する技術であることを示した。本研究ではシステム面の検討に注力したが、光パラメトリック信号処理の実用化に向けては、デバイス技術のさらなる高効率化や安定化も不可欠である。また、第 6 章では DSP 技術と連携した新たな方式を提案したが、DSP 技術との協調によるさらなる相乗効果の追究も重要な研究課題である。さらに、実用化が進む SDM ファイバやホロウコアファイバ、FSO 伝送など、新たな伝送媒体を用いたシステムにおけるユースケースや新規応用の検討も、今後の課題の一つである。

光伝送システムはこれまで、WDM やデジタルコヒーレント方式といった新技術をタイムリーに導入することで伝送性能の継続的な向上を実現してきた。しかしながら、近年は線形特性・非線形特性の両面において既存方式の性能限界に接近しつつあり、さらなる継続的な性能向上のためには新たなブレイクスルーが求められている。本論文で示した光パラメトリック信号処理に関する一連の検討結果は、光領域における信号処理技術が、従来技術の延長では達成困難な性能向上を実現し得る有力な選択肢であることを示唆するものである。本研究が、次世代光伝送システムの技術革新に貢献し、今後の情報社会のさらなる発展の一助となれば幸いである。

付 録

A. 二次非線形光学効果による三光波混合を表す結合方程式の導出

第 2 章で二次非線形光学効果による光パラメトリック増幅過程を説明する際に用いた、式(2.18)の SH, シグナル, アイドラの三光波の混合を表す結合方程式をマクスウェル方程式から導出する. 非磁性体中のマクスウェル方程式は, 自由電荷・自由電流が無いとして, 以下のように記述できる.

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = 0 \quad (\text{A.1a})$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (\text{A.1b})$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\mu_0 \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (\text{A.1c})$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (\text{A.1d})$$

μ_0 は真空の透磁率, $\mathbf{E}$ は光電場ベクトル, $\mathbf{D}$ は電束密度ベクトル, $\mathbf{H}$ は磁場ベクトル, $\mathbf{B}$ は磁束密度ベクトルである. 非線形分極の寄与を考えると,

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} \quad (\text{A.2})$$

と表される. ϵ_0 は真空の誘電率, $\mathbf{P}$ は分極ベクトルである. ここから, 以下の波動方程式が得られる.

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = \frac{1}{\epsilon_0 c^2} \frac{\partial^2 \mathbf{P}}{\partial t^2} \quad (\text{A.3})$$

さらに, 光電場が横方向に一様で伝搬方向 z のみに依存すると仮定し, $\nabla^2 \rightarrow \partial^2 / \partial z^2$ としてスカラー場 E で表すと,

$$\frac{\partial^2 E}{\partial z^2} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} = \frac{1}{\epsilon_0 c^2} \frac{\partial^2 P}{\partial t^2} \quad (\text{A.4})$$

となる. ここで, 光電場 $E(z, t)$ が SH, シグナル, アイドラの三光波であるとして, 以下のよう表す.

$$E(z, t) = \frac{1}{2} \sum_{k=\text{SH}, \text{s}, \text{i}} \left[a_k(z) \exp(j\beta_k z - j\omega_k t) + \text{c.c.} \right] \quad (\text{A.5})$$

ここから, 式(A.4)中の時間微分は, $-j\omega_k$ の掛け算に置き換えることができる. したがって, 例えばアイドラ成分 ($\omega_i = \omega_{\text{SH}} - \omega_s$) に注目すると,

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} (a_i \exp(j\beta_i z - j\omega t)) + \frac{\omega_i^2}{c^2} a_i \exp(j\beta_i z - j\omega t) = -\frac{\omega_i^2}{\epsilon_0 c^2} P_i \quad (\text{A.6})$$

となる。次に z の偏微分を計算すると、

$$\left[\frac{d^2 a_i}{dz^2} + j2\beta_i \frac{da_i}{dz} - \beta_i^2 a_i + \frac{\omega_i^2}{c^2} a_i \right] \exp(j\beta_i z - j\omega t) = -\frac{\omega_i^2}{\epsilon_0 c^2} P_i \quad (\text{A.7})$$

を得る。ここで、緩慢変化包絡線近似 (SVEA: slowly varying envelope approximation) に基づいて 2 階微分項を無視すると、

$$\left[j2\beta_i \frac{da_i}{dz} - \beta_i^2 a_i + \frac{\omega_i^2}{c^2} a_i \right] \exp(j\beta_i z - j\omega t) = -\frac{\omega_i^2}{\epsilon_0 c^2} P_i \quad (\text{A.8})$$

を得る。ここで、分極 P_i を式(2.2)のようにべき級数展開し、二次の分極までを考えると、光電場の二乗からアイドラの周波数に現れる成分は SH とシグナルの差となる成分であるので、

$$P_i = \epsilon_0 \chi^{(1)} a_i \exp(j\beta_i z - j\omega t) + \epsilon_0 \chi^{(2)} a_{\text{SH}} a_s^* \exp(j(\beta_{\text{SH}} - \beta_s)z - j\omega t) \quad (\text{A.9})$$

と表される。さらに、屈折率 n を用いると一次感受率 $\chi^{(1)}$ は $n^2 = 1 + \chi^{(1)}$ と表される。したがって、

$$j \frac{2n_i \omega_i}{c} \frac{d}{dz} (a_i \exp(j\beta_i z)) = -\frac{\omega_i^2 \chi^{(2)}}{c^2} a_{\text{SH}} a_s^* \exp(j(\beta_{\text{SH}} - \beta_s)z) \quad (\text{A.10})$$

を得る。ここで、 $\beta = n\omega/c$ を用いた。これを整理すると、

$$\frac{da_i}{dz} = j \frac{\omega_i \chi^{(2)}}{2n_i c} a_{\text{SH}} a_s^* \exp(j\Delta\beta z) \quad (\text{A.11})$$

となる。ここで、式(2.19)の $\Delta\beta = \beta_{\text{SH}} - \beta_s - \beta_i$ を用いた。したがって、結合係数 κ_i を

$$\kappa_i \equiv \frac{\omega_i \chi^{(2)}}{2n_i c} \quad (\text{A.12})$$

と定義すると、式(2.18c)を得る。同様の手順で、SH 成分とシグナル成分に対する式(2.18a)と式(2.18b)についても得ることができる。また、シグナルとアイドラが同一の周波数（周波数）であるとして、 $a_s = a_i$ とすることで式(2.30)の SHG の場合のような縮退した結合方程式を得ることができる。なお、式(2.3)の三次非線形光学効果による四光波混合を表す結合方程式も、式(A.9)で二次の分極の代わりに三次の分極 $P^{(3)}(z, t) = \epsilon_0 \chi^{(3)} E^3(z, t)$ を考えることで同様の手順により導出できる。

B. 二次非線形光学効果による OPA の未飽和利得の導出

三光波混合を表す結合方程式である式(2.18)における, 1 モード非縮退光パラメトリック増幅過程のシグナル成分およびアイドラ成分に対する解析解である式(2.21)および式(2.22)と, OPA の未飽和利得 (小信号利得) である式(2.26)について導出する. 式(2.21)および式(2.22)は小信号特性であり, ポンプデプレッションが無いという近似のもとで, 式(2.18a)の SH 成分の実振幅 r_{SH} および光パワー P_{SH} は伝搬方向 z に対して一定である. また, 非線形媒質への入力は SH ポンプ光とシグナル光である. まず, 式(2.18)中のシグナル成分およびアイドラ成分の複素振幅 $a_s(z)$, $a_i(z)$ を以下のようにおく.

$$a_s(z) = b_s(z) \exp\left(j \frac{\Delta\beta}{2} z\right) \quad (\text{B.1a})$$

$$a_i(z) = b_i^*(z) \exp\left(j \frac{\Delta\beta}{2} z\right) \quad (\text{B.1b})$$

上式を式(2.18b)および式(2.18c)に代入すると,

$$\frac{db_s(z)}{dz} + j \frac{\Delta\beta}{2} b_s(z) = j \kappa_s a_{\text{SH}} b_i(z) \quad (\text{B.2a})$$

$$\begin{aligned} \frac{db_i^*(z)}{dz} + j \frac{\Delta\beta}{2} b_i(z) &= j \kappa_i a_{\text{SH}} b_s^*(z) \\ \Rightarrow \frac{db_i(z)}{dz} - j \frac{\Delta\beta}{2} b_i(z) &= -j \kappa_i a_{\text{SH}}^* b_s(z) \end{aligned} \quad (\text{B.2b})$$

を得る. なお, 式(B.2b)では両辺に複素共役を行った. それぞれ両辺を z で微分すると,

$$\frac{d^2 b_s(z)}{dz^2} + j \frac{\Delta\beta}{2} \frac{db_s(z)}{dz} = j \kappa_s a_{\text{SH}} \frac{db_i(z)}{dz} \quad (\text{B.3a})$$

$$\frac{d^2 b_i(z)}{dz^2} - j \frac{\Delta\beta}{2} \frac{db_i(z)}{dz} = -j \kappa_s a_{\text{SH}}^* \frac{db_s(z)}{dz} \quad (\text{B.3b})$$

となる. 式(B.2)を式(B.3)にそれぞれ代入すると,

$$\begin{aligned} \frac{d^2 b_s(z)}{dz^2} + j \frac{\Delta\beta}{2} \left\{ j \kappa_s a_{\text{SH}} b_i(z) - j \frac{\Delta\beta}{2} b_s(z) \right\} &= j \kappa_s a_{\text{SH}} \left\{ -j \kappa_i a_{\text{SH}}^* b_s(z) + j \frac{\Delta\beta}{2} b_i(z) \right\} \\ \Rightarrow \frac{d^2 b_s(z)}{dz^2} &= \left\{ j \kappa_s \kappa_i P_{\text{SH}} - \left(\frac{\Delta\beta}{2} \right)^2 \right\} b_s(z) \end{aligned} \quad (\text{B.4a})$$

$$\begin{aligned} \frac{d^2 b_i(z)}{dz^2} - j \frac{\Delta\beta}{2} \left\{ -j \kappa_i a_{\text{SH}}^* b_s(z) + j \frac{\Delta\beta}{2} b_i(z) \right\} &= -j \kappa_i a_{\text{SH}}^* \left\{ j \kappa_s a_{\text{SH}} b_i(z) - j \frac{\Delta\beta}{2} b_s(z) \right\} \\ \Rightarrow \frac{d^2 b_i(z)}{dz^2} &= \left\{ j \kappa_s \kappa_i P_{\text{SH}} - \left(\frac{\Delta\beta}{2} \right)^2 \right\} b_i(z) \end{aligned} \quad (\text{B.4b})$$

を得る．ここで， $a_{\text{SH}} \cdot a_{\text{SH}}^* = P_{\text{SH}}$ を用いた．式(2.25)の利得定数 g_2 を用いると，

$$\frac{d^2 b_s(z)}{dz^2} = g_2^2 b_s(z) \quad (\text{B.5a})$$

$$\frac{d^2 b_i(z)}{dz^2} = g_2^2 b_i(z) \quad (\text{B.5b})$$

を得る．いずれも定数係数の2階線形常微分方程式であるので，任意定数 C を用いて以下の一般解が得られる．

$$b_s(z) = C_{s,1} \exp(g_2 z) + C_{s,2} \exp(-g_2 z) \quad (\text{B.6a})$$

$$b_i(z) = C_{i,1} \exp(g_2 z) + C_{i,2} \exp(-g_2 z) \quad (\text{B.6b})$$

式(B.6)を式(B.1)にそれぞれ代入すると，

$$a_s(z) = \{C_{s,1} \exp(g_2 z) + C_{s,2} \exp(-g_2 z)\} \exp\left(j \frac{\Delta\beta}{2} z\right) \quad (\text{B.7a})$$

$$a_i^*(z) = \{C_{i,1} \exp(g_2 z) + C_{i,2} \exp(-g_2 z)\} \exp\left(-j \frac{\Delta\beta}{2} z\right) \quad (\text{B.7b})$$

を得る．さらに，媒質の入力端 $z=0$ の境界条件（初期条件）を考えると，

$$a_s(0) = C_{s,1} + C_{s,2} \quad (\text{B.8a})$$

$$a_i^*(0) = C_{i,1} + C_{i,2} = 0 \quad (\text{B.8b})$$

となる．ここで，媒質への入力的前提条件から $a_i(0) = 0$ である．同様に，式(B.6)を式(B.2)に代入して初期条件を考え，式(B.8)も用いて整理すると，

$$g_2(C_{s,1} - C_{s,2}) = -j \frac{\Delta\beta}{2} a_s(0) \quad (\text{B.9a})$$

$$g_2(C_{i,1} - C_{i,2}) = -j \kappa_1 a_{\text{SH}}^* a_s(0) \quad (\text{B.9b})$$

を得る．式(B.8)と式(B.9)が C についての連立方程式を成すため，これを解くと，

$$\begin{aligned} C_{s,1} &= \left(\frac{1}{2} - j \frac{\Delta\beta}{4g_2}\right) a_s(0), \quad C_{s,2} = \left(\frac{1}{2} + j \frac{\Delta\beta}{4g_2}\right) a_s(0), \\ C_{i,1} &= -j \frac{\kappa_1 a_{\text{SH}}^* a_s(0)}{2g_2}, \quad C_{i,2} = j \frac{\kappa_1 a_{\text{SH}}^* a_s(0)}{2g_2} \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

を得る．これらを式(B.7)に代入することで，式(2.21)および式(2.22)が得られる．これらの複素振幅に対して絶対値の二乗をすることにより，式(2.23)および式(2.24)で表される光パワーが得られ，最終的に式(2.26)に示す媒質の出力端 $z=L$ での未飽和利得が導出される．なお，

2.1 節で述べた三次非線形光学効果による OPA の未飽和利得についても、同様の手順で導出することができる。

C. ND-PSA の実効 NF

2.2.3 項で述べた ND-PSA (copier-PSA 方式) の実効 NF 表す式(2.58)の導出について述べる。前置増幅器として ND-PSA を用いた単一スパン伝送を想定すると、PSA の低雑音特性を受信信号品質に直接反映させるためにはファイバ損失の設計が重要となる。以下では、図 2.23 のシステム構成に基づいて述べる。

所望の周波数利用効率を達成するために必要な単位周波数当たりの送信光パワーを P_f とすると、シンボルレート B のチャネルの送信光パワーは次式で表される。

$$P_{in} = B \cdot P_f \quad (C.1)$$

この時、この光パワーを得るために送信側の copier を含めたブースター増幅器に必要な利得は、次式で表される。

$$G_{post} = \frac{P_{in}}{P_{Tx}} \quad (C.2)$$

ここで、 P_{Tx} はブースター増幅器前の最小光パワーである。この最小パワーは、主に光信号源である CW 光源の出力パワーと、光変調器の損失によって決まる。なお、ブースター増幅器は PIA である。ブースター増幅器から出力される ASE 雑音の平均パワー密度は次式で表される。

$$N_b = F_{copier} G_{post} h\nu \quad (C.3)$$

ここで、 F_{copier} は copier として機能するブースター増幅器の NF、 h はプランク定数、 ν は光周波数である。ファイバ伝送と前置増幅器による増幅の後の、周波数あたりの ASE 雑音は次式で表される。

$$N_{total} = G_{pre} T_{link} F_{copier} G_{post} h\nu + F_{pre} G_{pre} h\nu \quad (C.4)$$

ここで、 G_{pre} は前置増幅器の利得、 T_{link} は伝送リンクの伝送損失、 F_{pre} は前置増幅器の NF である。ここで、PSA で前置増幅を行った場合の雑音と、PIA による前置増幅を行った場合の雑音との比を計算すると以下ようになる。

$$N_{ratio} = \frac{G_{pre} T_{link} F_{copier} G_{post} + F_{PSA} G_{pre}}{G_{pre} T_{link} F_{copier} G_{post} + F_{PIA} G_{pre}} \quad (C.5)$$

ここで、 F_{PSA} と F_{PIA} はそれぞれ PSA と PIA の NF である。簡単のために、 $G_{\text{pre}} = T_{\text{link}}^{-1}$ とすると、以下ようになる。

$$N_{\text{ratio}} = \frac{F_{\text{copier}} G_{\text{post}} + F_{\text{PSA}} G_{\text{pre}}}{F_{\text{copier}} G_{\text{post}} + F_{\text{PIA}} G_{\text{pre}}} \quad (\text{C.6})$$

ここで、 N_{ratio} は前置増幅器としての PIA を PSA に置き換えたときの実効 NF の改善量を表す。したがって、前置増幅器として用いた PSA の実効 NF は次式で表される。

$$F_{\text{PSA, eff}} = \frac{F_{\text{copier}} G_{\text{post}} + F_{\text{PSA}} G_{\text{pre}}}{F_{\text{copier}} G_{\text{post}} + F_{\text{PIA}} G_{\text{pre}}} F_{\text{PIA}} \quad (\text{C.7})$$

PSA の効果を受信信号に反映させるためには、右辺の分子及び分母の第 1 項が無視できればよい。伝送リンク内の損失が十分大きい (G_{pre} が大きい) 必要があることが分かる。ここで、図 2.23 から $T_{\text{link}} = T_{\text{add}}/G_{\text{post}}$ とする。 T_{add} は送信機内の最小パワー P_{Tx} から、伝送路の終端でどれだけ信号光のパワーが減衰したかを表す。この結果、PSA の実効 NF は、次式のように求めることができる。

$$F_{\text{eff}} = \frac{F_{\text{copier}} G_{\text{post}} + F_{\text{PSA}} \frac{G_{\text{post}}}{T_{\text{add}}}}{F_{\text{copier}} G_{\text{post}} + F_{\text{PIA}} \frac{G_{\text{post}}}{T_{\text{add}}}} F_{\text{PIA}} = \frac{F_{\text{copier}} + F_{\text{PSA}} T_{\text{add}}^{-1}}{F_{\text{copier}} + F_{\text{PIA}} T_{\text{add}}^{-1}} \cdot F_{\text{PIA}} \quad (\text{C.8})$$

ここで、理想的には $F_{\text{PSA}} = F_{\text{PIA}}/4$ であるので、式(C.8)は、

$$F_{\text{eff}} = \frac{F_{\text{copier}} + \frac{1}{4} F_{\text{PIA}} T_{\text{add}}^{-1}}{F_{\text{copier}} + F_{\text{PIA}} T_{\text{add}}^{-1}} F_{\text{PIA}} \quad (\text{C.9})$$

となり、式(2.58)が導出された。

D. スプリットステップ・フーリエ法による伝送シミュレーション

第 7 章で使用した SSFM による非線形伝搬シミュレーションについて説明する。SSFM は伝送路を微小長に分割し、非線形シュレディンガー方程式に基づいて波長分散と伝送損失による線形伝搬効果と光カー効果による非線形位相回転を逐次的に計算することで、長尺な分散性媒体である光ファイバ中の光信号の伝搬を模擬する手法である。図 D.1 に第 7 章で用いた SSFM における 1 ステップ分 (Δz 分の伝搬) の計算フローを示す。まず、各偏波成分の時間サンプル $\psi_x(t)$ と $\psi_y(t)$ を用意する。WDM 信号のシミュレーションの場合、第 3 章式(3.3)のように、独立に用意した信号サンプルをそれぞれ周波数シフトし、足し合わせるこ

とによって $\psi_x(t)$, $\psi_y(t)$ を得る．次にそれぞれのサンプルを FFT で周波数サンプル $\Psi_x(t)$, $\Psi_y(t)$ に変換し，周波数領域で $\Delta z/2$ 分に相当する伝搬損失と波長分散を含む線形伝搬効果を以下のように偏波成分ごとに計算する．

$$\Psi'(f) = \Psi(f) \exp\left[-\frac{\alpha_{\text{dB}}}{20} \ln(10) \frac{\Delta z}{2}\right] \exp\left[j\left(\frac{\beta_2 (2\pi f)^2}{2} - \frac{\beta_3 (2\pi f)^3}{6}\right) \frac{\Delta z}{2}\right] \quad (\text{D.1})$$

α_{dB} は単位長さあたりの伝搬損失を表す係数（単位: dB/m）であり， f は中心周波数からの周波数差（ベースバンドにおける周波数）である． β_2 , β_3 はそれぞれ 2 次と 3 次の群速度分散を表すパラメータであり，それぞれ，

$$\beta_2 = -\frac{cD}{2\pi f_c^2}, \quad \beta_3 = \frac{c^2 D_{\text{slope}}}{(2\pi f_c^2)^2} \quad (\text{D.2})$$

と表される． c は光速， f_c は解析領域における中心光周波数， D は中心周波数における 2 次波長分散係数， D_{slope} は 3 次波長分散（分散スロープ）係数である．

次に，以下のジョーンズ行列を用いた計算により，ランダムな偏波回転および $\Delta z/2$ 分の PMD を適用した^[316]．

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Psi'_x(f) \\ \Psi'_y(f) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_x(f) \\ \Psi_y(f) \end{bmatrix} \\ A &= \exp\left(j\pi\sqrt{\frac{3\pi}{8}}\tau_{\text{PMD}}\sqrt{\frac{\Delta z}{2}}f\right)\cos(\theta) \\ B &= \exp\left(j\pi\sqrt{\frac{3\pi}{8}}\tau_{\text{PMD}}\sqrt{\frac{\Delta z}{2}}f + j\phi\right)\sin(\theta) \\ C &= -\exp\left(j\pi\sqrt{\frac{3\pi}{8}}\tau_{\text{PMD}}\sqrt{\frac{\Delta z}{2}}f - j\phi\right)\sin(\theta) \\ D &= \exp\left(-j\pi\sqrt{\frac{3\pi}{8}}\tau_{\text{PMD}}\sqrt{\frac{\Delta z}{2}}f\right)\cos(\theta) \end{aligned} \quad (\text{D.3})$$

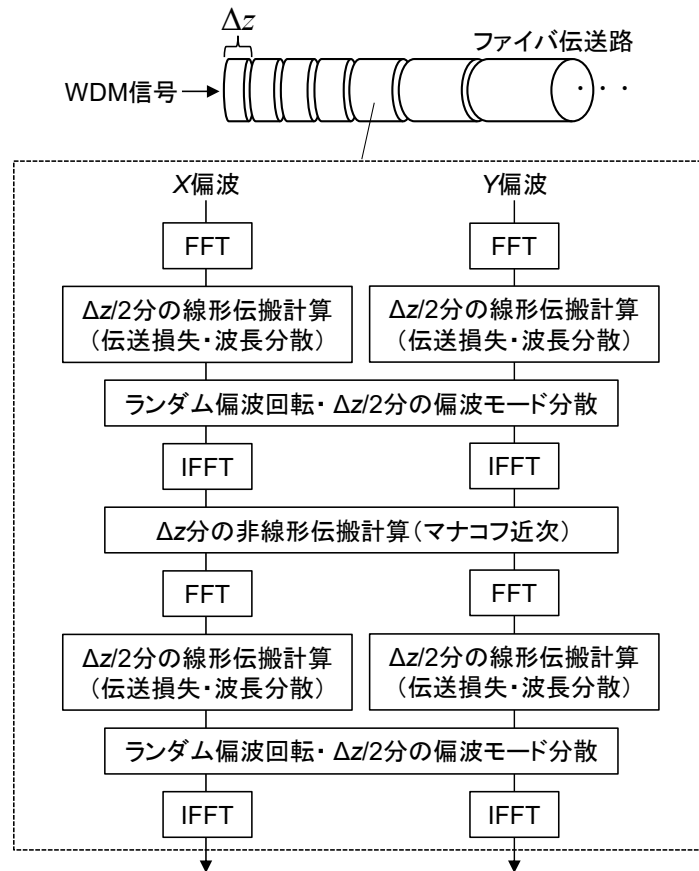
τ_{PMD} は PMD 係数（単位: s/m^{1/2}）を表す．また， θ と ϕ はランダムな位相成分であり，それぞれ偏波軸の回転と偏波状態の楕円化を表す．光ファイバは理想的には真円であるが，製造時のゆらぎ，ケーブル化や敷設時の応力やねじれなどによって複屈折性を生じる．この複屈折性の長手方向の分布はランダムであるため，そのモデル化には，光ファイバを微小区間に分割し，各区間でランダムな偏波回転と PMD などの偏波依存の効果を逐次的に与えて計算する方法がよく用いられる．本シミュレーションでは上記のような計算を行うことで，SSFM の刻み幅を利用して偏波状態の模擬を行っている．

その後，IFFT によって時間サンプルへ再変換し，時間領域において非線形位相回転を与えた．非線形位相回転量は各偏波成分の瞬時パワーの和から，直交偏波間のクロスタームの

寄与としてマナコフ近似を用いて以下のように計算した^[45].

$$\begin{bmatrix} \psi_x''(t) \\ \psi_y''(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_x''(t) \exp\left(j\frac{8}{9}\gamma\left(|\psi_x''(t)|^2 + |\psi_y''(t)|^2\right)\Delta z\right) \\ \psi_y''(t) \exp\left(j\frac{8}{9}\gamma\left(|\psi_x''(t)|^2 + |\psi_y''(t)|^2\right)\Delta z\right) \end{bmatrix} \quad (\text{D.4})$$

さらに，後半の $\Delta z/2$ 分に相当する線形伝搬効果と偏波回転および PMD の計算を同様に行った．この計算を，伝送路のスパン長にわたって繰り返し行う．



図D.1. スプリットステップ・フーリエ法 (SSFM) の計算フロー

1 ステップの刻み幅 Δz が小さいほど計算誤差は小さくなるが，計算量が増加する．一方で，伝送路の後半になるほど伝送損失によって光信号のパワーは小さくなり，光カー効果による非線形位相回転も小さくなる．そのため，計算量の削減のためには，光パワーの大きい伝送路の前半部分ほど刻み幅を細かくし，後半になるにつれて粗くする方法が有効である．

ここで、位置 z での 1 ステップ分の計算における時間波形の局所誤差 $\Delta\xi$ は、以下のように表される^[317,318].

$$\{\Delta z(z)\}^3 = \frac{\Delta\xi}{\gamma P_{\max}(z) \{2\pi|\beta_2|\Delta f^2\}^2} \quad (\text{D.5})$$

γ は光カー効果の非線形効率を表す係数、 $P_{\max}$ は位置 z における時間サンプルの最大パワー、 Δf は解析領域の周波数帯域幅を表す。本論文で行ったシミュレーションでは、 $\Delta\xi$ が 10^{-3} 以下となるできるだけ大きい刻み幅 Δz を、事前計算したパワーマップから各位置 z に対して求めることで、計算時間の短縮を行った。ただし、この事前計算したパワーマップは波長分散や PMD などによる波形の変化は考慮せず、送信波形と伝搬損失のみを考慮した。これは、 $\Delta z(z)$ を決定するプロセスを高速化するためである。しかしながら、実際には伝播に伴って波形変化が生じ、 $P_{\max}$ も変化する。そのため、実際の計算においては全時間サンプルにわたって厳密に $\Delta\xi$ を 10^{-3} 以下にできてはいないことに注意されたい。

参考文献

1. K. Hagimoto, "Optical Core Network," *NTT Technical Review*, vol. 3, no. 6, pp. 20–26 (2005).
2. T. Kawasaki, M. Inami, Y. Sakakura, D. Shimazaki, M. Horiguchi, and K. Koda, "Development of 100-Gbit/s Packet Transport System," *NTT Technical Review*, vol. 13, no. 3, pp. 1–7, 2015.
3. 日比野 善典, 坪川 信, 神野 正彦, 高田 篤, 宮本 裕, "最新フォトニックネットワーク技術の概要," *NTT技術ジャーナル*, vol. 19, no. 10, pp. 8–13 (2007).
4. V. Kamalov, L. Jovanovski, V. Vusirikala, E. Mateo, Y. Inada, T. Ogata, K. Yoneyama, P. Pecci, D. Seguela, O. Rocher, and H. Takahashi, "FASTER Open Submarine Cable," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Th.2.E.5 (2017).
5. 有居 正仁, "FTTHを推進する光アクセス網技術の動向," *NTT技術ジャーナル*, vol. 22, no. 2, pp. 57–60 (2010).
6. V. W. S. Chan, "Free-Space Optical Communications," *J. Lightwave Technol.*, vol. 24, no. 12, pp. 4750–4762 (2006).
7. H. Kaushal and G. Kaddoum, "Optical Communication in Space: Challenges and Mitigation Techniques," *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, vol. 19, no. 1, pp. 57–96 (2017).
8. 総務省 我が国のインターネットにおけるトラヒックの集計・試算 令和5年2月15日 (http://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news/02kiban04_04000213.html)
9. K. Hagimoto, K. Iwatsuki, M. Nakazawa, M. Saruwatari, K. Aiba, K. Nakagawa, and M. Horiguchi, "210 km transmission at 1.8 Gb/s in direct detection system by Er^{3+} -doped fiber amplifier," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper PD-15 (1989).
10. H. Takahashi, S. Suzuki, K. Kato, and I. Nishi, "Arrayed-waveguide grating for wavelength division multi/demultiplexer with nanometre resolution," *Electron. Lett.*, vol. 26, no. 2, pp. 87–88 (1990).
11. ITU-T G.653 Recommendation: Characteristics of a dispersion-shifted, single-mode optical fibre and cable.
12. ITU-T G.655 Recommendation: Characteristics of a non-zero dispersion-shifted single-mode optical fibre and cable.
13. ITU-T G.652 Recommendation: Characteristics of a single-mode optical fibre and cable.
14. M. Shirasaki, "Large angular dispersion by a virtually imaged phased array and its application to a wavelength demultiplexer," *Opt. Lett.*, vol. 21, no. 5, pp. 366–368 (1996).
15. 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).
16. H. Sun, K.-T. Wu, and K. Roberts, "Real-time measurements of a 40 Gb/s coherent system," *Opt. Express*, vol. 16, no. 2, pp. 873–879 (2008).
17. 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).
18. T. Okoshi and K. Kikuchi, "Frequency stabilization of semiconductor lasers for heterodyne-type optical communication systems," *Electron. Lett.*, vol. 16, no. 5, pp. 179–181 (1980).
 19. T. Kawasaki, T. Seki, K. Ito, Y. Sugano, H. Date, H. Kawahara, D. Shimazaki, and H. Maeda, "Development of Beyond 100G Optical Cross Connect (B100G-OXC) System," *NTT Technical review*, vol. 19, no. 11, pp. 59–64 (2021).
 20. H. Maeda, K. Saito, H. Kawahara, T. Seki, T. Sasai, F. Hamaoka, "High Spectral Efficiency Real-Time 500-Gb/s/carrier Long-Haul Transmission Over Field-Installed Fibers," *J. Lightwave Technol.*, vol. 39, no. 4, pp. 933–939 (2021).
 21. 須田 祥生, 青柳 健一, 菅野 康隆, 武智 宏人, 犬塚 史一, 伊達 拓紀, 臼井 宗一郎, "APNの早期実用化加速に向けた光トランスミッション技術," *NTT技術ジャーナル*, vol. 34, no. 11, pp. 10–13 (2022).
 22. C. E. Shannon, "A mathematical theory of communication," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 27, no. 3 & 4, pp. 379–423 & 623–656 (1948).
 23. J. Cho and P. J. Winzer, "Probabilistic Constellation Shaping for Optical Fiber Communications," *J. Lightwave Technol.*, vol. 37, no. 6, pp. 1590–1607 (2019).
 24. M. Nakamura, T. Sasai, F. Hamaoka, M. Nagatani, H. Yamazaki, T. Jyo, M. Mutou, Y. Shiratori, H. Wakita, T. Kobayashi, H. Takahashi, Y. Kisaka, and Y. Miyamoto, "High symbol rate 200-GBd PDM-QPSK Transmission over 3520 km Using Ultra-broadband InP-DHBT Analogue Multiplexer," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper We.D.5.4 (2023).
 25. H. Yamazaki, M. Nakamura, Y. Ogiso, J. Ozaki, T. Kobayashi, T. Hashimoto, and Y. Miyamoto, "Single-Carrier 2.5-Tbps Transmission Using CSRZ-OTDM With 8×4 Digital Calibrator," *J. Lightwave Technol.*, vol. 42, no. 12, pp. 4317–4323 (2024).
 26. Y. Ogiso, J. Ozaki, Y. Ueda, H. Wakita, M. Nagatani, H. Yamazaki, M. Nakamura, T. Kobayashi, S. Kanazawa, Y. Hashizume, H. Tanobe, N. Nunoya, M. Ida, Y. Miyamoto, and M. Ishikawa, "80-GHz Bandwidth and 1.5-V V_{π} InP-Based IQ Modulator," *J. Lightwave Technol.*, vol. 38, no. 2, pp. 249–255 (2020).
 27. X. Chen, G. Raybon, D. Che, J. Cho, and K. W. Kim, "Transmission of 200-GBd PDM Probabilistically Shaped 64-QAM Signals Modulated via a 100-GHz Thin-Film LiNbO₃ I/Q Modulator," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper F3C.5 (2021).
 28. M. Nakamura, M. Nagatani, T. Jyo, F. Hamaoka, M. Mutoh, Y. Shiratori, H. Wakita, T. Kobayashi, H. Takahashi, Y. Kisaka, and Y. Miyamoto, "Over 2-Tb/s Net Bitrate Single-Carrier Transmission Based on >130-GHz-Bandwidth InP-DHBT Baseband Amplifier Module," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Th3C.1 (2022).
 29. H. Mardoyan, S. Almonacil, F. Jorge, F. Pittalà, M. Xu, B. Krueger, F. Blache, B. Duval, L. Chen, Y. Yan, X. Ye, A. Ghazisaeidi, S. Rimpf, Y. Zhu, J. Wang, M. Goix, Z. Hu, M. Duthoit, M. Gruen, X. Cai, and J. Renaudier, "First 260-GBd Single-Carrier Coherent Transmission over 100 km Distance Based on Novel Arbitrary Waveform Generator and Thin-Film Lithium Niobate I/Q Modulator," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Th3C.2 (2022).
 30. R. Kashyap and K. J. Blow, "Observation of catastrophic self-propelled self-focusing in optical fibres," *Electron. Lett.*, vol. 24, no. 1, pp. 47–49 (1988).
 31. B. Quigley and M. Cantono, "Boosting Subsea Cables with Multi-Core Fiber Technology,"

- Google Cloud (2023). (<https://cloud.google.com/blog/products/infrastructure/delivering-multi-core-fiber-technology-in-subsea-cables>)
32. H. Takara, A. Sano, T. Kobayashi, H. Kubota, H. Kawakami, A. Matsuura, Y. Miyamoto, Y. Abe, H. Ono, K. Shikama, Y. Goto, K. Tsujikawa, Y. Sasaki, I. Ishida, K. Takenaga, S. Matsuo, K. Saitoh, M. Koshiba, and T. Morioka, "1.01-Pb/s (12 SDM/222 WDM/456 Gb/s) crosstalk-managed transmission with 91.4-b/s/Hz aggregate spectral efficiency," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Th.3.C.1 (2012).
 33. T. Kobayashi, M. Nakamura, F. Hamaoka, K. Shibahara, T. Mizuno, A. Sano, H. Kawakami, A. Isoda, M. Nagatani, H. Yamazaki, Y. Miyamoto, Y. Amma, Y. Sasaki, K. Takenaga, K. Aikawa, K. Saitoh, Y. Jung, D. J. Richardson, K. Pulverer, M. Bohn, M. Nooruzzaman, and T. Morioka, "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 *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper Th5B.1 (2017).
 34. G. Rademacher, B. J. Puttnam, R. S. Luis, T. A. Eriksson, N. K. Fontaine, M. Mazur, H. Chen, R. Ryf, D. T. Neilson, P. Sillard, F. Achten, Y. Awaji, and H. Furukawa, "Peta-bit-per-second optical communications system using a standard cladding diameter 15-mode fiber," *Nat. Commun.*, vol. 12, 4238 (2021).
 35. D. Soma, Y. Wakayama, S. Beppu, S. Sumita, T. Tsuritani, T. Hayashi, T. Nagashima, M. Suzuki, H. Takahashi, K. Igarashi, I. Morita, and M. Suzuki, "10.16 Peta-bit/s Dense SDM/WDM transmission over Low-DMD 6-Mode 19-Core Fibre across C+L Band," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Th.PDP.A.1 (2017).
 36. B. Puttnam, M. van den Hout, G. Di Sciullo, R. Luis, G. Rademacher, J. Sakaguchi, C. Antonelli, C. Okonkwo, H. Furukawa, "22.9 Pb/s Data-Rate by Extreme Space-Wavelength Multiplexing," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Th.C.2.1 (2023).
 37. A. Kawai, K. Shibahara, M. Hoshi, M. Nakamura, T. Kobayashi, R. Imada, T. Mori, T. Sakamoto, Y. Yamada, K. Nakajima, M. Nagatani, H. Wakita, Y. Shiratori, H. Yamazaki, H. Takahashi, S. Endo, T. Hasegawa, R. Nagase, and Y. Miyamoto, "Toward Petabit Per Second in Field: Ultrahigh-Capacity Terrestrial Transmission System With Coupled-Core Multi-Core Fibers," *J. Lightwave Technol.*, vol. 43, no. 13, pp. 6058–6070 (2025).
 38. R. S. Luis, M. v. d. Hout, S. Gaiani, B. Kalla, D. Orsuti, Y. Goto, G. Rademacher, B. J. Puttnam, A. Inoue, T. Nagashima, T. Hayashi, P. Boffi, T. Bradley, C. Okonkwo, and H. Furukawa, "1.02 Petabit/s Transmission Over 1,808.1 km in a 19-Core Randomly-Coupled Multicore Fiber," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper Th4A.1 (2025).
 39. C. M. Caves, "Quantum limits on noise in linear amplifiers," *Phys. Rev. D*, vol. 26, no. 8, pp. 1817–1839 (1982).
 40. ITU-T Recommendation G.654: Characteristics of a cut-off shifted single-mode optical fibre and cable.
 41. M. Petrovich, E. N. Fokoua, Y. Chen, H. Sakr, A. I. Adamu, R. Hassan, D. Wu, R. F. Ando, A. Papadimopoulos, S. R. Sandoghchi, G. Jasion and F. Poletti, "Broadband optical fibre with an attenuation lower than 0.1 decibel per kilometre," *Nat. Photon.*, vol. 19, pp. 1203–1208 (2025).
 42. 片岡 智由, 那賀 明, 松岡 伸治, "沖縄本島－宮古島間に導入した海底遠隔励起光増幅システムの開発," *NTT技術ジャーナル*, vol. 17, no. 6, pp. 40–43 (2005).
 43. 増田 浩次, 富沢 将人, 宮本 裕, 萩本 和男, "陸上大容量波長多重システムにおける分布ラマン光増幅中継技術のインパクト," *電子情報通信学会論文誌B*, vol. J89-B, no. 3, pp. 307–315 (2006).

44. M. Morimoto, H. Ogoshi, J. Yoshida, S. Takasaka, A. Sano, and Y. Miyamoto, "Co-propagating dual-order distributed Raman amplifier utilizing incoherent pumping," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 29, no. 7, pp. 567–570 (2017).
45. G. P. Agrawal, "Nonlinear fiber optics 6th edition," Academic Press (2019).
46. A. Mecozzi and R. Essiambre, "Nonlinear Shannon Limit in Pseudolinear Coherent Systems," *J. Lightwave Technol.*, vol. 30, no. 12, pp. 2011–2024 (2012).
47. P. Poggiolini, G. Bosco, A. Carena, V. Curri, Y. Jiang, and F. Forghieri, "A Simple and Effective Closed-Form GN Model Correction Formula Accounting for Signal Non-Gaussian Distribution," *J. Lightwave Technol.*, vol. 33, no. 2, pp. 459–473 (2015).
48. K. P. Ho, "Error Probability of DPSK Signals With Cross-Phase Modulation Induced Nonlinear Phase Noise," *J. Lightwave Technol.*, vol. 10, no. 2, pp. 421–427 (2004).
49. E. Ip and J. M. Kahn, "Compensation of Dispersion and Nonlinear Impairments Using Digital Backpropagation," *J. Lightwave Technol.*, vol. 26, no. 20, pp. 3416–3425 (2008).
50. W. Yan, Z. Tao, L. Dou, L. Li, S. Oda, T. Tanimura, T. Hoshida, and J. C. Rasmussen, "Low complexity digital perturbation back-propagation," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Tu.3.A.2 (2011).
51. F. P. Guiomar, J. D. Reis, A. L. Teixeira, and A. N. Pinto, "Mitigation of intra-channel nonlinearities using a frequency-domain Volterra series equalizer," *Opt. Express*, vol. 20, no. 2, pp. 1360–1369 (2012).
52. S. Zhang, F. Yaman, K. Nakamura, T. Inoue, V. Kamalov, L. Jovanovski, V. Vusirikala, E. Mateo, Y. Inada, and T. Wang, "Field and lab experimental demonstration of nonlinear impairment compensation using neural networks," *Nat. Commun.*, vol. 10, 3033 (2019).
53. H. Masuda, A. Sano, T. Kobayashi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, Y. Hibino, K. Hagimoto, T. Yamada, T. Furuta, and H. Fukuyama, "20.4 Tb/s (204×111 Gb/s) Transmission over 240 km using Bandwidth Maximized Hybrid Raman/EDFAs," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper PDP20 (2007).
54. A. H. Gnauck, G. Charlet, P. Tran, P. J. Winzer, C. R. Doerr, J. C. Centanni, E. C. Burrows, T. Kawanishi, T. Sakamoto, and K. Higuma, "25.6-Tb/s WDM Transmission of Polarization-Multiplexed RZ-DQPSK Signals," *J. Lightwave Technol.*, vol. 26, no. 1, pp. 79–84 (2008).
55. A. Sano, T. Kobayashi, S. Yamanaka, A. Matsuura, H. Kawakami, Y. Miyamoto, K. Ishihara, and H. Masuda, "102.3-Tb/s (224×548 -Gb/s) C- and extended L-band all-Raman transmission over 240 km using PDM-64QAM single carrier FDM with digital pilot tone," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper PDP5C.3 (2012).
56. J. -X. Cai, Y. Sun, H. Zhang, H. G. Batshon, M. V. Mazurczyk, O. V. Sinkin, D. G. Foursa, and A. Pilipetskii, "49.3 Tb/s Transmission Over 9100 km Using C+L EDFA and 54 Tb/s Transmission Over 9150 km Using Hybrid-Raman EDFA," *J. Lightwave Technol.*, vol. 33, no. 13, pp. 2724–2734 (2015).
57. A. Ghazisaeidi, I. F. de Jauregui Ruiz, R. Rios Muller, L. Schmalen, P. Tran, P. Brindel, A. C. Meseguer, Q. Hu, F. Buchali, G. Charlet, and J. Renaudier, "Advanced C+L Band Transoceanic Transmission Systems Based on Probabilistically Shaped PDM 64QAM," *J. Lightwave Technol.*, vol. 35, no. 7, pp. 1291–1299 (2017).
58. 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 (2008).

59. Z. Zhai and J. K. Sahu, "1480 nm Diode-Pumped $\text{Er}^{3+}:\text{Yb}^{3+}$ Co-Doped Phospho-Alumino-Silicate Fiber for Extending the L-Band Gain Up to 1625 nm," *J. Lightwave Technol.*, vol. 41, no. 11, pp. 3432–3437 (2023).
60. F. Pittalà, G. Böcherer, P. Schulte, M. Schaedler, S. Calabrò, B. Zheng, C. Xie, and M. Kuschnerov, "64 Tb/s DWDM Transmission over 100 km G.654D Fiber Using Super C-Band Erbium-Doped Fiber Amplification," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper W3C.4 (2022).
61. T. Kasamatsu, Y. Yano, and T. Ono, "1.49- μm -band gain-shifted thulium-doped fiber amplifier for WDM transmission systems," *J. Lightwave Technol.*, vol. 20, no. 10, pp. 1826–1838 (2002).
62. L. Galdino, A. Edwards, W. Yi, E. Sillekens, Y. Wakayama, T. Gerard, W. S. Pelouch, S. Barnes, T. Tsuritani, R. I. Killey, D. Lavery, and P. Bayvel, "Optical Fibre Capacity Optimisation via Continuous Bandwidth Amplification and Geometric Shaping," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 32, no. 17, pp. 1021–1024 (2020).
63. B. J. Puttnam, R. S. Luís, G. Rademacher, M. Mendez-Astudillio, Y. Awaji, and H. Furukawa "S-, C- and L-band transmission over a 157 nm bandwidth using doped fiber and distributed Raman amplification," *Opt. Express*, vol. 30, no. 6, pp. 10011–10018 (2022).
64. X. Zhao, S. Escobar-Landero, D. Le Gac, A. Lorences-Riesgo, T. Viret-Denaix, Q. Guo, L. Gan, S. Li, S. Cao, X. Xiao, N. El Dahdah, A. Gallet, S. Yu, H. Hafermann, L. Godard, R. Brenot, Y. Frignac, and G. Charlet, "200.5 Tb/s Transmission with S+C+L Amplification Covering 150 nm Bandwidth over 2 $\times$ 100 km PSCF Spans," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Th3C.4 (2022).
65. F. Hamaoka, M. Nakamura, M. Takahashi, T. Kobayashi, Y. Miyamoto, and Y. Kisaka, "173.7-Tb/s Triple-Band WDM Transmission Using 124-Channel 144-GBaud Signals With SE of 9.33 b/s/Hz," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper Th3F.2 (2023).
66. Y. Wang, N. K. Thipparapu, D. J. Richardson, and J. K. Sahu, "Ultra-Broadband Bismuth-Doped Fiber Amplifier Covering a 115-nm Bandwidth in the O and E Bands," *J. Lightwave Technol.*, vol. 39, no. 3, pp. 795–800 (2021).
67. D. J. Elson, S. Beppu, A. Inoue, D. Soma, T. Nagashima, V. Mikhailov, J. Luo, S. Takasaka, D. Inniss, N. Yoshikane, T. Tsuritani, T. Hayashi, and Yuta Wakayama, "115.2-THz Aggregate Bandwidth O-band Coherent DWDM Transmission over High-density 250- μm Coating Multicore Fibre," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Th.C.2.3 (2023).
68. J. Renaudier, A. Arnould, D. Le Gac, A. Ghazisaeidi, P. Brindel, M. Makhsiyani, A. Verdier, K. Mekhazni, F. Blache, H. Debregeas, A. Boutin, N. Fontaine, D. Neilson, R. Ryf, H. Chen, M. Achouche, and G. Charlet, "107 Tb/s Transmission of 103-nm Bandwidth over 3 $\times$ 100 km SSMF using Ultra-Wideband Hybrid Raman/SOA Repeaters," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper Tu3F.2 (2019).
69. T. Tanaka, K. Torii, M. Yuki, H. Nakamoto, T. Naito, and I. Yokota, "200 nm Bandwidth WDM Transmission around 1.55 μm using Distributed Raman Amplifier," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper PD4.6 (2002).
70. T. Matsuda, A. Matsuura, T. Kotanigawa, and T. Kataoka, "54 x 42.7 Gb/s L and U band WDM Signal Transmission Experiments using Homogeneous Dispersion Line with In line Hybrid Optical Amplifiers," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Tu1.6.4 (2003).
71. C. H. Henry, "Theory of the linewidth of semiconductor lasers," *J. Quantum Electron.*, vol. 18, no. 2, pp. 259–264 (1982).
72. H. Yamagishi, Y. Suzuki, and A. Hiraide, "Precise measurement of photodiode spectral responses using the calorimetric method," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 38, no. 2, pp. 578–580 (1989).

73. S. Chen, Y. Jung, S. Alam, D. J. Richardson, R. Sidharthan, D. Ho, S. Yoo, and J. M. O. Daniel, "Ultra-short wavelength operation of thulium-doped fiber amplifiers and lasers," *Opt. Express*, vol. 27, no. 25, pp. 36699–36707 (2019).
74. F. Hamaoka, M. Nakamura, T. Sasai, S. Sugawara, T. Kobayashi, Y. Miyamoto, and E. Yamazaki, "110.7-Tb/s Single-Mode-Fiber Transmission over 1040 km with High-Symbol-Rate 144-GBaud PDM-PCS-QAM Signals," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper Tu3E.6 (2024).
75. P. Hazarika, H. Buglia, M. Jarmolovičius, E. Sillekens, M. Tan, A. Donodin, I. Phillips, P. Harper, R. I. Killey, P. Bayvel, and W. Forysiak, "Multi-Band Transmission Over E-, S-, C- and L-Band With a Hybrid Raman Amplifier," *J. Lightwave Technol.*, vol. 42, no. 4, pp. 1215–1224 (2024).
76. B. J. Puttnam, R. S. Luis, Y. Huang, I. Phillips, D. Chung, N. K. Fontaine, G. Rademacher, M. Mazur, L. Dallachiesa, H. Chen, W. Forysiak, R. Man, R. Ryf, D. T. Neilson, and H. Furukawa, "301 Tb/s E, S, C+L-Band Transmission over 212 nm bandwidth with E-band Bismuth-Doped Fiber Amplifier and Gain Equalizer," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Th.C.2.4 (2023).
77. D. Soma, T. Kato, S. Beppu, D. J. Elson, H. Muranaka, H. Irie, S. Okada, Y. Tanaka, Y. Wakayama, N. Yoshikane, T. Hoshida, and T. Tsuritani, "25-THz O+S+C+L+U-Band Digital Coherent DWDM Transmission Using a Deployed Fibre-Optic Cable," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Th.C.2.2 (2023).
78. B. J. Puttnam, R. S. Luis, I. Phillips, M. Tan, A. Donodin, D. Pratiwi, L. Dallachiesa, Y. Huang, M. Mazur, N. K. Fontaine, H. Chen, D. Chung, V. Ho, D. Orsuti, B. Boriboon, G. Rademacher, L. Palmieri, R. Man, R. Ryf, D. T. Neilson, W. Forysiak, and H. Furukawa, "402 Tb/s GMI Data-Rate OESCLU-Band Transmission," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper Th4A.3 (2024).
79. T. Hoshida, V. Curri, L. Galdino, D. T. Neilson, W. Forysiak, J. K. Fischer, T. Kato, and P. Poggiolini, "Ultrawideband Systems and Networks: Beyond C + L Band," *Proc. IEEE*, vol. 110, no. 11, pp. 1725–1741 (2022).
80. N. Sambo, A. Ferrari, A. Napoli, N. Costa, J. Pedro, B. Sommerkorn-Krombholz, P. Castoldi, and V. Curri, "Provisioning in multi-band optical networks," *J. Lightwave Technol.*, vol. 38, no. 9, pp. 2598–2605 (2020).
81. B. Correia, R. Sadeghi, E. Virgillito, A. Napoli, N. Costa, J. Pedro, and V. Curri, "Power control strategies and network performance assessment for C+ L+ S multiband optical transport," *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 13, no. 7, pp. 147–157 (2021).
82. P. Poggiolini and M. Ranjbar-Zefreh, "Closed Form Expressions of the Nonlinear Interference for UWB Systems," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Tu1D.1 (2022).
83. H. Buglia, M. Jarmolovičius, A. Vasylenkova, E. Sillekens, L. Galdino, R. I. Killey, and P. Bayvel, "A Closed-Form Expression for the Gaussian Noise Model in the Presence of Inter-Channel Stimulated Raman Scattering Extended for Arbitrary Loss and Fibre Length," *J. Lightwave Technol.*, vol. 41, no. 11, pp. 3577–3586 (2023).
84. A. Yariv, D. Fekete, and D. M. Pepper, "Compensation for channel dispersion by nonlinear optical phase conjugation," *Opt. Lett.*, vol. 4, no. 2, pp. 52–54 (1979).
85. S. Watanabe, "Cancellation of four-wave mixing in a single-mode fiber by midway optical phase conjugation," *Opt. Lett.*, vol. 19, no. 17, pp. 1308–1310 (1994).
86. J. Yamawaku, A. Takada, W. Imajuku, and T. Morioka, "Evaluation of Amount of Equipment on Single-Layer Optical Path Networks Managing Multigranularity Optical Paths," *J. Lightwave Technol.*, vol. 23, no. 6, pp. 1971–1978 (2005).
87. S. Watanabe, S. Takeda, and T. Chikama, "Interband wavelength conversion of 320 Gb/s ($32 \times$

- 10 Gbit/s) WDM signal using a polarization-insensitive fiber four-wave mixer,” in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, pp. 80–84 (1998).
88. J. Yamawaku, H. Takara, T. Ohara, K. Sato, A. Takada, T. Morioka, O. Tadanaga, H. Miyazawa, and M. Asobe, “Simultaneous 25 GHz-spaced DWDM wavelength conversion of 1.03 Tbit/s (103×10 Gbit/s) signals in PPLN waveguide,” *Electron. Lett.*, vol. 39, no. 15, pp. 1144–1145 (2003).
89. W. Imajuku, A. Takada, and Y. Yamabayashi, “Low-noise amplification under the 3-dB noise figure in a high gain phase-sensitive fiber amplifier,” *Electron. Lett.*, vol. 35, no. 22, pp. 1954–1955 (1999).
90. P. A. Andrekson and M. Karlsson, “Fiber-based phase-sensitive optical amplifiers and their applications,” *Adv. Opt. Photon.*, vol. 12, no. 2, pp. 367–428 (2020).
91. R. Sugizaki, M. Takahashi, J. Yoshida, S. Takasaka, and T. Kimura, “Design and Applications of Highly Nonlinear Fibers,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 42, no. 3, pp. 1119–1125 (2024).
92. P. Zhao, Z. He, V. Shekhawat, M. Karlsson, and P. A. Andrekson, “100-Gbps per-channel all-optical wavelength conversion without pre-amplifiers based on an integrated nanophotonic platform,” *Nanophotonics*, vol. 12, no. 17, pp. 3427–3434 (2023).
93. J. Xiao, D. Xia, L. Luo, Z. Li, and B. Zhang, “Integrated Optical Parametric Amplifier with Record Gain,” in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper Th1D.4 (2024).
94. N. Kuznetsov, A. Nardi, J. Riemensberger, A. Davydova, M. Churaev, P. Seidler, and T. J. Kippenberg, “An ultra-broadband photonic-chip-based parametric amplifier,” *Nature*, vol. 639, pp. 928–934 (2025).
95. P. Zhao, V. Shekhawat, M. Girardi, Z. He, V. Torres-Company, and P. A. Andrekson, “Ultra-broadband optical amplification using nonlinear integrated waveguides,” *Nature*, vol. 640, pp. 918–923 (2025).
96. S. Steinberg, R. Göring, T. Hennig, and A. Rasch, “Comparison of photorefractive-index changes in annealed-proton-exchanged channel waveguides in MgO-doped and congruent LiNbO₃,” *Opt. Lett.*, vol. 20, no. 7, pp. 683–685 (1995).
97. M. Asobe, O. Tadanaga, T. Yanagawa, H. Itoh, and H. Suzuki, “Reducing photorefractive effect in periodically poled ZnO- and MgO-doped LiNbO₃ wavelength converters,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 78, pp. 3163–3165 (2001).
98. K. R. Parameswaran, R. K. Route, J. R. Kurz, R. V. Roussev, M. M. Fejer, and M. Fujimura, “Highly efficient second-harmonic generation in buried waveguides formed by annealed and reverse proton exchange in periodically poled lithium niobate,” *Opt. Lett.*, vol. 27, pp. 179–181 (2002).
99. M. Asobe, Y. Nishida, O. Tadanaga, H. Miyazawa, and H. Suzuki, “Wavelength Conversion Using Quasi-Phase Matched LiNbO₃ Waveguides,” *IEICE Trans. Electron.*, vol. E88-C, no. 3, pp. 335–341 (2005).
100. Y. Nishida, H. Miyazawa, M. Asobe, O. Tadanaga, and H. Suzuki, “Direct-bonded QPM-LN ridge waveguide with high damage resistance at room temperature,” *Electron. Lett.*, vol. 39, no. 7, pp. 609–611 (2003).
101. K. Mizuuchi, T. Sugita, K. Yamamoto, T. Kawaguchi, T. Yoshino, and M. Imaeda, “Efficient 340-nm light generation by a ridge-type waveguide in a first-order periodically poled MgO:LiNbO₃,” *Opt. Lett.*, vol. 28, pp. 1344–1346 (2003).
102. L. Ledezma, R. Sekine, Q. Guo, R. Nehra, S. Jahani, and A. Marandi, “Intense optical parametric amplification in dispersion-engineered nanophotonic lithium niobate waveguides,” *Optica*, vol.

- 9, no. 3, pp. 303–308 (2022).
103. T. Umeki, O. Tadanaga, and M. Asobe, “Highly Efficient Wavelength Converter Using Direct-Bonded PPZnLN Ridge Waveguide,” *J. Quantum Electron.*, vol. 46, no. 8, pp. 1206–1213 (2010).
 104. T. Umeki, O. Tadanaga, A. Takada, and M. Asobe, “Phase sensitive degenerate parametric amplification using directly-bonded PPLN ridge waveguides,” *Opt. Express*, vol. 19, no. 7, pp. 6326–6332 (2011).
 105. T. Kashiwazaki, K. Enbutsu, T. Kazama, O. Tadanaga, T. Umeki, and R. Kasahara, “Over-30-dB phase-sensitive amplification using a fiber-pigtailed PPLN waveguide module,” in *Nonlinear Opt. (NLO)*, paper NW3A.2 (2019).
 106. T. Kato, S. Watanabe, T. Yamauchi, G. Nakagawa, H. Muranaka, Y. Tanaka, Y. Akiyama, and T. Hoshida, “Real-time transmission of 240×200-Gb/s signal in S+C+L triple band WDM without S- or L-band transceivers,” in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper PD.1.7 (2019).
 107. T. Kato, H. Irie, H. Muranaka, Y. Tanaka, Y. Akiyama, and T. Hoshida, “U-band Transmission of Real-Time 200-Gb/s Signal Co-Propagating with C+L-band WDM Signal,” in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper Th3F.6 (2023).
 108. M. Abe, T. Kazama, S. Shimizu, S. Konno, T. Kobayashi, Y. Miyamoto, T. Kato, Y. Tanaka, T. Hoshida, and T. Umeki, “Expansion of Transmission Bandwidth Over 16 THz in S+C+L+U Bands by Combining Cband Transceiver with PPLN-Based Wavelength Converters,” in *Front. Opt. Laser Sci. Conf. (FiO+LS)*, paper FM5D.2 (2023).
 109. C. Guo, A. Shamshooli, Y. Akasaka, P. Palacharla, and M. Vasilyev, “Investigation of Hybrid S-band Amplifier Performance with 8 channel × 10 Gbaud 16 QAM signals,” in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Tu2A.3 (2021).
 110. H. Kawahara, M. Nakagawa, T. Seki, and T. Miyamura, “Experimental Demonstration of Wavelength-Selective Band/Direction-Switchable Multi-Band OXC Using an Inter-Band All-Optical Wavelength Converter,” in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Tu1H.3 (2020).
 111. T. Kobayashi, S. Shimizu, M. Nakamura, T. Kazama, M. Abe, T. Umeki, A. Kawai, F. Hamaoka, M. Nagatani, H. Yamazaki, and Y. Miyamoto, “103-ch. 132-Gbaud PS-QAM Signal Inline-Amplified Transmission With 14.1-THz Bandwidth Lumped PPLN-Based OPAs Over 400-km G.652.D SMF,” in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper Th4B.6 (2023).
 112. S. Shimizu, K. Kimura, A. Kawai, M. Abe, S. Konno, T. Kazama, M. Nakamura, F. Hamaoka, K. Enbutsu, T. Kashiwazaki, M. Nagatani, H. Wakita, Y. Shiratori, H. Yamazaki, H. Takahashi, T. Umeki, T. Kobayashi, and Y. Miyamoto, “27-THz ISRS-Supported Transmission Over 1040 km in S+C+L+U and Extreme Longer-Wavelength Band,” in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper Th4A.2 (2025).
 113. 広田 修 監修, “スクィズド光: あたらしい光学への招待,” 森北出版 (1990).
 114. 黒田 和男, “非線形光学,” コロナ社 (2008).
 115. 井上 恭, “ファイバー通信のための非線形光学,” 森北出版 (2011).
 116. G. S. He, “Nonlinear Optics and Photonics,” Oxford Univ. Press (2014).
 117. R. W. Boyd, “Nonlinear Optics 4th Edition,” Academic Press (2020).
 118. K. Inoue and T. Mukai, “Signal wavelength dependence of gain saturation in a fiber optical parametric amplifier,” *Opt. Lett.*, vol. 26, no. 1, pp. 10–12 (2001).
 119. K. Inoue, “Analysis of quantum noise of a gain-saturated fiber-based optical parametric amplifier

- based on an equivalent input noise model,” *J. Opt. Soc. Am. B*, vol. 37, no. 11, pp. 3251–3260 (2020).
120. T. Yanagawa, O. Tadanaga, Y. Nishida, H. Miyazawa, K. Magari, M. Asobe, and H. Suzuki, “Simultaneous observation of CO isotopomer absorption by broadband difference-frequency generation using a direct-bonded quasi-phase-matched LiNbO₃ waveguide,” *Opt. Lett.*, vol. 31, no. 7, pp. 960–962 (2006).
 121. P. Kylemark, P. O. Hedekvist, H. Sunnerud, M. Karlsson, and P. A. Andrekson, “Noise characteristics of fiber optical parametric amplifiers,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 22, no. 2, pp. 409–416 (2004).
 122. R. Tang, P. L. Voss, J. Lasri, P. Devgan, and P. Kumar, “Noise-figure limit of fiber-optical parametric amplifiers and wavelength converters: experimental investigation,” *Opt. Lett.*, vol. 29, no. 20, pp. 2372–2374 (2004).
 123. Z. Tong, A. Bogris, M. Karlsson, and P. A. Andrekson, “Full characterization of the signal and idler noise figure spectra in single-pumped fiber optical parametric amplifiers,” *Opt. Express*, vol. 18, no. 3, pp. 2884–2893 (2010).
 124. C. J. S. de Matos, D. A. Chestnut, P. C. Reeves-Hall, and J. R. Taylor, “Continuous-wave-pumped Raman-assisted fiber optical parametric amplifier and wavelength converter in conventional dispersion-shifted fiber,” *Opt. Lett.*, vol. 26, no. 20, pp. 1583–1585 (2001).
 125. X. Guo, X. Fu, and C. Shu, “Gain saturation in a Raman-assisted fiber optical parametric amplifier,” *Opt. Lett.*, vol. 38, no. 21, pp. 4405–4408 (2013).
 126. M. F. C. Stephens, I. D. Phillips, P. Rosa, P. Harper, and N.J. Doran, “Improved WDM performance of a fibre optical parametric amplifier using Raman-assisted pumping,” *Opt. Express*, vol. 23, no. 2, pp. 902–911 (2015).
 127. J. B. Coles, B. P. -P. Kuo, N. Alic, S. Moro, C. -S. Bres, J. M. C. Boggio, P. A. Andrekson, M. Karlsson, and S. Radic, “Bandwidth-efficient phase modulation techniques for stimulated Brillouin scattering suppression in fiber optic parametric amplifiers,” *Opt. Express*, vol. 18, no. 17, pp. 18138–18150 (2010).
 128. L. Grüner-Nielsen, D. Jakobsen, S. Herstrøm, B. Pálsdóttir, S. Dasgupta, D. Richardson, C. Lundström, S. Olsson, and P. Andrekson, “Brillouin Suppressed Highly Nonlinear Fibers,” in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper We.1F.1 (2012).
 129. T. Torounidis, H. Sunnerud, P. O. Hedekvist, and P. A. Andrekson, “Amplification of WDM Signals in Fiber-Based Optical Parametric Amplifiers,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 15, no. 8, pp. 1061–1063 (2003).
 130. M. Jamshidifar, A. Vedadi, and M. E. Marhic, “Reduction of Four-Wave-Mixing Crosstalk in a Short Fiber-Optical Parametric Amplifier,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 21, no. 17, pp. 1244–1246 (2009).
 131. C. Langrock, S. Kumar, J. E. McGeehan, A. E. Willner, and M. M. Fejer, “All-Optical Signal Processing Using $\chi^{(2)}$ Nonlinearities in Guided-Wave Devices,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 24, no. 7, pp. 2579–2592 (2006).
 132. J. Yamawaku, H. Takara, T. Ohara, A. Takada, T. Morioka, O. Tadanaga, H. Miyazawa, and M. Asobe, “Low-Crosstalk 103 Channel $\times$ 10 Gb/s (1.03 Tb/s) Wavelength Conversion with a Quasi-Phase-Matched LiNbO₃ Waveguide,” *J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 12, no. 4, pp. 521–528 (2006).
 133. T. Kazama, T. Umeki, S. Shimizu, T. Kashiwazaki, K. Enbutsu, R. Kasahara, Y. Miyamoto, and K. Watanabe, “Over-30-dB Gain and 1-dB Noise Figure Phase-Sensitive Amplification Using

- Pump-Combiner-Integrated Fiber I/O PPLN Module,” *Opt. Express*, vol. 29, no. 18, pp. 28824–28834 (2021).
134. T. Kashiwazaki, T. Yamashima, N. Takanashi, A. Inoue, T. Umeki, and A. Furusawa, “Fabrication of low-loss quasi-single-mode PPLN waveguide and its application to a modularized broadband high-level squeezer,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 119, 251104 (2021).
 135. K. K. Y. Wong, M. E. Marhic, K. Uesaka, and L. G. Kazovsky, “Polarization-Independent One-Pump Fiber-Optical Parametric Amplifier,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, no. 11, pp. 1506–1508 (2002).
 136. H. Song, O. Tadanaga, T. Umeki, I. Tomita, M. Asobe, S. Yamamoto, K. Mori, and K. Yonenaga, “Phase-transparent flexible waveband conversion of 43 Gb/s RZ-DQPSK signals using multiple-QPM-LN waveguides,” *Opt. Express*, vol. 18, no. 10, pp. 15332–15337 (2010).
 137. T. Umeki, T. Kazama, O. Tadanaga, K. Enbutsu, M. Asobe, Y. Miyamoto, and H. Takenouchi, “PDM Signal Amplification Using PPLN-Based Polarization-Independent Phase-Sensitive Amplifier,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 33, no. 7, pp. 1326–1332 (2015).
 138. V. Gordienko, F. M. Ferreira, C. B. Gaur, and N. J. Doran, “Looped Polarization-Insensitive Fiber Optical Parametric Amplifiers for Broadband High Gain Applications,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 39, no. 19, pp. 6045–6053 (2021).
 139. T. Umeki, T. Kazama, T. Kobayashi, S. Takasaka, Y. Okamura, K. Enbutsu, O. Tadanaga, H. Takenouchi, R. Sugisaki, A. Takada, R. Kasahara, and Y. Miyamoto, “Polarization-diversity In-line Phase Sensitive Amplifier for Simultaneous Amplification of Fiber-transmitted WDM PDM-16QAM Signals,” in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper M3E.4 (2018).
 140. F. Bessin, V. Gordienko, F. M. Ferreira, and N. Doran, “First Experimental Mach-Zehnder FOPA for Polarization- and Wavelength-Division-Multiplexed Signals,” in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Tu2A.6 (2021).
 141. M. Asobe, T. Umeki, O. Tadanaga, K. Yoshino, E. Yamazaki, and A. Takada, “Low crosstalk and variable wavelength conversion using multiple QPM LiNbO₃ waveguide module,” *Electron. Lett.*, vol. 45, no. 10, pp. 519–521 (2009).
 142. T. Kazama, T. Umeki, M. Abe, K. Enbutsu, Y. Miyamoto, and H. Takenouchi, “Low-Parametric-Crosstalk Phase-Sensitive Amplifier for Guard-Band-Less DWDM Signal Using PPLN Waveguides,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 35, no. 4, pp. 755–761 (2016).
 143. T. Kobayashi, S. Shimizu, M. Nakamura, T. Umeki, T. Kazama, R. Kasahara, F. Hamaoka, M. Nagatani, H. Yamazaki, H. Nosaka, and Y. Miyamoto, “Wide-Band Inline-Amplified WDM Transmission Using PPLN-Based Optical Parametric Amplifier,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 39, no. 3, pp. 787–794 (2021).
 144. W. Imajuku and A. Takada, “Noise figure of phase-sensitive parametric amplifier using a Mach-Zehnder interferometer with lossy Kerr media and noisy pump,” *J. Quantum Electron.*, vol. 39, no. 6, pp. 799–812 (2003).
 145. K. Croussore, C. Kim and G. Li, “All-optical regeneration of differential phase-shift keying signals based on phase-sensitive amplification,” *Opt. Lett.*, vol. 29, no. 20, pp. 2357–2359 (2004).
 146. M. E. Marhic, C. H. Hsia, and J.-M. Jeong, “Optical amplification in a nonlinear fiber interferometer,” *Electron. Lett.*, vol. 27, no. 3, pp. 210–211 (1991).
 147. G. D. Bartolini, R.-D. Li, P. Kumar, W. Riha, and K. V. Reddy, “1.5- μ m phase-sensitive amplifier for ultrahigh-speed communications,” in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper ThF4 (1994).

148. A. Takada and W. Imajuku, "Amplitude noise suppression using a high gain phase sensitive amplifier as a limiting amplifier," *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 7, pp. 677–679 (1996).
149. R. Hamerly, T. Inagaki, P. L. McMahon, D. Venturelli, A. Marandi, T. Onodera, E. Ng, C. Langrock, K. Inaba, T. Honjo, K. Enbutsu, T. Umeki, R. Kasahara, S. Utsunomiya, S. Kako, K. Kawarabayashi, R. L. Byer, M. M. Fejer, H. Mabuchi, D. Englund, E. Rieffel, H. Takesue, and Y. Yamamoto, "Experimental investigation of performance differences between coherent Ising machines and a quantum annealer," *Sci. Adv.*, vol. 5, no. 5, eaau0823 (2019).
150. N. Takanashi, A. Inoue, T. Kashiwazaki, T. Kazama, K. Enbutsu, R. Kasahara, T. Umeki, and A. Furusawa, "All-optical phase-sensitive detection for ultra-fast quantum computation," *Opt. Express*, vol. 28, no. 23, pp. 34916–34926 (2020).
151. Z. Tong, C. Lundstrom, P. A. Andrekson, C. J. McKinstrie, D. J. Blessing, E. Tipsuwannakul, B. J. Puttnam, H. Toda, and L. Gruner-Nielsen, "Towards ultrasensitive optical links enabled by low-noise phase-sensitive amplifiers," *Nat. Photon.*, vol. 5, no. 7, pp. 430–436 (2011).
152. T. Umeki, O. Tadanaga, M. Asobe, Y. Miyamoto, and H. Takenouchi, "First demonstration of high-order QAM signal amplification in PPLN-based phase sensitive amplifier," *Opt. Express*, vol. 22, no. 3, pp. 2473–2482 (2014).
153. S. L. I. Olsson, B. Corcoran, C. Lundström, T. A. Eriksson, M. Karlsson, and P. A. Andrekson, "Phase-Sensitive Amplified Transmission Links for Improved Sensitivity and Nonlinearity Tolerance," *J. Lightwave Technol.*, vol. 33, no. 3, pp. 710–721 (2015).
154. K. Vijayan, B. Foo, M. Karlsson, and P. A. Andrekson, "Cross-Phase Modulation Mitigation in Phase-Sensitive Amplifier Links," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 31, no. 21, pp. 1733–1736 (2019).
155. X. Liu, A. Chraplyvy, P. Winzer, R. Tkach, and S. Chandrasekhar, "Phase-conjugated twin waves for communication beyond the Kerr nonlinearity limit," *Nat. Photon.*, vol. 7, pp. 560–568 (2013).
156. Z. Tong, C. Lundström, P. A. Andrekson, M. Karlsson, and A. Bogris, "Ultralow noise, broadband phase-sensitive optical amplifiers, and their applications," *J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 18, no. 2, pp. 1016–1032 (2012).
157. Y. Akasaka, Y. Cao, S. Takasaka, K. Yamauchi, K. Maeda, H. Song, R. Sugizaki, A. E. Willner, and T. Ikeuchi, "WDM Amplification of One Pump HNLF Based Phase Sensitive Amplifier with Static Pump Phase Tuning," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper W4F.5 (2019).
158. M. Asobe, T. Umeki, K. Enbutsu, O. Tadanaga, and H. Takenouchi, "Phase squeezing and dispersion tolerance of phase sensitive amplifier using periodically poled LiNbO₃ waveguide," *J. Opt. Soc. Am. B*, vol. 31, no. 12, pp. 3164–3169 (2014).
159. V. Gordienko, F. Ferreira, J. R. Lamb, Á. Szabó, and N. Doran, "Phase-sensitive amplification of 11 WDM channels across bandwidth of 8 nm in a fibre optic parametric amplifier," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Th2A-6 (2020).
160. T. Umeki, M. Asobe, and H. Takenouchi, "In-line phase sensitive amplifier based on PPLN waveguides," *Opt. Express*, vol. 21, no. 10, pp. 12077–12084 (2013).
161. Y. Okamura, M. Abe, K. Kondo, Y. Ohmichi, T. Kazama, T. Umeki, M. Koga, and A. Takada, "Optical pump phase locking to a carrier wave extracted from phase-conjugated twin waves for phase-sensitive optical amplifier repeaters," *Opt. Express*, vol. 24, no. 23, pp. 26300–26306 (2016).
162. P. Kylemark, M. Karlsson, T. Torounidis, and P. A. Andrekson, "Noise Statistics in Fiber Optical Parametric Amplifiers," *J. Lightwave Technol.*, vol. 25, no. 2, pp. 612–620 (2007).
163. S. L. I. Olsson, B. Corcoran, C. Lundström, E. Tipsuwannakul, S. Sygletos, A. D. Ellis, Z. Tong,

- M. Karlsson, and P. A. Andrekson, "Injection locking-based pump recovery for phase-sensitive amplified links," *Opt. Express*, vol. 21, no. 12, pp. 14512–14529 (2013).
164. Z. Liu and R. Slavík, "Optical Injection Locking: From Principle to Applications," *J. Lightwave Technol.*, vol. 38, no. 1, pp. 43–59 (2020).
 165. W. Imajuku and A. Takada, "In-line phase-sensitive amplifier with optical-PLL-controlled internal pump light source," *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 25, pp. 2155–2156 (1997).
 166. R. Kakarla, J. Schröder, and P. A. Andrekson, "Optical injection locking at sub nano-watt powers," *Opt. Lett.*, vol. 43, no. 23, pp. 5769–5772 (2018).
 167. R. Larsson, K. Vijayan, and P. A. Andrekson, "Zero-Offset Frequency Locking of Lasers at Low Optical Powers With an Optical Phase Locked Loop," *J. Lightwave Technol.*, vol. 42, no. 3, pp. 1183–1190 (2024).
 168. R. Larsson, K. Vijayan, J. Schröder, and P. A. Andrekson, "Low-noise phase-sensitive optical parametric amplifier with lossless local pump generation using a digital dither optical phase-locked loop," *Opt. Express*, vol. 31, no. 22, pp. 36603–36614 (2023).
 169. K. Croussore, I. Kim, Y. Han, C. Kim, G. Li, and S. Radic, "Demonstration of phase-regeneration of DPSK signals based on phase-sensitive amplification," *Opt. Express*, vol. 13, no. 11 pp. 3945–3950 (2005).
 170. K. Croussore, I. Kim, C. Kim, Y. Han, and G. Li, "Phase-and-amplitude regeneration of differential phase-shift keyed signals using a phase-sensitive amplifier," *Opt. Express*, vol. 14, no. 6, pp. 2085–2094 (2006).
 171. Z. Zheng, L. An, Z. Li, X. Zhao, and X. Liu, "All-optical regeneration of DQPSK/QPSK signals based on phase-sensitive amplification," *Opt. Commun.*, vol. 281, no. 10, pp. 2755–2759 (2008).
 172. T. Umeki, M. Asobe, H. Takara, Y. Miyamoto, and H. Takenouchi, "Multi-span transmission using phase and amplitude regeneration in PPLN-based PSA," *Opt. Express*, vol. 21, no. 15, pp. 18170–18177 (2013).
 173. S. L. I. Olsson, H. Eliasson, E. Astra, M. Karlsson, and P. A. Andrekson, "Long-haul optical transmission link using low-noise phase-sensitive amplifiers," *Nat. Commun.*, vol. 9, 2513 (2018).
 174. K. Vijayan, B. Foo, M. Karlsson, and P. A. Andrekson, "Long-haul transmission of WDM signals with in-line phase-sensitive amplifiers," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, P82 (2019).
 175. K. Vijayan, Z. He, B. Foo, M. Karlsson, and P. A. Andrekson, "Modulation format dependence on transmission reach in phase-sensitively amplified fiber links," *Opt. Express*, vol. 28, no. 23, pp. 34623–34638 (2020).
 176. K. Vijayan, A. Mirani, J. Schröder, M. Karlsson, and P. Andrekson, "Capacity of phase-sensitively preamplified optical links at low signal-to-noise ratio," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper We4D.2 (2022).
 177. R. Kakarla, J. Schröder, and P. A. Andrekson, "One photon-per-bit receiver using near-noiseless phase-sensitive amplification," *Light Sci. Appl.*, vol. 9, no. 153, pp. 1–7 (2020).
 178. Z. Chen, X. Guo, Y. Chen, Y. Xiao, J. Pan, Z. Liu, C. Lu, and Z. Li, "High-capacity phase-sensitively amplified transmission in a field-deployed fiber cable," *Commun. Eng.*, vol. 4, 133 (2025).
 179. J. Y. Yang, M. Ziyadi, Y. Akasaka, S. Khaleghi, M. R. Chitgarha, J. Touch, and M. Sekiya, "Investigation of polarization-insensitive phase regeneration using polarization-diversity phase-sensitive amplifier," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, P.3.9 (2013).

180. A. Lorences-Riesgo, C. Lundstrom, F. Chiarello, M. Karlsson, and P. A. Andrekson, "Phase-sensitive amplification and regeneration of dual-polarization BPSK without polarization diversity," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Tu.1.4.3 (2014).
181. M. E. Marhic, "Polarization independence and phase-sensitive parametric amplification," *J. Opt. Soc. Am. B*, vol. 28, no. 11, pp. 2685–2689 (2011).
182. A. Lorences-Riesgo, P. A. Andrekson, and M. Karlsson, "Polarization-Independent Phase-Sensitive Amplification," *J. Lightwave Technol.*, vol. 34, no. 13, pp. 3171–3180 (2016).
183. S. Shimizu, T. Kazama, T. Umeki, K. Enbutsu, M. Nakamura, M. Abe, T. Kobayashi, and Y. Miyamoto, "PPLN-Based Polarization-Diverse Phase-Sensitive Amplification of 96-Gbaud PDM-PCS-64QAM Signal with Carrier-Phase-Locked Phase-Conjugated Twin Waves," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper Th1F.3 (2024).
184. R. Malik, A. Kumpera, M. Karlsson, and P. A. Andrekson, "Demonstration of Ultra Wideband Phase Sensitive Fiber Optical Parametric Amplifier," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 28, no. 2, pp. 175–177 (2015).
185. T. Kishimoto, K. Inafune, Y. Ogawa, H. Sasaki, and H. Murai, "Highly efficient phase-sensitive parametric gain in periodically poled LiNbO₃ ridge waveguide," *Opt. Lett.*, vol. 41, no. 9, pp. 1905–1908, (2016).
186. T. Kazama, K. Enbutsu, T. Kashiwazaki, and T. Umeki, "0.7-dB Noise Figure Phase-Sensitive Amplification Using Low-Loss Fiber-Pigtailed PPLN Module," in *Front. Opt. Laser Sci. Conf. (FiO+LS)*, paper FM3D.2 (2023).
187. W. Pieper, C. Kurtzke, R. Schnabel, D. Breuer, R. Ludwig, K. Petermann, and H. G. Weber, "Nonlinearity-insensitive standard-fibre transmission based on optical-phase conjugation in a semiconductor-laser amplifier," *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 9, pp. 724–726 (1994).
188. S. L. Jansen, D. van den Borne, P. M. Krummrich, S. Spalter, G. D. Khoe, and H. de Waardt, "Long-haul DWDM transmission systems employing optical phase conjugation," *J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 12, no.4, pp.505–520 (2006).
189. M. F. C. Stephens, M. Tan, I. D. Phillips, S. Sygletos, P. Harper, and N. J. Doran, "1.14Tb/s DP-QPSK WDM polarization-diverse optical phase conjugation," *Opt. Express*, vol. 22, no. 10, pp. 11840–11848 (2014).
190. M. Morshed, L. B. Du, B. Foo, M. D. Pelusi, B. Corcoran, and A. J. Lowery, "Experimental demonstrations of dual polarization CO-OFDM using mid-span spectral inversion for nonlinearity compensation," *Opt. Express*, vol. 22, no. 9, pp. 10455–10466 (2014).
191. I. Sackey, F. Da Ros, J. K. Fischer, T. Richter, M. Jazayerifar, C. Peucheret, K. Petermann, and C. Schubert, "Kerr Nonlinearity Mitigation: Mid-Link Spectral Inversion Versus Digital Backpropagation in 5×28-GBd PDM 16-QAM Signal Transmission," *J. Lightwave Technol.*, vol. 33, no. 9, pp. 1821–1827 (2015).
192. H. Hu, R. M. Jopson, A. H. Gnauck, S. Randel, and S. Chandrasekhar, "Fiber nonlinearity mitigation of WDM-PDM QPSK/16-QAM signals using fiber-optic parametric amplifiers based multiple optical phase conjugations," *Opt. Express*, vol. 25, no. 3, pp. 1618–1628 (2017).
193. S. Watanabe and M. Shirasaki, "Exact compensation for both chromatic dispersion and Kerr effect in a transmission fiber using optical phase conjugation," *J. Lightwave Technol.*, vol. 14, no. 2, pp. 243–248 (1996).
194. W. Forysiak and N. J. Doran, "Conjugate solitons in amplified optical fibre transmission systems," *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 2, pp. 154–155 (1994).

195. P. Minzioni, V. Pusino, I. Cristiani, L. Marazzi, M. Martinelli, C. Langrock, M. M. Fejer, and V. Degiorgio, "Optical phase conjugation in phase-modulated transmission systems: experimental comparison of different nonlinearity-compensation methods," *Opt. Express*, vol. 18, no. 17, pp. 18119–18124 (2010).
196. M. Morshed, L. B. Du, and A. J. Lowery, "Mid-Span Spectral Inversion for Coherent Optical OFDM Systems: Fundamental Limits to Performance," *J. Lightwave Technol.*, vol. 31, no. 1, pp. 58–66 (2014).
197. A. D. Ellis, M. E. McCarthy, M. A. Z. Al-Khateeb, and S. Sygletos, "Capacity limits of systems employing multiple optical phase conjugators," *Opt. Express*, vol. 23, no. 16, pp. 20381–20393 (2015).
198. H. Kawahara, S. Suda, H. Maeda, K. Saito, and T. Seki, "Cancellation of Static and Dynamic Power Transitions induced by inter-band Stimulated Raman Scattering in C+L-band WDM Transmission," in *OptoElectron. Commun. Conf. (OECC)*, paper VP88 (2020).
199. M. Hoshi, K. Shibahara, S. Shimizu, T. Kobayashi, M. Nakamura, T. Kazama, T. Umeki, T. Mori, Y. Yamada, K. Nakajima, and Y. Miyamoto, "Mitigation of Intercore Crosstalk Impact over Multi-band MCF Transmission using Bandwidth-partitioned Spectral Inversion," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Tu.B.2.4 (2023).
200. T. Umeki, T. Kazama, H. Ono, Y. Miyamoto, and H. Takenouchi, "Spectrally efficient optical phase conjugation based on complementary spectral inversion for nonlinearity mitigation," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper We2.6.2 (2015).
201. S. Yoshima, Y. Sun, K. R. H. Bottrill, F. Parmigiani, P. Petropoulos, and D. J. Richardson, "Nonlinearity mitigation through optical phase conjugation in a deployed fibre link with full bandwidth utilization," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper We2.6.3 (2015).
202. A. D. Ellis, I. D. Phillips, M. Tan, M. F. C., Stephens, M. E. McCarthy, M. A. Z. Al-Khateeb, M. A. Iqbal, A. Perentos, S. Fabbri, V. Gordienko, D. Lavery, G. Liga, M. G. Saavedra, R. Maher, S. Sygletos, P. Harper, N. J. Doran, P. Bayvel, and S. K. Turitsyn, "Enhanced superchannel transmission using phase conjugation," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper We2.6.4 (2015).
203. I. Sackey, C. Schmidt-Langhorst, R. Elschner, T. Kato, T. Tanimura, S. Watanabe, T. Hoshida, and C. Schubert, "Waveband-shift-free optical phase conjugator for spectrally efficient fiber nonlinearity mitigation," *J. Lightwave Technol.*, vol. 36, no. 6, pp. 1309–1317 (2018).
204. K. Mori, T. Morioka, and M. Saruwatari, "Optical parametric loop mirror," *Opt. Lett.*, vol. 20, no. 12, pp. 1424–1426 (1995).
205. Y. Okamura and A. Takada, "Waveband-shift-free optical phase conjugator based on difference-frequency generation," *Opt. Express*, vol. 28, no. 5, pp. 7596–7606 (2020).
206. V. Gordienko, S. Boscolo, M. Bastamova, A. D. Ellis, and N. J. Doran, "Record bandwidth waveband-shift-free optical phase conjugation in nonlinear fiber optical loop mirror," *Opt. Express*, vol. 32, no. 16, pp. 27894–27905 (2024).
207. A. D. Ellis, M. Tan, M. A. Iqbal, M. A. Zaki Al-Khateeb, V. Gordienko, G. S. Mondaca, S. Fabbri, M. F. C. Stephens, M. E. McCarthy, A. Perentos, I. D. Phillips, D. Lavery, G. Liga, R. Maher, P. Harper, N. Doran, S. K. Turitsyn, S. Sygletos, and P. Bayvel, "4 Tb/s transmission reach enhancement using 10×400 Gb/s superchannels and polarization insensitive dual band optical phase conjugation," *J. Lightwave Technol.*, vol. 34, no. 8, pp. 1717–1723 (2016).
208. T. Umeki, T. Kazama, A. Sano, K. Shibahara, K. Suzuki, M. Abe, H. Takenouchi, and Y. Miyamoto, "Simultaneous nonlinearity mitigation in 92×180 -Gbit/s PDM-16QAM transmission over 3840 km using PPLN-based guard-band-less optical phase conjugation," *Opt. Express*, vol.

- 24, no. 15, pp. 16945–16951 (2016).
209. T. Kobayashi, T. Umeki, R. Kasahara, H. Yamazaki, M. Nagatani, H. Wakita, H. Takenouchi, and Y. Miyamoto, “96-Gbaud PDM-8QAM Single Channel Transmission over 9,600 km by Nonlinear Tolerance Enhancement using PPLN-based Optical Phase Conjugation,” in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper Th3E.4 (2018).
 210. T. Umeki, T. Kobayashi, A. Sano, T. Ikuta, M. Abe, T. Kazama, K. Enbutsu, R. Kasahara, and Y. Miyamoto, “Nonlinearity Mitigation of PDM-16QAM Signals Using Multiple CSI-OPCs in Ultra-Long-Haul Transmission without Excess Penalty,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E103-B, no.11, pp.1226–1232 (2020).
 211. A. Ali, M. Tan, M. Al-Khateeb, C. Laperle, and A. Ellis, “First demonstration of optical phase conjugation with real time commercial transceiver,” in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Th.2.E.3 (2019).
 212. P. Minzioni and A. Schiffrini, “Unifying theory of compensation techniques for intrachannel nonlinear effects,” *Opt. Express*, vol. 13, no. 21, pp. 8460–8468 (2005).
 213. A. A. I. Ali, C. S. Costa, M. A. Z. Al-Khateeb, F. M. Ferreira, and A. D. Ellis, “An Expression for Nonlinear Noise in Optical Phase Conjugation Systems With Lumped Amplifiers,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 30, no. 23, pp. 2056–2059 (2018).
 214. M. A. Z. Al-Khateeb, M. E. McCarthy, C. Sánchez, and A.D. Ellis, “Nonlinearity compensation using optical phase conjugation deployed in discretely amplified transmission systems,” *Opt. Express*, vol. 26, no. 18, pp. 23945–23959 (2018).
 215. M. Al-Khateeb, M. Tan, T. Zhang, and A.D. Ellis, “Combating Fiber Nonlinearity Using Dual-Order Raman Amplification and OPC,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 31, no. 11, pp. 877–880 (2019).
 216. M. A. Z. Al-Khateeb, M. McCarthy, C. Sánchez, and A.D. Ellis, “Effect of second order signal-noise interactions in nonlinearity compensated optical transmission systems,” *Opt. Lett.*, vol. 41, no. 8, pp. 1849–1852 (2016).
 217. M. E. McCarthy, M. A. Z. Al Kahteeb, F. M. Ferreira, and A.D. Ellis, “PMD tolerant nonlinear compensation using in-line phase conjugation,” *Opt. Express*, vol. 24, no. 4, pp. 3385–3392 (2016).
 218. T. Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, S. L. Danielsen, and K. E. Stubkjaer, “All-Optical Wavelength Conversion by Semiconductor Optical Amplifiers,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 14, no. 6, pp. 942–954 (1996).
 219. D. J. Geisler, Y. Yin, K. Wen, N. K. Fontaine, R. P. Scott, S. Chang, and S. J. B. Yoo, “Demonstration of spectral defragmentation in flexible bandwidth optical networking by FWM,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 23, no. 24, pp. 1893–1895 (2011).
 220. F. Buchali and A. Klekamp, “Improved ROADM architecture for network defragmentation comprising a broad-band wavelength converter,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 26, no. 5, pp. 483–485 (2014).
 221. K. Ishii, T. Inoue, I. Kim, X. Wang, H. N. Tan, Q. Zhang, T. Ikeuchi, and S. Namiki, “Analysis and Demonstration of Network Utilization Improvement Through Format-Agnostic Multi-Channel Wavelength Converters,” *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 10, no. 2, pp. A615–A174 (2018).
 222. T. Kato, H. Muranaka, Y. Tanaka, Y. Akiyama, T. Hoshida, S. Shimizu, T. Kobayashi, T. Kazama, T. Umeki, K. Watanabe, and Y. Miyamoto, “S+C+L-Band WDM Transmission Using 400-Gb/s Real-Time Transceivers Extended by PPLN-Based Wavelength Converter,” in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper We4D.4 (2022).

223. G. Ronniger, I. Sackey, C. Schmidt-Langhorst, R. Elschner, M. M. Khan, H. Muranaka, T. Kato, S. Okada, T. Yamamoto, Y. Tanaka, T. Hoshida, C. Schubert, and R. Freund, "Optimization and Performance Evaluation of Single-Mode SOI Waveguides for Ultra-Broadband C-to-S Wavelength Conversion," *J. Lightwave Technol.*, vol. 41, no. 12, pp. 3898–3907 (2023).
224. M. Abe, S. Shimizu, T. Kazama, S. Konno, K. Enbutsu, T. Kashiwazaki, A. Kawai, M. Nakamura, M. Nagatani, H. Wakita, Y. Shiratori, F. Hamaoka, H. Yamazaki, H. Takahashi, T. Kobayashi, Y. Miyamoto, and T. Umeki, "PPLN-based Wavelength Converters for Waveband Extension to U-band and Beyond," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper W1G.3 (2024).
225. G. Ronniger, I. Sackey, T. Kernetzky, U. Höfler, C. Mai, C. Schubert, N. Hanik, L. Zimmermann, R. Freund, and K. Petermann, "Efficient Ultra-Broadband C-to-O Band Converter Based on Multi-Mode Silicon-on-Insulator Waveguides," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper We1G.1 (2021).
226. J. Wei, C. Cheng, Y. Wu, C. Zeng, M. Tang, and J. Xia, "Efficient and Broadband All-Optical Wavelength Conversion between C and O Bands in Nanophotonic Lithium Niobate Waveguides," *J. Lightwave Technol.*, vol. 42, no. 17, pp. 5966–5973 (2024).
227. M. Asobe, D. Yagi, Y. Kawabata, T. Umeki, K. Enbutsu, T. Kazama, and R. Kasahara, "Broadband optical parametric amplification using PPLN waveguide pumped by detuned second harmonic," *Opt. Express*, vol. 30, no. 6, pp. 9473–9481 (2022).
228. D. Kong, Y. Liu, Z. Ren, Y. Jung, C. Kim, Y. Chen, N. V. Wheeler, M. N. Petrovich, M. Pu, K. Yvind, M. Galili, L. K. Oxenløwe, D. J. Richardson, and H. Hu, "Super-broadband on-chip continuous spectral translation unlocking coherent optical communications beyond conventional telecom bands," *Nat. Commun.*, vol. 13, 4139 (2022).
229. H. N. Tan, T. Inoue, K. Solis-Trapala, S. Petit, Y. Oikawa, K. Ota, S. Takasaka, T. Yagi, M. Pelusi, and S. Namiki, "On the cascadability of all-optical wavelength converter for high-order QAM formats," *J. Lightwave Technol.*, vol. 34, no. 13, pp. 3194–3205 (2016).
230. T. Kato, S. Watanabe, T. Tanimura, T. Richter, R. Elschner, C. Schmidt-Langhorst, C. Schubert, and T. Hoshida, "THz-range optical frequency shifter for dual polarization WDM signals using frequency conversion in fiber," *J. Lightwave Technol.*, vol. 35, no. 6, pp. 1267–1273 (2017).
231. T. Umeki, T. Kazama, S. Shimizu, T. Kashiwazaki, K. Enbutsu, T. Kobayashi, Y. Miyamoto, and K. Watanabe, "Tunable Wavelength Conversion of PDM-PS-64QAM Signals with Arbitrary Input and Output Wavelengths using PPLN-based Polarization-diversity Dual-stage SFG-DFG Process," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Th2F.2 (2022).
232. S. Shimizu, T. Kobayashi, A. Kawai, T. Kazama, M. Nakamura, K. Enbutsu, T. Kashiwazaki, M. Abe, T. Umeki, Y. Miyamoto, T. Kato, Y. Tanaka, and T. Hoshida, "38.4-Tbps Inline-amplified Transmission Using PPLN-based Optical Parametric Amplifier over 6 THz within L- and U-bands," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper Th3F.3 (2023).
233. T. Kobayashi, S. Shimizu, A. Kawai, M. Nakamura, M. Abe, T. Kazama, T. Umeki, M. Nagatani, K. Kimura, H. Wakita, Y. Shiratori, F. Hamaoka, H. Yamazaki, H. Takahashi, and Y. Miyamoto, "C+L+U-Band 14.85-THz WDM Transmission Over 80-km-Span G.654.E Fiber with Hybrid PPLN-OPA/EDFA U-Band Lumped Repeater Using 144-Gbaud PCS-QAM Signals," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper Th4A.1 (2024).
234. S. Shimizu, T. Kobayashi, M. Abe, T. Kazama, A. Kawai, K. Kimura, M. Nakamura, F. Hamaoka, K. Enbutsu, T. Kashiwazaki, M. Nagatani, H. Wakita, Y. Shiratori, H. Yamazaki, H. Takahashi, T. Umeki, and Y. Miyamoto, "133-Tbps 1040-km (13×80 km) Lumped-Amplified Transmission Over 22 THz in S-to-U-Band Using Hybrid Multiband Repeater with PPLN-Based Optical Parametric Amplifiers and EDFAs," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Th3B.2 (2024).

235. H. Minami, K. Hirose, T. Fukatani, M. Nakagawa, T. Seki, S. Shimizu, T. Kobayashi, T. Kazama, K. Enbutsu, K. Watanabe, T. Umeki, T. Miyamura, and T. Kuwahara, "Low-Penalty Band-Switchable Multi-Band Optical Cross-Connect Using PPLN-Based Inter-Band Wavelength Converters," *J. Lightwave Technol.*, vol. 42, no. 4, pp. 1242–1249 (2024).
236. M. Nakagawa, H. Kawahara, T. Seki, and T. Miyamura, "Highly Efficient Multi-Band Optical Networks with Wavelength-Selective Band Switching," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E106-B, no. 5, pp. 416–426 (2022).
237. Y. Teng, H. Yang, Q. Yao, R. Gu, Z. Sun, A. Xu, F. Liu, and J. Zhang, "SRS-Proactive-Aware Resource Allocation Based on All-Optical Wavelength Converters in C+L Band Optical Networks," *J. Lightwave Technol.*, vol. 42, no. 19, pp. 6632–6646 (2024).
238. N. El Dahdah, D. S. Govan, M. Jamshidifar, N. J. Doran, and M. E. Marhic, "Fiber Optical Parametric Amplifier Performance in a 1-Tb/s DWDM Communication System," *J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 18, no. 2, pp. 950–957 (2012).
239. C. B. Gaur, V. Gordienko, A. A.I. Ali, P. Hazarika, A. Ellis, and N. J. Doran, "Polarization insensitive fibre optic parametric amplifier with gain bandwidth of 35 nm in L-band," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Tu2A.4 (2021).
240. C. B. Gaur, V. Gordienko, P. Hazarika, and N. J. Doran, "Polarization Insensitive Fiber Optic Parametric Amplifier With a Gain Bandwidth of 22 nm in S-Band," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper W4J.1 (2022).
241. G. -W. Lu, M. E. Marhic, and T. Miyazaki, "Burst-mode amplification of dynamic optical packets using fibre optical parametric amplifier in optical packet networks," *Electron. Lett.*, vol. 46, no. 11, pp. 778–780 (2010).
242. C. B. Gaur, F. Ferreira, V. Gordeinko, A. Iqbal, W. Forysiak, and N. Doran, "Comparison of erbium, Raman and parametric optical fiber amplifiers for burst traffic in extended PON," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper W4B.3 (2020).
243. J. D. Marconi, M. C. Fugihara, F. A. Callegari, and H. L. Fragnito, "Field-Trial Evaluation of a One-Pump Fibre-Optics Parametric Amplifier with an Independent Polarization Gain Applied to a WDM System," in *Int. Conf. Transp. Opt. Netw. (ICTON)*, paper Tu.P.8 (2011).
244. Z. Lali-Dastjerdi, O. Ozolins, Y. An, V. Cristofori, F. Da Ros, N. Kang, H. Hu, H. C. H. Mulvad, K. Rottwitt, M. Galili, and C. Peucheret, "Demonstration of cascaded in-line single-pump fiber optical parametric amplifiers in recirculating loop transmission," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Mo.2.C.5 (2012).
245. M. F. C. Stephens, M. Tan, V. Gordienko, P. Harper, and N. J. Doran, "In-line and cascaded DWDM transmission using a 15 dB net-gain polarization-insensitive fiber optical parametric amplifier," *Opt. Express*, vol. 25, no. 20, pp. 24312–24325 (2017).
246. T. Kobayashi, S. Shimizu, M. Nakamura, T. Umeki, T. Kazama, R. Kasahara, F. Hamaoka, M. Nagatani, H. Yamazaki, T. Mizuno, H. Nosaka, and Y. Miyamoto, "Wideband Inline-amplified WDM Transmission Using PPLN-based OPA with Over-10-THz Bandwidth," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper Th4C.7 (2020).
247. T. Kobayashi, S. Shimizu, M. Nakamura, T. Kazama, T. Umeki, R. Kasahara, F. Hamaoka, and Y. Miyamoto, "13.4-Tb/s WDM Transmission over 1,280 km Repeated only with PPLN-based Optical Parametric Inline Amplifier," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Tu4C1.3 (2021).
248. T. Kobayashi, S. Shimizu, M. Nakamura, T. Umeki, T. Kazama, J. Yoshida, S. Takasaka, Y. Tatamida, H. Kawakami, F. Hamaoka, M. Nagatani, H. Yamazaki, K. Watanabe, T. Saida, and Y. Miyamoto, "50-Tb/s (1 Tb/s $\times$ 50 ch) WDM Transmission on Two 6.25-THz Bands Using Hybrid

- Inline Repeater of PPLN-based OPAs and Incoherent-forward-pumped DRA,” in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper Th4A.8 (2022).
249. P. Kylemark, H. Sunnerud, M. Karlsson, and P. A. Andrekson, “Semi-analytic saturation theory of fiber optical parametric amplifiers,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 24, no. 9, pp. 3471–3479 (2006).
 250. L. Jin, A. Martinez, and S. Yamashita, “Optimization of output power in a fiber optical parametric oscillator,” *Opt. Express*, vol. 21, no. 19, pp. 22617–22627 (2013).
 251. Z. Lali-Dastjerdi, K. Rottwitt, M. Galili, and C. Peucheret, “Asymmetric gain-saturated spectrum in fiber optical parametric amplifiers,” *Opt. Express*, vol. 20, no. 14, pp. 15530–15539 (2012).
 252. M. Gao, J. Kurumida, and S. Namiki, “Wavelength-tunable optical parametric regenerator,” *Opt. Lett.*, vol. 35, no. 20, pp. 3468–3470 (2010).
 253. Z. Lali-Dastjerdi, M. Galili, H. C. H. Mulvad, H. Hu, L. K. Oxenløwe, K. Rottwitt, and C. Peucheret, “Parametric amplification and phase preserving amplitude regeneration of a 640 Gbit/s RZ-DPSK signal,” *Opt. Express*, vol. 21, no. 22, pp. 25944–25953 (2013).
 254. K. Inoue and T. Mukai, “Experimental Study on Noise Characteristics of a Gain-Saturated Fiber Optical Parametric Amplifier,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 20, no. 6, pp. 969–974 (2002).
 255. N. Kamitani, Y. Yoshida, and K. Kitayama, “Experimental Study on Impact of SOA Nonlinear Phase Noise in 40Gbps Coherent 16QAM Transmissions,” in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper P1.04 (2012).
 256. A. Ghazisaeidi, “Theory of Coherent WDM Systems Using In-Line Semiconductor Optical Amplifiers,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 37, no. 17, pp. 4188–4200 (2019).
 257. F. Hamaoka, M. Nakamura, T. Kobayashi, M. Nagatani, H. Wakita, H. Yamazaki, Y. Ogiso, and Y. Miyamoto, “Experimental Investigation of Influence of SOA-Induced Nonlinear Distortion on High-Symbol-Rate 168-GBaud Signal for Achieving Ultra-Broadband Optical Frontend,” in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper M3H.2 (2022).
 258. F. Da Ros, R. Borkowski, D. Zibar, and C. Peucheret, “Impact of Gain Saturation on the Parametric Amplification of 16-QAM Signals,” in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper We.2.A.3 (2012).
 259. T. Kato, H. Muranaka, Y. Tanaka, Y. Akiyama, T. Hoshida, S. Shimizu, T. Kobayashi, T. Kazama, T. Umeki, K. Watanabe, and Y. Miyamoto, “S-Band WDM Transmission Using PPLN-Based Wavelength Converters and 400-Gb/s C-Band Real-Time Transceivers,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E106-B, no. 11, pp. 1093–1101 (2023).
 260. M. Asobe, T. Umeki, and O. Tadanaga, “Phase sensitive amplification with noise figure below the 3 dB quantum limit using CW pumped PPLN waveguide,” *Opt. Express*, vol. 20, no. 12, pp. 13164–13172 (2012).
 261. C. Xie, “Chromatic Dispersion Estimation for Single-Carrier Coherent Optical Communications,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 25, no. 10, pp. 992–995 (2013).
 262. R. Kudo, T. Kobayashi, K. Ishihara, Y. Takatori, A. Sano, and Y. Miyamoto, “Coherent Optical Single Carrier Transmission Using Overlap Frequency Domain Equalization for Long-Haul Optical Systems,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 27, no. 16, pp. 3721–3728 (2009).
 263. M. Nakamura, T. Kobayashi, F. Hamaoka, and Y. Miyamoto, “High Information Rate of 128-GBaud 1.8-Tb/s and 64-GBaud 1.03-Tb/s Signal Generation and Detection Using Frequency-Domain 8×2 MIMO Equalization,” in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper M3H.1 (2022).

264. R. H. Stolen and C. Lin, "Self-phase-modulation in silica optical fibers," *Phys. Rev. A*, vol. 17, no. 4, pp. 1448–1453 (1978).
265. 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 (2009).
266. D. J. Elson, G. Saavedra, K. Shi, D. Semrau, L. Galdino, R. Killey, B. C. Thomsen, and P. Bayvel, "Investigation of bandwidth loading in optical fibre transmission using amplified spontaneous emission noise," *Opt. Express*, vol. 25, no. 16, pp. 19529–19537 (2017).
267. S. Moro, A. Peric, N. Alic, B. Stossel, and S. Radic, "Phase noise in fiber-optic parametric amplifiers and converters and its impact on sensing and communication systems," *Opt. Express*, vol. 18, no. 20, pp. 21449–21460 (2010).
268. S. T. Naimi, S. P. Ó Dúill, L. P. Barry, "Detailed investigation of the pump phase noise tolerance for wavelength conversion of 16-QAM signals using FWM," *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 6, no. 9, pp. 793–800 (2014).
269. M. Ho, M. E. Marhic, K. Y. K. Wong, and L. Kazovsky, "Narrow-linewidth idler generation in fiber four-wave mixing and parametric amplification by dithering two pumps in opposition of phase," *J. Lightwave Technol.*, vol. 20, no. 3, pp. 469–476 (2002).
270. C. Li, M. Luo, Z. He, H. Li, J. Xu, S. You, Q. Yang, and S. Yu, "Phase Noise Canceled Polarization-Insensitive All-Optical Wavelength Conversion of 557-Gb/s PDM-OFDM Signal Using Coherent Dual-Pump," *J. Lightwave Technol.*, vol. 33, no. 13, pp. 2848–2854 (2015).
271. T. T. Nguyen, S. Boscolo, A. A. I. Ali, M. Tan, S. Sygletos, S. Takasaka, R. Sugizaki, and A. D. Ellis, "Digital Compensation of Residual Pump Dithering in Optical Phase Conjugation of High-Order QAM," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper M3I.4 (2021).
272. C. Guo, A. Shamsshooli, Y. Akasaka, T. Ikeuchi, and M. Vasilyev, "Noise Figure Study for a 3-Stage Hybrid Amplifier Using Parametric Wavelength Converters and EDFA," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 33, no. 16, pp. 872–875 (2021).
273. G. W. Lu, A. Albuquerque, B. J. Puttnam, T. Sakamoto, M. Drummond, R. Nogueira, A. Kanno, S. Shinada, N. Wada, and T. Kawanishi, "Pump-linewidth-tolerant optical wavelength conversion for high-order QAM signals using coherent pumps," *Opt. Express*, vol. 22, no. 5, pp. 5067–5075 (2014).
274. G. W. Lu, A. Albuquerque, B. J. Puttnam, T. Sakamoto, M. Drummond, R. Nogueira, A. Kanno, S. Shinada, N. Wada, and T. Kawanishi, "Pump-phase-noise-free optical wavelength data exchange between QAM signals with 50-GHz channel-spacing using coherent DFB pump," *Opt. Express*, vol. 24, no. 4, pp. 3702–3713 (2016).
275. L. G. Carpenter, S. A. Berry, A. C. Gray, J. C. Gates, P. G. R. Smith, and C. B. E. Gawith, "CW demonstration of SHG spectral narrowing in a PPLN waveguide generating 2.5 W at 780 nm," *Opt. Express*, vol. 28, no. 15, pp. 21382–21390 (2020).
276. K. Kikuchi, "Characterization of semiconductor-laser phase noise and estimation of bit-error rate performance with low-speed offline digital coherent receivers," *Opt. Express*, vol. 20, no. 5, pp. 5291–5302 (2012).
277. A. Vedadi, A. Mussot, E. Lantz, H. Maillotte, and T. Sylvestre, "Theoretical study of gain distortions in dual-pump fiber optical parametric amplifiers," *Opt. Commun.*, vol. 267, no. 1, pp. 244–252 (2006).
278. M. Bastamova, V. Gordienko, and A. Ellis, "Impact of Pump Phase Modulation on Fibre Optical Parametric Amplifier Performance for 16-QAM Signal Amplification," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper Tu5.6 (2022).

279. Z. Zhao, Z. Bai, D. Jin, Y. Qi, J. Ding, B. Yan, Y. Wang, Z. Lu, and R. P. Mildren, "Narrow laser-linewidth measurement using short delay self-heterodyne interferometry," *Opt. Express*, vol. 30, no. 17, pp. 30600–30610 (2022).
280. W. Shieh and K. Ho, "Equalization-enhanced phase noise for coherent detection systems using electronic digital signal processing," *Opt. Express*, vol. 16, no. 20, pp. 15718–15727 (2008).
281. A. Kakkar, J. R. Navarro, R. Schatz, H. Louchet, X. Pang, O. Ozolins, G. Jacobsen, and S. Popov, "Comprehensive Study of Equalization-Enhanced Phase Noise in Coherent Optical Systems," *J. Lightwave Technol.*, vol. 33, no. 23, pp. 4834–4841 (2015).
282. A. Arnould and A. Ghazisaeidi, "Equalization Enhanced Phase Noise in Coherent Receivers: DSP-Aware Analysis and Shaped Constellations," *J. Lightwave Technol.*, vol. 37, no. 20, pp. 5282–5290 (2019).
283. H. Wang, X. Yi, J. Zhang, and F. Li, "Extended Study on Equalization-Enhanced Phase Noise for High-Order Modulation Formats," *J. Lightwave Technol.*, vol. 40, no. 24, pp. 7808–7813 (2022).
284. D. Wang, C. Lu, A. P. T. Lau, and S. He, "Adaptive chromatic dispersion compensation for coherent communication systems using delay-tap sampling technique," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 23, no. 14, pp. 1016–1018 (2011).
285. T. Kobayashi, M. Nakamura, F. Hamaoka, M. Nagatani, H. Wakita, H. Yamazaki, T. Umeki, H. Nosaka, and Y. Miyamoto, "35-Tb/s C-band transmission over 800 km employing 1-Tb/s PS-64QAM signals enhanced by complex 8×2 MIMO equalizer," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper Th4B.2 (2019).
286. T. Sasai, A. Matsushita, M. Nakamura, S. Okamoto, F. Hamaoka, and Y. Kisaka, "Laser phase noise tolerance of uniform and probabilistically shaped QAM signals for high spectral efficiency systems," *J. Lightwave Technol.*, vol. 38, no. 2, pp. 439–446 (2020).
287. J. Wang and K. Petermann, "Small signal analysis for dispersive optical fiber communication systems," *J. Lightwave Technol.*, vol. 10, no. 1, pp. 96–100 (1992).
288. M. Pelusi, R. Matsumoto, T. Inoue, and S. Namiki, "Enhanced Compensation of Nonlinear Signal Distortion by Optical Phase Conjugation in Step-Parameter Profiled Fiber Links," *J. Lightwave Technol.*, vol. 41, no. 2, pp. 524–539 (2023).
289. T. Pfau, S. Hoffmann, and R. Noe, "Hardware-efficient coherent digital receiver concept with feedforward carrier recovery for M-QAM constellations," *J. Lightwave Technol.*, vol. 27, no. 8, pp. 989–999 (2009).
290. Y. Akasaka, J.-Y. Yang, T. Ikeuchi, M. Sekiya, S. Takasaka, R. Sugizaki, A. Mohajerin-Ariaei, M. Ziyadi, A. Almainan, Y. Cao, and A. E. Willner, "Study of Chromatic Dispersion Effect on 16QAM Phase Sensitive Amplification," in *IEEE Photon. Conf. (IPC)*, paper WG1.1 (2015).
291. 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).
292. M. Arikawa and K. Hayashi, "Adaptive equalization of transmitter and receiver IQ skew by multi-layer linear and widely linear filters with deep unfolding," *Opt. Express*, vol. 28, no. 16, pp. 23478–23494 (2020).
293. J. Cho, L. Schmalen, and P. J. Winzer, "Normalized Generalized Mutual Information as a Forward Error Correction Threshold for Probabilistically Shaped QAM," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper M.2.D.2 (2017).

294. M. Roelens, J. Schröder, P. Blown, C. Pulikkaseril, S. Poole, and S. Frisken, "Applications of LCoS-Based Programmable Optical Processors," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper W4F.3 (2014).
295. T. Kato, Y. Koyano, and M. Nishimura, "Temperature dependence of chromatic dispersion in various types of optical fiber," *Opt. Lett.*, vol. 25, no. 16, pp. 1156–1158 (2000).
296. European Telecommunications Standards Institute, "Digital video broadcasting (DVB); second generation framing structure, channel coding and modulation systems for broadcasting, Interactive services, news gathering and other broadband satellite applications," ETSI, Sophia-Antipolis, France, Tech. Rep. EN 302 307-1, 2009.
297. J. Renaudier, A. Arnould, A. Ghazisaeidi, D. Le Gac, P. Brindel, E. Awwad, M. Makhsiyani, K. Mekhazni, F. Blache, A. Boutin, L. Letteron, Y. Frignac, N. Fontaine, D. Neilson, and M. Achouche, "Recent Advances in 100+nm Ultra-Wideband Fiber-Optic Transmission Systems Using Semiconductor Optical Amplifiers," *J. Lightwave Technol.*, vol. 38, no. 5, pp. 1071–1079 (2020).
298. R. Tang, P. Devgan, V. S. Grigoryan, and P. Kumar, "Inline frequency-non-degenerate phase-sensitive fibre parametric amplifier for fibre-optic communication," *Electron. Lett.*, vol. 41, no. 19, pp. 1072–1074 (2005).
299. J. McNicol, M. O'Sullivan, K. Roberts, A. Comeau, D. McGhan, and L. Strawczynski, "Electrical Domain Compensation of Optical Dispersion," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper OThJ3 (2005).
300. J. Chen, R. Larsson, and P. Andrekson, "Digital Dispersion Pre-Compensation in Single Span Transmission Links Using Phase Sensitive Pre-Amplified Receivers," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper W.02.01.07 (2025).
301. B. Geiger, F. Buchali, V. Aref, and L. Schmalen, "A Novel Phenomenological Model of Equalization-enhanced Phase Noise," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper M2E.6 (2025).
302. R. Larsson, R. U. Weerasuriya, and P. A. Andrekson, "Ultralow-noise preamplified optical receiver using conventional single-wavelength transmission," *Optica*, vol. 11, no. 11, pp. 1497–1502 (2024).
303. E. F. Mateo, F. Yaman, and G. Li, "Efficient compensation of interchannel nonlinear effects via digital backward propagation in WDM optical transmission," *Opt. Express*, vol. 18, no. 14, pp. 15144–15154 (2010).
304. F. Da Ros, M. Lillieholm, M. P. Yankov, P. Guan, H. Hu, S. Forchhammer, M. Galili, and L. K. Oxenløwe, "Impact of signal-conjugate wavelength shift on optical phase conjugation-based transmission of QAM signals," in *Eur. Conf. Opt. Commun. (ECOC)*, paper P1.SC4.66 (2017).
305. T. Kobayashi, A. Sano, A. Matsuura, Y. Miyamoto, and K. Ishihara, "Nonlinear Tolerant Spectrally-Efficient Transmission Using PDM 64-QAM Single Carrier FDM With Digital Pilot-Tone," *J. Lightwave Technol.*, vol. 30, no. 24, pp. 3805–3815 (2012).
306. I. F. de J. Ruiz, A. Ghazisaeidi, O. A. Sab, P. Plantady, A. Calsat, S. Dubost, L. Schmalen, V. Letellier, and J. Renaudier, "25.4-Tb/s Transmission Over Transpacific Distances Using Truncated Probabilistically Shaped PDM-64QAM," *J. Lightwave Technol.*, vol. 36, no. 6, pp. 1354–1361 (2018).
307. M. Nakamura, T. Kobayashi, H. Yamazaki, F. Hamaoka, M. Nagatani, H. Wakita, H. Nosaka, and Y. Miyamoto, "Entropy and Symbol-Rate Optimized 120 GBaud PS-36QAM Signal Transmission over 2400 km at Net-Rate of 800 Gbps/λ," in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper M4K.3 (2020).
308. S. J. Savory, "Digital filters for coherent optical receivers," *Opt. Express*, vol. 16, no. 2, pp. 804–817 (2008).

309. S. Konno, S. Shimizu, M. Abe, T. Kazama, K. Enbutsu, T. Kashiwazaki, M. Nakamura, T. Kobayashi, Y. Miyamoto, and T. Umeki, “9-THz Wideband PPLN-Based Wavelength Converter for Simultaneous Conversion of C+L-Band WDM Signal to Full S-Band,” in *Opt. Fiber Commun. Conf. (OFC)*, paper W11.2 (2025).
310. H. Du, X. Zhang, L. Wang, and F. Chen, “Cascaded second-order nonlinear process in a modal phase-matched lithium niobate waveguide for broadband wavelength conversion,” *Opt. Lett.*, vol. 50, no. 20, pp. 6269–6272 (2025).
311. M. Asobe, S. Punhavan, M. Kato, T. Umeki, K. Enbutsu, T. Kazama, and R. Kasahara, “Parametric wavelength conversion with bidirectional utilization of a multiple QPM device,” *Opt. Express*, vol. 29, no. 15, pp. 22900–22906 (2021).
312. C. Heese, C. R. Phillips, L. Gallmann, M. M. Fejer, and U. Keller, “Ultrabroadband, highly flexible amplifier for ultrashort midinfrared laser pulses based on aperiodically poled Mg:LiNbO₃,” *Opt. Lett.*, vol. 35, no. 14, pp. 2340–2342 (2010).
313. D. H. Jundt, “Temperature-dependent Sellmeier equation for the index of refraction, n_e , in congruent lithium niobate,” *Opt. Lett.*, vol. 22, no. 20, pp. 1553–1555 (1997).
314. M. Nagatani, H. Wakita, H. Yamazaki, Y. Ogiso, M. Mutoh, M. Iida, F. Hamaoka, M. Nakamura, T. Kobayashi, Y. Miyamoto, and H. Nosaka, “A Beyond-1-Tb/s Coherent Optical Transmitter Front-End Based on 110-GHz-Bandwidth 2:1 Analog Multiplexer in 250-nm InP DHBT,” *J. Solid-State Circuits*, vol. 55, no. 9, pp. 2301–2315 (2020).
315. F. Hamaoka, M. Nakamura, M. Nagatani, H. Wakita, H. Yamazaki, T. Kobayashi, H. Nosaka, and Y. Miyamoto, “Electrical spectrum synthesis technique using digital pre-processing and ultrabroadband electrical bandwidth doubler for high-speed optical transmitter,” *Electron. Lett.*, vol. 54, no. 24, pp. 1390–1391 (2018).
316. A. O. Dal Forno, A. Paradisi, R. Passy, and J. P. 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).
317. Q. Zhang and M. I. Hayee, “Symmetrized Split-Step Fourier Scheme to Control Global Simulation Accuracy in Fiber-Optic Communication Systems,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 26, no. 2, pp. 302–315 (2008).
318. E. Ip, “Nonlinear compensation using backpropagation for polarization-multiplexed transmission,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 28, no. 6, pp. 939–950 (2010).

謝 辞

はじめに、北海道大学大学院情報科学院光エレクトロニクス研究室准教授の岡本淳 先生は、筆者の学部卒業研究以来の指導教官であり、光技術の研究者・技術者を志す契機を与えていただきました。また、博士課程への進学に際しても親身にご相談に乗ってくださり、本論文をまとめるにあたって格別のご指導と激励を頂戴いたしました。ここに深く感謝申し上げます。また、本論文の主査をお務めいただいた、末岡和久 教授、副査をお引き受けくださった、竹井邦晴 教授、徳永裕己 教授には、ご多忙のところ貴重なご指導をいただき、審査の労をお取りいただきました。ここに深く御礼申し上げます。

本論文の大部分は、2018 年から 2024 年にかけて日本電信電話株式会社（現 NTT 株式会社）先端技術総合研究所未来ねっと研究所トランスポートイノベーション研究部において行った研究成果をまとめたものです。博士論文としてまとめるにあたり、ご理解とご支援を賜りましたことに感謝いたします。また、本研究を実施する機会を与えてくださった、同研究部の富澤将人 元部長、才田隆志 元部長、木坂由明 部長に御礼申し上げます。また、2018 年の入社時より筆者の所属する研究グループのリーダーとして、伝送システム研究の基礎から企業の研究者としての心構えに至るまで、数々のご指導をいただきました。宮本裕 フェローに御礼申し上げます。また、OJT 期間の直接指導者であり、現在ではグループリーダーとして、光伝送に関する実験手法・数値解析手法をはじめ、実務面において多岐にわたりご指導をいただきました。小林孝行 特別研究員に御礼申し上げます。加えて、日々ご指導をいただいている同研究部の皆様に感謝いたします。特に、本研究の遂行にあたりデジタル信号処理の面で多大なご支援をいただきました。中村政則 特別研究員、川合暁 研究員に御礼申し上げます。さらに、同社先端集積デバイス研究所機能材料研究部の梅木毅伺 上席特別研究員、風間拓志 主任研究員には、貴重な PPLN デバイスをご貸与いただいただけでなく、入社以来、光パラメトリック増幅の物理特性や実験オペレーションに関して一からご指導いただきました。ここに御礼申し上げます。また、PPLN デバイスの試作や実験遂行に関し多大なお力添えをいただきました。同研究部の阿部真志 主任研究員、圓佛晃次 研究主任、柏崎貴大 准特別研究員に御礼申し上げます。

最後に、富田章久 先生、小川和久 先生（現大阪大学准教授）、後藤優太さん（現神戸大学助教）、前田智弘さん（現青山学院大学助教）、同期の水川郁弥さんをはじめ、学生時代に大変お世話になりました元光エレクトロニクス研究室の皆様には御礼申し上げます。また、社会人学生である私を快く受け入れてくださり、学位審査に際しても惜しみなくご協力くださった現光エレクトロニクス研究室の学生の皆様に、心より感謝申し上げます。

2026 年 1 月

研究業績一覧

A. 学術論文

筆頭著

1. Shimpei Shimizu, Atsushi Okamoto, Fumiya Mizukawa, Kazuhisa Ogawa, Akihisa Tomita, Taketoshi Takahata, Satoshi Shinada, and Naoya Wada, “Spatial mode demultiplexing technique using angularly multiplexed volume holograms with a phase plate,” *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 56, no. 9S, pp. 09NA05-1–5, August (2017). DOI: 10.7567/JJAP.56.09NA05
2. Shimpei Shimizu, Atsushi Okamoto, Fumiya Mizukawa, Kazuhisa Ogawa, Akihisa Tomita, Taketoshi Takahata, Satoshi Shinada, and Naoya Wada, “Volume holographic spatial mode demultiplexer with a dual-wavelength method,” *Applied Optics*, vol. 57, no. 2, pp. 146–153, January (2018). DOI: 10.1364/AO.57.000146
3. Shimpei Shimizu, Takushi Kazama, Takayuki Kobayashi, Takeshi Umeki, Koji Enbutsu, Ryoichi Kasahara, and Yutaka Miyamoto, “Accurate Estimation of Chromatic Dispersion for Non-Degenerate Phase-Sensitive Amplification,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 39, no. 1, pp. 24–32, January (2021). DOI: 10.1109/JLT.2020.3022871
4. S. Shimizu, T. Kobayashi, T. Kazama, T. Umeki, K. Enbutsu, R. Kasahara, and Y. Miyamoto, “Optical phase-sensitive amplification of higher-order QAM signal with single Mach-Zehnder amplitude modulator,” *Electronics Letters*, vol. 57, no. 1, pp. 32–33, January (2021). DOI: 10.1049/el2.12002
5. Shimpei Shimizu, Takushi Kazama, Takayuki Kobayashi, Takeshi Umeki, Koji Enbutsu, Ryoichi Kasahara, and Yutaka Miyamoto, “Non-degenerate phase-sensitive amplification scheme using digital dispersion pre-equalization for unrepeated transmission,” *Optics Express*, vol. 29, no. 6, pp. 8451–8461, March (2021). DOI: 10.1364/OE.419782
6. Shimpei Shimizu, Takushi Kazama, Takayuki Kobayashi, Takeshi Umeki, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Ryoichi Kasahara, Kei Watanabe, and Yutaka Miyamoto, “Inter-band non-degenerate phase-sensitive amplification scheme for low-noise full C-band transmission,” *IEICE Communications Express*, vol. 11, no. 1, pp. 64–69, January (2022). DOI: 10.1587/comex.2021XBL0184
7. (Invited) Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Masanori Nakamura, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Ryoichi Kasahara, Kei Watanabe, and Yutaka Miyamoto, “PPLN-Based Optical Parametric Amplification for Wideband WDM Transmission,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 40, no. 11, pp. 3374–3384, June (2022). DOI: 10.1109/JLT.2022.3142749
8. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takeshi Umeki, Takushi Kazama, Koji Enbutsu, Ryoichi Kasahara, and Yutaka Miyamoto, “Channel Arrangement Design in Lumped Amplified WDM Transmission over NZ-DSF Link with Nonlinearity Mitigation Using Optical Phase Conjugation,” *IEICE Transactions on Communications*, vol. E105-B, no. 7, pp. 805–813, July (2022). DOI: 10.1587/transcom.2021EBP3179

9. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Masanori Nakamura, Koji Enbutsu, Ryoichi Kasahara, and Yutaka Miyamoto, "Wideband PPLN-Based Phase-Sensitively Amplified Transmission of 20-Channel 96-Gbaud WDM Signal," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 40, no. 16, pp. 5467–5477, August (2022). DOI: 10.1109/JLT.2022.3182318
10. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Masanori Nakamura, Akira Kawai, Koji Enbutsu, Takeshi Umeki, and Yutaka Miyamoto, "Effect of Gain Saturation on Wideband WDM Signal in PPLN-Based Optical Parametric Amplifier," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 41, no. 15, pp. 4922–4932, August (2023). DOI: 10.1109/JLT.2023.3250823
11. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Masanori Nakamura, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Fukutaro Hamaoka, Munehiko Nagatani, Hiroshi Yamazaki, Kei Watanabe, and Yutaka Miyamoto, "Wideband Optical Parametric Amplification of 8.375-THz WDM Signal Using Cascaded PPLN Waveguides With Reused Pump Light," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 41, no. 24, pp. 7399–7407, December (2023). DOI: 10.1109/JLT.2023.3299017
12. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Akira Kawai, Takushi Kazama, Masanori Nakamura, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Masashi Abe, Takeshi Umeki, Yutaka Miyamoto, Tomoyuki Kato, Yu Tanaka, and Takeshi Hoshida, "L- and U-Band WDM Transmission Over 6 THz Using PPLN-Based Optical Parametric Amplification and Wavelength-Band Conversion," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 42, no. 5, pp. 1347–1355, March (2024). DOI: 10.1109/JLT.2023.3323197
13. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Masanori Nakamura, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Masashi Abe, Takeshi Umeki, and Yutaka Miyamoto, "Hybrid Lumped Repeater Using PPLN-Based High-Gain Optical Parametric Phase Conjugators and EDFAs for C+L-Band Transmission," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 42, no. 10, pp. 3580–3591, May (2024). DOI: 10.1109/JLT.2024.3363464
14. Shimpei Shimizu, Akira Kawai, Takayuki Kobayashi, Masanori Nakamura, Takushi Kazama, Masashi Abe, Koji Enbutsu, Takeshi Umeki, and Yutaka Miyamoto, "Impact of pump-phase noise in PPLN-based optical parametric amplifier and wavelength converter for digital coherent transmission," *Optics Express*, vol. 32, no. 10, pp. 18268–18292, May (2024). DOI: 10.1364/OE.521216
15. Shimpei Shimizu, Masanori Nakamura, Akira Kawai, Takushi Kazama, Masashi Abe, Koji Enbutsu, Takeshi Umeki, Takayuki Kobayashi, and Yutaka Miyamoto, "Optically enhanced pump-phase noise in mid-link optical parametric phase conjugation," *Optics Express*, vol. 32, no. 23, pp. 41350–41360, November (2024). DOI: 10.1364/OE.537392
16. Shimpei Shimizu, Akira Kawai, Kosuke Kimura, Masashi Abe, Takushi Kazama, Shunya Konno, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Masanori Nakamura, Megumi Hoshi, Fukutaro Hamaoka, Munehiko Nagatani, Hitoshi Wakita, Yuta Shiratori, Hiroshi Yamazaki, Hiroyuki Takahashi, Takeshi Umeki, Takayuki Kobayashi, and Yutaka Miyamoto, "18.6-THz long-haul transmission over G.654.E cutoff-shifted fiber across C+L+U+X-band within single-mode region," *Optics Express*, vol. 33, no. 20, pp. 43096–43106, October (2025). DOI: 10.1364/OE.574662
17. Shimpei Shimizu and Atsushi Okamoto, "Impact of EEPN in phase-sensitively pre-amplified fiber-optic transmission with digital idler generation and pre-CD compensation," *IEICE Communications Express*, vol. 14, no. 12, pp. 473–476, December (2025). DOI: 10.23919/comex.2025XBL0121
18. Shimpei Shimizu, Kosuke Kimura, Akira Kawai, Masashi Abe, Shunya Konno, Takushi Kazama, Masanori Nakamura, Fukutaro Hamaoka, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Munehiko Nagatani, Hitoshi Wakita, Yuta Shiratori, Hiroshi Yamazaki, Hiroyuki Takahashi, Takeshi Umeki, Takayuki Kobayashi, and Yutaka Miyamoto, "ISRS-Supported Ultra-Wideband Transmission in S, C, L, U, and Extremely Long Wavelength Bands With PPLN-Based OPA/EDFA Hybrid Repeater," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 44, no. 3, pp. 1139–1150, February (2026). DOI: 10.1109/JLT.2025.3609452

共著

1. Takayuki Kobayashi, Shimpei Shimizu, Masanori Nakamura, Takeshi Umeki, Takushi Kazama, Ryoichi Kasahara, Fukutaro Hamaoka, Munehiko Nagatani, Hiroshi Yamazaki, Hideyuki Nosaka, and Yutaka Miyamoto, “Wide-Band Inline-Amplified WDM Transmission Using PPLN-Based Optical Parametric Amplifier,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 39, no. 3, pp. 787–794, February (2021). DOI: 10.1109/JLT.2020.3039192
2. Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Shimpei Shimizu, Takahiro Kashiwazaki, Koji Enbutsu, Ryoichi Kasahara, Yutaka Miyamoto, and Kei Watanabe, “Over-30-dB Gain and 1-dB Noise Figure Phase-Sensitive Amplification Using Pump-Combiner-Integrated Fiber I/O PPLN Module,” *Optics Express*, vol. 29, no. 18, pp. 28824–28834, August (2021). DOI: 10.1364/OE.434601
3. Tomoyuki Kato, Hidenobu Muranaka, Yu Tanaka, Yuichi Akiyama, Takeshi Hoshida, Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Kei Watanabe, and Yutaka Miyamoto, “S-Band WDM Transmission Using PPLN-Based Wavelength Converters and 400-Gb/s C-Band Real-Time Transceivers,” *IEICE Transactions on Communications*, vol. E106-B, no. 11, pp. 1093–1101, November (2023). DOI: 10.1587/transcom.2022OBP0005
4. Haruka Minami, Kenta Hirose, Takafumi Fukatani, Masahiro Nakagawa, Takeshi Seki, Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Koji Enbutsu, Kei Watanabe, Takeshi Umeki, Takashi Miyamura, and Takeshi Kuwahara, “Low-Penalty Band-Switchable Multi-Band Optical Cross-Connect Using PPLN-Based Inter-Band Wavelength Converters,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 42, no. 4, pp. 1242–1249, February (2024). DOI: 10.1109/JLT.2023.3302475
5. Kosuke Kimura, Takayuki Kobayashi, Shimpei Shimizu, Masanori Nakamura, Takushi Kazama, Masashi Abe, Takeshi Umeki, Akira Kawai, Fukutaro Hamaoka, and Yutaka Miyamoto, “System Performance Estimation Accounting for Stimulated Raman Scattering in 14.1-THz Bandwidth S+C+L Inline-Amplified Transmission,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 42, no. 4, pp. 8616–8627, December (2024). DOI: 10.1109/JLT.2024.3434725
6. (Invited) Haruka Minami, Takafumi Fukatani, Masahiro Nakagawa, Takeshi Seki, Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Koji Enbutsu, Takeshi Umeki, Rie Hayashi, Takeshi Kuwahara, “Band-Switchable Multi-Band Optical Cross-Connect Using PPLN-Based All-Optical Inter-Band Wavelength Converters,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 43, no. 4, pp. 1725–1735, February (2025). DOI: 10.1109/JLT.2024.3522314
7. Megumi Hoshi, Kohki Shibahara, Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Masanori Nakamura, Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Takayoshi Mori, Yusuke Yamada, Kazuhide Nakajima, Yutaka Miyamoto, “Control of Intercore Crosstalk Accumulation Over the C+L Band With Spectral Inversion Technique Using PPLN-Based Optical Phase Conjugation,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 43, no. 9, pp. 4086–4097, May (2025). DOI: 10.1109/JLT.2024.3523270
8. Kosuke Kimura, Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Akira Kawai, Masanori Nakamura, Masashi Abe, Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Munehiko Nagatani, Hitoshi Wakita, Yuta Shiratori, Fukutaro Hamaoka, Hiroshi Yamazaki, Hiroyuki Takahashi, and Yutaka Miyamoto, “100-Tb/s-Class C+L+U-Band NZ-DSF Transmission With Closed-Form-GN-Model-Based Launch Power Optimization,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 43, no. 13, pp. 6313–6325, July (2025). DOI: 10.1109/JLT.2025.3539654
9. Masashi Abe, Shimpei Shimizu, Takushi Kazama, Shunya Konno, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Akira Kawai, Masanori Nakamura, Munehiko Nagatani, Hitoshi Wakita, Yuta Shiratori, Fukutaro Hamaoka, Hiroshi Yamazaki, Hiroyuki Takahashi, Takayuki Kobayashi, Yutaka Miyamoto, and Takeshi Umeki, “Periodically Poled Lithium-niobate-based Wavelength Converters for Waveband Extension to U-band and Beyond,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 43, no. 13, pp. 6335–6341, July (2025). DOI: 10.1109/JLT.2025.3563899

10. Kosuke Kimura, Shimpei Shimizu, Osamu Moriwaki, Daisuke Ogawa, Kenya Suzuki, Keita Yamaguchi, Yoshie Morimoto, Fukutaro Hamaoka, Akira Kawai, Masanori Nakamura, Munehiko Nagatani, Hitoshi Wakita, Yuta Shiratori, Hiroshi Yamazaki, Hiroyuki Takahashi, Takayuki Kobayashi, and Yutaka Miyamoto, “Long-Haul C+L-Band Transmission With Inline Repeater Employing Low-Loss Variable-Spectrum Equalizers,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 38, no. 6, pp. 410–413, March (2026). DOI: 10.1109/LPT.2025.3642317

B. 国際会議プロシーディング

筆頭著

1. Shimpei Shimizu, Atsushi Okamoto, Fumiya Mizukawa, Taketoshi Takahata, Shusaku Noda, Naoya Wada, Kazuhisa Ogawa, and Akihisa Tomita, “Effective Mode Demultiplexing Technique Using Angularly Multiplexed Volume Holograms with a Phase Plate,” *26th International Symposium on Optical Memory (ISOM'16)*, paper Tu-I-03, Kyoto, Japan, October (2016).
2. Shimpei Shimizu, Atsushi Okamoto, Fumiya Mizukawa, Kazuhisa Ogawa, Akihisa Tomita, Taketoshi Takahata, Satoshi Shinada, and Naoya Wada, “Experiment on spatial mode demultiplexer based on angularly multiplexed volume hologram at 850 nm wavelength with dual-wavelength method,” *7th EOS Topical Meeting on Optical Microsystems (OuS'17)*, paper 22, Anacapri, Italy, September (2017).
3. Shimpei Shimizu, Atsushi Okamoto, Fumiya Mizukawa, Kazuhisa Ogawa, Akihisa Tomita, Taketoshi Takahata, Satoshi Shinada, and Naoya Wada, “Experiment on Spatial Mode Demultiplexing Technique Using Cascaded Volume Hologram,” *27th International Symposium on Imaging, Sensing, and Optical Memory (ISOM'17)*, paper Tu-J-25, Matsue, Japan, October (2017).
4. Shimpei Shimizu, Atsushi Okamoto, Fumiya Mizukawa, Kazuhisa Ogawa, Akihisa Tomita, Taketoshi Takahata, Satoshi Shinada, and Naoya Wada, “Fundamental Demonstration of Mode-Group Demultiplexing Technique Based on Volume Holographic Demultiplexer,” *22nd Microoptics Conference (MOC'17)*, paper P-62, Tokyo, Japan, November (2017).
5. Shimpei Shimizu, Atsushi Okamoto, Fumiya Mizukawa, Kazuhisa Ogawa, Akihisa Tomita, Taketoshi Takahata, Satoshi Shinada, and Naoya Wada, “Optimization of Volume Holographic Spatial Mode Demultiplexer with a Phase Plate Using Simulated Annealing,” *11th International Workshop on Holography and Related Technologies (IWH'17)*, paper 23a3, Numazu, Japan, November (2017).
6. Shimpei Shimizu, Takushi Kazama, Takayuki Kobayashi, Takeshi Umeki, Koji Enbutsu, Ryoichi Kasahara, and Yutaka Miyamoto, “Gain Ripple and Passband Narrowing due to Residual Chromatic Dispersion in Non-Degenerate Phase-Sensitive Amplifiers,” *43rd Optical Fiber Communication Conference (OFC'20)*, paper M1I.3, San Diego, USA, March (2020).
7. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Masanori Nakamura, Koji Enbutsu, Ryoichi Kasahara, and Yutaka Miyamoto, “8-Tbps (20×400 Gbps) Unrepeated Transmission over 80 km with 2-THz PPLN-Based Phase-Sensitive Amplification Using Precise Chromatic Dispersion Pre-Compensation,” *47th European Conference on Optical Communications (ECOC'21)*, paper Tu4C1.4, Bordeaux, France, September (2021).
8. Shimpei Shimizu, Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Takayuki Kobayashi, Koji Enbutsu, Kei Watanabe, and Yutaka Miyamoto, “Generation of Carrier-Synchronized PDM Signal-Idler Pair for Polarization-Independent Phase-Sensitive Amplification,” *27th Opto-Electronics and Communications Conference (OECC'22)*, paper WA3-3, Toyama, Japan, July (2022).

9. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Masanori Nakamura, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Fukutaro Hamaoka, Munehiko Nagatani, Hiroshi Yamazaki, Kei Watanabe, and Yutaka Miyamoto, “8.375-THz Optical Amplification for Wideband WDM Transmission by Optical Parametric Amplifier Using Cascaded PPLN Modules with Complementary Gain Profiles,” *48th European Conference on Optical Communications (ECOC'22)*, paper We4D.1, Basel, Switzerland, September (2022).
10. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Akira Kawai, Takushi Kazama, Masanori Nakamura, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Masashi Abe, Takeshi Umeki, Yutaka Miyamoto, Tomoyuki Kato, Yu Tanaka, and Takeshi Hoshida, “38.4-Tbps Inline-amplified Transmission Using PPLN-based Optical Parametric Amplifier over 6 THz within L- and U-bands,” *46th Optical Fiber Communication Conference (OFC'23)*, paper Th3F.3, San Diego, USA, March (2023).
11. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Masanori Nakamura, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Masashi Abe, Takeshi Umeki, and Yutaka Miyamoto, “C+L-band Transmission Using Hybrid Lumped Repeater with High-Gain PPLN-Based Optical Phase Conjugators and EDFAs,” *49th European Conference on Optical Communications (ECOC'23)*, paper M.A.5.4, Glasgow, Scotland, October (2023).
12. Shimpei Shimizu, Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Koji Enbutsu, Masanori Nakamura, Masashi Abe, Takayuki Kobayashi, and Yutaka Miyamoto, “PPLN-Based Polarization-Diverse Phase-Sensitive Amplification of 96-Gbaud PDM-PCS-64QAM Signal with Carrier-Phase-Locked Phase-Conjugated Twin Waves,” *47th Optical Fiber Communication Conference (OFC'24)*, paper Th1F.3, San Diego, USA, March (2024).
13. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Masashi Abe, Takushi Kazama, Akira Kawai, Kosuke Kimura, Masanori Nakamura, Fukutaro Hamaoka, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Munehiko Nagatani, Hitoshi Wakita, Yuta Shiratori, Hiroshi Yamazaki, Hiroyuki Takahashi, Takeshi Umeki, and Yutaka Miyamoto, “133-Tbps 1040-km (13×80 km) Lumped-Amplified Transmission Over 22 THz in S-to-U-Band Using Hybrid Multiband Repeater with PPLN-Based Optical Parametric Amplifiers and EDFAs,” *50th European Conference on Optical Communications (ECOC'24)*, paper Th3B.2 (post-deadline paper), Frankfurt, Germany, September (2024).
14. Shimpei Shimizu, Kosuke Kimura, Akira Kawai, Masashi Abe, Shunya Konno, Takushi Kazama, Masanori Nakamura, Fukutaro Hamaoka, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Munehiko Nagatani, Hitoshi Wakita, Yuta Shiratori, Hiroshi Yamazaki, Hiroyuki Takahashi, Takeshi Umeki, Takayuki Kobayashi, and Yutaka Miyamoto, “27-THz ISRS-Supported Transmission Over 1040 km in S+C+L+U and Extreme Longer-Wavelength Band,” *48th Optical Fiber Communication Conference (OFC'25)*, paper Th4A.2 (post-deadline paper), San Francisco, USA, March/April (2025).
15. Shimpei Shimizu, Takushi Kazama, Akira Kawai, Katsuaki Higashimori, Masanori Nakamura, Masashi Abe, Koji Enbutsu, Kazumitsu Sakamoto, Yosuke Fujino, Takeshi Umeki, Takayuki Kobayashi, and Yutaka Miyamoto, “Crosstalk Reduction in Bidirectional Transceiver Using Phase-Sensitive Parametric Amplifier,” *49th Optical Fiber Communication Conference (OFC'26)*, paper W3F.3, Los Angeles, USA, March (2026).

共著

1. Fumiya Mizukawa, Atsushi Okamoto, Yuta Goto, Shimpei Shimizu, Satoshi Honma, Kazuhisa Ogawa, and Akihisa Tomita, “Spatial Mode Separation and Interconversion Using Volume Hologram,” *26th International Symposium on Optical Memory (ISOM'16)*, paper Tu-I-04, Kyoto, Japan, October (2016).
2. Fumiya Mizukawa, Atsushi Okamoto, Yuta Goto, Shimpei Shimizu, Kazuhisa Ogawa, and Akihisa Tomita, “Experiment on spatial mode separation and conversion technique using volume hologram,” *7th EOS Topical Meeting on Optical Microsystems (OuS'17)*, paper 35, Anacapri, Italy, September (2017).

3. Fumiya Mizukawa, Atsushi Okamoto, Yuta Goto, Shimpei Shimizu, Kazuhisa Ogawa, and Akihisa Tomita, "Spatial Mode Separation and Conversion Technique Using Volume Hologram with a Random Optical Diffuser," *27th International Symposium on Imaging, Sensing, and Optical Memory (ISOM'17)*, paper Tu-J-35, Matsue, Japan, October (2017).
4. Fumiya Mizukawa, Atsushi Okamoto, Yuta Goto, Shimpei Shimizu, Kazuhisa Ogawa, and Akihisa Tomita, "Improvement of Conversion Accuracy in Volume Holographic Mode-Demultiplexing Converter Using Shaped Beams," *11th International Workshop on Holography and Related Technologies 2017 (IWH'17)*, paper P2, Numazu, Japan, November (2017).
5. Zihan Zhou, Atsushi Okamoto, Shimpei Shimizu, Kazuhisa Ogawa, Akihisa Tomita, Yuta Wakayama, and Takehiro Tsuritani, "Selective mode attenuator using phase-intensity-phase modulation toward mode division multiplexing transmission," *Photonics West 2018*, paper 10561-15, San Francisco, USA, January (2018).
6. Satoshi Shinada, Shimpei Shimizu, Taijun Shiba, Taketoshi Takahata, Atsushi Okamoto, and Naoya Wada, "Spatial-Mode Demultiplexer Using 1550-nm-Band Angularly Multiplexed Volume Holograms," *44th European Conference on Optical Communications (ECOC'18)*, paper Mo3G.4, Rome, Italy, September (2018).
7. Takayuki Kobayashi, Shimpei Shimizu, Masanori Nakamura, Takeshi Umeki, Takushi Kazama, Ryoichi Kasahara, Fukutaro Hamaoka, Munehiko Nagatani, Hiroshi Yamazaki, Takayuki Mizuno, Hideyuki Nosaka, and Yutaka Miyamoto, "Wideband Inline-amplified WDM Transmission Using PPLN-based OPA with Over-10-THz Bandwidth," *43rd Optical Fiber Communication Conference (OFC'20)*, paper Th4C.7 (post-deadline paper), San Diego, USA, March (2020).
8. Takayuki Kobayashi, Shimpei Shimizu, Masanori Nakamura, Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Ryoichi Kasahara, Fukutaro Hamaoka, and Yutaka Miyamoto, "13.4-Tb/s WDM Transmission over 1,280 km Repeated only with PPLN-based Optical Parametric Inline Amplifier," *47th European Conference on Optical Communications (ECOC'21)*, paper Tu4C1.3, Bordeaux, France, September (2021).
9. Takayuki Kobayashi, Shimpei Shimizu, Masanori Nakamura, Takeshi Umeki, Takushi Kazama, Junji Yoshida, Shigehiro Takasaka, Yasuto Tatamida, Hiroto Kawakami, Fukutaro Hamaoka, Munehiko Nagatani, Hiroshi Yamazaki, Kei Watanabe, Takashi Saida, and Yutaka Miyamoto, "50-Tb/s (1 Tb/s $\times$ 50 ch) WDM Transmission on Two 6.25-THz Bands Using Hybrid Inline Repeater of PPLN-based OPAs and Incoherent-forward-pumped DRA," *45th Optical Fiber Communication Conference (OFC'22)*, paper Th4A.8 (post-deadline paper), San Diego, USA, March (2022).
10. Megumi Hoshi, Kohki Shibahara, Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takeshi Umeki, Takushi Kazama, Kei Watanabe, Takayoshi Mori, Yusuke Yamada, Kazuhide Nakajima, Yutaka Miyamoto, "Mitigation of Intercore Crosstalk Impact with PPLN-based Optical Spectrum Inversion," *27th Opto-Electronics and Communications Conference (OECC'22)*, paper TuB2-3, Toyama, Japan, July (2022).
11. Tomoyuki Kato, Hidenobu Muranaka, Yu Tanaka, Yuichi Akiyama, Takeshi Hoshida, Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Kei Watanabe, and Yutaka Miyamoto, "WDM transmission in S-band using PPLN-based wavelength converters and 400-Gb/s C-band real-time transceivers," *27th Opto-Electronics and Communications Conference (OECC'22)*, paper WA3-4, Toyama, Japan, July (2022).
12. Tomoyuki Kato, Hidenobu Muranaka, Yu Tanaka, Yuichi Akiyama, Takeshi Hoshida, Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Kei Watanabe, and Yutaka Miyamoto, "S+C+L-Band WDM Transmission Using 400-Gb/s Real-Time Transceivers Extended by PPLN-Based Wavelength Converter," *48th European Conference on Optical Communications (ECOC'22)*, paper We4D.4, Basel, Switzerland, September (2022).
13. Takeshi Umeki, Takushi Kazama, Shimpei Shimizu, Takahiro Kashiwazaki, Koji Enbutsu, Takayuki Kobayashi, Yutaka Miyamoto, and Kei Watanabe, "Tunable Wavelength Conversion of

- PDM-PS-64QAM Signals with Arbitrary Input and Output Wavelengths using PPLN-based Polarization-diversity Dual-stage SFG-DFG Process,” *48th European Conference on Optical Communications (ECOC'22)*, paper Th2F.2, Basel, Switzerland, September (2022).
14. Akira Kawai, Shimpei Shimizu, Kohki Shibahara, Takayuki Kobayashi, and Yutaka Miyamoto, “Remote Digital Holographic Characterization of a 75.2 km Few-Mode Fiber without Reference Wave Transfer,” *46th Optical Fiber Communication Conference (OFC'23)*, paper M4B.4, San Diego, USA, March (2023).
 15. Haruka Minami, Kenta Hirose, Takafumi Fukatani, Masahiro Nakagawa, Takeshi Seki, Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Koji Enbutsu, Kei Watanabe, Takeshi Umeki, Takashi Miyamura, and Takeshi Kuwahara, “Experimental Demonstration of Cascadable PPLN-Based Inter-Band Wavelength Converters for Band-Switchable Multi-Band Optical Cross-Connect,” *46th Optical Fiber Communication Conference (OFC'23)*, paper M4G.1, San Diego, USA, March (2023).
 16. Takayuki Kobayashi, Shimpei Shimizu, Masanori Nakamura, Takushi Kazama, Masashi Abe, Takeshi Umeki, Akira Kawai, Fukutaro Hamaoka, Munehiko Nagatani, Hiroshi Yamazaki, and Yutaka Miyamoto, “103-ch. 132-Gbaud PS-QAM Signal Inline-Amplified Transmission With 14.1-THz Bandwidth Lumped PPLN-Based OPAs Over 400-km G.652.D SMF,” *46th Optical Fiber Communication Conference (OFC'23)*, paper Th4B.6 (post-deadline paper), San Diego, USA, March (2023).
 17. Kosuke Kimura, Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Koji Enbutsu, Takeshi Umeki, and Yutaka Miyamoto, “Accurate Estimation of Inter-channel Stimulated Raman Scattering in C+L+U Ultra-wideband WDM Systems beyond Raman Shift Frequency,” *28th Opto-Electronics and Communications Conference (OECC'23)*, Shanghai, China, July (2023).
 18. Megumi Hoshi, Kohki Shibahara, Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Masanori Nakamura, Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Takayoshi Mori, Yusuke Yamada, Kazuhide Nakajima, and Yutaka Miyamoto, “Mitigation of Intercore Crosstalk Impact over Multi-band MCF Transmission using Bandwidth-partitioned Spectral Inversion,” *49th European Conference on Optical Communications (ECOC'23)*, paper Tu.B.2.4, Glasgow, Scotland, October (2023).
 19. Kosuke Kimura, Takayuki Kobayashi, Shimpei Shimizu, Masanori Nakamura, Takushi Kazama, Masashi Abe, Takeshi Umeki, Akira Kawai, Fukutaro Hamaoka, and Yutaka Miyamoto, “GN-model-based SNR estimation in 15.2-THz bandwidth inline-amplified transmission with 80-km fibre spans,” *49th European Conference on Optical Communications (ECOC'23)*, paper We.C.2.3, Glasgow, Scotland, October (2023).
 20. Masashi Abe, Takushi Kazama, Shimpei Shimizu, Shunya Konno, Takayuki Kobayashi, Yutaka Miyamoto, Tomoyuki Kato, Yu Tanaka, Takeshi Hoshida, and Takeshi Umeki, “Expansion of Transmission Bandwidth Over 16 THz in S+C+L+U Bands by Combining C-band Transceiver with PPLN-Based Wavelength Converters,” *Frontiers in Optics + Laser Science 2023 (FiO+LS'23)*, paper FM5D.2, Tacoma, USA, October (2023).
 21. Hidenobu Muranaka, Tomoyuki Kato, Tomohiro Yamauchi, Hiroyuki Irie, Hiroki Ooi, Yu Tanaka, Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Masashi Abe, Takeshi Umeki, Yutaka Miyamoto, and Takeshi Hoshida, “Modeling and Experimental Verification in S+C+L+U Quadrable-Band WDM Transmission System using C+L-Band Transceivers and Wavelength Converters,” *47th Optical Fiber Communication Conference (OFC'24)*, paper M1F.1, San Diego, USA, March (2024).
 22. Kosuke Kimura, Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Masanori Nakamura, and Yutaka Miyamoto, “Accurate SNR Estimation in C+L-band 10-THz Hybrid Raman-EDFA Amplified Transmission Using Two-Stage Power Profile Calculation Accounting for Pump Depletion,” *47th Optical Fiber Communication Conference (OFC'24)*, paper M1F.5, San Diego, USA, March (2024).

23. Takayuki Kobayashi, Shimpei Shimizu, Akira Kawai, Masanori Nakamura, Masashi Abe, Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Munehiko Nagatani, Kosuke Kimura, Hitoshi Wakita, Yuta Shiratori, Fukutaro Hamaoka, Hiroshi Yamazaki, Hiroyuki Takahashi, and Yutaka Miyamoto, “C+L+U-Band 14.85-THz WDM Transmission Over 80-km-Span G.654.E Fiber with Hybrid PPLN-OPA/EDFA U-Band Lumped Repeater Using 144-Gbaud PCS-QAM Signals,” *47th Optical Fiber Communication Conference (OFC'24)*, paper Th4A.1 (post-deadline paper), San Diego, USA, March (2024).
24. Kosuke Kimura, Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Akira Kawai, Masanori Nakamura, Masashi Abe, Takushi Kazama, Takeshi Umeki, Munehiko Nagatani, Hitoshi Wakita, Yuta Shiratori, Fukutaro Hamaoka, Hiroshi Yamazaki, Hiroyuki Takahashi, and Yutaka Miyamoto, “101-Tb/s C+L+U-Band Transmission Over 5×80-km NZ-DSF with Closed-Form-GN-Model-Based Launch Power Optimisation,” *50th European Conference on Optical Communications (ECOC'24)*, paper M3B.4, Frankfurt, Germany, September (2024).
25. Masashi Abe, Shimpei Shimizu, Takushi Kazama, Shunya Konno, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Akira Kawai, Masanori Nakamura, Munehiko Nagatani, Hitoshi Wakita, Yuta Shiratori, Fukutaro Hamaoka, Hiroshi Yamazaki, Hiroyuki Takahashi, Takayuki Kobayashi, Yutaka Miyamoto, and Takeshi Umeki, “PPLN-based Wavelength Converters for Waveband Extension to U-band and Beyond,” *50th European Conference on Optical Communications (ECOC'24)*, paper W1G.3, Frankfurt, Germany, September (2024).
26. Shunya Konno, Shimpei Shimizu, Masashi Abe, Takushi Kazama, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Masanori Nakamura, Takayuki Kobayashi, Yutaka Miyamoto, and Takeshi Umeki, “9-THz Wideband PPLN-Based Wavelength Converter for Simultaneous Conversion of C+L-Band WDM Signal to Full S-Band,” *48th Optical Fiber Communication Conference (OFC'25)*, paper W1I.2, San Francisco, USA, March/April (2025).
27. Kosuke Kimura, Shimpei Shimizu, Megumi Hoshi, Akira Kawai, Masanori Nakamura, Fukutaro Hamaoka, Takayuki Kobayashi, and Yutaka Miyamoto, “Inter-Core Crosstalk Estimation in Uni- and Bi-Directional Multiband WDM Transmissions,” *51th European Conference on Optical Communications (ECOC'25)*, paper M.02.05, Copenhagen, Denmark, September/October (2025).
28. Fukutaro Hamaoka, Hiroto Kawakami, Kosuke Kimura, Masanori Nakamura, Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Yutaka Miyamoto, and Etsushi Yamazaki, “Long-Haul 2000-km Single-Mode Fibre Transmission with Net Bitrate of 105.6 Tb/s in S+C+L Band Using Low-Noise Forward-Pumped Distributed Raman Amplification,” *51th European Conference on Optical Communications (ECOC'25)*, paper Tu.03.05, Copenhagen, Denmark, September/October (2025).
29. Akira Kawai, Shimpei Shimizu, Katsuaki Higashimori, Kohki Shibahara, Megumi Hoshi, Masanori Nakamura, Kazumitsu Sakamoto, Yosuke Fujino, Takayuki Kobayashi, and Yutaka Miyamoto, “Over-3-Tb/s/λ Free-Space MIMO Transmission Under Diffraction With Geometric Mode-Division Multiplexing,” *49th Optical Fiber Communication Conference (OFC'26)*, paper M1H.1, Los Angeles, USA, March (2026).
30. Kosuke Kimura, Shimpei Shimizu, Megumi Hoshi, Kohki Shibahara, Akira Kawai, Masanori Nakamura, Fukutaro Hamaoka, Takayuki Kobayashi, and Yutaka Miyamoto, “Numerical and Experimental Investigation of Multiband WDM Transmission Employing Backward Raman Pumping Over Hybrid SMF-MCF Links,” *49th Optical Fiber Communication Conference (OFC'26)*, paper M1C.5, Los Angeles, USA, March (2026).
31. Fukutaro Hamaoka, Masanori Nakamura, Kosuke Kimura, Hiroto Kawakami, Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Yutaka Miyamoto, and Etsushi Yamazaki, “High-Symbol-Rate 192-GBaud Signal Transmission in S+C+L Band Over 2000 km With Net Bitrate of 102.8 Tb/s,” *49th Optical Fiber Communication Conference (OFC'26)*, paper W1C.2, Los Angeles, USA, March (2026).

C. 国内講演

1. 清水 新平, 岡本 淳, 水川 郁弥, 富田 章久, 高島 武敏, 野田 周作, 和田 尚也, “体積ホログラムによるモードデマルチプレクサにおける固有モード展開法を用いた分離特性の評価,” 2016年 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-54, 札幌, 2016年9月.
2. 清水 新平, 岡本 淳, 水川 郁弥, 富田 章久, 高島 武敏, 品田 聡, 和田 尚也, “体積ホログラムによる空間モード分離器の性能向上に関する検討,” 第30回光通信システムシンポジウム, P-23, 三島, 2016年12月.
3. 清水 新平, 岡本 淳, 水川 郁弥, 小川 和久, 富田 章久, 高島 武敏, 品田 聡, 和田 尚也, “光通信波長帯での体積ホログラムを用いた空間モード分離に向けた異波長記録再生実験,” 映像情報メディア学会マルチメディアストレージ研究会, 32, 札幌, 2017年2月.
4. 清水 新平, 岡本 淳, 水川 郁弥, 小川 和久, 富田 章久, 高島 武敏, 品田 聡, 和田 尚也, “体積ホログラムを用いた空間モード分離器の波長850 nmにおける分離特性の評価,” 電子情報通信学会光通信システム研究会, 17, 札幌, 2017年8月.
5. 清水 新平, 岡本 淳, 水川 郁弥, 小川 和久, 富田 章久, 高島 武敏, 品田 聡, 和田 尚也, “体積ホログラムを用いた空間モード分離器のWDM-MDM伝送システムへの応用に関する検討,” 平成29年度 電気・情報関係学会北海道支部連合大会, 163, 函館, 2017年10月.
6. 清水 新平, 岡本 淳, 水川 郁弥, 小川 和久, 富田 章久, 高島 武敏, 品田 聡, 和田 尚也, “体積ホログラムを用いた空間モード分離器の波長1550 nmにおける3モード分離実験,” 第31回光通信システムシンポジウム, P-3, 三島, 2017年12月.
7. 清水 新平, 風間 拓志, 小林 孝行, 梅木 毅伺, 圓佛 晃次, 笠原 亮一, 宮本 裕, “残留波長分散下における非縮退位相感應増幅器のゲインスペクトルとその測定法,” 2020年 電子情報通信学会総合大会, B-10-10, 広島, 2020年3月.
8. 清水 新平, 風間 拓志, 小林 孝行, 梅木 毅伺, 圓佛 晃次, 笠原 亮一, 宮本 裕, “両側波帯変調を用いた高次QAM信号の位相感應増幅実験,” 2021年 電子情報通信学会総合大会, B-10-26, オンライン, 2021年3月.
9. 清水 新平, 風間 拓志, 小林 孝行, 梅木 毅伺, 圓佛 晃次, 笠原 亮一, 宮本 裕, “非縮退位相感應増幅器を用いた10 Gbaud 64QAM信号の200 km SMF無中継伝送,” 2021年 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-21, オンライン, 2021年9月.
10. 清水 新平, 小林 孝行, 風間 拓志, 梅木 毅伺, 中村 政則, 圓佛 晃次, 笠原 亮一, 宮本 裕, “PPLN導波路による位相感應増幅器を用いた2 THz WDM信号の80 km無中継伝送実験,” 2022年 電子情報通信学会総合大会, B-10-30, オンライン, 2022年3月.
11. 清水 新平, 小林 孝行, 風間 拓志, 梅木 毅伺, 中村 政則, 圓佛 晃次, 柏崎 貴大, 渡邊 啓, 宮本 裕, “PPLN導波路を用いた光パラメトリック増幅器の増幅帯域拡張に関する一検討,” 2022年 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-28, オンライン, 2022年9月.
12. 清水 新平, 小林 孝行, 風間 拓志, 中村 政則, 川合 暁, 圓佛 晃次, 梅木 毅伺, 宮本 裕, “光パラメトリック増幅の利得飽和領域における非線形振幅歪み,” 2023年 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-10-29, 名古屋, 2023年9月.
13. 清水 新平, 川合 暁, 中村 政則, 風間 拓志, 阿部 真志, 圓佛 晃次, 梅木 毅伺, 小林 孝行, 宮本 裕, “長距離光ファイバ伝送システムにおける光パラメトリック信号処理のポンプ光位相雑音の影響,” 電子情報通信学会光通信システム研究会, 11, 熊本, 2025年10月.
14. 清水 新平, 岡本 淳, “両側波帯変調を用いた位相感應増幅伝送システムにおけるEEPNの影響,” 令和7年度 電気・情報関係学会北海道支部連合大会, 81, 室蘭, 2025年11月.

D. 招待講演

1. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takeshi Umeki, Takushi Kazama, Koji Enbutsu, Ryoichi Kasahara, and Yutaka Miyamoto, “Fiber-Nonlinearity Mitigation Using Optical Phase Conjugation in Lumped-Amplified WDM Transmission over NZ-DSF Link,” *4th International Conference on Emerging Technologies for Communications (ICETC'23)*, IS3-3, Sapporo, Japan, November (2023).
2. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Takushi Kazama, Masashi Abe, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Masanori Nakamura, Akira Kawai, Fukutaro Hamaoka, Takeshi Umeki, and Yutaka Miyamoto, “Optical Parametric Amplification Technology with PPLN Waveguide for WDM Bandwidth Extension,” *16th Pacific Rim Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO-PR'24)*, paper Mo4K-1, Incheon, South Korea, August (2024).
3. Shimpei Shimizu, Takayuki Kobayashi, Kosuke Kimura, Masashi Abe, Shunya Konno, Takushi Kazama, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Akira Kawai, Masanori Nakamura, Fukutaro Hamaoka, Takeshi Umeki, and Yutaka Miyamoto, “Ultra-Wideband WDM Transmission Using PPLN-Based Optical Parametric Amplifier and Wavelength Converter,” *30th Opto-Electronics and Communications Conference (OECC'25)*, paper TuB2-1, Sapporo, Japan, June/July (2025).
4. Shimpei Shimizu, Kosuke Kimura, Akira Kawai, Masashi Abe, Shunya Konno, Takushi Kazama, Koji Enbutsu, Takahiro Kashiwazaki, Megumi Hoshi, Masanori Nakamura, Fukutaro Hamaoka, Takeshi Umeki, Takayuki Kobayashi, and Yutaka Miyamoto, “Multiband Transmission Supported by Wavelength Conversion and Parametric Amplification,” *49th Optical Fiber Communication Conference (OFC'26)*, paper M1C.1, Los Angeles, USA, March (2026).
5. 清水 新平, “PPLN導波路を用いた光パラメトリック増幅器による広帯域光伝送技術,” 2023年度光ネットワーク産業・技術研究会第2回公開討論会, 東京, 2023年7月.
6. 清水 新平, 小林 孝行, 風間 拓志, 阿部 真志, 圓佛 晃次, 中村 政則, 川合 暁, 濱岡 福太郎, 梅木 毅伺, 宮本 裕, “PPLN導波路を用いた光パラメトリック増幅による光伝送帯域拡張技術,” レーザー学会学術講演会第44回年次大会, G05-18a-V-03, 東京, 2024年1月.
7. 清水 新平, 風間 拓志, 梅木 毅伺, 圓佛 晃次, 阿部 真志, 中村 政則, 小林 孝行, 宮本 裕, “PPLN型非縮退位相感應増幅器のコヒーレント光伝送システムへの適用,” 電子情報通信学会光通信システム研究会, 18, 山口, 2024年10月.
8. 清水 新平, “PPLN型光パラメトリック増幅器を用いた超広帯域伝送システム,” 第37回光通信システムシンポジウム, 名古屋, 2024年12月.
9. 清水 新平, 木村 光佑, 川合 暁, 阿部 真志, 紺野 峻矢, 風間 拓志, 圓佛 晃次, 柏崎 貴大, 中村 政則, 濱岡 福太郎, 長谷 宗彦, 脇田 齊, 白鳥 悠太, 山崎 裕史, 高橋 宏行, 梅木 毅伺, 小林 孝行, 宮本 裕, “チャネル間誘導ラマン散乱を利用したS+C+L+U+X帯 27 THz WDM信号の1040 km増幅中継伝送,” 電子情報通信学会光通信システム研究会OFC報告会, 7, オンライン, 2025年6月.

E. 解説記事

1. 清水 新平, 小林 孝行, 風間 拓志, 梅木 毅伺, 中村 政則, 圓佛 晃次, 柏崎 貴大, 濱岡 福太郎, 長谷 宗彦, 山崎 裕史, 渡邊 啓, 宮本 裕, “2023年日本の光学研究: 光パラメトリック増幅器による広帯域増幅中継伝送技術,” 光学, 第53巻, 第6号, 2024年6月.

2. 清水 新平, 小林 孝行, 阿部 真志, 風間 拓志, 木村 光佑, 梅木 毅伺, 宮本 裕, “PPLN型光パラメトリック増幅器を用いたマルチバンド増幅中継伝送技術,” 電子情報通信学会誌, vol. 108, no. 6, pp. 538–543, 2025年6月.
3. 清水 新平, 木村 光佑, 川合 暁, 阿部 真志, 紺野 峻矢, 風間 拓志, “超長波長帯 (X帯)の新規開拓による超広帯域大容量光増幅中継伝送技術,” NTT技術ジャーナル, vol. 37, no. 12, pp. 14–18, 2025年12月.

F. 受賞

1. 11th International Workshop on Holography and Related Technologies (IWH'17) Best Student Award, “Optimization of Volume Holographic Spatial Mode Demultiplexer with a Phase Plate Using Simulated Annealing,” 2017年11月.
2. 2017年 光通信システム研究会 奨励賞, “体積ホログラムを用いた空間モード分離器の波長850 nmにおける分離特性の評価,” 2017年12月.
3. 2017 IEEE Sapporo Section Student Paper Contest Encouraging Prize, “体積ホログラムを用いた空間モード分離器のWDM-MDM伝送システムへの応用に関する検討,” 2018年2月.
4. 平成29年度 電子情報通信学会北海道支部 学生奨励賞, 2018年3月.
5. (共著) 27th Opto-Electronics and Communications Conference (OECC'22) Best Paper Award, “WDM transmission in S-band using PPLN-based wavelength converters and 400-Gb/s C-band real-time transceivers,” 2022年7月.
6. 令和4年度 電子情報通信学会 学術奨励賞, “PPLN導波路を用いた光パラメトリック増幅器の増幅帯域拡張に関する一検討,” 2023年3月.
7. 2022 IEICE Communications Society Best Paper Award, “Channel Arrangement Design in Lumped Amplified WDM Transmission over NZ-DSF Link with Nonlinearity Mitigation Using Optical Phase Conjugation,” 2023年9月.
8. 令和7年度 電気・情報関係学会北海道支部連合大会 若手優秀論文発表賞, “両側波帯変調を用いた位相感応増幅伝送システムにおけるEPPNの影響,” 2025年12月.

