超低遅延光通信ネットワークのための光集積型全光変調フォーマット変換に 関する研究

研究代表者 三科 健 大阪大学 大学院工学研究科 准教授

1 研究背景と目的

第五世代移動通信システム(5G)の登場により、その高速・大容量、かつ、低遅延なシステムの特長を生かした「遠隔医療」や「自動運転」などの新たなサービスの展開が期待されている。5Gでは1ミリ秒以下の遅延時間を目標としているが、これは無線区間のみの遅延時間であり、有線の光通信ネットワークを介して遠隔サーバー通信を行う際には数十ミリ秒の遅延時間が生じる場合があり、有線区間の遅延がボトルネックとなる。そのため、今後、データセンターなどの遠隔サーバー通信を利用した多様な低遅延サービスを提供するためには、光通信ネットワークのさらなる低遅延化が求められる。



図1.1 データセンターを接続する光通信ネットワーク

図 1.1 に示すデータセンター(Data Center: DC)間ネットワークのように、大容量かつ 100 km 程度の伝送 が求められる中距離ネットワークでは、QAM(Quadrature Amplitude Modulation)方式や QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 方式が主流になると考えられる[1]。一方、DC 内ネットワークのように、伝送距離が短 く送受信器数の多いネットワークでは、低コストな送受信機が利用可能 PAM4 (4-level Pulse Amplitude Modulation) 方式が主流になると考えられる[2]。このように、ネットワークの規模や構成により、適した変 調フォーマットは異なり、将来は提供するサービスやネットワークに応じて、異なる変調フォーマットを柔 軟に割り当てるフォトニックネットワークが構成されると考えられる。一方、光通信ネットワークの遅延要 因の一つに、異なるネットワーク間を結ぶエッジノードにおける電気信号処理が挙げられる。現在の光通信 ネットワークでは、エッジノードにおいて、光信号を一旦電気信号に変換し、電気信号の領域で信号処理を 行い、再び電気信号を光信号に変換(0/E/O 変換)する方法が一般的である。ネットワーク間で異なる変調 フォーマットが用いられる場合には、エッジノードにおいて電気信号領域で一旦復調を行い、ビット情報に 戻した上で、異なる変調フォーマットの光信号を再度生成する処理が必要となり、大規模な演算処理が必要 となる。電気信号処理には並列演算回路が用いられるが、現在の 100-Gbps、次世代の 400-Gbps の高速変調 信号の処理を行う際には遅延は避けられない。また、演算量が増えるにつれて消費電力が増大することも問 題となっている。そこで、0/E/0 変換を省略し、光のまま信号処理を行う超低遅延・省電力な次世代光ネッ トワークの実現が期待されている[3]。図1.1に示すように、異なる変調フォーマットを持つネットワークを 低遅延・省電力に接続するためには、全光変調フォーマット変換の技術が必要となる。

全光変調フォーマット変換に関する研究は既に幾つか行われており[4]、非線形光ループミラー (Nonlinear Optical Loop Mirror: NOLM)を用いた全光 OOK (On-Off Keying)/16QAM 変換[5]、 PAM4/16QAM 変換[6]、高非線形ファイバ (Highly Nonlinear Fiber: HNLF)を用いた全光 PAM4/QPSK 変換[7]、周期的分 極反転ニオブ酸リチウム素子を用いた QPSK/PAM4 変換[8]や 16QAM/PAM4 変換[9] などが報告されている。DC 間ネットワークに必要な PAM4/QPSK 変換[7]や PAM4/16QAM 変換は HNLF を用いた手法のみが提案されている が、HNLF はファイバ形状のデバイスであるため光集積化が困難であり、多機能デバイスとの一体集積化が難 しい。また、将来波長チャネル数や空間チャネル数が増えた時に、装置サイズやフットプリントの面で不利 となる。

光集積化可能な非線形媒質として、様々なデバイス材料の研究が行われているが、低消費電力の光信号処 理を実現するためには、高効率な非線形光学効果を利用する必要がある。高効率なデバイスとしてIII-V族化 合物半導体や周期分極反転光学素子があるが、製造プロセスが複雑で高コストとなることが課題である。近 年は CMOS 半導体プラットフォームを用いて大面積・低コストの光集積回路を製作するシリコンフォトニク スが有望視されており、Si 導波路やSiN 導波路が光通信用デバイスとして注目を浴びている [10]。Si 導波 路は高い非線形係数が得られることが期待できるが、通信波長帯では二光子吸収が発生するため、入力光電 力が制限される欠点がある。SiN 導波路は非線形係数が小さいため、非線形光学効果の効率が上がらず、共 振構造等などの特殊な構造なしには実用的な光信号処理の実現が難しい。近年、シリコン濃度を高くした Si リッチ SiN (SRN) 導波路の試作例が報告されている[11]-[13]。SRN を用いることで、従来の SiN よりも大き な非線形係数を得ることができ、かつ、Si よりも広い一定のバンドギャップを維持することにより通信波長 帯の二光子吸収を抑制できる。SRN は光通信デバイス向け新材料としての試作・特性評価の研究は盛んに行 われているが、光通信システムへの応用検討例は少なく、全光変調フォーマット変換に適用した研究例は未 だ報告されていなかった。

本研究では、低コスト、かつ、光集積化が可能な窒化シリコン(SiN)導波路を用いた全光 PAM4/QPSK、および、PAM4/16QAM 変調フォーマット変換技術の確立を目指す。まず、計算機シミュレーションにより、全光 変調フォーマット変換処理に適した SiN 導波路の設計を行う。そして、設計した SiN 導波路を用いて、実際 に高速な光信号の変調フォーマット変換動作が実現可能なことを示す。また、提案する変換方法の導波路依 存性や波長依存性などの変換特性を示し、適用可能な範囲について述べる。さらに、全光 PAM4/16QAM 変換に おいて、入力 PAM4 信号間のタイミングずれが大きい場合の復調方法として、多段接続適応等化器を用いる 方法を提案し、その実現可能性を示す。

2 全光変調フォーマット変換の動作原理

2-1 全光 PAM4/QPSK 変換

図 2.1(a) に提案する SRN 導波路を用いた全光 PAM4/QPSK 変換の概略を示す。本変換では、プローブ光 に波長 λ_0 の連続光 (Continuous Wave: CW) を、制御光に波長 λ_1 の PAM4 信号光を用いる。まず、プロー ブ光と制御光を合波し SRN 導波路に入射する。このとき、プローブ光は相互位相変調 (Cross Phase Modulation: XPM)により PAM4 信号の電力に応じた位相変調を受ける。プローブ光が制御光から受ける XPM に よる位相回転量 $\phi^{(J)}$ は以下の式で与えられる。

$$\phi^{(j)} = 2\gamma L_{\text{eff}} P^{(j)} \left(j = 0, \ 1, \ 2, \ 3 \right) \tag{1}$$

ここで、 γ および L_{eff} はそれぞれ SRN 導波路の非線形係数、実効長を表す。j は PAM4 信号における各情報 系列を表し、 $P^{(j)}$ は各情報系列に対応する PAM4 シンボルの電力レベルを表す。式(1) より、プローブ光の 位相変化量は導波路の非線形係数および実効長、PAM4 信号光電力レベルの積で表されることが分かる。した がって、XPM によるプローブ光の位相回転量が、PAM4 信号光の4 値の電力レベル P_0 、 P_1 、 P_2 、 P_3 に対応し て0、 $\pi/2$ 、 π 、 $3\pi/2$ となるように、導波路の非線形係数、実効長、信号光電力を調整し、SRN 導波路出力に おいてプローブ光成分のみを光バンドパスフィルタ(Optical Band Pass Filter: OBPF)で取り出すことに より、変換された QPSK 信号が得られる。



図 2.1 提案する変調フォーマット変換の概要(a) PAM4/QPSK 変換(b) PAM4/16QAM 変換

2-2 全光 PAM4/16QAM 変換

提案する全光 PAM4/16QAM 変換の概略を図 2.1(b)に示す。変調フォーマット変換器の基本的な構成は、2 つの SRN 導波路 (PAM4/QPSK 変換器)を並列に設置してマッハ・ツェンダー干渉計 (Mach-Zehnder Interferometer: MZI)を構成し、出力端において電力比 4:1 で合波する光結合器を備え付けた形となる。MZI のそれぞれのアームにおいて、前小節で提案した方法を用いて PAM4 信号を QPSK 信号に変換し、変換された 2 つの QPSK 信号を 4:1 の電力比で合波させることにより、16QAM 信号に変換する。

3 SRN 導波路の設計

3-1 導波路構成

本研究では、SRN のコアと二酸化シリコン (SiO₂)のクラッドからなる埋め込み型の方形光導波路を考える。SRN の組成比は Si₇N₃ とし、アモルファスシリコンと化学量論的 Si₃N₄ の比率が 19:21 の非晶質化合物と 仮定して Sellmeier 方程式により屈折率を算出した。具体的には、シリコンの屈折率を n_{Si} 、Si₃N₄の屈折率 $e n_{Si3N4}$ として、SRN の屈折率 n_{Si7N3} を

$$n_{\rm Si7N3} = 0.475 n_{\rm Si} + 0.525 n_{\rm Si7N3}$$

(2)

とした[14]、[15]。このとき、波長 1530 nm における SRN の屈折率は 2.70 となった。また、クラッドの屈 折率は 1.44 とした。

3-2 モード解析

フォーマット変換器に適した導波路サイズを設計するために、SRN 導波路のモード解析を行った。導波路のモード分布は、図 3-1 に示す点整合法を用いて解析した[16]、[17]。本解析法では、伝搬方向を z 軸方向、導波路断面を $r-\theta$ 平面として、各領域の点 (r,θ) における z 軸方向の電磁界成分を、次式のようにベッセル関数 $J_n(\cdot)$ または第2種変形ベッセル関数 $K_n(\cdot)$ の線形結合で表す。

$$E_{z, \text{ core}} = \sum_{n=0}^{\infty} a_n J_n(hr) \sin(n\theta + \phi_n) \exp(i(\beta z - \omega t))$$
(3)

$$H_{z, \text{ core}} = \sum_{n=0}^{\infty} b_n J_n(hr) \cos(n\theta + \psi_n) \exp(i(\beta z - \omega t))$$
(4)

$$E_{z, \text{ clad}} = \sum_{n=0}^{\infty} c_n K_n(pr) \sin(n\theta + \phi_n) \exp(i(\beta z - \omega t))$$
(5)

$$H_{z, \text{ clad}} = \sum_{n=0}^{\infty} d_n K_n(pr) \cos(n\theta + \psi_n) \exp(i(\beta z - \omega t))$$
(6)

ここで、 a_n 、 b_n 、 c_n 、 d_n は境界条件によって定まる展開係数、h、p は断面方向の伝搬定数、 ϕ_n 、 ψ_n は任意の位相角、 β は z 軸方向の伝搬定数を表す。そして、コアとクラッドの境界上に有限個の整合点(マッチング・ポイント)を取り、少なくともこれらの点において境界条件を満たすように電磁界の展開係数を決定することで、近似的に電磁界問題を解く。SRNのKerr線形屈折率 n_2 は 2.8×10^{-13} cm²/W [12] として、実効断面積 A_{eff} および非線形係数 γ を次式を用いて計算した [18]。

$$A_{\rm eff} = \frac{Z_0^2}{n_{\rm core}^2} \frac{\left| \iint_{\rm total} \operatorname{Re}\{E_x H_y - E_y H_x\} dx dy \right|^2}{\iint_{\rm core} (E_x^2 + E_y^2)^2 dx dy}$$
(7)

$$\gamma = \frac{\omega_0 n_2}{cA_{\rm eff}} \tag{8}$$

ここで、Z₀ は真空中の特性インピーダンス、n_{core} はコアの屈折率、c は光速を表す。SRN 導波路はコア とクラッドの比屈折率差が大きい強導波路であるため、実効断面積 A_{eff} を計算するために弱導波近似を用 いることができず、式(8)を用いる必要がある。



図3.1 点整合法の概要

図 3.2 に波長 1550 nm 、TE₀₀モードにおける群速度分散(Group Velocity Dispersion: GVD)パラメータ β_2 、3 次分散(Third-Order Dispersion: TOD)パラメータ β_3 、および非線形係数 γ の計算結果を示す。図 3.2 では、コア幅およびアスペクト比(Aspect Ratio: AR)を変更したときの結果について図示している。どのア スペクト比においても、コア幅を調整することにより 300 W⁻¹/m以上の高い非線形係数 γ が得られたが、非 線形係数がピークとなるコア幅では GVD パラメータ β_2 が 0 に近い結果となった。GVD パラメータ β_2 が 0 に近い場合、光パラメトリック増幅 (Optical Parametric Amplification: OPA) の影響により変換後の信号 の劣化が予想される。本研究では、OPA の影響を避けるために、2:1 の AR、および、0.6 μ m 以下のコア幅を 採用した。また、伝搬損失を4.5 dB/cm [12] とした。



4 変調フォーマット変換シミュレーション

4-1 PAM4/QPSK 変換の基本動作特性

まず、代表的な導波路パラメータを用いて全光 PAM4/QPSK 変換動作が可能なこと計算機シミュレーション により示す。変換器の SRN 導波路中の光パルスの振る舞いは、分散性、非線形性および損失を考慮した非線 形シュレディンガー方程式 (Nonlinear Schrödinger Equation: NLSE)をスプリット・ステップ・フーリエ 法を用いて解くことにより計算した。SRN 導波路中の電界の複素包絡線振幅 *E*(*z*, *t*) は次式の NLSE により 記述される[19]。

$$i\frac{\partial E}{\partial z} + \frac{i\alpha}{2}E - \frac{\beta_2}{2}\frac{\partial^2 E}{\partial z^2} - i\frac{\beta_3}{6}\frac{\partial^3 E}{\partial z^3} + \gamma E|E|^2 = 0$$
(9)

ここで、z、t、 α はそれぞれ伝搬距離、群速度で動く座長系で測った時間、損失係数である。

図 4.1 にシミュレーションモデルを示す。信号光として、26.6 Gbaud の変調速度にて変調した PAM4 信号 を用いた。PAM4 信号光の波長は 1560 nm とし、カットオフ周波数 $f_c = 32$ GHz の 4 次のベッセルフィルタで フィルタリング処理を施した。PAM4 信号光の電力レベルは、 XPM によるプローブ光の位相回転量が 0、 π /2、 π 、3 π /2 となるように、それぞれ 0 mW、319.1 mW、638.3 mW、957.6 mW に調整した。プローブ光は波 長 1530 nm の CW 光を用い、SRN 導波路への入射光電力は 1 mW (0 dBm) とした。プローブ光と信号光を 1:1 光カプラ (Optical Coupler : 0C) で合波し、SRN 導波路に入射した。表 4.1 に本節のシミュレーションに用 いた SRN 導波路のパラメータをまとめる。SRN 導波路中のそして、0BPF を用いて、SRN 導波路出力にてプロ ーブ光成分のみを抽出した。0BPF の通過帯域幅 $\Delta\lambda$ は変調レートの 4 倍の 0.83 nm とした。受信した光信号 に、PAM4 信号生成時と同様のベッセルフィルタを用いてフィルタリング処理を施し、変調速度の 4 倍のサ ンプリングレートにダウンサンプリング処理した後、QPSK 復調を行った。復調時のシンボル同期には、MATLAB 2019a Communication Toolbox の Symbol Synchronizer を用い、タイミング誤差の検出にはゼロクロッシン グ法を用いた。

図 4.2(a)および(b) に PAM4 信号光とプローブ光の入力時間波形および出力時間波形を示す。SRN 導波路 の損失があるものの、PAM4 信号のパターンに関わらず、SRN 導波路伝搬後のプローブ光の電力は 0.35 mW 付 近に保たれていることが確認できる。図 4.2(c) に SRN 導波路入出力でのプローブ光の位相を示す。XPM に よって信号光電力に応じた位相回転が生じ、その位相回転量は、ビットパターンが"00"の場合に 0、"01" の場合にπ/2、"11"の場合にπ、"10"の場合に3π/2 となっていることが確認できる。また、図 4.2(d) に示す復調後のコンステレーションダイアグラムから復調後に QPSK 信号の信号点配置が得られていること が確認できる。4096 シンボルのランダムビット系列を用いて変調した PAM4 信号を入力した場合、変換後の QPSK 信号の EVM は 6.6%であった。以上の結果より、SRN 導波路中での XPM を用いた全光 PAM4/QPSK 変換が実 現可能であることを示した。



図4.1 シミュレーションモデル1

表 4.1 SRN 導波路のパラメータ 1		
パラメータ	数値	
アスペクト比	2:1	
コア幅 [μm]	0.45	
長さ [cm]	1	
非線形係数 [W ⁻¹ /m]	395	
群速度分散 [ps²/m]	6.7	
3 次分散 [ps ³ /m]	-0. 023	



4-2 導波路依存性

式(1)より、XPM によって所望の位相回転を得るために必要な信号光電力は光導波路の非線形係数 γ と実 効導波路長により決まる。図 4.3(a)に、プローブ光の位相を $\pi/2$ シフトさせるために必要な信号光電力の 理論値を示す。図 4.3(a) では、 γ を 400 W⁻¹/m とし、導波路長を変化させている。図 4.3(b) では、導波 路長を2 cm とし、 γ を変化させた。また、損失は 4.5 dB/cm とした。図 4.3 より、 γ および導波路長が大 きいとき、必要な信号光の電力が小さくなることが分かる。また、損失の影響により、一定の導波路長があ れば、必要な光電力は大きく変化しない。



図 4.3 位相シフトに必要な信号光電力:(a) 導波路長依存性、(b) 非線形係数依存性

全光 PAM4/QPSK 変換に適した SRN 導波路のサイズを考えるため、γ を 400 W-1/m で固定し、β, を変化さ せながら変換後の QPSK 信号の信号品質を観測した。変復調の条件は 4.1 節と同じパラメータを用いた。図 4.4 に変換後の QPSK 信号の EVM を示す。図4.4 では、1540、1550、1560 nm の3 通りの PAM4 信号光の波長に 対する結果を示している。どの信号光波長においても、β₂が小さいときに EVM が悪化する傾向が見られた。 これは β2 が小さい場合、OPA が生じるためである。2 つ以上の異なる波長の光を SRN 導波路中に入射する と、XPM に加えて四光波混合(Four-Wave Mixing: FWM)が生じる。FWM は位相整合条件によって非縮退四光波 混合と縮退四光波混合に分けられるが、 縮退四光波混合では、 比較的に容易に位相整合条件が満たされる. 縮退四光波混合において、信号光の電力が十分に大きい場合、 プローブ光に対して増幅効果をおよぼす。β。 が小さい場合、位相整合条件が満たされ FWM が生じるため、OPA により QPSK 信号の振幅が変動し、EVM が悪 化する。一方、図 4.4 において、β₂ が大きい場合に、ウォークオフの影響により EVM が悪化する傾向が見ら れた。群速度分散により、プローブ光と PAM4 信号光の伝搬速度が異なる。プローブ光と PAM4 信号の相対的 な時間が、SRN 導波路の入出力で大きくずれた場合に、符号間干渉を引き起こし EVM が悪化する。信号光の 波長 1540 nm の場合、 $meta_2$ が 13.8 ps2/m から 130 ps 2 /m 程度の範囲で、信号光の波長 1550 nm の場合、 $meta_2$ が 3.5 ps²/m から 66 ps²/m 程度の範囲で、信号光の波長 1560 nm の場合、β₂ が 1.6 ps²/m から 47 ps²/m 程度 の範囲で EVM が 10%以下となった。提案するフォーマット変換を実現するためには、β2 および動作波長を適 切に設定する必要がある。例えば、信号光の波長が1540 nmの場合、10%以下の EVM を達成するには、β2 が 13.8~130 ps²/mの範囲の SRN 導波路を用いる必要がある。信号光の波長が 1560 nm の場合、β2 を 1.6~47 ps²/m としなければならない。



図 4.8: GVD パラメータ B2 と EVM の関係

4-3 全光 PAM4/QPSK 変換および PAM4/16QAM 変換シミュレーション

導波路サイズおよび動作波長を変えながら全光 PAM4/QPSK 変換および PAM4/16QAM 変換シミュレーション を行い、それらの変換特性を調査した。図 4.5 にシミュレーションモデルを示す。信号光として、26.6 Gbaud の変調速度にて変調した 2 つの PAM4 信号を用いた。PAM4 信号光の波長は共に 1520~1580 nm の範囲で変化 させた。また、PAM4 信号は、カットオフ周波数 $f_c = 32$ GHz の 4 次のベッセルフィルタでフィルタリング処 理を施した。PAM4 信号光の電力レベルは、XPM によるプローブ光の位相回転量が 0、 $\pi/2$ 、 π 、3 $\pi/2$ となる ように、式(1)から換算した値を用いた。プローブ光は波長 1550 nm の CW 光を用い、SRN 導波路への入射光 電力を 1 mW (0 dBm) とした。そして、帯域幅 0.83 nm の 0BPF を用いて、SRN 導波路出力にてプローブ光成 分のみを抽出した。表 4.2 に本節のシミュレーションに用いた SRN 導波路のパラメータをまとめる。十分な 位相回転量が得られるように SRN 導波路長を 2 cm とした。

変換後の QPSK 信号および 16QAM 信号は Back-to-back 構成で受信した。受信器では PAM4 信号生成時と同様のベッセルフィルタを用いてフィルタリング処理を施し、変調速度の 4 倍のサンプリングレートにダウンサンプリング処理した後、QPSK 復調を行った。復調には、、判定指向型最小二乗平均(Decision Directed-Least Mean Squares: DD-LMS) アルゴリズムで学習させた適応等化器を用いた。



図 4.5 シミュレーションモデル2

表 4.2 SRN 導波路のパラメータ 2

パラメータ	数值	
アスペクト比	2:1	
コア幅 [μm]	0.45、0.50、0.55、0.60	
長さ [cm]	2	

図 4.6(a) および(b) に変換後の QPSK 信号および 16QAM 信号の EVM を示す。図 4.6(a) および(b) では、PAM4 信号光波長および導波路幅を変えたときの EVM、代表的なコンステレーションダイアグラムを示している。

QPSK 信号、16QAM 信号共に、PAM4 信号光波長がプローブ光の波長(1550 nm)に近いときに大きく EVM が悪 化する。これは、OPA の影響によりプローブ光が増幅されて、PAM4 信号のパターンに応じて QPSK 信号および 16QAM 信号の振幅が変動するためである。また、導波路幅が 0.60 μ m のとき、 β_2 が零に近づくため OPA が 生じやすくなり、EVM が悪化する。一方、導波路幅が 0.45 μ m のとき、 $\beta_2 = 7.1 \text{ ps}^2/\text{m}$ となり、OPA が抑圧 されていることが分かる。PAM4/QPSK 変換、PAM4/16QAM 変換共に、導波路幅 0.45 μ m、PAM4 信号光とプロー ブ光の波長差 10 nm 以上のとき、10%以下の EVM が達成可能なことが示された。

図 4.6(c)に変換後の QPSK 信号および 16QAM 信号の BER 曲線を示す。PAM4 信号光の波長は 1530 nm とし、 比較として HNLF を用いた変調フォーマット変換の結果と共に図示している [20]。図 4.6(c)より、導波路幅 が 0.6 μ m のとき、0.45 μ m のときと比べて、OPA による明らかな OSNR ペナルティが生じていることが分 かる。一方、導波路幅 0.45 μ m および 0.50 μ m のとき、HNLF を用いた変換と同等の BER 特性が得られるこ とが示された。以上の結果より、提案する変調フォーマット変換方法を用いて、50Gb/s 級の PAM4 信号から 50Gb/s 級 QPSK 信号および 100Gb/s 級 16QAM 信号への変換が実現可能なことを示した。



図 4.6 シミュレーション結果: (a) PAM4/QPSK 変換後の EVM、 (b) PAM4/16QAM 変換後の EVM、 (c) 変換後の QPSK 信号および 16QAM 信号の BER 曲線

5 全光 PAM4/16QAM 変換信号向け適応等化器

全光 PAM4/16QAM 変換の懸念点として、入力 PAM4 信号間のタイミング同期が困難である点が挙げられる。 また、PAM4 信号間のタイミングずれが大きい場合、変換後に 16QAM 信号として復調することが難しい。本章 では、16QAM 信号の受信端において多段接続した適応等化器を用いて、変換後の 16QAM 信号を 2 つの QPSK 信 号に分離して復調する手法を提案する。提案手法を用いる場合、図 5.1 に示すように、光領域で 2 つの DC 内 の PAM4 信号を 16QAM 信号に集約し、その信号をメトロ DC 間ネットワークに伝送する。そして、受信側の DC 端において、電気領域で 16QAM 信号を元の 2 つのデータ系列に分離し、2 つのデータ系列に対応する PAM4 信号を DC 内ネットワークに送出する。このとき、提案する適応等化器を用いることで、送信側の PAM4 信号 のシンボル同期が取れていなくても復調可能となる。本章では、提案する適応等化器の復調性能を、計算機 シミュレーションにより調査した結果を報告する。



図 5.1 全光 PAM4/16QAM 変換を適用する DC ネットワーク

5-1 信号分離の多段適応等化器

光通信の分野において、キャリア間干渉成分の除去や非直交多重アクセス(Non-Orthogonal Multiple Access: NOMA) 方式の信号分離に多段適応等化器を用いる方法が提案されている[21]、[22]。提案されている 手法では、干渉する信号成分を適応等化器により再構成し、その複製信号と受信信号を次段の適応等化器に 入力することにより、干渉除去や信号分離を行う。本手法を、全光変換で生成した 16QAM 信号の分離に応用 する。図 5.2 に 16QAM 信号を 2 つの QPSK 信号に分離するための多段適応等化器の構成を示す。2 つの QPSK 信号のうち電力の大きい方を QPSK 信号 1、小さい方を QPSK 信号 2 とする。まず、受信信号を QPSK 信号 1 の 既知シンボル系列で学習させた単一入力単一出力(Single-Input and Single-Output: SISO)型適応等化器に 入力する。本調査では、判定指向型最小二乗平均(Decision Directed-Least Mean Squares: DD-LMS)アルゴ リズムで学習させた適応等化器を用いる。この等化の際に、QPSK 信号2の電力は QPSK 信号1の電力より小 さいため、QPSK 信号2の成分が雑音とみなされ、等化器の出力にて QPSK 信号1が得られる。そして、得ら れた QPSK 信号1を前方誤り訂正(Forward Error Correction: FEC) によりビット誤りを除去した後、再変 調し、QPSK 信号1の複製を生成する。複製された QPSK 信号1と受信した 16QAM 信号を、2×1 の多入力単一 出力(Multiple-Input and Single-Output: MISO) 型適応等化器に入力する。この等化の過程で、受信した 16QAM 信号から QPSK 信号1の成分が差し引かれ、等化器の出力端にて QPSK 信号2が得られる。このように、 等化した QPSK 信号を複製し、受信した 16QAM 信号と共に等化器に入力するという過程を繰り返すことで、 16QAM 信号から2つの QPSK 信号への分離が可能となる。このアルゴリズムは、他方の QPSK 信号を干渉成分 として除去しながら、該当する QPSK 信号の等化を行うため、変換前の PAM4 信号間のタイミングずれが存在 する場合でも、変換後の16QAM信号が復調できる。QPSK信号の複製には以下の二つの方法を用いた。一つ目 は、全光 PAM4/16QAM 変換時の XPM によるプローブ光の位相回転を模擬して QPSK 信号を生成する方法である (図 5.2(b)-1)。二つ目は、ルート・レイズド・コサイン(Root-Raised-Cosine: RRC)フィルタを用いて、ナ イキスト整形した QPSK 信号を生成する方法である(図 5.2(b)-2)。前者では、FEC によりビット誤りを取り 除いた後に符号化、PAM4 変調し、アップサンプリングを行う。そして、ベッセルフィルタによるフィルタリ ング処理後、生成した PAM4 信号波形の強度を位相に変換する。このようにして、全光変換時の位相回転を模 擬した QPSK 信号を複製する。以上の方法を用いて複製した信号を受信信号と共に後段の等化器に入力し、 QPSK 信号への分離を行う。本検討では、それぞれの複製方法における復調性能を評価した。



図 5.2 信号分離のための多段適応等化器:(a) 全体図、(b) 詳細構成図

5-2 計算機シミュレーション

(1) シミュレーションモデル

全光 PAM4/16QAM 変換後の 16QAM 信号を提案する多段適応等化器を用いた際の性能を、計算機シミュレーションにより調査した。シミュレーションモデルは図 4.5 に示すモデルと同じであり、図 4.5 の適応等化器 の部分に図 5.2 の多段適応等化器を適用する。それぞれ異なる 2 つのランダムビット系列を用いて、2 つの PAM4 信号を 26.6 Gbaud の変調速度で生成した。PAM4 信号光の波長 λ_1 は 1540 nm、プローブ光の波長 λ_0 は 1550 nm とした。2 つの PAM4 信号がシンボル同期されていない状況を想定し、片方の PAM4 信号光を光遅 延線により、 ΔT だけ時間シフトさせた。ここで、 ΔT はシンボル長で正規化された時間シフト量である。 $\Delta T = 0$ は完全にシンボル同期している状態を表し、 $\Delta T = 0.5$ は 2 つの PAM4 信号間でシンボルの中心が 0.5 シンボルずれている状態を表す。2 つの PAM4 信号光とプローブ光を全光変調フォーマット変換器に入射 し、出力端で 0BPF を用いてプローブ光成分を抽出することにより 16QAM 信号を得る。本節のシミュレーションでは、提案する適応等化器の基本特性を調査するために、HNLF を用いたフォーマット変換器を採用した。SRN 導波路を用いたフォーマット変換器によって生成した 16QAM 信号においても、提案する適応等化器を用 いれば同様の復調性能が得られると考えられる。

変換によって得られた 16QAM 信号を Back-to-back 構成で受信した。受信器では 4 samples/symbol のサン プリングレートでコヒーレント受信した信号を図 5.2 に示す多段適応等化器に入力した。適応等化器の学習 には長さ 2¹⁸の既知のシンボル系列を用いた。また、LMS のタップ係数は 61 とし、評価関数が最小となるス テップサイズを算出して各適応等化器の学習を行った。等化後に得られる QPSK 信号を判定により理想的に FEC 復号し、得られたビット系列を再度符号化した。全光変換を模擬した方法で信号レプリカを作成する場 合、符号化したビット系列を用いて PAM4 変調を行った後、4 samples/symbol のサンプリングレートでアッ プサンプリングを行った。そして、カットオフ周波数 32 GHz のベッセルフィルタ通過後、PAM4 信号の強度 を理想的な強度-位相変換を行うことで、QPSK 信号のレプリカを作成した。ナイキスト整形によって信号レ プリカを作成する際、同様に符号化したビット系列をアップサンプリングした後、ロールオフ率 0.25 の RRC フィルタを用いて QPSK 信号のレプリカを作成した。テストシンボル系列は、17 段の疑似ランダムビット系 列(Pseudo-Random Binary Sequence: PRBS)を用いて生成した。 学習済の多段適応等化器にテストシンボ ル系列を入力し、等化器から出力された 2 つの QPSK 信号の EVM および BER を測定した。

(2) シミュレーション結果

図 5.3 に適応等化の段数と EVM の関係を示す。時間シフト量 $\Delta T = 0$ 、0.25、0.5 のときの QPSK 信号 1 と QPSK 信号 2 の EVM をそれぞれ示す。QPSK 信号のレプリカ作成には、図 5.2(b)-1 の全光変換を模擬した方法 を用いた。QPSK 信号 1 は 2 段、QPSK 信号 2 は 1 段の適応等化により、EVM が収束していることがわかる。図 5.4 にシフト量 $\Delta T = 0$ 、0.25、0.5のときのコンステレーションダイアグラムを示す。適応等化 1 段目にお ける QPSK 信号 1 では、QPSK 信号 2 の成分が除去されていないため、信号点のばらつきが大きい。一方で、2 段目の QPSK 信号 1 では、QPSK 信号 2 の干渉成分が除去され、信号点のばらつきが小さくなる。



図 5.3 適応等化の段数と EVM の関係 (a) QPSK 信号 1 (b) QPSK 信号 2

図 5.4 (a) シフト量 ΔT = 0、(b) 0.25、(c) 0.5 のとき の QPSK 信号のコンステレーションダイアグラム

図 5.5 に、信号のレプリカ作成時に全光変換を模擬した場合(図 3(b)-1) とナイキスト整形した場合(図 3(b)-2)の、シフト量 ΔT と EVMの関係を示す。レプリカ作成方法に関わらず、QPSK 信号 2 よりも QPSK 信号 1 の方が EVM が小さくなる。QPSK 信号 1 の方が QPSK 信号 2 に比べて電力が大きいため、QPSK 信号 1 は QPSK 信号 2 の影響を受けにくい。一方で、QPSK 信号 2 は QPSK 信号 1 の影響を強く受ける。そのため、QPSK 信号 2 と比べて QPSK 信号 1 の方が等化しやすく、EVM が小さくなる。また、全光変換を模擬して信号レプリカを作成した場合、ナイキスト整形によって信号レプリカを作成した場合と比べ、 $\Delta T = \pm 0.5$ 付近でも EVM が小さくなる。この理由として、全光変換を模擬して信号レプリカを作成した場合、ナイキスト整形によって信号レプリカを作成した場合、ナイキスト整形によって信号レプリカを作成した場合、ナイキスト整形によって信号レプリカを作成した場合、ナイキスト整形によって信号レプリカを作成した場合、ナイキスト整形によって信号レプリカを作成した場合と比べて、全光変換した QPSK 信号のシンボル遷移をより精度よく模擬できているためだと考えられる。位相回転を模擬して信号レプリカを作成し、適応等化器に入力した場合、2 つの QPSK 信号は共に EVM 10%以下を保って復調可能であることが分かった。

図 5.6 に、提案手法における OSNR と誤り訂正を行う前の BER の関係をシフト量 $\Delta T = 0$ 、0.25、0.5 の場合について示す。比較として、16QAM 信号として一段適応等化した場合の BER を示す。硬判定(Hard Decision: HD) FEC を想定し、誤り訂正限界となる BER を 3.8×10^{-3} に設定した。一段適応等化した場合と比べて、提案手法では BER が改善することがわかる。この理由は、提案手法では信号のレプリカ作成時に FEC を適用しているためである。また、一段適応等化器を用いた場合、2 つの PAM4 信号のタイミングのずれにより OSNR

ペナルティが生じ、*ΔT* = 0.5 のときは復調できなかった。一方、提案する多段適応等化器により復調した 場合、変換前の PAM4 信号がシンボル同期されていない場合でも、OSNR ペナルティなく復調可能である。



6 むすび

本研究では、低コスト、かつ、光集積化が可能な窒化シリコン(SiN)導波路を用いた全光 PAM4/QPSK、および、PAM4/16QAM 変調フォーマット変換方法を提案し、その実現可能性を示した。まず、計算機シミュレーションにより、全光変調フォーマット変換処理に適した SiN 導波路の設計を行った。そして、設計した SiN 導波路を用いた計算機シミュレーションを行い、提案する変調フォーマット変換法の変換特性を調査した。 PAM4/QPSK 変換、PAM4/16QAM 変換共に、導波路幅 0.45 μm、PAM4 信号光とプローブ光の波長差 10 nm 以上のとき、10%以下の EVM が達成可能なことが示された。また、提案する変調フォーマット変換方法を用いて、50Gb/s 級の PAM4 信号から 50Gb/s 級 QPSK 信号および 100Gb/s 級 16QAM 信号への変換が実現可能なことを示した。さらに、全光 PAM4/16QAM 変換において、入力 PAM4 信号間のタイミングずれが大きい場合の復調方法として、多段接続適応等化器を用いる方法を提案した。提案する多段適応等化器により復調した場合、変換前の PAM4 信号がシンボル同期されていない場合でも、0SNR ペナルティなく復調可能であることを示した。

【参考文献】

- T. Kupfer, A. Bisplinghof, T. Duthel, C. Fludger, and S. Langenbach, "Optimizing Power Consumption of a Coherent DSP for Metro and Data Center Interconnects," Proc. of Optical Fiber Communication Conference (OFC2017), Paper Th3G.2 (2017), Los Angeles, CA, Mar. 2017.
- [2] IEEE P802.3bs, Amendment 10: Media Access Control Parameters, Physical Layers, and Management Parameters for 200 Gb/s and 400 Gb/s Operation, Dec. 2017.
- [3] A. E. Willner, A. Fallahpour, F. Alishahi, Y. Cao, A. M.-Ariaei, A. Almaiman, P. Liao, K. Zou, A. N. Willner, and M. Tur, "All-Optical Signal Processing Techniques for Flexible Networks," IEEE/OSA J. Lightw. Technol., Vol. 37, No. 1, pp. 21–35, Jan. 2019.
- [4] K. Mishina, D. Hisano, and A. Maruta, "All-Optical Modulation Format Conversion and Applications in Future Photonic Networks," IEICE Trans. Electron., Vol. E102-C, No. 4, pp. 304–315, Apr. 2019.
- [5] G. Huang, Y. Miyoshi, A. Maruta, and K. Kitayama, "All optical technique for modulation format conversion from NRZ-OOK to RZ-16QAM employing nonlinear optical loop mirror with 1:2 coupler," OSA Opt. Exp., Vol. 20, No. 24, pp. 27311–27321, Nov. 2012.

- [6] Y. Matsumoto, K. Mishina, D. Hisano, and A. Maruta, "All-Optical PAM4 to 16QAM Modulation Format Conversion Using Nonlinear Optical Loop Mirror and 1:2 Coupler," IEICE Trans. Commun., Vol. E103-B, No. 11, pp. 1272–1281, Nov. 2020.
- [7] T. Kodama, T. Miyazaki, and M. Hanawa, "Seamless PAM-4 to QPSK Modulation Format Conversion at Gateway for Short-reach and Long-haul Integrated Networks," Proc. of 44th European Conference on Optical Communications (ECOC2018), Paper We3H, Roma, Italy, Sept. 2018.
- [8] A. Fallahpour, A. M.-Ariaei, A. Almaiman, Y. Cao, F. Alishahi, C. Bao, P. Liao, M. Ziyadi, B. Shamee, D. Starodubov, M. Tur, C. Langrock, M. M. Fejer, J. Touch, and A. E. Willner, "Demonstration of 30Gbit/s QPSK-to-PAM4 Data-Format and Wavelength Conversion to Enable All-Optical Gateway from Long-haul to Datacenter," Proc. of Optical Fiber Communication Conference (OFC2018), Paper W2A.22, San Diego, CA, Mar. 2018.
- [9] A. Fallahpour, M. Ziyadi, A. M.-Ariaei, Y. Cao, A. Almaiman, F. Alishahi, C. Bao, P. Liao, B. Shamee, L. Paraschis, M. Tur, C. Langrock, M. M. Fejer, J. Touch, and A. E. Willner, "Experimental Demonstration of Tunable Optical Deaggregation of Each of Multiple Wavelength 16-QAM Channels into Two 4-PAM Channels," Proc. of Optical Fiber Communication Conference (OFC2017), Paper Th4I.6, San Diego, CA, Mar. 2017.
- [10] J. Leuthold, C. Koos, and W. Freude, "Nonlinear silicon photonics," Nature Photonics, vol. 4, pp. 535–544, Aug. 2010.
- [11] D. T. H. Tan, K. J. A. Ooi, and D. K. T. Ng, "Nonlinear optics on silicon-rich nitride-a high nonlinear figure of merit CMOS platform," OSA Photonics Research, vol. 6, no. 5, pp. B50–B66, May 2018.
- [12] K. J. A. Ooi, D. K. T. Ng, T. Wang, A. K. L. Chee, S. K. Ng, Q. Wang, L. K. Ang, A. M. Agrawal, L. C. Kimerling, and D. T. H. Tan, "Pushing the limits of CMOS optical parametric amplifiers with USRN: Si7N3 above the two-photon absorption edge," Nature Communications, vol. 8, no. 13878, pp. 1–10, Jan. 2017.
- [13] C. Lacava, S. Stankovic, A. Z. Khokhar, T. D. Bucio, F. Y. Gardes, G. T. Reed, D. J. Richardson, and P. Petropoulos, "Si-rich Silicon Nitride for Nonlinear Signal Processing Applications," Scientific Reports, vol. 7, no. 22, pp. 1–13, Feb. 2017.
- [14] B. Taitan, "Fitting refractive-index data with the Sellmeier dispersion formula," OSA Applied Optics, vol. 23, no. 24, pp. 4477–4485, Dec. 1984.
- [15] K. Luke, Y. Okawachi, M. R. E. Lamont, A. L. Gaeta, and M. Lipson, "Broadband mid-infrared frequency comb generation in a Si3N4 microresonator," OSA Optics Letters, vol. 40, no. 21, pp. 4823– 4826, Nov. 2015.
- [16] 山下榮吉監修, 電磁波問題の基礎解析法, 電子情報通信学会編, コロナ社, 東京, 1987.
- [17] J. E. Goell, "A Circular-Harmonic Computer Analysis of Rectangular Dielectric Waveguides," Bell Syst. Tech. J. vol. 48, no. 7, pp. 2133–2160, Sept. 1969.
- [18] C. Koos, L. Jacome, C. Poulton, J. Leuthold, and W. Freude, "Nonlinear silicon-on-insulator waveguides for all-optical signal processing," OSA Optics Express, vol. 15, no. 10, pp. 5976–5990, May 2007.
- [19] G. P. Agrawal, "Nonlinear Fiber Optics," 6th ed., Academic Press, Cambridge, MA, USA, Oct 2019.
- [20] A. Sueyoshi, Y. Matsumoto, K. Mishina, D. Hisano, A. Maruta, "Spectral Efficiencies and Transmission Characteristics of All-Optical PAM4 to QPSK and 16QAM Converted Signals," Proc. of 25th Optoelectronics and Communications Conference (OECC 2020), Paper T2-1.4, Taipei, Oct. 2020.
- [21] K. Shibahara, A. Masuda, S. Kawai, and M. Fukutoku, "Multi-Stage Successive Interference Cancellation for Spectrally-Efficient Super-Nyquist Transmission," Proc. of 41st European Conference on Optical Communications (ECOC2015), Paper Th.1.6.4, Valencia, Spain, Sept. 2015.
- [22] K. Suzuoki, D. Hisano, K. Mishina, K. Maruta, and A. Maruta, "Demonstration of Asynchronous Successive Interference Canceller for Uplink NOMA-PON," Proc. of Optical Fiber Communication Conference (OFC2021), Paper W6A.40, Virtual, June 2021.

題名	掲載誌・学会名等	発表年月
Si リッチ SiN 導波路を用いた広帯域波長 変換器の検討	電子情報通信学会ソサイエティ大 会, B-10-22.	2021年9月
全光 PAM4/16QAM 変換信号向け適応等化 器の検討	電子情報通信学会技術報告(コミ ュニケーションシステム研究会), vol. 121, no. 319, CS2021-72, pp. 25-29.	2022 年 1 月
Si リッチ SiN 導波路を用いた多波長一括波 長変換の検討	電子情報通信学会技術報告(光通 信システム研究会), vol. 121, no. 375, OCS2021-44, pp. 15-20.	2022年2月
Si リッチ SiN 導波路を用いた全光変調フ オーマット変換の検討	電子情報通信学会総合大会, B-10B-38.	2022年3月
Multi-stage adaptive equalization for all- optical-aggregated 16QAM signal	IEICE Communications Express, Vol. 11, No. 5, pp. 183–188.	2022 年 5 月
All-optical PAM4 to QPSK and 16QAM Conversions Using Si-rich SiN Waveguides	Conf. Proc. of The 27th OptoElectronics and Communications Conference/ International Conference on Photonics in Switching and Computing 2022 (OECC/PSC 2022), Paper WP-F-2.	2022年7月

〈発表資料〉