

光比較演算を用いた光パケット処理デバイス

研究代表者

相川 洋平

沖縄工業高等学校 情報通信システム工学科 助教

1 はじめに

過去 20 年間に於いて、インターネットにおける IP トラフィックは劇的な増加傾向にある。近年では、全世界の IP トラフィックは年間 1.1 ZB を超えており、そのうちの 48 % がモバイル端末にて消費されており、45 % がコンテンツ配信網 (CDN) を介して消費されていることが知られている。一方で、2020 年にはこれら IP トラフィックが総トラフィックの 66 % および 64 % になることが示唆されている [1, 2]。この傾向はスマートフォンユーザの嗜好性を反映したのようになっており、その実態を踏まえると、ネットワークトラフィックは今後もますます増え続けていくものと考えられる。こういったトラフィック増加を支える情報化社会のインフラのひとつが、光通信ネットワークである。光通信ネットワークは長距離・大容量伝送を可能とするため、情報インフラにおける基盤プラットフォームとして機能している。

通信ネットワークは、IP トラフィックの急増に対応するため、現在までにその形態を大きく変化させてきた。図 1 に、通信ネットワークの経時的な進化を示す。はじめに、電気によるリング型ネットワークが光リング型ネットワークに進化した。つづいて、複数の光リング型ネットワークにおいて、その一部が経路選択可能な形 (光クロスコネクト : OXC) で連結する形態に進化した。その後、現在では、光ネットワークの各ノードが OXC で構成された、光メッシュ型ネットワークに進化している。図 1 から、形態の進化に伴い、ネットワークの構造が複雑化していく様子が確認できる。一般に、構造の複雑化には高い機能性が求められるが、通信ネットワークも同様である。

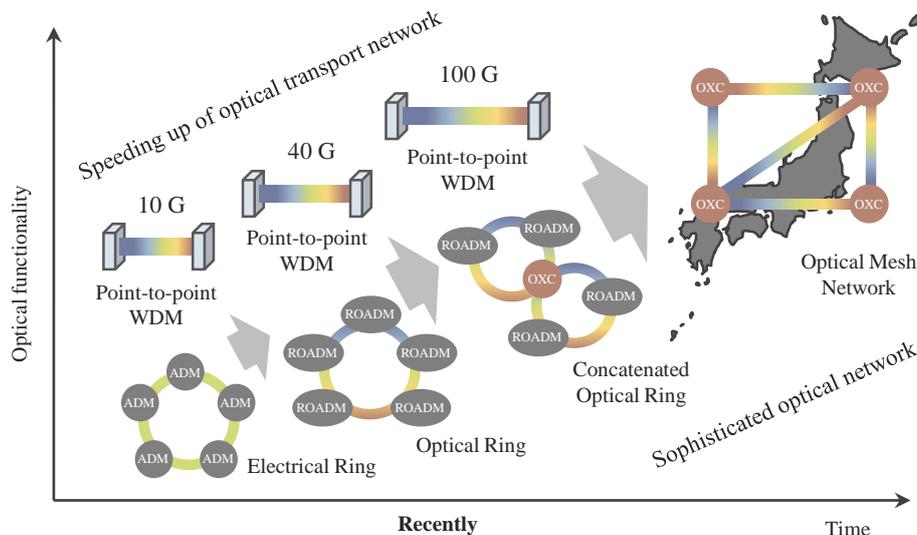


図 1 通信ネットワークの経時的な進化

その一方で、機能性の向上に反し、ネットワークにおいて消費される電力は一定であることが求められる。光通信ネットワークにおける処理の大半はパケットデータの経路選択 (パケット処理) であり、消費電力の 90 % は当該処理にて発生している。現在、パケット処理は電気駆動にて行われている。とくに、大規模ネットワークになると、基幹ノードではスーパーコンピュータに近い性能が必要とされると言われている。そのため、大容量データを処理するためには大電力が必要とされる。なお、今後ますます増加するトラフィックは、ネットワーク電力のさらなる増加をもたらすと危惧されている。

このような状況を踏まえて、パケット処理における電気の機能を光に置き換える取り組みが、国内外の研究機関において広く検討されている。とくに著名な例として、UC Davis 校の Yoo らが古くから動作実現に取り組んでいる [3]。これは、パケットからデータを分離し光のままに経路選択を実現する手法であり、光パケ

ット技術の原型とされるものである。しかしながら、パケットの識別処理が電気駆動であることから、動作速度に課題をもっていた。一方で、近年では、NTT 研究所の *Segawa* らが高速な電気メモリを開発することで動作速度の向上に成功している[4]。しかしながら、構造上、光電変換が避けられないために消費電力に課題をもっている。

これらの既存検討を踏まえて、我々は光信号処理を用いたパケット処理技術を提案する。これは、パケット処理における電気の技術を光信号処理にて代替するものである。電気処理を介在しないことから、超高速・低電力を両立する点を特徴としている。とくに、メモリを光処理にて代替するうえでの最重要技術として、光処理での比較演算に着目する。本研究では、光比較演算技術の具体像を提案するとともに、動作の実証に取り組んだ。

2 本研究における光比較演算の位置づけ

2-1 光パケット処理における比較演算

本節では、光パケット処理における光比較演算の重要性を示すとともに、その機能的な位置づけを明らかにする。既存の光パケット処理に関して、図 2(a)にその模式図を示す。ここではラベルとデータを同一に描いているため正確性に欠けるが、入力された光信号が経路を変える様子が確認できる。一般に、経路選択の前段においてラベルはデータから分離され、ラベル識別処理が行われる。識別において、光信号は電気信号に変換され、メモリ上のラベル候補と逐次的に比較演算が実行される。比較演算の結果、ラベルが判別され、さらにその結果に応じて後段のスイッチにて経路選択が行われる。以上の内容から、パケット処理において比較演算が重要な構成要素であるとわかる。

既存手法においては、パケットの識別に複数回の比較演算が必須となる。また、照合対象を記憶しておくためのメモリが不可欠である。これに対して、光のままに比較演算が実現できたならば、対象の数だけ同一構造を用意することで、メモリと同じ機能を実現できるものと考えた。図 2(b)に、提案する光パケット処理の模式図を示す。提案する比較演算は光の重ね合わせを利用するものである。素子を伝搬する過程で演算が完了するため、複数の素子に同時に光を入力することで一括的に処理が行われる。これは、逐次的に比較処理をくり返すメモリとは本質的に異なる。また、光電変換を伴わないため消費電力が必要とされない。すなわち、光の高速性・並列性を活かした抜本的に新しい技術である。なお、メモリにおける比較演算を光信号処理にて代替する点を特徴とすることから、光比較演算が技術の核だと言える。

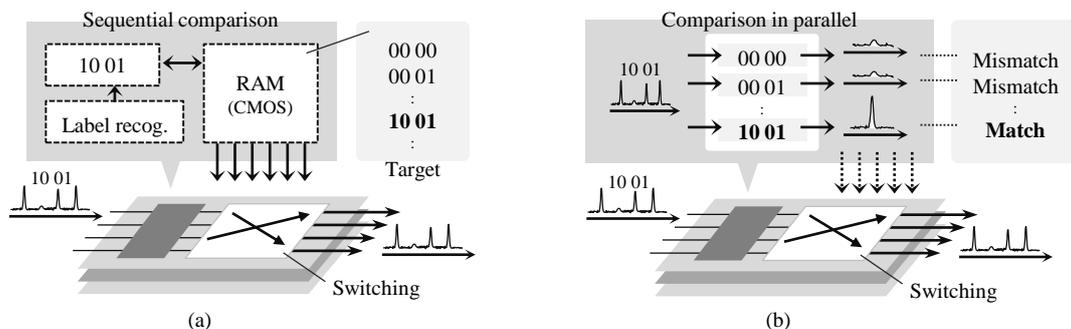


図 2 光パケット処理：(a) 既存手法，(b) 提案手法

2-2 光比較演算の関連研究

光比較演算に関する研究は、類型のものでは 1990 年代から、比較演算と銘打たれたものでは 2000 年代から世界的に広く研究されている。研究は大きく 2 つに分かれ、用いられるデバイスの種類によって、非線形光学デバイス型とレーザデバイス型が存在する。非線形光学デバイス型には、半導体光増幅器 (SOA) [5, 6]、非線形光ファイバ共振器 [7]、およびマイクロリング共振器 [8] などが存在する。一方で、レーザデバイス型にはファブリペロー半導体レーザ [9] および分布帰還型レーザ (DFB レーザ) [10] が存在する。どちらの種類においても、強度変調信号 (on-off keying : OOK) を対象としている点が共通している。光信号における強度の有無を情報 bit に対応させ、光学現象を論理比較に見立てた内容となっている。具体的には、非線形光学デバイス型では、複数の入力光間での非線形光学効果を論理比較に見立てており、レーザデバイス型では入

力光によるレーザ発振の制御を論理比較に見立てた構造となっている。

一方で、位相変調信号 (Phase-shift keying : PSK) を対象とした光比較演算技術は存在しない。PSK 信号は、1つのシンボルに複数の bit を重畳できる点、非線形歪みが少ない点を特徴とする。このような理由から、大容量・長距離伝送においては PSK 信号が一般に採用されており、我々が対象とする光パケット処理では PSK 信号が標準である。すなわち、提案する光パケット技術の実現には、PSK 信号に対応した比較演算技術が必須だといえる。

2-3 研究の目的

上記を踏まえて、我々は PSK 信号に対応した光比較演算を新規に提案する。提案技術は、多値 PSK 信号に対して有効であり、既存の手法と抜本的に異なるものである。なお、任意の長さの信号列に対して有効であり、かつ PSK 変調であれば任意の方式に対して効果的であるという特徴をもつ。

本研究では、メモリを必要としない光パケット処理の実現を目指し、光比較演算に主として着目する。その上で、光演算の実現可能性を検証することで当該技術の有効性を明らかにするものである。実現可能性を検証するため、最もシンプルな条件である QPSK 信号 2 シンボルを対象とし、4-bit の光比較演算を試みた。はじめに、光ファイバからなる測定系において、光学素子を組み合わせ当該動作の実証に取り組んだので、その内容を報告する。そのなかで、性能を左右するパラメータの許容範囲を評価することで動作条件を同定した。つづいて、得られた動作条件に基づいて光回路の設計を行った。Si 細線導波路を用いて、光比較演算機能の集積化を図ったので、その内容を報告する。

3 光比較演算の原理

筆者が提案する光比較演算のイメージを図 3 に示す。提案手法は、複数の光信号を同一タイミングで合波させ、その複素座標から元の符号系列を推定するものである。光比較演算は大きく分けて 3 つの処理からなり、それぞれは [A] シリアル・パラレル (Serial-to-Parallel : S/P) 変換, [B] 位相シフト, [C] 合波 である。上記の処理により、時系列な光信号から 1 つの複素光信号が生成される。なお、[B] 位相シフトにおいて、特定の符号系列が複素平面上の第一象限に写像するように固定の位相回転量を設定する。これにより、対象符号と異なる信号が入力された際に、両者の Hamming 距離を複素平面上に再現することが可能となる。このように、合波信号の複素コンスタレーションから比較結果を特定する点が、提案手法の特徴となっている。位相回転と合波からなるため、電力消費が不要であり、かつ任意の信号長・任意の PSK 方式に有効であるという特徴をもつ。

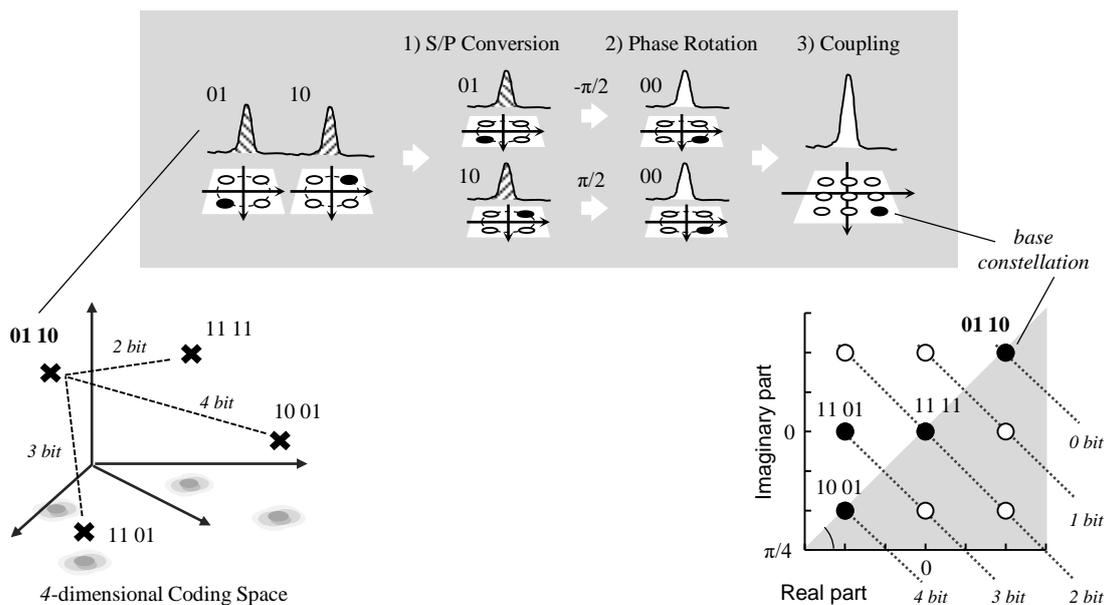


図 3 光比較演算の動作原理

図3に4-bitの符号系列“01 10”を想定した場合の動作例を示す。ここで、QPSK変調点にはGray符号が割り当てられているものとする。2シンボルのQPSK信号において、各シンボルの変調点をすべて第一象限(“00”)に位相シフトさせることで、比較対象の符号系列を定義することができる。ここでは、第1シンボル“01”および第2シンボル“10”は、位相シフト $-\pi/2$ および $\pi/2$ によって“00”点に移動するので、この位相回転量を用いて“01 10”符号に対する比較演算(以降、“01 10”比較器と呼ぶ)を定義する。“01 10”比較器に様々な信号系列を入力した結果を図3に併せて示す。信号“01 10”を入力した場合には、定義から2つの“00”シンボルを重ね合わせた座標(以降、unique pointと呼ぶ)を有するコンスタレーションが生成される。一方で、符号が異なる場合にはunique pointから遠ざかる向きに位相シフトが働くため、入力符号と比較器符号とのbit差分が複素平面上に反映される。このようにして、符号空間の距離構造を複素平面上に再現することが可能となる。図3では、得られた複素平面において $\pi/4$ の位相軸で検波することを考えると、合波信号は5つの干渉点をもつ。なお、それぞれの点が“01 10”から0~4-bitずれたコンスタレーションに対応しており、対象符号“01 10”からのHamming距離にそれぞれ対応していることがわかる。

図4に提案する光比較演算の回路図を示す。光比較演算は[a]合波カプラ、[b]遅延線、[c]位相シフタからそれぞれ構成される。2つのシンボルからなる4bit-QPSK信号が回路に入力される時、まずは分岐カプラにて光信号が2つに分かれる。その後、片方に遅延線によって1シンボル分のタイミングずれが加わる。これによって、2つの異なるシンボルが同じ時間タイミング上に並ぶため、S/P変換が行われる。その後、2つのシンボルは合波カプラにて重ね合わせられる。なお、位相シフタは合波回路の前段に備わっており、各シンボルに対して独立な位相シフトを加えることができる。そのため、任意の符号系列に対する光比較器を一意に設計することが可能となる。最後に、“01 10”比較器を対象とした動作の具体例を示す。位相回転量は、“01 10”信号が入力された際にunique pointへの写像となるため、第1および第2シンボルに対して $-\pi/2$ および $\pi/2$ の位相シフトを与える必要がある。すなわち、遅延線が挿入されたポートに $-\pi/2$ 、逆側ポートに $\pi/2$ の固定位相を印加することで実現される。同様にして与える固定位相を変化させることで、異なる符号系列に対する光比較器を設計することができる。

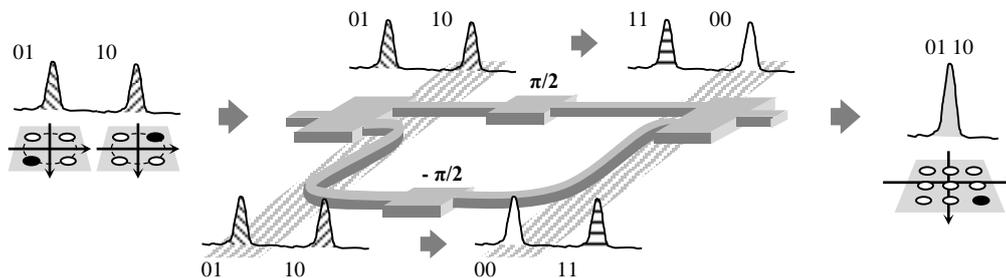


図4 光比較演算の動作回路

4 QPSK 信号を対象とした 4-bit 光比較演算の動作実証

4-1 測定系

はじめに、4-bitのQPSK信号に対して提案する光比較演算動作の実証を試みた。用いた測定系を図5に示す。測定系は主として、QPSK信号生成部および光比較器から構成される。はじめに、QPSK信号の生成を行った。2つの光変調器(Lithium-Niobate変調器:LN変調器)を用いて、光源(Tunable Laser Diode:TLD)からの出射光にQPSK変調を施しRZ-QPSK信号を生成した。このとき、信号波長を1550nm、変調帯域を10.72GHz、信号系列を 2^2-1 PRBS(Pseudo Random Binary Sequence)に設定した。つづく後段では、LN変調器をゲート素子として用いることで、 2^2-1 PRBSの信号系列から特定の信号系列を切り出せる構成とした。なお、ゲートパルスは400ps幅とし、任意の4bit符号に加えて2シンボルのゲートパルスを透過させる構成とした。

つづいて、4-bitのQPSK信号は光比較器に入力される。ここで、光比較器は遅延干渉計を従属接続させることで構成した。個々の遅延干渉計は図4と同様の構成であり、遅延信号との合波信号を生成する。第1の遅延干渉計は比較結果のコンスタレーションを得るために用い、第2の遅延干渉計は得られたコンスタレーションを光強度に変換させるために用いた。第2の干渉計は第1に対して2倍の自由スペクトル領域(Free

Spectral Range : FSR) をもつ. ここで, 干渉する光シンボルにおける絶対位相が $\pi/4$ 回転するよう位相シフトを制御する. また, その光出力をバランス型フォトディテクタにより検波する. これにより, コンスタレーションが複素平面上で $\pi/4$ 傾いた軸への射影成分を獲得することができる. 最終的に, 得られた光信号の強度に対象符号との比較結果が転写される.

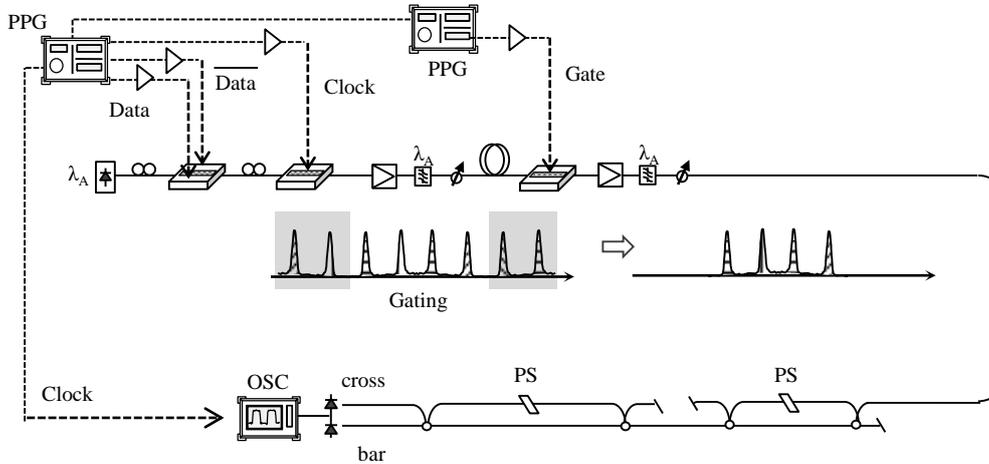


図5 4-bit 号光比較演算の測定系

4-2 基本性能の評価

動作実現にあたって, 遅延干渉計の基本性能を評価した. 図6(a)-(b)は, 遅延干渉計におけるインパルス応答を示す. 図6(a)は遅延干渉計へ入力した狭線幅パルスである. また, 図6(b)は遅延干渉計 Cross ポートからの出力波形である. 図6(b)から, 一度分岐し遅延が加えられた後で合波した様子うかがえる. 出力波形のパルス間隔は 93 ps であり, これは干渉計 FSR に換算すると 10.72 GHz であった. また, 出力信号の強度比は 49:51 であり, ほぼ等しい分岐比を持つことがわかった.

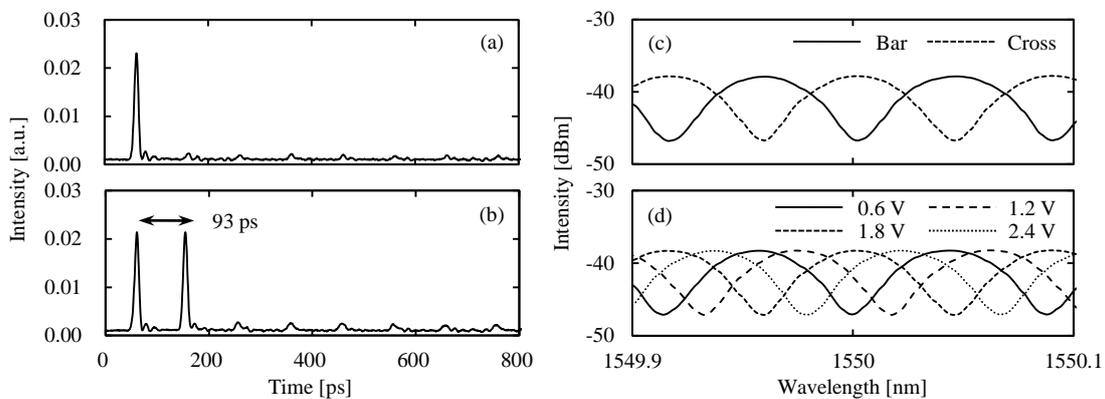


図6 基本性能の評価: (a)-(b) インパルス応答, (c)-(d) 透過スペクトル

図6(c)に遅延干渉計の透過スペクトルを示す. 自然放出光 (Amplified Spontaneous Emission : ASE) 光を入力し, 干渉計 Bar ポートおよび Cross ポートからの光出力スペクトルを獲得した. どちらのポートも一定の周期で透過特性が変化していること, また片側の透過特性が最大の時に逆側が最小となることが確認できた. なお, 1550 nm にて Bar ポートからの光出力が最大となるように位相バイアスを決定した. その際の印加電圧は 0.6 V であった.

図6(d)に, は透過スペクトルの位相バイアス特性を示す. これは, バイアス印加時の Bar ポートにおけるスペクトルの変化を示したものである. 印加電圧を 0.6, 1.2, 1.8, および 2.4 V に変化させた際に, バイアスの増加によって透過スペクトルが長波長側にシフトした. スペクトルの間隔から, その際の位相シフト

量が 0 , $\pi/2$, π , および $3\pi/2$ に対応することがわかった. 位相バイアスの設定によって, 光比較器の位相回転量を設計することができる. なお, 所望の位相回転量によって先頭 2-bit を任意の符号に設定することができる.

4-3 測定結果

4 bit の QPSK 信号を対象として光比較動作の実証を試みた. はじめに, 比較対象の符号系列に “00 00” を選択した. 動作原理より, 第 1 および第 2 シンボルに対する位相回転量をどちらも 0 に設定した. また, “00 00” 比較器に対して異なる 8 つの 4-bit の QPSK 信号を入力した. それぞれの符号系列は, “00 00”, “10 00”, “01 00”, “11 00”, “00 11”, “10 11”, “01 11”, および “11 11” とした. つづいて, 比較対象の符号を変えた条件にて同様の評価を行った. ここでは, 第 1 シンボルに対する位相回転量を変化させ, “11 00” 符号, “10 00” 符号, および “01 00” 符号をそれぞれ設定した.

図 7(a)-(d)に, それぞれの比較器における複素コンスタレーションを示す. 各比較器において, 出力信号強度に基づいて複素コンスタレーションを再構成した. どの比較器においても, 比較器符号と入力信号とが一致する場合にはコンスタレーションは unique point に位置している. また, どの比較器においても比較器符号に似たパターンを持つコンスタレーションは unique point 近傍に, 異なるパターンを持つコンスタレーションは遠方にそれぞれ位置していることが分かる. とくに, 複素平面上で水平軸から $\pi/4$ 傾けて検波した場合には, 比較器符号と入力信号との Hamming 距離が, unique point からの Euclid 距離に一致していることが確認できる.

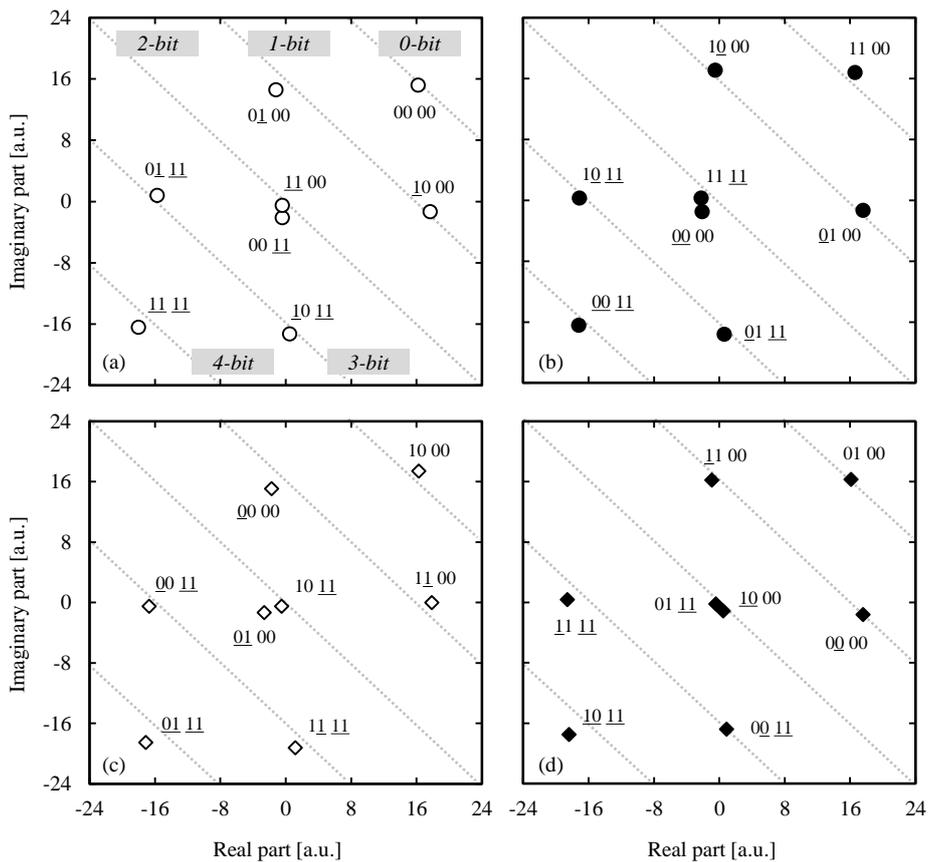
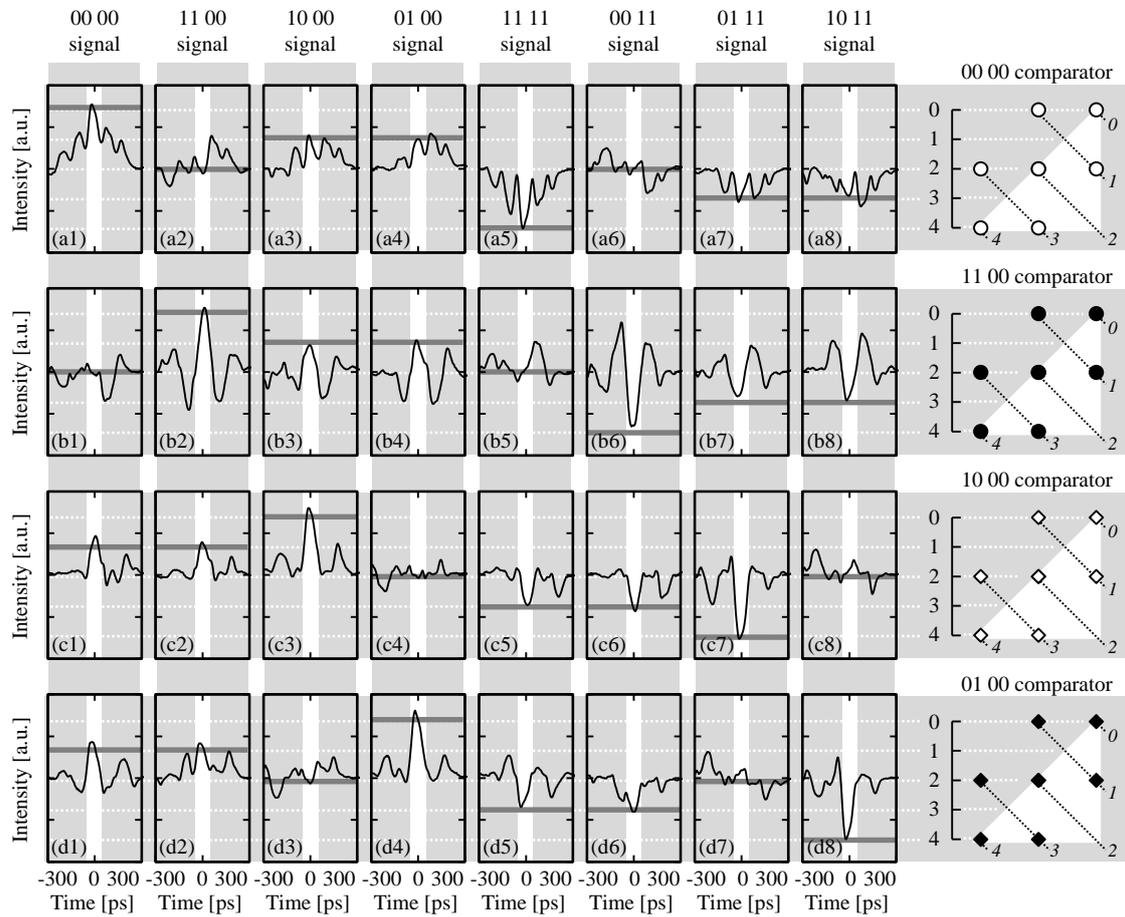


図 7 比較演算出力 : (a) 0000 比較器, (b) 1100 比較器, (c) 1000 比較器, (d) 0100 比較器

また, 図 8(a)に “00 00” 比較器の出力波形を示す. 8 つの時間波形がそれぞれ 8 つの QPSK 信号に対応しており, 波形の中心シンボルが合波信号に相当している. “00 00” 信号が入力された場合, 動作原理よりコンスタレーションは unique point に位置する. これは, 複素平面を $\pi/4$ 傾いた軸に射影した際の最大強度

であるが、信号波形の強度も同じく最大強度となっている。他の信号も同様であり、コンスタレーションを $\pi/4$ 軸へ射影したものが信号強度に反映されている。すなわち、“00 00”に似た信号ほど大きい強度を持ち、異なる信号ほど小さい強度を持つと確認できる。なお、図 8 (b)-(d)に“11 00”，“10 00”，および“01 00”比較器における出力波形を示す。どの比較器においても、似た信号ほど大きい強度を持ち、異なる信号ほど小さい強度を持つことが確認できる。このことから、4-bit の QPSK 信号に対して光処理による比較演算が実



現できると示すことができた、

5 シリコン細線導波路を用いた光比較演算デバイスの設計

5-1 光比較演算回路の設計

光ファイバからなる測定系において光比較演算を実現できることを実証した。そこで、光比較演算の機能を集積化する検討に取り組んだ。当該機能は電気的な処理を必要としないため、主として光導波路を用いることで実現できる。なかでも、高密度集積の観点から Si 材料を対象に選んだ。

光比較演算デバイスは遅延干渉計と同様の構造にて実現することができる。そこで、回路製作にあたって、まずは遅延線の設計を行った。図 9(a)に、対象とする Si 導波路の構造図を示す。導波路は埋め込み型であり、Si 導波路の周りを SiO₂ が囲む構造となっている。また、導波路は Si 基板の 2 μm 上に位置し、Si 導波路の基板垂直方向の長さ（厚さ）は 0.21 μm とした。この条件で、Si 導波路の基板水平方向の長さ（幅） w を等価屈折率法により導出した。図 9(b)に x - y 平面から見た際の Si 導波路の断面図を示す。今回対象とするモードは、図 9(a)において E_x を主成分とするモードとした。まず、図 9(b)の x 方向に一樣な屈折率分布をもつスラブ導波路（領域 1～3）を考え、モード $\phi_y(y)$ に対する等価屈折率 $n_{\text{eq-y}}$ を求めた。この場合に、 E_x を主成分とするモードはスラブ導波路に対して TE モードとして振舞うため、TE モードの記述式に従った。

続いて、求められた n_{eq-y} を基に、図 9(b) の y 方向に一様な屈折率分布をもつスラブ導波路（領域 I~III）を考え、モード $\phi_x(x)$ に対する等価屈折率 n_{eq} を求めた．この場合には、 E_x を主成分とするモードはスラブ導波路に対して TM モードとして振舞うため、TM モードの記述式に従った．

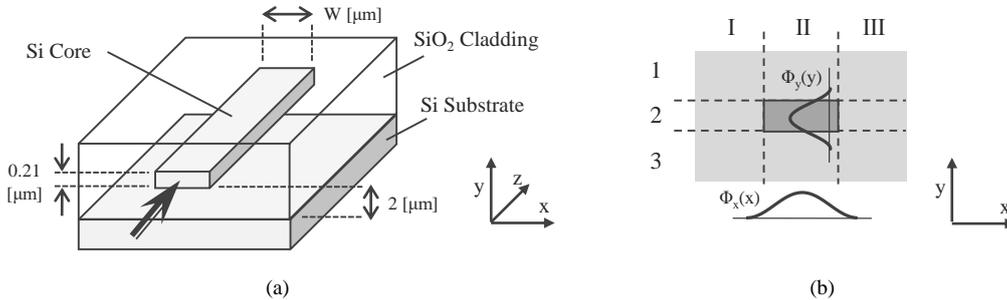
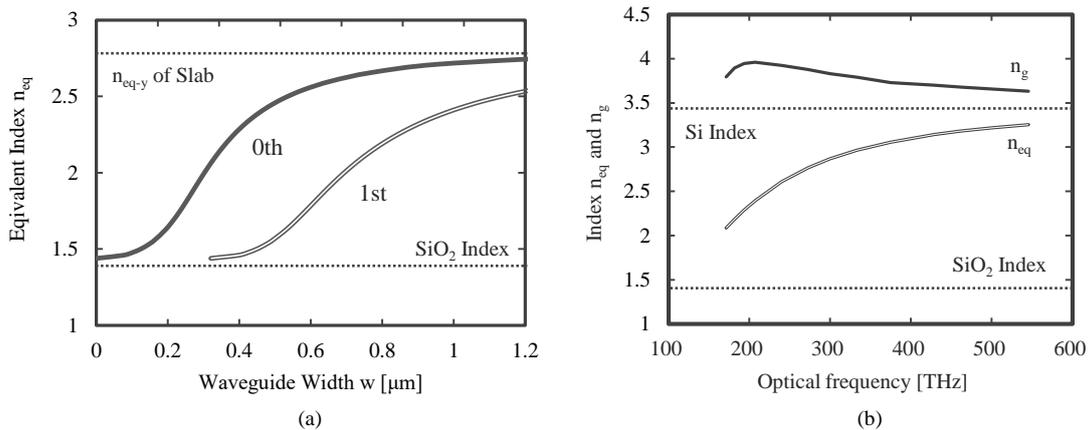


図 9 光デバイスの設計方針：(a) 導波路構造，(b) 透過屈折率法の方針

E_x を主成分とするモードに対して、導波路幅 w を変化させた際の等価屈折率を図 10(a) に示す．図 10(a) には 0 次モードおよび 1 次モードのみを示す．図 10(a) から、導波路幅 $w=0.4 \mu\text{m}$ 付近から 1 次モードが出現することが分かる．なお、得られた等価屈折率は $n_{eq}=2.29$ であった．

つづいて、等価屈折率を用いて群屈折率の導出を行った．図 10(b) に群屈折率の光周波数依存性を示す．一般に、 n_{eq} は周波数に依存し、Si の屈折率から SiO_2 の屈折率まで広く変化するため、群屈折率 n_g は Si の屈折率より大きくなることが知られている．なお、対象とする波長 1550 nm （光周波数 194 THz ）での群屈折率は



$n_g=4.0$ であるとわかった．

図 10 導波路における屈折率：(a) 透過屈折率の w 依存性，(b) 群屈折率の波長依存性

5-2 基本性能の評価

群屈折率 n_g を基にデバイスの設計を行った．図 11 にデバイスの模式図を示す．さらに、作製した光比較演算デバイスに対して基本性能の評価を行った．図 12(a) に遅延干渉計の透過スペクトルを示す．これは、ASE 光を入力した際の干渉計 Bar ポートおよび Cross ポートにおける光スペクトルを示したものである．どちらのポートも一定の周期で透過特性が変化することから、遅延干渉計が正常に動作しているとわかる．さらに片側の透過特性が最大の時に逆側が最小となる傾向が確認された．図 12(b) に、は透過スペクトルの印加バイアス特性を示す．印加電圧を $2.9, 3.2, 3.5$ 、および 3.8 V に変化させた際に、バイアスの増加によって透過スペクトルが長波長側にシフトした．スペクトルの間隔から、その際の位相シフト量が $0, \pi/2, \pi$ 、および $3\pi/2$ に対応することがわかった．

図 12(c) に遅延干渉計におけるインパルス応答を示す．これは、狭線幅パルスを入力した際の回路出力を示したものである．図 12(d) から、一度分岐し遅延が加えられた後で合波した様子が見える．出力波形

のパルス間隔は 101 ps であり、これは干渉計 FSR に換算すると 9.9 GHz であった。設計目標は 10.0 GHz であったため、誤差 1%程度と動作に問題がないレベルで設計できていることがわかった。これらの検討から、集積デバイスにおいても比較演算の機能は実現できるものと予想される。

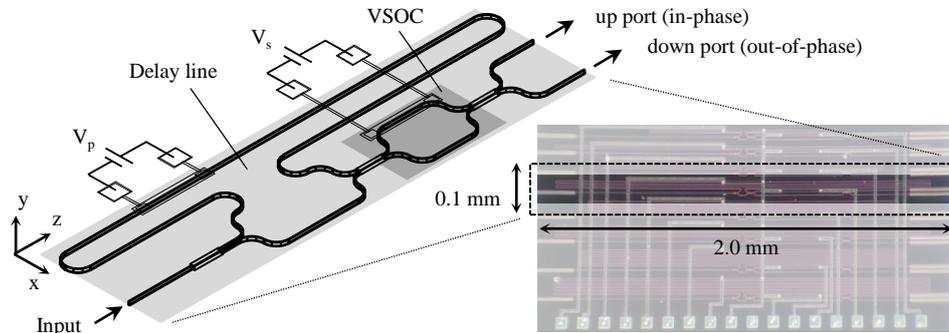


図 10 Si 細線導波路を用いた光比較演算デバイス

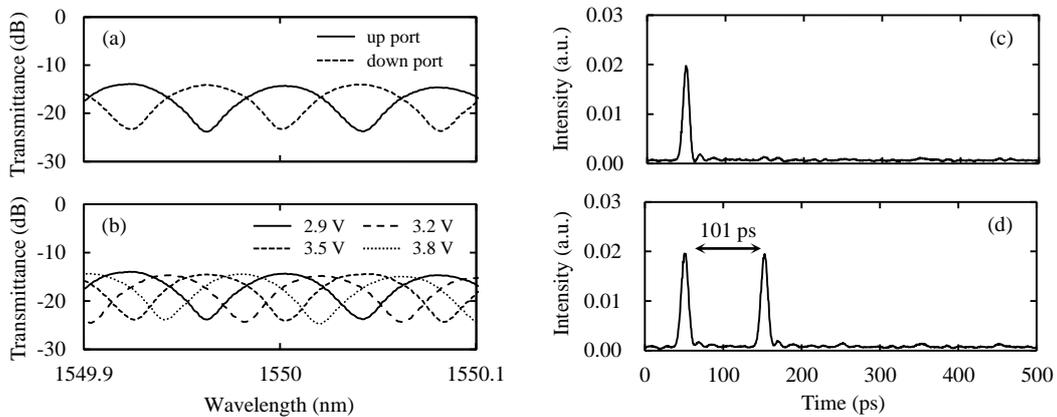


図 11 基本性能の評価：(a)-(b) インパルス応答，(c)-(d) 透過スペクトル

6 まとめ

本研究は、メモリを必要としない光パケット処理の実現を目指し、光比較演算の実用可能性を明らかにするものである。本研究では、はじめに、メモリを不要とするパケット処理の実現において光処理での比較演算が必須であることを明らかにする。それを踏まえて、位相変調 (PSK) 信号に有効な光比較演算手法を新たに提案すると共に、当該技術の実現可能性について検討を行った。最もシンプルな条件として、QPSK 信号 2 シンボルを対象とした 4-bit の光比較演算に着目し、光ファイバからなる測定系において、光学素子を組み合わせ当該動作の実証に取り組んだ。その結果、対象とした符号系列と入力信号との類似度を光強度に反映させることに成功した。このことから、速度 10 Gbps において 4-bit の QPSK 信号に対する比較演算を光処理にて実現できることを実証できたといえる。つづいて、光比較演算の機能を集積化する検討に取り組んだ。当該機能は遅延干渉計と同等の構造によって実現されるため、遅延線の設計が主となる。そこで、等価屈折率を用いて導波路における遅延量を見積もるとともに、集積デバイスを作製した。なお、作製した光比較演算デバイスにおいてその基本性能を評価し、設計誤差が 1%程度であることを確認した。これらの検討を踏まえ、集積デバイスにおいても比較演算の機能が実現する可能性を示すことができた。

【参考文献】

- [1] "Cisco Visual Networking Index: Forecast and Methodology, 2015–2020," Jun. 1, 2016.
- [2] "The Zettabyte Era: Trends and Analysis," Jun. 2, 2016.
- [3] S. J. B. Yoo et al., 米国特許, 6, 111, 673, August 29 1997.
- [4] T. Segawa, S. Ibrahim, T. Nakahara, Y. Muranaka, and R. Takahashi, "Low-Power Optical Packet Switching for 100-Gb/s Burst Optical Packets With a Label Processor and 8×8 Optical Switch," *J. Lightw. Technol.*, vol. 34, no. 8, pp.1844-1850, 2016.
- [5] Y. Wang, X. Zhang, J. Dong, D. Huang, "Simultaneous demonstration on all-optical digital encoder and comparator at 40 Gb/s with semiconductor optical amplifiers." *Opt. Lett.*, vol. 15, no. 23, pp. 15080-15085, 2007.
- [6] M. Scaffardi, E. Lazzeri, L. Poti, A. Bogoni, "All-Optical Comparator Based on Cross Gain Modulation in Semiconductor Optical Amplifiers." *OFC/NFOEC 2008, JWA79*, 2008.
- [7] P. Li, L. Sang, D. Zhao, Y. Fan, K. A. Shore, Y. Wang, A. Wang, "All-Optical Comparator With a Step-Like Transfer Function." *Lightw. Technol.*, vol. 35, no. 23, pp. 5034-5040, 2017.
- [8] L. Yang, C. Guo, W. Zhu, L. Zhang, C. Sun, "Demonstration of a Directed Optical Comparator Based on Two Cascaded Microring Resonators." *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 27, no. 8, pp. 809-812, 2015.
- [9] B. Nakarmi, M. R. Uddin, Y. H. Won, "Realization of All-Optical Digital Comparator Using Single Mode Fabry–Perot Laser Diodes." *J. Lightw. Technol.*, vol. 29, no. 19, pp. 3015-3021, 2011.
- [10] P. Li, X. Yi, X. Liu, D. Zhao, Y. Zhao, and Y. Wang, "All-optical analog comparator," *Sci. Rep.*, 6:31903, 2016.

〈発表資料〉

題 名	掲載誌・学会名等	発表年月
Si 細線導波路を用いた QPSK 信号に対する比較演算デバイス	電子情報通信学会大会講演論文集	2019 年 3 月
Optical Comparator for PSK-modulated Signals by Using Serially-Cascaded Delay Line Interferometer (Invited talk)	International Conference on Photonics Research (Interphotonics 2018)	2018 年 10 月
Optical Comparator for 4-Bit and 6-Bit QPSK-Modulated Signals by using Optical Delayed Interferometer	31st Annual Conference of the IEEE Photonics Society, IPC 2018	2018 年 9 月
光信号処理による通信路符号化および復号化技術	電子情報通信学会大会講演論文集	2019 年 9 月
Optical comparison operation for 8-Bit QPSK-modulated signal by using serially-cascaded delay line interferometer	Applied Sciences	2018 年 8 月
QPSK 信号を対象とした光信号処理での比較演算動作	第 41 回光通信研究会	2018 年 8 月
Optical Comparator for 4-Bit and 6-Bit QPSK-Modulated Signals by Using Optical Delayed Interferometer	IEEE PHOTONICS JOURNAL	2018 年 4 月