

アレイ導波路回折格子を用いたパルス制御

駒井 友紀*, 和田 尚也**, 小舘香椎子*

*日本女子大学理学研究科 数理工学専攻

**独立行政法人通信総合研究所 情報通信部門超高速フォトニックネットワークグループ

(2003年10月20日受理)

要 旨 インターネットプロトコル (Internet Protocol: IP) トラフィックの爆発的な増加に対応するためには、伝送リンク容量の拡張と同時にパケット転送速度の高速化が必要不可欠であり、光ファイバをベースとして、情報を光でやりとりする大容量フォトニックネットワークの研究開発が進められてきた。さらに、“拡大するデータ帯域の幅に対する柔軟でアクティブな適応力”を持つネットワークを実現するために、ネットワークの機能と構成をダイナミックに進化させるパルス制御技術が注目されている。本論文では、アレイ導波路回折格子 (Arrayed-waveguide Grating: AWG) を用いた「高速パルス制御装置」を初めて提案・構築するとともに、光パルス列を用いたパルス整形の原理確認実験を行い、良好な結果を得たので報告する。この制御装置はモードロックレーザからの高速光パルスを AWG でフーリエ変換し、スペクトル面で Mach-Zehnder 式アクティブ導波路変調素子を用いて任意の変調を加えた後に再度 AWG で逆フーリエ変換して時間波形に変換することを原理としている。パルス制御を支える波形整形技術としてはこれまでに、回折格子・シリンドリカルレンズと液晶空間光変調器を組み合わせた手法、AWG の時空間変換機能を用いて得られた周波数分布を液晶空間光変調器で変調する手法などが検討されている。しかしこれらの手法には変調帯域が狭く、制御する波形特性が一定の関数になり、3 次以上の高次位相分散を個別に変調することが難しいなどの課題が残っている。従って、変調するスペクトル分布の空間分解能が液晶空間光変調器の画素サイズに依存することも設計時に考慮しなければならない。本研究で提案した手法では、前述した問題を解決し、AWG の持つナノメートルオーダー間隔で波長スペクトルを生成する能力を保ったまま、導波路領域内で光の振幅と位相を変調し、安定したパルス制御を可能にした。また、周波数面における変調を行うため、AWG の波長チャンネル数を増やすことで、手軽にパルス変調帯域を増やすことができる。

キーワード : パルス整形, アレイ導波路回折格子 (Arrayed-waveguide Grating: AWG), フーリエ変換, モードロックレーザ, 可変減衰器, 可変位相シフタ, 超高速光パルス

1. はじめに

マルチメディア情報通信技術を積極的に活用し、その恩恵を最大限に甘受できる知識創造社会の実現に向け、産業・教育・生活・行政のあらゆる分野での高度情報化が進んでいる。それに伴い、多次元のマルチメディア情報などの情報通信量は増大し続け、通信ネットワークの大容量化・高速化などのインフラの整備が急務となっている¹⁾。現状を打破し、どこからでも自由にアクセス可能なユビキタス環境を構築するには、ネットワークの節と節を結ぶ伝送技術と、線から線へ情報を振り分ける転

送技術を全て光で行うフォトニックネットワークが不可欠となっている²⁾。このようなネットワークの大容量化に向けて、現状で可能な技術として多重化が検討され、進められている。時間軸上で多重化する時分割多重 (Optical Time Division Multiplexing: OTDM) 方式は、光ファイバ通信システムとして標準化され、実施されている³⁾。著者の一部は、この方式に有効なスイッチングデバイスとして、ハイブリッドマルチレベルゾーンプレートと量子井戸可飽和吸収スイッチを組み合わせた全光式マルチプレクサを提案し、検討を加えている⁴⁾。このモジュールは結像機能を持つ回折光学素子であるハイブリッドマルチレベルゾーンプレートを用いた 3 次元自由空間光学系を有しており、高密度化に優れている。また、よ

り多くの多重化に向け、異なる波長の光信号を1本の光ファイバ中で伝送させる波長多重通信 (Wavelength Division Multiplexing: WDM) が、光ファイバ増幅器の活用と共にシステム技術として、幹線系ネットワークに導入されはじめている⁵⁾。しかし、近い将来の伝送容量の増加に見合うには不十分で、転送技術の処理能力の向上のための新しい方式として光パケット通信技術の開発が進められている⁶⁾。最近、著者の一人をリーダーとする独立行政法人通信総合研究所の情報通信部門超高速フォトリックネットワークグループでは、世界に先立ち、光パケット送信・発信機、光ラベルプロセッサ、光スイッチ、光バッファ、受信機から構成されるプロトタイプを試作し、従来の光導波路型符号・復号器に比べ5ps間隔8チップのバイポーラ符号の信号処理でビットレート10Gbps、パケット長4,000bitまでを実現し、技術の可能性を示した⁷⁾。この光符号ラベルを用いたパケットルーティングは、論理素子を必要としないアナログ処理であり、処理速度を制限するのは光の速度だけであるという優れた特徴を持つ。

一方、期待される5Tbps以上の大容量・超高速フォトリックネットワークを構築し、様々な目的を持つユーザのトラフィックやデータの占有帯域を有効に利用するためには、データ容量および速度の「拡張」だけではなく、ネットワーク上を流れてくるトラフィックやデータを効率的に高速「制御」できる機能が重要となっている。このためのフレキシブルなトラフィック制御の基本技術として「任意波形のパルスまたはパルス列発生」が検討され、これまでに種々のパルス整形手法が提案されているが^{8, 9)}、超高速光パルス光源と液晶空間変調器あるいは非線形物質を組み合わせたものが多い¹⁰⁾。光源としては100Gb/s以上の高速フォトリックネットワークを実現するため、利得スイッチ法¹¹⁾やモード同期法¹²⁾を用いたGHz以上の高速繰り返しと低雑音の超短パルス光源が提案され、さらに近年、Tb/sの性能を得るためにスーパーコンティニウム光発生による超広帯域スペクトル発生法を用いた300fs程度の超短光パルスの発生も可能になった¹³⁾。

パルス整形に関する研究例としては、AWGで時空間変換したスペクトル分布を空間に取り出し、モードロックレーザの隣接するモード間の位相差を $\pi/2$ にする手法¹⁴⁾、光ファイバの分散を利用してモード間の位相差を制御する方法¹⁵⁾、回折格子・シリンドリカルレンズと液晶空間光変調器を組み合わせた手法¹⁶⁾、AWGの時空間変換機能を用いて得られた周波数分布を液晶空間光変調器で変調する手法¹⁷⁾などがあり、活発な研究が展開されている。これらの方法では変調帯域が限られ、制御する波形特性が一定の関数になり、3次以上の高次位相分散

を個別に変調することが難しいなどの課題も残っているが、最大の問題は独立にモードの振幅と位相を制御できないことである。

本研究では、光通信システムの研究者と回折格子研究に長年関わってきた研究者が連携し、複数の位相モードの重複および個別変調の問題を解決するため、モードロックレーザとAWGの実時間フーリエ変換機能およびスペクトル面における振幅・位相変調デバイスを組み合わせたパルスシンセサイザを提案し^{18, 19)}、高速光パルス列を用いたパルス整形実験により原理確認を行った。

AWGは長さの異なる複数の導波路から構成され、多光束の干渉を利用する導波路型波長合分波器であり、波長間隔0.8nm以下のデバイスをはじめとしてフォトリックネットワークの転送装置および実用伝送システムに導入され始めている。薄型軽量で、低損失(0.5dB以下)などの優れた特徴を有するAWGは回折格子の変わりの空間変換処理の機能素子などとして幅広い応用が検討され、用いられている²⁰⁾。今回新しく提案するパルスシンセサイザに用いたAWGは、チャンネル数32、チャンネル間隔19.9GHz (ITU-T/OC192 \times 2)で設計し、スペクトル変換された各出力導波路に可変減衰器および可変位相シフタが取り付けられている。減衰器および位相シフタはMach-Zehnder型の構造を有し、外部のコンピュータによりスペクトル面上の各チャンネルの変調量を独立に制御できるため、AWGの波長間隔が狭いことおよび高効率であるなどの性能が変調面で保持されており、他に例がない優れた特性を持っている。また可変減衰器および位相シフタの後には、ミラーが付いており、光は反射して再びフーリエ変換によりパルス波形に変換される。

原理実験としては試作した高精度平面光波回路 (Planar Lightwave Circuit: PLC) をパルスシンセサイザとして使用し、モードロックレーザ (繰り返し周波数10GHz~50GHzで可変、発振波長1,550nm、出力パルス幅3ps以下) を用いて、19.9GHzの光パルス列から最大160GHzまでのパルス整形が可能であることを実証した。また、歪みを含んだパルスの第2高調波発生相関で半値幅 $\Delta = 3.286\text{ps}$ の補償をすることに成功した。これらは従来のデータ ($\Delta = 5.458\text{ps}$) の記録を大きく更新した事になる。現在さらに取得した結果を用い、可変減衰器と位相シフタの変調量の算出および変調機構へのフィードバックや時間ノイズ除去などの課題に取り組んでいる。

以下に本論文の構成を示す。

第2章ではAWGの持つフーリエ変換機能とパルス整形の原理を述べる。第3章ではモードロックレーザと、AWGおよび導波路型振幅・位相変調素子と同じ基板上に搭載した高精度PLC回路を組み合わせたパルスシンセサイザを提案し、PLC回路の設計について述べる。第

4章ではモードロックレーザからの光パルス（パルス幅：1.5ps，繰り返し周波数：約10GHz）を用いた繰り返し周波数の縮小と歪み加わった場合のパルス補償を行い，パルス整形原理実験により確認した結果を記述し，第5章で得られた新しい成果についてまとめる。

2. AWGによるフーリエ変換の原理^{21, 22)}

AWGはFig. 1に示すように入出力導波路と2つのスラブ導波路，隣接する導波路間で一定の位相差 ΔL を持つ多チャンネルのアレイ導波路から構成されている。入射した光は最初のスラブ導波路内で回折し，アレイ導波路に入射および励振する。導波路は微小な屈折率差を持つコアとクラッドで構成され，光は全反射によるコア内閉じ込め効果で基板方向にのみ自由に広がる。数100本の導波路から成るアレイ導波路を通った光は第2のスラブ導波路の出力側曲面上に結像する。アレイ導波路からの光は一定の位相差を持ち，多重干渉するため，波長ごとに第2のスラブ導波路の出力側曲面上に結像する位置が異なる。したがって各結像位置に出力導波路を接続することにより，高効率な波長分波光を取り出すことができる。連続光をAWGに入射させた場合，出力側スラブ導波路と出力導波路群の境界面における中心からの曲面距離を x とすると，波長分散は

$$\frac{\Delta x}{\Delta \lambda} = \frac{N_c D \Delta L}{n_c d \lambda_0} \quad (1)$$

と示される。 n_c はスラブ導波路の実効屈折率， d は出力面のチャンネル導波路のピッチ， λ_0 は信号光の中心波長， ΔL はアレイ導波路の一定の長さの差を示す。 N_c は

$$N_c = n_c - \lambda \frac{dn_c}{d\lambda} \quad (2)$$

で表され，アレイ導波路の群屈折率を示す。

AWGで使用する回折次数 m は

$$m = \frac{n_c \Delta L}{\lambda_0} \quad (3)$$

で与えられる。

(3) 式からもわかるように，任意の整数である回折次数に対応して，中心波長が複数存在する。チャンネルとして使用する波長の帯域は，隣接する2つの中心波長の間隔以下にならない。この間隔はFSR (Free Spectral Range) と呼ばれ，AWGの重要なパラメータであり， ΔL に依存する。AWGは同じ分散素子である回折格子に比べ，隣接する導波路の長さを変えることにより高次回折次数を用いることができ，素子の小型化と高分解能化の両方を実現することが特徴である。現在，6インチウエハを用いた400チャンネル大規模AWGが作製され，隣接波長チャンネルのクロストークが-20dB，背景が-40dB，偏波依存波長シフトが0.03nm以内と非常に良好な分波特性が確認されている。また，石英系PLCでは波長間隔0.08nm以下が実現されている。

入力に光パルスまたはパルス列を用いた場合，100GHz以上の超高速の信号を時間軸上で直接処理することは難しい。AWGは前述した「波長合分波器」としての機能だけでなく，フーリエ変換の機能を有する。回折格子系とAWG系での取り扱える信号領域はパルス列におけるパルス数と幅の積で算出でき，AWG系は回折格子系よりも1桁以上大きく100ピコ秒まで可能である。フォトニックネットワークなどサブピコ秒からピコ秒パルスの整形にAWGがよく適合することがわかる。本節では，最も基本的な $1 \times N$ ポートAWGのフーリエ変換および，AWG付きPLC回路でのスペクトル変調の原理について述べる。

アレイ導波路のうち最も短い導波路の長さを L_c とすると， i 番目の導波路と2番目のスラブ導波路の境界面における光の位相は

$$\phi_i = \beta_c [L_c + (i-1) \Delta L] \quad (4)$$

と表される。ここで β_c はチャンネル導波路の伝搬係数である。

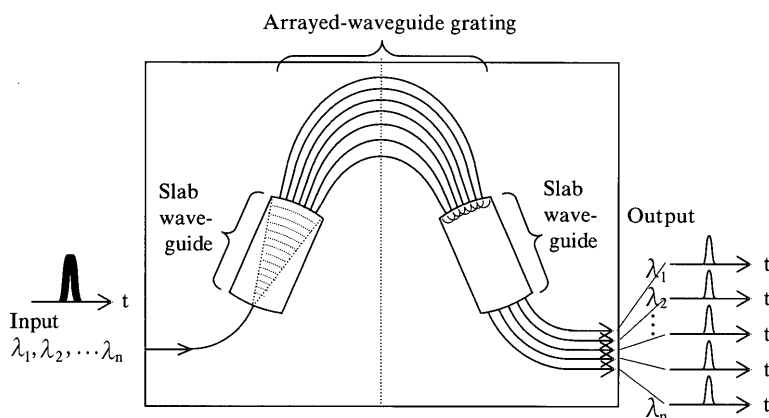


Fig. 1 $1 \times N$ channel Arrayed-waveguide Grating.

(4) 式からわかるように、 $\beta_c \Delta L = 2m\pi$ (m は整数) のとき、干渉の強めあいの条件が成り立つため、光ビームは第 2 のスラブ導波路の出力端面 1 点に焦点を結ぶ。この条件から回折次数 m は以下のように決まる。

$$m = n_c \Delta L / \lambda_0 = n_c \Delta L f_0 / c \quad (5)$$

ここで、 $n_c (= \beta_c / k)$ はチャネル導波路の実効屈折率、 λ_0 および f_0 はそれぞれ信号光の中心波長と中心周波数を示す。

第 2 のスラブ導波路における焦点位置 x の波長 λ に対する分散は

$$\frac{dx}{d\lambda} = \frac{f_s m}{n_s d} \quad (6)$$

で与えられる。

この分散の波長依存性を利用して AWG を用いた全光処理での波長の合成・分岐を実現できる。出力の電場における振幅は以下のように表される。

$$G(f) = \sum_{i=1}^N E(i) \exp(-j\phi_i) \quad (7)$$

ここで N はチャネル導波路の本数、 $E(i)$ は i 番目の導波路における電場の振幅を示す。

出力側のスラブ導波路内結像面における電場分布はアレイ導波路と第 2 のスラブ導波路の境界面の電場分布のフーリエ変換であり、アレイ導波路と第 2 のスラブ導波路の境界面における電場の振幅および位相を書き換えることができる。最初に、 i 番目の導波路の光路長 $Q(i)$ を導入すると (4) 式の光の位相は次のように表される。

$$\phi_i = \beta_c [L_c + (i-1) \Delta L + Q(i)] \quad (8)$$

光の周波数については

$$f \equiv f_l = f_0 + l(W/N) \quad (l = -N/2 \cdots N/2 - 1) \quad (9)$$

と置き、回折次数を m とすると Free Spectrum Range (FSR): W は

$$W = f_0 / m \quad (10)$$

となる。

(5), (9), (10) 式より係数 $\beta_c \Delta L$ は

$$\beta_c(l) \Delta L = 2\pi(m + l/N) \quad (11)$$

となり、(11) 式を (8) 式に代入すると光の位相が以下のように得られる。

$$\phi_i(l) = \beta_c(l) L_c + (i-1) 2\pi(m + l/N) + \beta_c(l) Q(i) \quad (12)$$

出力における電場の振幅 $G(f_l)$ 番目の 1 番目の要素は

(12) 式を (7) 式に代入して

$$G(f_l) \equiv G(l \Delta f) = \exp[-j\beta_c(l) L_c] \sum_{i=1}^N E(i) \times \exp\left[-j2\pi \frac{(i-1)l}{N} - j\beta_c(l) Q(i)\right] \quad (13)$$

が得られる。ただし、 $\Delta f = W/N$ である。

(11) 式より $\beta_c(l)$ は

$$\beta_c(l) = \beta_c(0) (1 + l/Nm) \quad (14)$$

と表される。回折次数 m は数十～数百のオーダーの値なので (13) 式は以下のように表すことができる。

$$G(l \Delta L) = \exp[-j\beta_c(l) L_c] \sum_{n=0}^{N-1} E(n+1) \times \exp\left[-j2\pi \frac{nl}{N} - j\beta_c(0) Q(n+1)\right] \quad (15)$$

ここで n は $(i-1)$ を置き換えたパラメータであり、 n 番目のアレイ導波路における電場 $g(n)$ は

$$g(n) = E(n+1) \exp[-j\beta_c(0) Q(n+1)] \quad (16)$$

となる。したがって (15) 式より

$$G(l \Delta f) \exp[j\beta_c(l) L_c] = \sum_{n=0}^{N-1} g(n) \exp\left(-j2\pi \frac{ln}{N}\right) \quad (17)$$

が導かれる。(17) 式はアレイ導波路における電場分布 $g(n)$ がフーリエ変換で表される出力の電場 $G(l \Delta f)$ の 1 番目のスペクトルを示していることを表している。このスペクトルの振幅と位相を変調することによりあらゆる周波数面のフィルタリングが可能である。フーリエ逆変換は

$$g(n) = \frac{1}{N} \sum_{l=-N/2}^{N/2-1} \{G(l \Delta f) \exp[j\beta_c(l) L_c]\} \exp\left(j2\pi \frac{ln}{N}\right) \quad (18)$$

と表され、 $i (=n+1)$ 番目の出力導波路の電場分布 $E(i)$ の振幅と光路長差 $Q(i)$ は (16) 式の $g(n)$ の振幅と位相の項によって決まる。AWG の出力スラブ導波路端では周波数スペクトル成分ごとに分光されていることをふまえ、本研究では Mach-Zehnder 干渉型の可変減衰器により (17) 式で表される振幅成分を、可変位相シフタで (17) 式で表される位相成分をそれぞれ半分変調した後、配置したミラーで反射させ、再度変調器を通す。入力と逆の過程により入力時とは異なる時間的なパルス波形が得られる。このパルス整形原理は、画像などの空間フィルタリングを行うアナログ光演算処理の手法に対応しており、任意の伝達関数を持つフィルタリングを実現できる。

3. モードロックレーザと AWG 付き PLC 回路を組み合わせたパルスシンセサイザ

3.1 AWG 付き PLC 回路

本研究で使用した AWG 付き PLC 回路は石英ガラス光導波路を用いた光回路および、それに付随して入出力用の偏波保持ファイバ、温度制御回路、位相シフト駆動用配線部から構成される。この AWG の設計パラメータは、チャンネル間隔 19.9GHz (ITU-T/OC192×2)、チャンネル数 32, 中心波長配置 1552.524nm (17ch) で、Fig. 2 に示すようにスペクトル変換された各出力導波路に変調減衰器および可変位相シフトが作製されている。減衰器は Fig. 3 に示すように Mach-Zehnder 型干渉計の構造を持ち、2 分岐のうちの 1 つに位相変化を与えるためのヒータを設置し、ヒータに加わる電圧量により各導波路で異なる位相変化を受けて出力導波路における光の合波干渉が生じ、出力光強度を変調している。位相シフトの

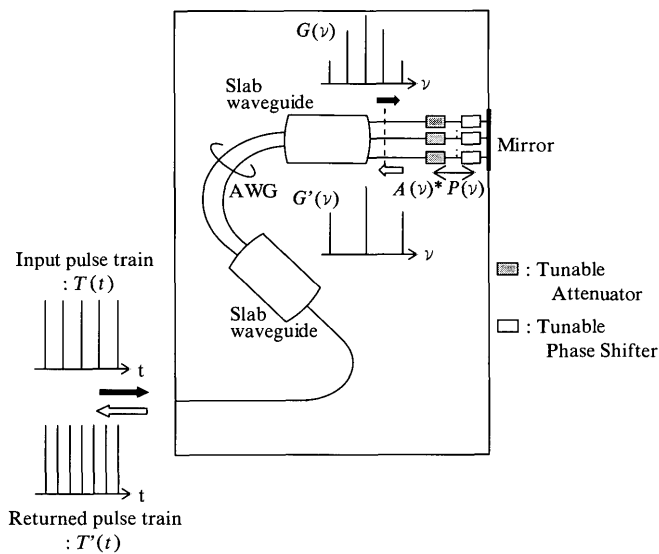


Fig. 2 PLC Circuit for pulse synthesizer.

減衰器の出力導波路上にヒータを作製し、減衰器および位相シフト上のヒータに印加する電圧量は外部のコンピュータから波長チャンネル毎、独立に制御できるようにした。変調に要する時間はヒータの動作時間により約 3 ms 以下である。各波長チャンネルのスペクトル成分は可変光減衰器と可変位相シフトを用いて任意の振幅と位相を調整した後、反射ミラーで再び AWG に戻り、逆フーリエ変換によりパルス波形に変換され、AWG 付き PLC 回路の単芯入出力用ポートから出力される。

この光回路の波長特性は温度に大きく依存するため温度安定化が必要であるため、ペルチェ素子および温度センサを組み込んでモジュール化している。したがって温度を制御し、整形されるパルス列の波長を微調整することも可能である。

3.2 パルスシンセサイザ

AWG 付き PLC 回路とモードロックレーザを組み合わせた AWG パルスシンセサイザの構成を Fig. 4 に、使用したパルス整形原理確認実験の光学系を Fig. 5 に示す。モードロックレーザからは繰り返し周波数 9.95328GHz (OC192)、パルス幅 1.5ps, 中心波長 1552.69nm のパルスが発生させ、AWG の波長チャンネル間隔が 19.9GHz であることから光時分割多重 (Optical Time Division Multiplexing: OTDM) 装置でパルス周期を 19.9GHz に合わせた。また、AWG 付き PLC 回路に装着されているペルチェ素子による温度制御により、AWG の中心波長はモードロックレーザからの発振光パルスの波長と同じにした。AWG パルスシンセサイザによってパルス列を整形する際に生じる出力パワーの損失を補償するため、光ファイバ増幅器を用いてプリアンプを行った。同時に光ファイバ増幅器から発生する余分な自然放射 (Amplified Spontaneous Emission: ASE) 光を除去するために通過バンド幅 5 nm の光フィルタを挿入した。AWG パルスシンセサイザへのパルス列の送信と反射したパルス列の取り出しにはサーキュレータを用い、出力パルス列の波

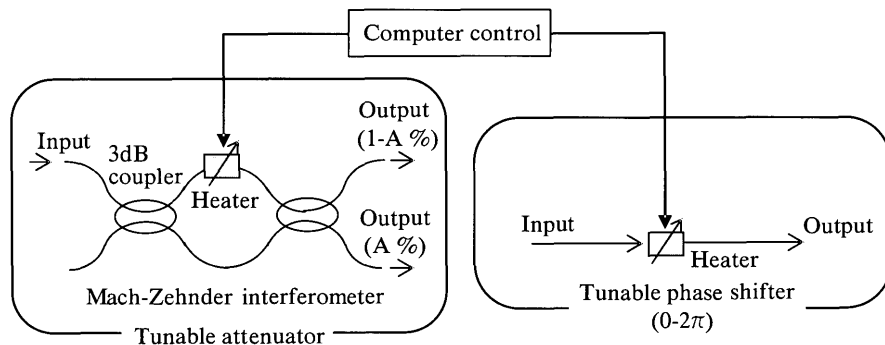


Fig. 3 Variable attenuator and phase shifter.

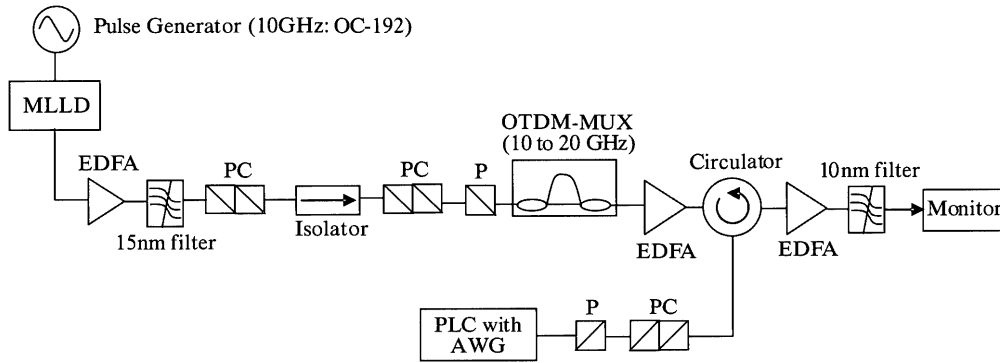


Fig. 4 Experimental setup and phase synthesizing.

(PC: polarization controller, P: polarizer, EDFA: Erbium-doped fiber amplifier, OTDM-MUX: optical time division multiplexer)



Fig. 5 Photograph of experimental setup.

形モニタリングにはストリークカメラとスペクトラムアナライザを使用した。

4. AWGパルスシンセサイザを用いたパルス整形実験

4.1 パルスの繰り返し周波数縮小実験

AWGパルスシンセサイザを用いたパルス整形の原理実験として Return-to-zero (RZ) 符号方式およびキャリア圧縮 RZ 符号方式パルス列の繰り返し周波数の縮小実験を行った。

繰り返し周波数 20GHz のモードロックレーザからの自己パルス波形とスペクトルの測定結果を Fig. 6 (a), (b) に示す。AWG の波長チャネル間隔と入力されたパルス列の繰り返し周波数が同一になっているため、正確に計 32ch のスペクトル分布が確認された。AWG パルスシンセサイザの可変減衰器を用いて、中心の 17ch に対して対称に隣り合うスペクトル成分を抑圧すると Fig. 6 (c) に示すようにスペクトルの間隔が2倍になるため、パルス波形の繰り返し周波数は 40GHz で半分に縮小さ

れる (Fig. 6 (d))。同様の操作を行い Fig. 6 (e) ~ (h) に示すように 80Hz, 最大 160GHz の繰り返し周波数縮小を実証した。

次に、キャリア圧縮 RZ (Carrier Suppressed Return-to-zero: CS-RZ) 符号方式のパルス列の用いたパルス整形実験を行った。CS-RZ 符号方式は RZ 変調方式よりもスペクトル帯域が圧縮でき、ファイバ伝搬中での分散によるパルス波形の歪みにも強いという優れた特徴を持っており、長距離伝送用信号変調方式として注目されている²³⁾。CS-RZ 符号方式はパルス列発生過程において光パルス列の位相をスペクトルごとに π 反転させて帯域圧縮を行う。CS-RZ 符号の光パルス列と、位相が反転しない従来の RZ 符号パルス列のスペクトルを Fig. 7 に示す。RZ 符号は、搬送波の成分 f_0 を中心にクロック成分の両側帯波成分が周波数間隔 B で生じ、占有帯域は約 $2B$ となる。一方、CS-RZ 符号パルス列スペクトルは、Fig. 8 に示すように搬送波成分 f_0 が抑圧され、モードの間隔が伝送速度 B に等しい 2 つのモードから構成され、モード間のうなりよりパルス列が形成される。うなりを生じたパルス列の電界変化は RZ 符合のパルス列の電界変化の半分の周波数変化になり帯域圧縮が可能となる。

CS-RZ 符号方式の特性をふまえ、AWG 付き PLC 回路の可変減衰器と位相シフタの両方の変調機能を用い、隣り合うスペクトルの位相を π 反転させて RZ 符号方式と同様に 160GHz 間隔のパルス列を発生させた。20GHz から 160GHz に繰り返し周波数間隔縮小した RZ 符号パルス列のスペクトルとパルス波形を Fig. 7 (a), (b) に示す。同図 (c), (d) に同じく 20GHz から 160GHz に繰り返し周波数間隔縮小した CS-RZ 符号パルス列のスペクトルとパルス波形を比較して示す。また、CS-RZ 符号の隣接するスペクトルの位相が π 反転していることを確認するために、AWG パルスシンセサイザの出力導波路の直後に 1bit 干渉型シフタを挿入して波形を観察し

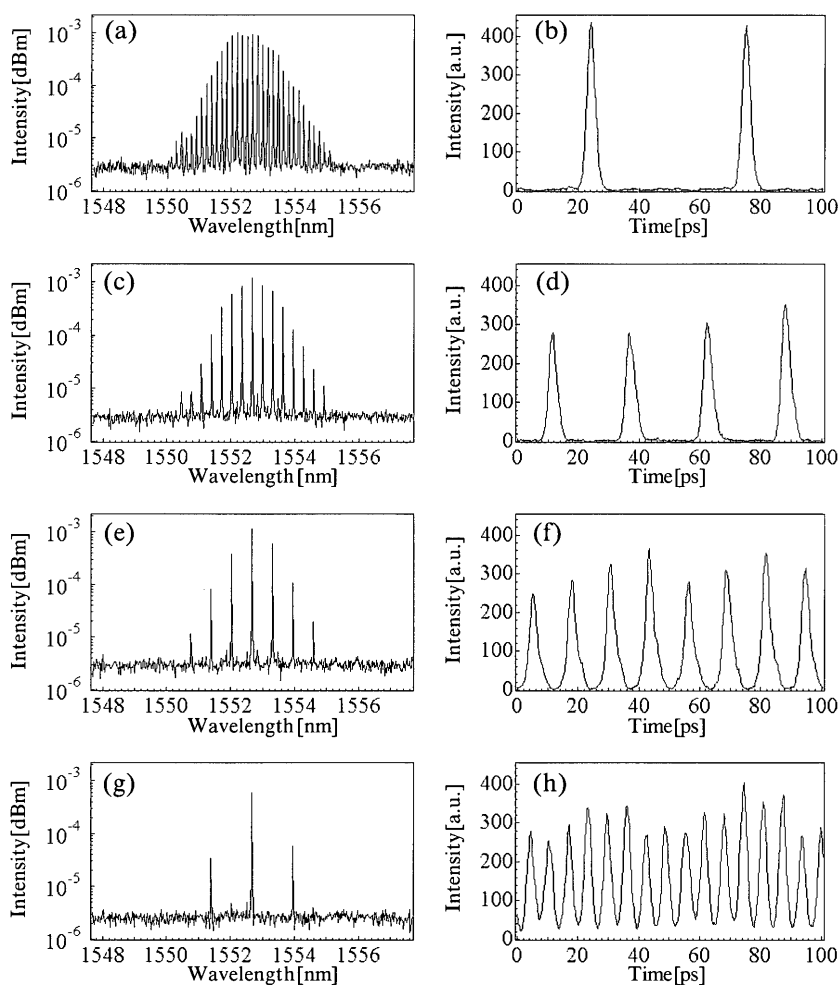


Fig. 6 Experimental results of return-to-zero pulse trains generation.

- (a), (b) represent spectrum and waveform of pulse trains with repetition frequency of 20GHz.
 (c), (d) represent spectrum and waveform of pulse trains with repetition frequency of 40GHz.
 (e), (f) represent spectrum and waveform of pulse trains with repetition frequency of 80GHz.
 (g), (h) represent spectrum and waveform of pulse trains with repetition frequency of 160GHz.

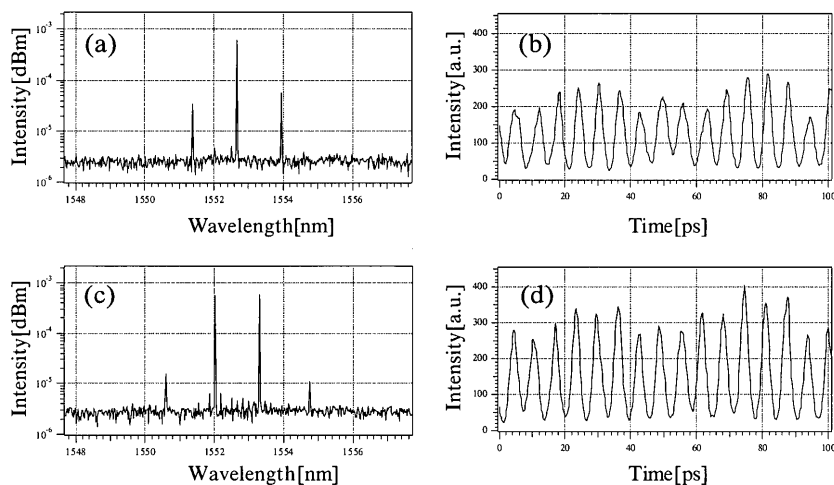


Fig. 7 Experimental results of CS-RZ pulse trains generation.

- (a), (b) represent spectrum and waveform of RZ coding pulse trains with repetition frequency of 160GHz.
 (c), (d) represent spectrum and waveform of CS-RZ coding pulse trains with repetition frequency of 160GHz.

たところ, Fig. 9 に示すように CS-RZ 符号のパルス列は位相反転の打ち消しの効果で 0 に近い出力結果になった。

以上の実験的検討により, トラフィック制御のように

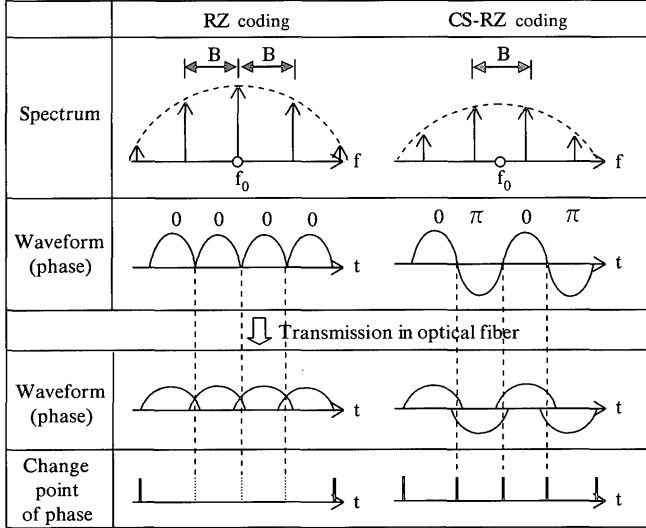


Fig. 8 Principle of CS-RZ pulse coding.

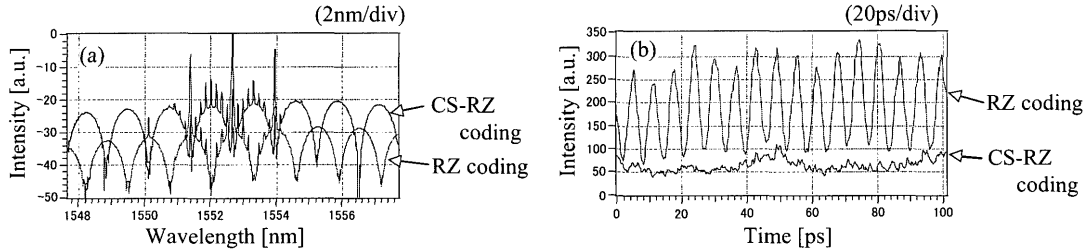


Fig. 9 Verification of CS-RZ pulse generation.

- (a) represent spectrum of pulse trains.
- (b) represent output waveform of pulse trains.

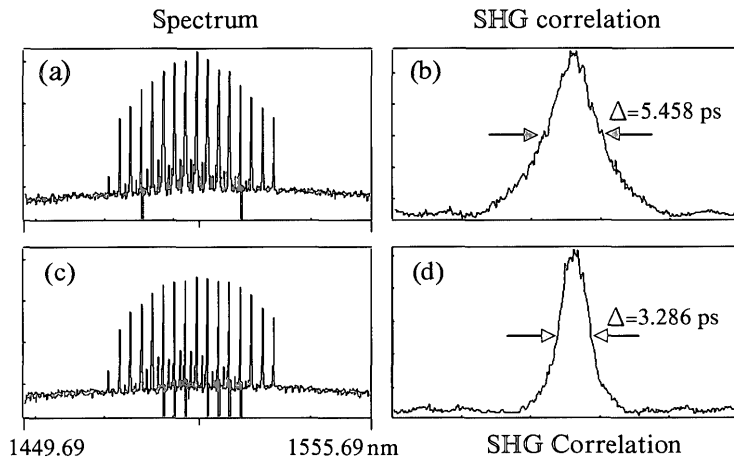


Fig. 10 Pulse re-shaping.

- (a), (c) represent spectrum of distorted pulse and re-shaped pulse.
- (b), (d) represent SHG correlation of distorted pulse and re-shaped pulse.

パルス列の繰り返し周期を変調する装置として AWG パルスシンセサイザの有効性を実証した。

4. 2 パルス波形および分散補償の検討

超高速フォトニックネットワークシステムにおいて光ファイバ伝送中の分散補償は重要な課題である。2 次分散補償は市販の分散補償ファイバやファイバブラッググレーティングにより分散補償が実現できるが, 特に問題になるのが 3 次以上の高次分散補償と可変分散補償である。問題解決に向けて, 空間液晶変調器をフィルタとして利用し, 可変の分散補償を行う例も検討されている。また AWG (導波路本数 340, 回折次数 59) と反射型の液晶フィルタを組み合わせた場合, 1.1ps の非対称な入力パルスを 0.9ps の対称なパルスに整形できることが確認されている。提案している AWG パルスシンセサイザもスペクトル変換後のパルスあるいはパルス列に, 可変位相シフトを用いて 0 から 4π までの範囲で任意の位相変調を加えられる。したがって, リアルタイムの高次分散補償への適用が可能である。

Fig. 10 (a), (c) に歪を含んだパルスと補償したパル

スのスペクトルを、(b)、(d) にそれぞれの第2高調波発生 (Second-harmonic Generation) 相関の結果を示す。補償前の第2高調波相関 Δ 、およびフィッティングしたガウシアンビームの半値幅 $\omega_{1/2}$ はそれぞれ5.458ps, 3.860psであった。AWGパルスシンセサイザを用いてパルス分散補償を行った結果、 $\Delta=3.286\text{ps}$, $\omega_{1/2}=2.324\text{ps}$ を得た。なお、パルスの中心波長はパルス整形の場合と同じく1552.69nmを用いた。

5. ま と め

フォトニックネットワークなどの高速光パルスの応用において重要な役割を果たす任意波形のパルス整形を行うため、モードロックレーザとアレイ導波路回折格子 (32ch, 波長間隔19.9GHz) の実時間フーリエ変換機能およびスペクトル面における振幅・位相変調デバイスを組み合わせたパルスシンセサイザを提案した。このパルスシンセサイザを用いてモードロックレーザの約20GHz周期のReturn-to-zero変調自己発振光パルス列から最大160GHz周期のパルス列への整形実験を行った。Return-to-zero変調よりも帯域圧縮が可能でファイバ伝送中の分散に対してもロバスト性が強いという優れた特徴を持つキャリア圧縮Return-to-zero変調パルス列についても同様に160GHz周期のパルス列を整形した。また、歪みを含んだパルスの第2高調波相関測定で $\Delta=5.458\text{ps}$ のパルス列を、 $\Delta=3.286\text{ps}$ に整形することに成功し、本実験で使用したAWGパルスシンセサイザがパルスまたはパルス列の分散補償に適用できることを示した。今後はネットワーク内の位相変調検出やエラーフリーの信号回復への適用などを含め、より多くの応用を目指すために、AWGの波長チャネル数の増設など、パルスシンセサイザの性能を決めているAWGの設計パラメータの最適化に向けて数値計算と実験の両面により検討を加える予定である。

本研究は日本女子大学と独立行政法人通信総合研究所の共同研究の一部である。パルス整形原理確認実験に御助言を頂いた独立行政法人通信総合研究所情報通信部門超高速フォトニックネットワークグループリーダーの久保田文人氏はじめ、グループの皆様へ感謝申し上げます。

参 考 文 献

- 1) 北山研一: 電子情報通信学会誌 **85** 298 (2002)
- 2) Emori Y, and Namiki S: Conf. OFC'99 PD19 (1999)
- 3) Nakazawa M, Yoshida E, Yamamoto T, and Sahara A: Electron. Lett. **34** 907 (1998)
- 4) Komai Y, Kodate K, and Kamiya T: Jpn. J. Appl. Phys. **41** 4831 (2002)
- 5) Emori Y, and Namiki S: Conf. OFC'99 PD19 (1999)
- 6) Kitayama K, Wada N, and Sotobayashi H (invited): IEEE Lightwave Technol. **18** 1833 (2000)
- 7) Wada N, Harai H, and Kubota F: Conf. OFC'03 2 801 (2003)
- 8) Winer A.M, and Kan'an A.M: IEEE J. Selected Topics Quant. Electron. **4** 317 (1998)
- 9) Kane DJ, and Trebino R: IEEE J. Quantum Electron. **29** 571 (1993)
- 10) 黒川隆志, 竹ノ内弘和, 津田裕之: レーザ研究 **28** 486 (2000)
- 11) Miyamoto M, Tsuchiya M, Liu HF, and Kamiya T: Jpn. J. Appl. Phys. **35** L1330 (1996)
- 12) Takara H, Kawanishi S, and Saruwatari M: Electron. Lett. **31** 292 (1995)
- 13) Morioka T, Kawanishi S, Mori K, and Saruwatari M: Electron. Lett. **30** 1166 (1994)
- 14) Kurokawa T, Tsuda H, and Okamoto K, Naganuma K, Takenouchi H, and Inoue Y: Electron. Lett. **33** 1890 (1997)
- 15) Takahashi H, Suzuki S, and Nishi I: J. Lightwave Technol. **12** 989 (1994)
- 16) 山下幹雄, 松本賢一郎, 許林: レーザ研究 **28** 492 (2000)
- 17) Tsuda H, Okamoto K, Ishii T, Naganuma K, Inoue Y, Takenouchi H, and Kurokawa T: IEEE Photon. Technol. Lett. **11** 569 (1999)
- 18) Wada N, Kutota F, Watanabe H, Komai Y, and Kodate K (postdeadline paper): Conf. Lasers and Electro-Opt. in Europe CEP-8-THU (2003)
- 19) Komai Y, Watanabe H, Kodate K, Wada N, and Kubota F: 5th Opt. in Eng. (2003)
- 20) Takenouchi H, Goh T, and Ishii T: Conf. OFC'03 TuS2 (2001)
- 21) 岡本勝就: 光導波路の基礎 コロナ社 東京 1 (2001)
- 22) Okamoto K, and Yamada H: Opt. Lett. **20** 43 (1995)
- 23) Miyamoto Y, Hirano A, Yonenaga K, Sano A, Toba H, Murata K, and Mitomi O: Electron. Lett. **35** 2041 (1999)

Pulse Synthesize using Arrayed-waveguide Grating

Yuki Komai*, Naoya Wada** and Kashiko Kodate*

*The Graduate School of Science, Division of Mathematical and Material Structure Science

**Information and Network Systems Division, Communications Research Laboratory

(Received October 20, 2003)

Abstract: An explosive increase in Internet Protocol (IP) traffic demands high-capacity photonic network based on a fiber transmission part and signal processing in the optical domain. Accordingly there is an increasing need for high-speed and active traffic control function that has a reconfigurable network structure to provide an individual user with optimum data rate. Among potential instruments, a pulse shaping is regarded as of high utility to realize the traffic control. We proposed and designed a new pulse synthesizer using a phase and attenuation tunable high-resolution arrayed waveguide grating (AWG).

In this paper, we present the configuration and function of AWG synthesizer combined with a mode-locked Laser diode (MLLD) and planar lightwave circuit (PLC), along with demonstration of real-time variable rate pulse trains generation and pulse re-shaping. The optical pulse synthesizer consists of AWG with tunable attenuators, optical phase shifters, and a mirror, which are all integrated by PLC technology. Optical pulse or pulse trains input from an in/out port and divided into spacing spectral components. Amplitude and optical carrier phase are tuned by attenuators and phase shifters, respectively.

It has been reported that some techniques were established to synthesize and shape short pulses by use of optical pulse shaping method employing Fourier-Transformed Hologram with various devices such as diffraction grating, lenses and liquid-crystal spatial light modulator (SLM). Pulse shaping system is also under examination, equipped with frequency resolved optical grating using the parallel aligned nematic liquid crystal SLM. However, these methods are left with some issues to be grappled such as a narrow spectral range, similar waveforms of pulse or pulse train and a resulting design restriction of SLM pixel pitch. Moreover, there is difficulty to be overcome in modulating higher order phase dispersion in optical fiber. As a possible solution to those tasks, our proposed method enabled the modulation of a spectrum distribution in waveguide by use of Mach-Zehnder interferometer attenuation and phase shifter, keeping a small wavelength space of AWG constant. This facilitates the manner of decreasing modulation resolving power and bandwidth simply by means of the number increase of the AWG.

Key words: Pulse shaping, Arrayed-waveguide Grating (AWG), Fourier conversion, Mode-locked Laser Diode (MLLD), Tunable attenuator, Tunable phase shifter, Ultra-fast short pulse