

PLC型トランスバーサルフィルタを用いた可変分散補償器(TDC)の開発

Tunable Dispersion Compensator Using PLC-Type Optical Transversal Filter

川島 洋志*
Hiroshi Kawashima

松原 礼高*
Noritaka Matsubara

奈良 一孝*
Kazutaka Nara

概要 40 Gbps システム等の高速光通信においては、伝送路の分散変化を付加的に補償する適応分散補償が必要とされており、これまでに種々の方式の可変分散補償器 (TDC) が検討されてきた。中でも、石英系平面光波回路 (PLC) で形成した有限インパルス応答 (FIR) フィルタ型 TDC は、種々の分散波形に対応可能、中心波長調整が可能、複数チャネル同時補償可能などの点から有望視されている。その一種であるトランスバーサルフィルタは、遅延線 (タップ) 数増加による分解能向上が容易、モニタ回路による高精度の特性調整が可能といった利点がある。そこで、我々は8タップの光トランスバーサルフィルタを比屈折率差 $\Delta = 1.5\%$ の石英系 PLC で作製し、動作確認を行った。その結果、計算結果とほぼ一致する分散変化を実現でき、 $-71 \sim +109$ ps/nm の分散、10 dB 以下の挿入損失、約 0.5 nm の動作帯域を得た。さらにタップ数増加による分解能向上効果を確認した。

1. はじめに

近年、FTTHやADSL等のブロードバンド接続の急速な普及と、それに伴うトラフィックの急増を背景に、40 Gbpsといった次世代高速光通信システムの導入が検討されている。そのような高速光通信システムにおいては、温度変化や光パワーレベル変動等に伴う伝送路の分散変動がシステムの分散耐力を超えてしまうことが問題となるため、伝送路の分散変動を付加的に補償する適応分散補償が必要とされている。そのため、これまでにFBG型、マイクロプロテクス型、PLC型など種々の方式の可変分散補償器 (TDC) が検討されてきたが^{1) ~ 4)}、中でも石英系 PLC で形成した有限インパルス応答 (FIR) フィルタ型 TDC は、種々の分散波形に対応可能、中心波長調整が可能、複数チャネル同時補償可能などの点から有望視されている。PLC 型 FIR フィルタは、N 個のタップと呼ばれる遅延線を有する構成要素から成り、各タップでの光振幅と位相を表すタップ係数の調整により任意のフィルタ特性が実現できる。その一種であるトランスバーサルフィルタは、N 個のタップを並列配置した構成により、タップ数増加による分解能向上が容易、モニタ回路による高精度のタップ係数調整が可能といった利点がある⁵⁾。

そこで我々は、PLC 型トランスバーサルフィルタを用いた TDC について⁶⁾、離散的フーリエ変換を用いた設計、及び 40 Gbps システムへ適用できるフィルタ設計パラメータに関する検討を行った。その結果を基に、8 タップの光トランスバーサルフィルタを $\Delta = 1.5\%$ の石英系 PLC で作製して動作確認を

行い、TDC として種々の波形形成が可能であることを確認した。さらに、16 タップの光トランスバーサルフィルタを作製し、分解能の向上効果を確認したので報告する。

2. 回路構成

今回の TDC 用に使用した光トランスバーサルフィルタの回路構成を図 1 に示す。本回路は可変スプリッタ、N 本の可変位相シフタ付遅延線 (タップ)、可変コンバイナで構成されている。可変スプリッタ/コンバイナはツリー状に縦列接続された 2×2 のマッハツェンダ干渉計 (MZI) 型可変カップラから成り、遅延線群を挟んで鏡像特性とすることで原理損失の抑制を図っている⁵⁾。また、各可変カップラの不使用ポートをチップ端に接続し、モニタ回路としている。本構成では、可変スプリッタ/コンバイナの接続段数を1段増加させることにより、タップ数を倍増できるため、高分解能化が容易となっている。

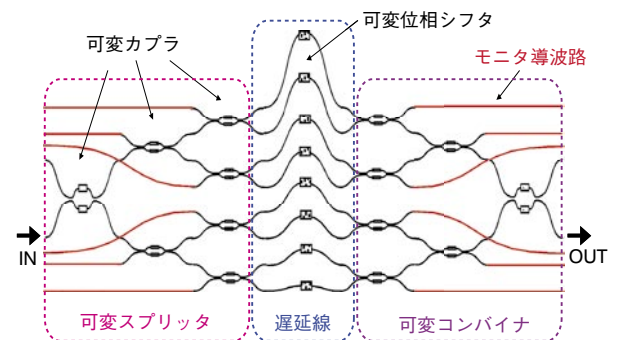


図1 PLC 光トランスバーサルフィルタ型 TDC の回路構成
Schematic configuration of transversal filter-type TDC.

* 研究開発本部 ファイテルフォトニクス研究所

3. フィルタ設計

次に、フィルタ設計方法を示す。本回路の伝達関数 G は以下のフーリエ級数で与えられる。

$$G = \sum_{n=0}^{N-1} g_n \exp \left(-j \frac{2\pi}{c} n_{\text{eff}} f n \Delta L \right) \quad (1)$$

ここで n_{eff} は導波路の等価屈折率、 f は光周波数、 $n\Delta L$ は各タップの初期遅延量($n = 0, 1, \dots, N-1$)、 c は光速、 j は虚数単位であり、 g_n は下式で与えられるタップ係数である。

$$g_n = \gamma_n \exp(j\theta_n) \quad (2)$$

ここで γ_n は各可変カプラの結合効率で決まる各タップの光振幅、 θ_n は可変位相シフタで付与される付加的位相変化量である。ここで(1)式の離散的フーリエ変換により、 g_n は下式のように求められる。

$$g_n = \frac{1}{N'} \sum_{l=0}^{N'-1} G_l \exp \left(j \frac{2\pi}{N'} n l \right) \quad (3)$$

ここで、 G_l はターゲット周波数特性、 N' はサンプリングデータ数である。

今回、ターゲット周波数特性として、通過帯域で一定の分散値が得られるように2次関数形状の位相特性を与えた G_{l1} 、及びFSR内の通過帯中央付近では近似的に一定の分散値が得られ、かつ帯域端において隣接次数の波形と連続的につながる周期特性を有するSin関数状の位相特性を与えた G_{l2} を仮定し、下式にて定義した。

$$G_{l1} = \exp \left\{ j\epsilon\pi \left(\frac{2}{\text{FSR}} \right)^2 (\lambda - \lambda_c)^2 \right\} \quad (4)$$

$$G_{l2} = \exp \left\{ j\epsilon\pi \sin \left(2\pi \frac{\lambda - \lambda_c}{\text{FSR}} \right) \right\} \quad (5)$$

ここで、FSRはフィルタの自由周波数領域、 λ は波長、 λ_c は中心波長、 ϵ は分散量を決める係数である。

以上の議論に基づき、 G_{l1} 及び G_{l2} をターゲット特性とし、それぞれ $\epsilon = -2 \sim +2$ 、 $-0.7 \sim +0.7$ の範囲でタップ係数を求め、群遅延及び透過率のスペクトルを計算した。ターゲット特性の

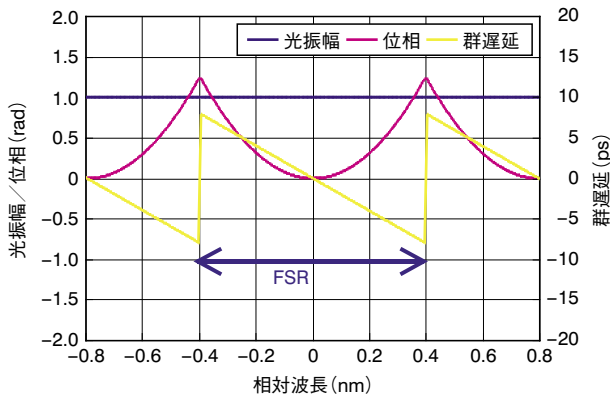


図2(a) 2次関数状ターゲット(G_{l1}) スペクトル Target spectrum using G_{l1} .

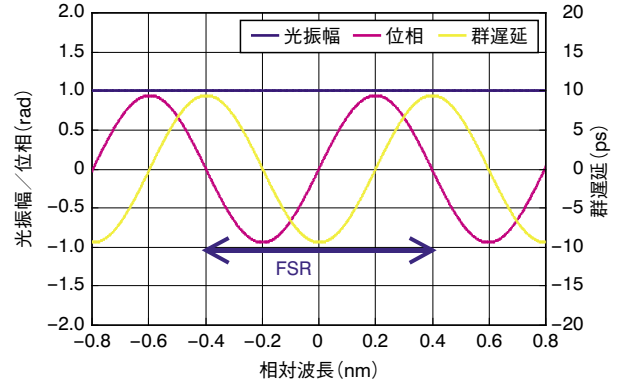


図2(b) Sin関数状ターゲット(G_{l2}) スペクトル Target spectrum using G_{l2} .

表1 回路パラメータ Circuit parameters.

ターゲット形状	2次関数(G_{l1})	Sin関数(G_{l2})
タップ数	8	8
ΔL	2055 μm	2055 μm
FSR	100 GHz	100 GHz
λ_c	1545 nm	1545 nm
ϵ	$-2 \sim +2$	$-0.7 \sim +0.7$

例を図2(a), (b)に示す。計算に際しては表1に示す回路パラメータを用いた。

なお G_{l1} を用いた場合、図2(a)に示すようにFSR端部に不連続で急峻な位相特性となるため、フーリエ級数で精度良く波形を近似するためには、高次の級数を用いる必要がある。すなわち、タップ数を多くし、フィルタの分解能を高める必要がある。しかし、実際のフィルタ作製時には、フーリエ級数を作製可能な有限のタップ数で打ち切るため、その影響で波形にリップルが発生する。そこでHamming窓⁷⁾と呼ばれる窓関数をタップ係数に掛け、リップル低減を図った。

例として、FSR = 100 GHz、8タップのフィルタを用い、 G_{l1} ターゲット($\epsilon = -1$)、及び、 G_{l2} ターゲット($\epsilon = -0.4$)でのタップ係数計算結果を図3(a), (b)に、 G_{l1} 及び G_{l2} ターゲットで ϵ を変化させた時の計算スペクトルを図4(a), (b)にそれぞれ示す。図4(a), (b)より、いずれのターゲット形状を用いた場合でも、 ϵ の変化に伴い群遅延波形が変化することが分かる。この場合、群遅延スペクトルがほぼ直線状となる波長範囲において、 G_{l1} では最大分散量は ± 93 ps/nm、最大分散量の時の3 dB帯域幅は約0.3 nm、分散可変帯域は約0.5 nm、 G_{l2} では最大分散量は ± 200 ps/nm、3 dB帯域幅は約0.4 nm(計算範囲内では3 dBダウンせず)、分散可変帯域は約0.35 nmである。なお G_{l1} の場合、窓関数を用いている影響で、図4(a)から分かるように大きな ϵ を用いると透過率スペクトルの狭く化が顕著となる。そのため、分散可変帯域よりも3 dB帯域の方が狭くなり、これが特性の制限要因となる。

次に、同様の計算をタップ数、FSRを変化させて計算し、同一の ϵ に設定した時の分散値及び3 dB帯域幅をFSRに対してプロットしたものを図5(a), (b)に示す。なお、 G_{l1} で32タップの場合、全帯域にわたり3 dB以下のロスとなっているため、3 dB帯域幅をFSRとした。また、 G_{l2} の場合、全帯域で3 dB

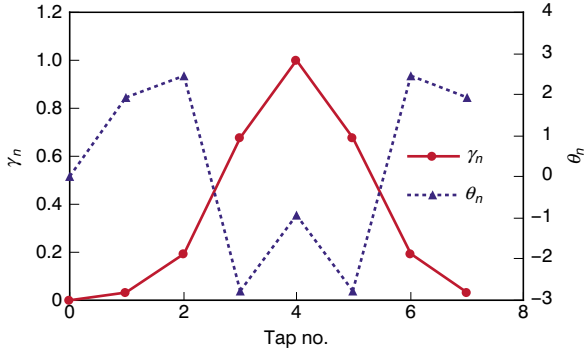


図3 (a) タップ係数の例 (FSR = 100 GHz, 8 tap, G_{11} , $\varepsilon = -1$)
Example of tap coefficient for G_{11} target.

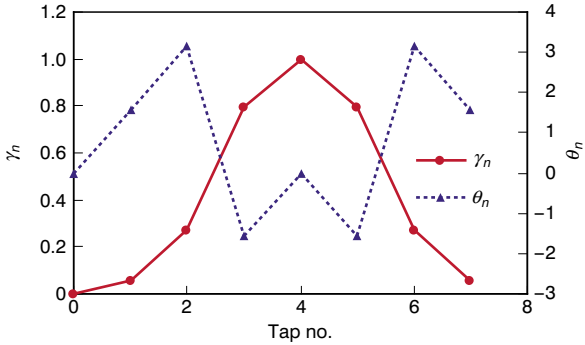


図3 (b) タップ係数の例 (FSR = 100 GHz, 8 tap, G_{12} , $\varepsilon = -0.4$)
Example of tap coefficient for G_{12} target.

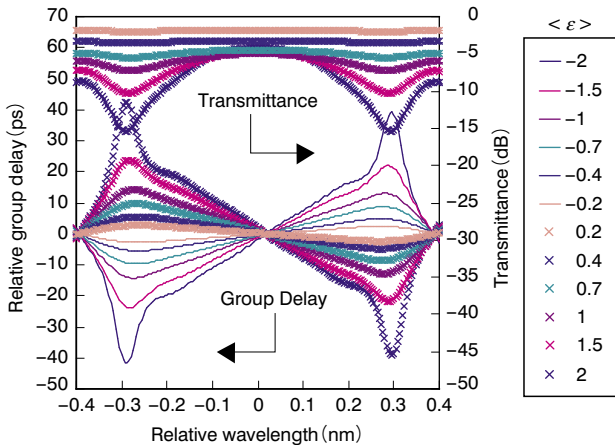


図4 (a) G_{11} での計算スペクトル (FSR = 100 GHz, 8 tap)
Calculated spectra using G_{11} target.

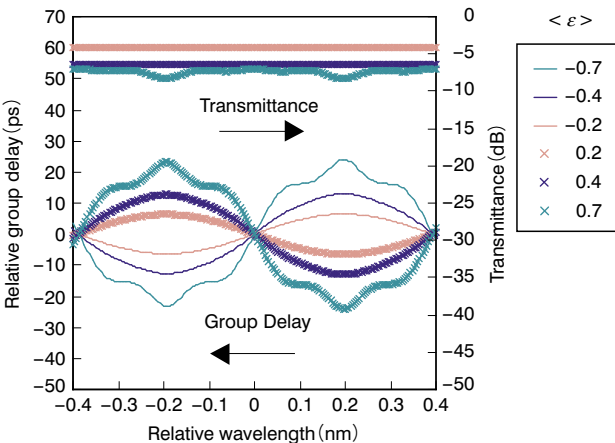


図4 (b) G_{12} での計算スペクトル (FSR = 100 GHz, 8 tap)
Calculated spectra using G_{12} target.

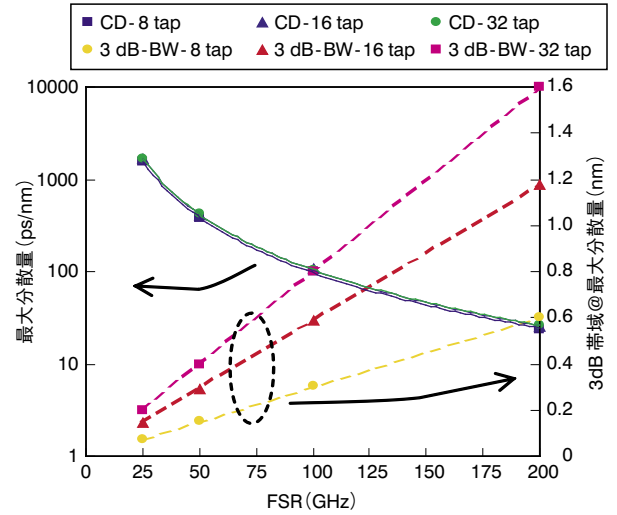


図5 (a) FSRと最大分散量及び3 dB帯域の関係
(G_{11} , $\varepsilon = -2$)
Maximum CD and 3 dB-bandwidth versus FSR
using G_{11} .

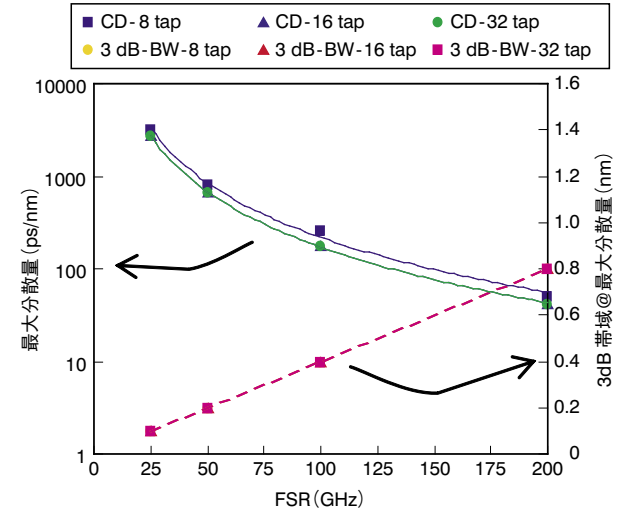


図5 (b) FSRと最大分散量及び3 dB帯域の関係
(G_{12} , $\varepsilon = 0.7$)
Maximum CD and 3 dB-bandwidth versus FSR
using G_{12} .

ダウンに達しないため、3 dB帯域幅をFSR/2とした。

図5より、最大分散量と帯域とは互いにトレードオフの関係になり、最大分散量はFSRの2乗に反比例して変化しますが、帯域はFSRに比例して変化することが分かる。また、 ε が一定であれば最大分散量はタップ数が増加してもほぼ同等であるが、 G_{11} の場合、3 dB帯域はタップ数が増加するに従って広がることが分かる。

この結果から、 G_{11} を用いた場合はFSR = 100 GHz、16以上のタップ、 G_{12} を用いた場合はFSR = 150 GHzの構成にて、40 Gbpsシステムにおいて必要とされている約0.6 nmのパスバンド及び ± 100 ps/nm程度の最大分散量を確保できることが分かる。一方でタップ数の増加は駆動する可変キャパ及び可変位相シフタの増加を意味し、複雑な制御が必要となる。そこで今回は、まず図3に相当する8タップのPLC型光トランスバーサルフィルタを作製して動作原理確認を実施した後、16タップのフィルタを作製してタップ数増加による分解能向上効果を確認することとした。

4. 作製

上記議論に基づき、火炎加水分解堆積法 (FHD) とリアクティブイオンエッチング (RIE) を用いてシリコン基板上に形成した石英系PLCにより、トランスバーサルフィルタ型TDCを作製した。作製に当たっては、チップサイズ縮小のため、 $\Delta = 1.5\%$ 、最小曲がり半径が2 mm、コアサイズが $5 \times 5 \mu\text{m}^2$ の高 Δ 導波路を新規に開発し使用した。本高 Δ 導波路の導波路長と挿入損失の関係を図6に示す。

図6より本導波路の伝搬損失は約0.06 dB/cmであり、本TDCに用いる大規模回路にも十分適用可能であることが分かる。また、可変カプラを構成するMZI回路のアーム部、及び遅延線に配置した可変位相シフト部には、薄膜ヒータからなる熱光学位相シフトを形成した。さらに、消費電力削減のため、各ヒータに沿って断熱溝を形成した。

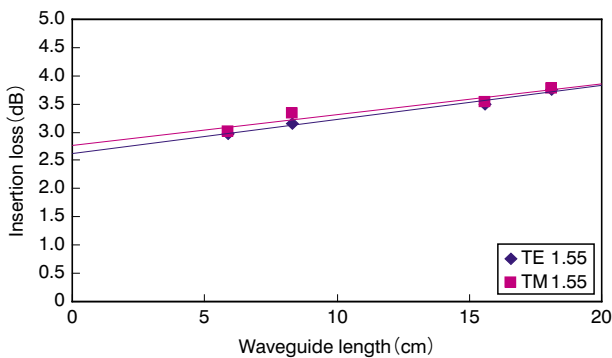


図6 $\Delta = 1.5\%$ PLCの導波路長と挿入損失の関係
Insertion loss versus waveguide length of $1.5\% \Delta$ PLC.

作製した16タップのTDCチップ写真を図7に示す。チップサイズは $68.0 \times 24.0 \text{ mm}^2$ である。高 Δ 導波路の適用により、図7に示すような折り畳み配置が可能となり、チップの小型化に寄与している。

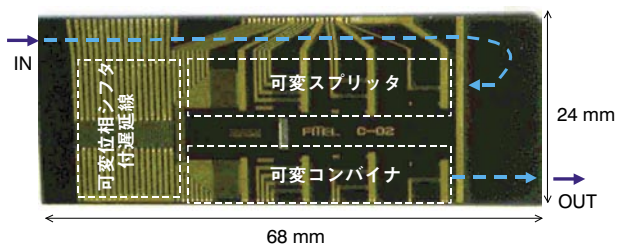


図7 16タップトランスバーサルフィルタ型TDCのチップ
PLC chip for 16-tap transversal filter-type TDC.

5. 特性調整

本フィルタにて計算どおりのスペクトルを得るためには、タップ係数を正確に設定する必要があるが、各可変カプラ及び位相シフトは作製誤差を有するため、各ヒータを駆動した際のカプラ結合率変化及び位相シフト量の実特性を正確に把握する必要がある。そこで、初めにモニタ回路を用いて各可変カプラ及び位相シフトの特性を取得した。測定に当たってはまず各可変カプラを個別に駆動して、ヒータ電力とカプラ結合率の関係を把握した後、その結果を用いて、隣接する2本の位相シフトに透光し、ヒータ電力と干渉スペクトルのピーク波長シフト量

の関係を調べた⁵⁾。その結果を用いて作製誤差の補正を行った。

図8は作製した8タップのトランスバーサルフィルタ型TDCの各位相シフトに均等に透光し、(a)位相シフトの誤差補正無し、(b)補正ありとして測定したスペクトルである。灰色のプロットは計算値である。図8より、位相シフトの誤差補正により、ピークでの透過率及びピーク波長の位置が計算値と良く一致しており、誤差補正が有効に機能していることが分かる。

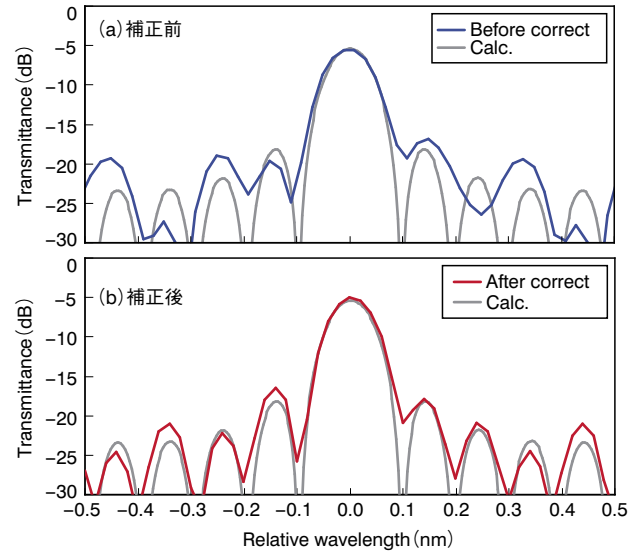


図8 位相シフトの誤差補正結果
Error correction result of phase shifters.

6. 8タップTDCの測定結果

次に、この結果を用いて8タップTDCの各可変カプラと可変位相シフトを所定のタップ係数に調整し、群遅延及び透過率スペクトルを測定した。測定には1545 nm帯のTE偏波光を用い、位相シフト法で行った。測定に当たっては、透過中心波長を一定に保つため、バルチェ素子を用いてチップ温度を60.0℃に保持した。ターゲットとして G_{11} を用いた結果を図9(a)に、 G_{12} を用いた結果を図9(b)にそれぞれ示す。図中のグレーのプロットは計算値である。図9より、いずれのターゲットでも ε に応じて群遅延波形が変化し、概ね計算値と一致していることが確認できる。これを基に、 ε に対する波長分散値(CD)をプロットした結果を図10(a)、(b)に示す。図中の白抜きプロットは計算値である。図10より、 G_{11} を用いた場合で $-71 \sim +109 \text{ ps/nm}$ 、 G_{12} を用いた場合で $-203 \sim +121 \text{ ps/nm}$ の可変分散量が得られ、いずれも概ね計算値と一致することが分かる。また、最大分散量での挿入損失/3 dB帯域/可変分散帯域はそれぞれ約10 dB/約0.2 nm/約0.5 nm、約13 dB/約0.2 nm/約0.35 nmであった。この結果から、今回作製した8タップPLC型光トランスバーサルフィルタはTDCとして有効に機能することが確認できた。このように本TDCでは1つのフィルタを用いて種々の波形を形成できるため、個々の伝送路の特性に合わせた補償が可能であると思われる。

7. 16タップ化による分解能向上

以上、8タップのトランスバーサルフィルタによる動作原理の確認結果を示したが、8タップという少数のタップ数で波形

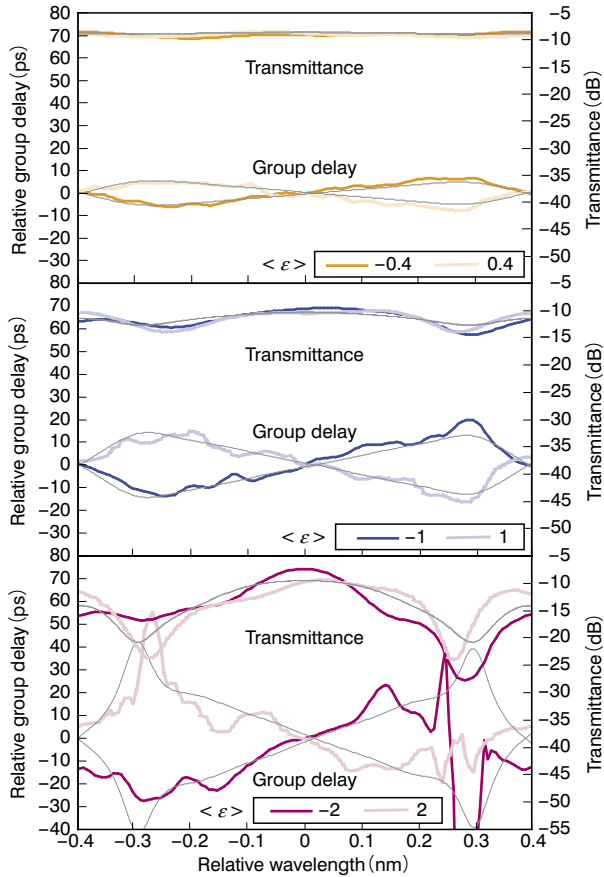


図9(a) G_{11} ターゲットでのTDC波形測定結果
($\epsilon = \pm 0.4, \pm 1.0, \pm 2.0$)
Measured spectra using G_{11} target.

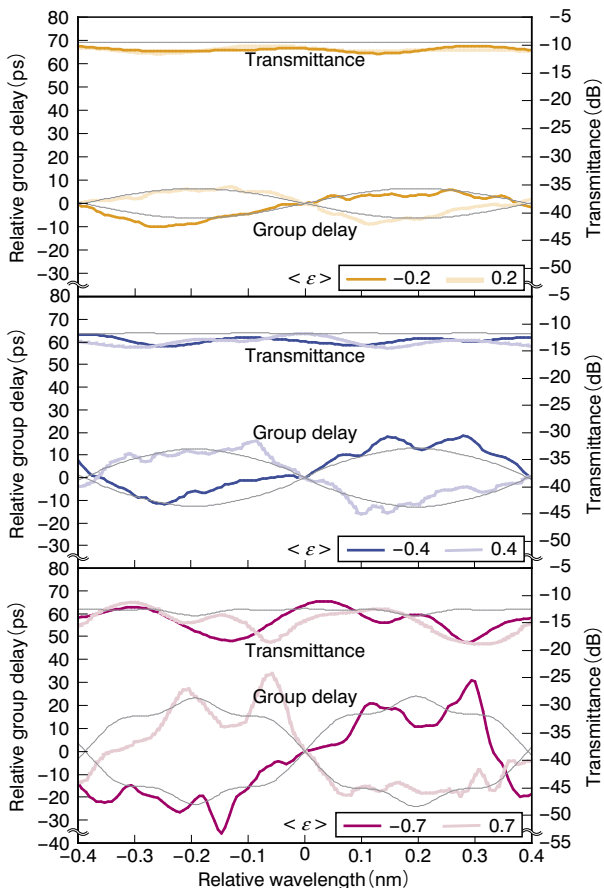


図9(b) G_{12} ターゲットでのTDC波形測定結果
($\epsilon = \pm 0.2, \pm 0.4, \pm 0.7$)
Measured spectra using G_{12} target.

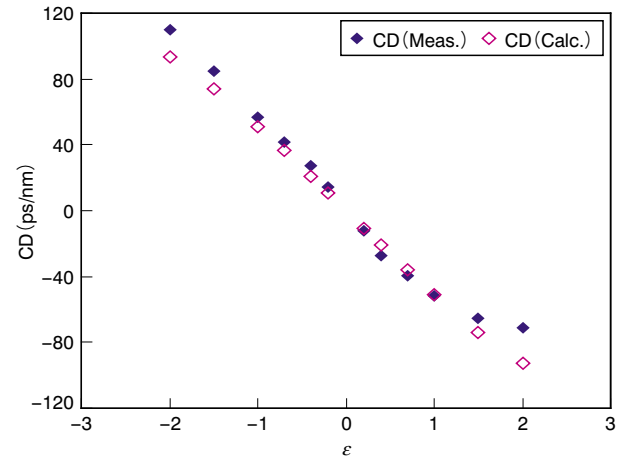


図10(a) G_{11} ターゲットでの ϵ とCDの関係
Measured CD versus ϵ using G_{11} target.

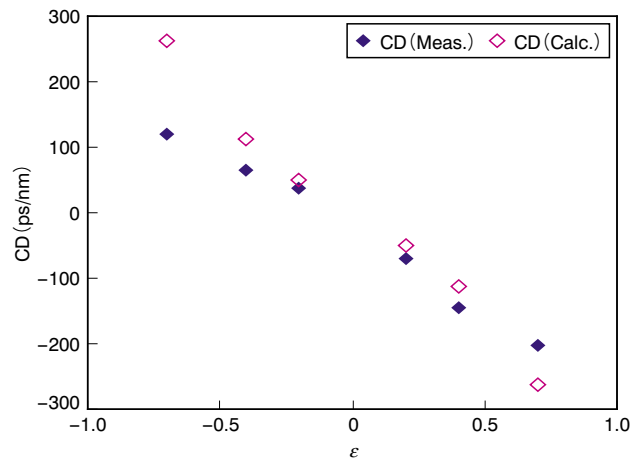


図10(b) G_{12} ターゲットでの ϵ とCDの関係
Measured CD versus ϵ using G_{12} target.

形成していることもあり、図9より分かるように大きな ϵ を用いて急峻な波形を形成すると、リップルが大きくなっている。各カップラ及び位相シフタの合わせ込み精度をさらに向上させ、計算通りの波形を実現できたとしても、図5の結果からも分かるように、40 Gbpsシステムへの適用を考えた場合、8タップでは帯域不足である。したがって、リップルの低減及び帯域の拡大を図るためには、タップ数の増加による分解能の向上が有効であると考えられる。

そこで、タップ数増加による分解能向上効果を確認するため、16タップのトランスバーサルフィルタ型TDCチップを用い、 G_{11} ターゲットで $\epsilon = \pm 2.0$ の際のスペクトルを測定した。結果を図11に示す。

図11より、図9(a)に示した8タップの波形と比較して、同等の分散値を確保しつつ、より広い帯域が得られることが分かる。また、波形のリップルも大幅に低減していることが分かる。この結果、 $CD = \pm 97$ ps/nm、挿入損失は17 dB以下、3 dB帯域は約0.5 nm、分散可変帯域は約0.6 nmという特性が得られた。

以上の結果から、タップ数の増大により、フィルタの分解能が向上し、帯域の拡大・リップルの低減の効果が得られることが確認できた。

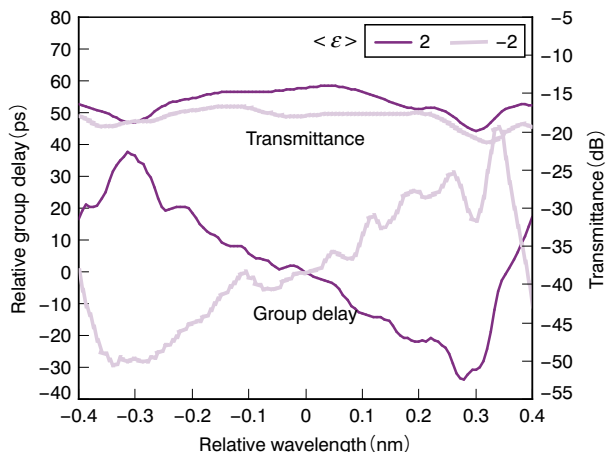


図 11 16 タップ TDC での TDC 波形測定結果
(G_1 ターゲット, $\epsilon = \pm 2.0$)
Measured spectra of 16-tap TDC using G_1 target.

8. おわりに

40 Gbps 等の高速光通信システムにおいて必要とされる適応分散補償用に、 $\Delta = 1.5\%$ の石英系 PLC 用いた光トランスバーサルフィルタ型 TDC を設計・作製し、原理動作確認を行なった。その結果、FSR = 100 GHz、8 タップのフィルタにて、2 次関数状及び Sin 関数状の位相特性を有するスペクトルをほぼ計算どおりに実現できることが確認でき、それぞれ $CD = -71 \sim +109$ ps/nm、挿入損失が 10 dB 以下、3 dB 帯域が約 0.2 nm、分散可変帯域が約 0.5 nm、及び、 $CD = -203 \sim +121$ ps/nm、挿入損失が 13 dB 以下、3 dB 帯域が約 0.2 nm、分散可変帯域が約 0.35 nm という結果を得た。

さらに、タップ数を 16 に増やし、分解能を向上させたフィルタにて、帯域を拡大し、リップルを低減した 2 次関数状の位相特性を有するスペクトルを実現し、 $CD = \pm 97$ ps/nm、挿入損失が 17 dB 以下、3 dB 帯域が約 0.5 nm、分散可変帯域が約 0.6 nm という結果を得た。

今後はタップ係数設定精度の向上によるリップル低減、さらなるタップ数増加による分解能向上及び帯域拡大、偏波依存性の低減、あるいは挿入損失の低減などが課題である。

参考文献

- 1) Y. Painchaud, M. Lapointe, and M. Guy: "Slope-Matched Tunable Dispersion Compensation over the Full C-Band Based on Fiber Bragg Gratings," ECOC2004, We3.3.4, (2004).
- 2) H. Ooi, K. Nakamura, Y. Akiyama, T. Takahara, T. Terahara, Y. Kawahara, H. Isono, and G. Ishikawa: "40-Gb/s WDM Transmission With Virtually Imaged Phased Array (VIPA) Variable Dispersion Compensator," J. Lightwave Technol., **20** (2002), 2196.
- 3) K. Takiguchi, K. Okamoto, and K. Moriwaki: "Planar Lightwave Circuit Dispersion Equalizer," J. Lightwave Technol., **14** (1996), 2003.
- 4) K. Nara, H. Kawashima, and K. Kashiwara: "Variable Dispersion Compensator using Thermo-optic Even Functional Distributed Phase Shifters formed on Arrayed-waveguides," ECOC2003, We4 (2003), 45.
- 5) N. Matsubara, H. Kawashima, and K. Nara: "Low-Loss Optical Transversal Programmable Filter with Symmetrical Arrangement of Cascade Variable Couplers using Silica-Based PLC," Proc. APOC2004, SPIE Vol. 5623-52.
- 6) H. Kawashima, N. Matsubara, and K. Nara: "Tunable Dispersion Compensator using Optical Transversal Filter in 1.5%-delta silica-based PLC," Proc. OECC2005, 7E3-4 (2005).
- 7) W. H. Press, et al.: "Numerical Recipes in C : The Art of Scientific Computing," [日本語版] (1993), 技術評論社.