

3 フォトニクス技術

3 *Photonics Technologies*

3-1 光変調器とその光サイドバンド制御技術への応用

3-1 *Optical Modulators for Photonic Sideband Management*

川西哲也 井筒雅之

KAWANISHI Tetsuya and IZUTSU Masayuki

要旨

光通信の分野では、より遠くへより多くの情報を伝えることを目指して、長距離大容量伝送に関する研究開発が進められ、研究室レベルでは10Tbps伝送も実現されつつある。一方、近年、新たな機能を持った、ファイバ無線や光パケットなどのシステムが注目されている。我々の研究グループでは従来のON/OFF変調のための変調技術に加えて、新規機能の実現を目指した変調器のその応用システムの開発を進めている。本稿では共振型光変調器、光SSB変調器とそれを利用したサブシステムを紹介する。

In this paper, we presented our recent works on development of optical modulators and subsystems. The modulators have new functions, such as optical frequency shift, modulation by radio-frequency-signal, etc, in addition to conventional ON/OFF keying. The target of our works is to provide particular functions for novel systems, such as radio-on-fiber system, optical packet switching, etc.

[キーワード]

光変調器, 共振現象, インピーダンス, 光ファイバ, 無線通信

Optical modulator, Resonance, Impedance, Optical fiber, Radio communication

1 まえがき

光通信システムのキーとなる技術である光変調には、レーザなどの光源を直接制御する直接変調と、光源とは別に設けた光変調器を用いて行う外部変調とがある。直接変調は構成がシンプルであるが動作可能周波数は数GHz程度が限界である。外部変調方式ではDCからミリ波帯に相当する30~40GHzまでの広い周波数帯での動作が可能である。さらに、光変調器は半導体などの電界吸収(EA)効果を用いたものとニオブ酸リチウム(LN)などの電気光学効果を用いたものに大別できる。電気光学効果を用いた変調器に

よる外部変調は位相変化成分(チャープ)が小さく、海底ケーブルなどの長距離伝送や、大容量幹線系の光送信部分に適している。このように、電気光学効果による光変調器は優れた特性を持つが、変調効率を向上させるために数cmにわたる長い電極が必要で、集積化、低コスト化への障害となっている。また、広帯域化には光と電気信号を同じ速度で同じ方向に進行させるいわゆる進行波動作が必須である[1]-[4]。一方、EA変調器はデバイスサイズ、スイッチング電圧が共に小さいという特徴を持つが、耐高パワー入力、入力波長特性、チャープ特性などの点ではLN変調器に劣っている[5]-[8]。これらの得失に応

じて用途ごとに様々な変調方式が利用されている。これまでに、デジタルON/OFF強度変調の動作可能速度の向上、所要電力の低減を図るべく数多くの研究が行われてきた。我々のグループではデジタル信号を光にコピーするという光変調器の基本機能に加えて、光領域での信号、情報の加工・処理を目指した新たな変調器、変調方式を検討している。具体例としては、ファイバ無線への応用を目指した共振型変調器^{[9][10]}や、光周波数変換に応用可能な光SSB変調器^[11]の研究開発などが挙げられる。本論文ではデジタル変調用として広く用いられている半導体EA変調器と進行波型LN変調器の現状を紹介し、共振型変調器、光SSB変調器の原理、特徴について論じる。また、これらの変調器の特性を生かして光サイドバンドを高度に制御し、ミリ波生成^{[12][13]}や可変光ディレイ^[14]を実現する技術を紹介する。

2 従来型光変調器と共振型光変調器

現在、40Gbps光通信システム向けの光変調器の開発が進められており、一部は既に製品化されている。変調器の基本構成は外部から加える電界変化に応じて光の透過率や屈折率が変化する材料に光導波路と電極を設けるといったものである。EA変調器では半導体の光吸収率変化を用いる。一方、LN変調器では電界による屈折率変化を利用するので、マッハツェンダー構造を用いて光の位相変化に応じた強度変化を得る。数VでON/OFFを可能とするには光と電気の相互作用長、すなわち、電極長はEA変調器の場合で100 μm 程度、LN変調器では数cmとなる。電極設計に分布定数回路的な考えを入れずに二つの電極で光導波路を挟む構成とした場合、最もシンプルな等価回路は電極間の容量と導体損による抵抗が直列接続されたものとなる。電極を短くすれば容量が減少し動作可能帯域は広がるが、スイッチングに必要な電圧が増大するという問題が生じる。特にLN変調器の場合には電極単位長さ当たりの変調効率が小さく長い電極を用いるのが必須となるので、分布定数回路理論に基づく設計が不可欠である。波長がデバイスサイズと同程度かそれ以下になるような高い周

波数成分を含む電気信号での変調を実現するには光の伝播遅延の影響も考慮する必要がある。電気信号と光の伝播速度が異なる場合には電極長を長くしても光から見た電気の位相が反転し、変調効率向上につながらない。これを解消するためには電気と光の伝播速度を一致(速度整合)させる必要がある。一般にLNの電気に対する誘電率(屈折率)は光に対するそれより大きいので、リッジ構造や厚い電極を用いたり^[15]、LN部分を薄くしたり^{[16][17]}などの電極断面構造の工夫により、電気信号に対する実効屈折率の低減がなされてきた。断面構造設計には速度整合以外に、50 Ω 系ドライバー回路とのインピーダンス整合をとる、オーバーラップ積分(光と電気信号のフィールドの重なり)を大きくするといった条件を満たす必要がある。材料を改良することで変調効率を増大する試みも進められている。組成比がより厳密に制御された定比LNは従来からのLNに比べより大きい非線形効果を持つ。また、有機材料を用いた光変調器の開発も進められているが^{[18][19]}、現状では大気中での安定性に欠けるという問題がある。半導体を用いたEA変調器の場合には電極長が短いので集中定数回路として設計される場合が多いが、広帯域化を更に進めるために、最近、進行波型EA変調器に関する研究が盛んになってきている。電極長がLN変調器に比べ1/10以下であるので速度整合はそれほど重要ではなく、分布定数回路理論による設計でより広い周波数帯でインピーダンスが一定に保たれていることが高速化に大きく寄与している。また、LN変調器では周期的な構造を持った電極を用いる^[20]、結晶の分極方向を反転する^[21]等の手法で、速度非整合による位相反転の影響を低減することが可能である。さらに分極反転の周期、パターンを工夫することで様々な機能を持った変調器が実現できる^[22]。

共振型変調器は分布定数線路の共振現象を利用し、電極上に振幅の大きい電圧定在波を発生させ、変調効率向上を図るものである。従来の進行波動作を用いた変調器では直流成分から数十GHzのミリ波にわたる広い帯域で動作可能であるのに対して、共振型では共振周波数を中心とした特定の帯域での動作を目的としており、ファイバ無線システムや偏波スクランブラなど

への応用が期待できるものである。進行波型変調器に比べ短い電極で効率の高い変調が可能となるのが特徴である。図1に不型電極を用いた共振型変調器の構造の一例を示す[9]。斜めに伸びた電極はインピーダンスを調整するためのものである。図2は非対称T型電極を用いたもので、短い方の電極はインピーダンス調整と変調電極の両方の役割を併せ持っている[10]。図3に非対称T型電極の等価回路を示す。これらの共振電極では分布定数線路の直列共振と、二つの線路からなる回路の並列共振を組み合わせることで、

電圧の増大とインピーダンス低下の防止を同時に実現している。分布定数線路上に発生する定在波の節に近い部分に給電線を接続すると、線路は直列共振状態となり給電点電圧よりも大きな電圧が電極上に発生する。しかし、給電点から見たインピーダンスは直列共振時に非常に小さくなるので、給電点電圧自体が小さくなり電極上の電圧は大きくならない。電極長を共振条件よりわずかに短くすると、容量性負荷となる。これに誘導性負荷を並列に接続し、誘導性負荷の大きさを容量性の負荷のそれと等しくなるように調整すると、並列共振によりインピーダンスが極大となる。よって、線路の直列共振による電圧の増大と、並列回路の共振によるインピーダンスの増大が同時に得られ、大きな電圧を電極上に発生することが可能となり高効率変調が実現できる。この場合、インピーダンス整合は必要なく、給電点インピーダンスが高いことが重要である。アンテナなどでは共振とインピーダンス整合を同時に得て効率のよい電力供給を実現しているが、変調器の場合、電力供給効率の向上は必須ではなく光導波路上に大きな電圧振幅を発生させるのが目的であるという点が大きく異なる。図4に非対称T型電極の変調特性の例を示す。 $V\pi L$ (電極単位長さ当たりの変調能力を表す指標で小さいほど効率が高いことを示す)は6GHzで3.15Vcmあった。一般的な進行波型変調器では20~50Vcmであるので共振電極によりコンパクトかつ高効率な変調器が実現できることが分かる。

進行波型変調器では光変調が効率よく作用するのは、光の伝搬方向が電気信号のそれに一致

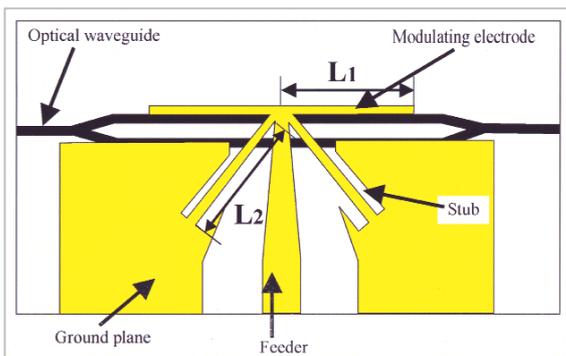


図1 共振型変調器(不型電極)の構造

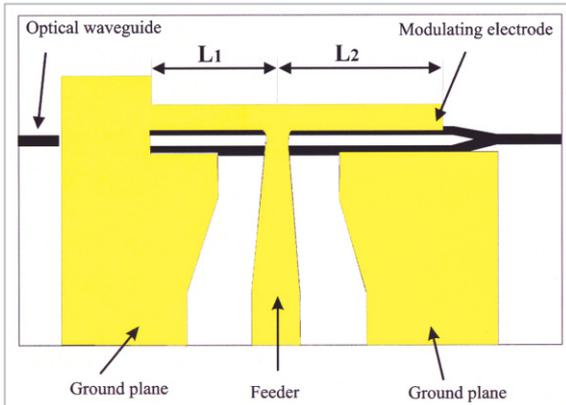


図2 共振型変調器(非対称T電極)の構造

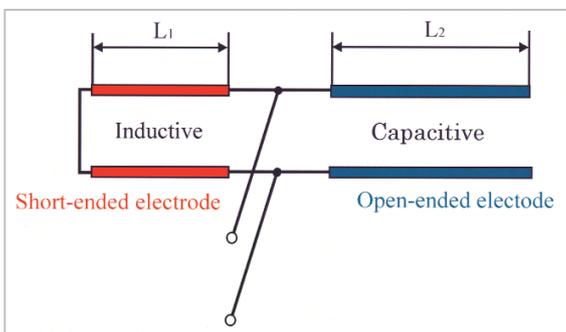


図3 非対称T電極の等価回路

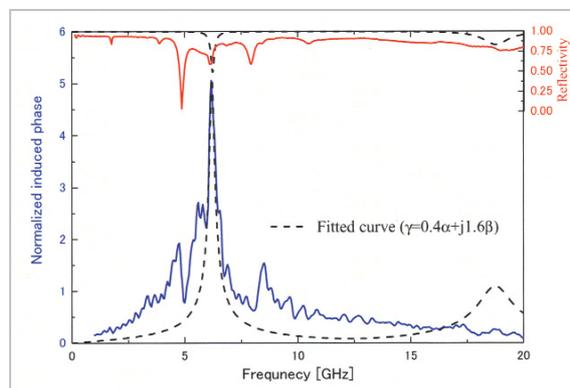


図4 共振型変調器(非対称T電極)の光応答

する成分のみである。一方、共振型変調器では電極上に定在波が発生しているため、光導波路中の光はいずれの方向に進む成分にも変調器として動作する。この現象を利用した反射型光変調器(図5)では、変調効率を2倍に向上させることが可能である。図6に光応答を示す。電極長29.6mmで $V\pi$ (スイッチングに必要な電圧)2.9Vを7GHz帯で実現した。これは、現在商用となっているLNプロセスを用いて利用した変調器としては世界最高レベルのものである。

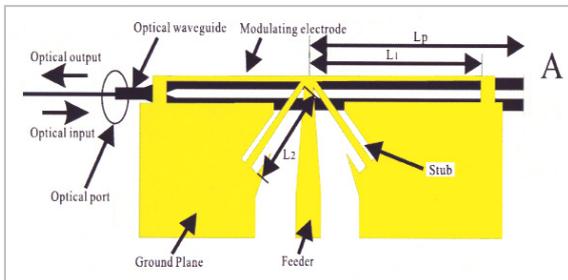


図5 不型電極を用いた反射型光変調器

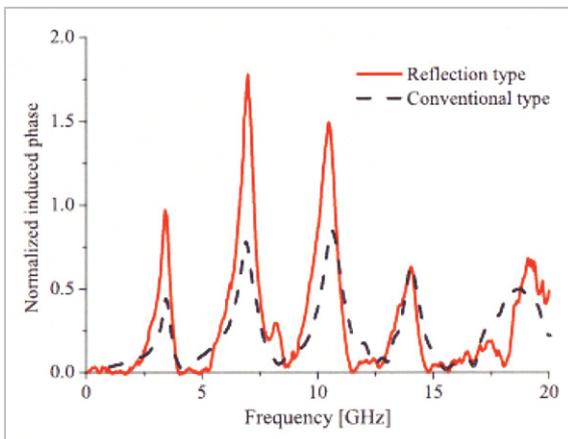


図6 不型電極を用いた反射型光変調器の光応答

3 光SSB変調器

図7に光SSB変調器の構成を示す。二つのサブマッハツェンダー(Mach-Zehnder:MZ)導波路MZa、MZbがメインMZcの各アームに並列に配置された構造を持つ[11]。動作原理を以下に簡単に述べる。まず、入射光を $\exp(j\omega t)$ として、単一周波RF電気信号 $\varphi \cos \Omega t$ をRFaポートから、この信号をヒルベルト変換したもの $H[\varphi \cos \Omega t] = \varphi \sin \Omega t$ をRFbポートからそれぞれ同時に入力する。ここで、 φ は変調度、 ω 、 Ω はそれぞれ

光とRF信号の角周波数である。さらにDCaポートから適当なバイアスを加えてMZcの両アームを透過する光の間に位相差 $\pi/2$ を与える。また、MZa、MZbの両アームを透過する光の間に位相差 π を与えると、最終合波地点での光スペクトルは、

$$e^{j\omega t} \{ (e^{j\varphi \cos \Omega t} + e^{-j\varphi \cos \Omega t} e^{j\pi}) + (e^{j\varphi \sin \Omega t} + e^{-j\varphi \sin \Omega t} e^{j\pi}) e^{j\pi/2} \} \\ = e^{j\omega t} \{ J_0(\varphi) e^{-j\Omega t} + J_{+1}(\varphi) e^{j\Omega t} \} \quad (1)$$

で表される(4次以降の成分は無視)。0次を含めた偶数次及び-1次の成分は抑圧され-3次と+1次スペクトル成分のみとなる。-3次の成分が十分小さければ出力光は光周波数がRF信号の周波数分シフトしたスペクトル成分(上側波帯)のみとなるのが分かる。バイアス電圧の設定を変えることで下側波帯成分を出力として得ることも可能である。図8に7.5GHz正弦波で変調したときの出力光スペクトルを示す。RF周波数分の光周波数シフトが得られることが分かる(J_0 が入力光周波数に相当する)。RF信号の3次高調波成分を同時に供給することでSNRを向上させることが可能である[23]。この手法を用いて、SNR33.7dBを実現している。変換効率は7.2dBで、

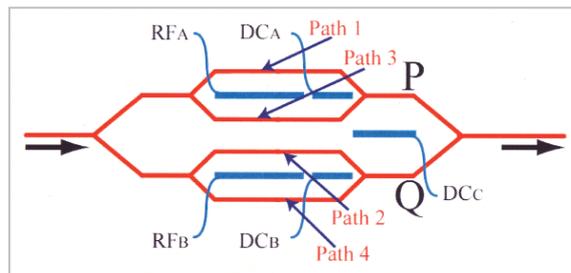


図7 光SSB変調器

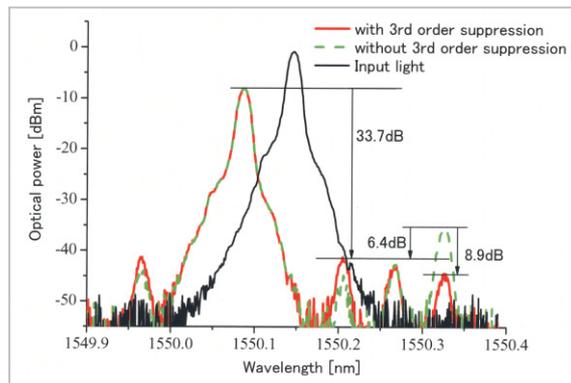


図8 光SSB変調器でシフトされた出力光のスペクトル

導波路での光損失は5.7dBであった。また、RF周波数やDCバイアスを変化させることで高速かつ安定した光周波数の切替えが可能であり、光FSKシステムや光によるUWB信号発生にも応用が可能である[24]。

4 光サイドバンド制御技術

これまで光変調器は光に情報を乗せるために用いられることがほとんどであったが、光変調器により生成されるサイドバンドを制御することで光の特性を生かした新しい機能を実現することが可能である。ここでは往復通倍変調を用いた光周波数変換、ミリ波生成と光SSB変調器を用いた可変光ディレイを紹介する。

高い周波数で変調された光信号を得るためには、一般に変調器に加える電気信号も高い周波数のものである必要がある。電気回路での損失は周波数とともに増大し、また、高い周波数の電気信号の発生・増幅も困難であるので、光変調器の性能は電気回路部分で制限されているというのが現状である。これに対し光を往復させ、変調器を複数回通過させることを特徴とする往復通倍変調では、電気信号の周波数の整数倍高い周波数で変調された光が出力として得られるので、電気回路部分の周波数を低く抑えることが可能である。以下に10倍の周波数を得る構成(図9)を例として挙げる。入力光のみを透過して他の波長成分を反射する特性を持つ狭帯域フィルタを通して、光変調器に入力し、その出力を帯域制限フィルタに入力する。帯域制限フィルタを入力光周波数との差が変調器に供給する電気信号の周波数の5倍以上である光のみを透過するものとする、光変調器により生成される、上側帯波・下側帯波は反射され、光変調器の出力ポートから入力される。この出力は、狭帯域フィルタにより反射され、再度、光変調器に入力される。このプロセスを繰り返すと、入力光周波数との差が変調器に供給する電気信号の周波数の5倍以上である光が生成されるので、帯域制限フィルタを通して、変調周波数に変調器に供給する電気信号の周波数の10倍となる出力光が得られる。5GHzの電気信号を変調器に加えて、その12倍の周波数で変調された光を発生させる

実験を行った[13]。光検出器で出力光から取り出したRF信号を図10に示す。信号純度の劣化は極めて小さいことが分かる。フィルタの構成を変更することで波長切替え速度が数 μs という高速光周波数変換の実現も可能である。図11は30GHz電気信号により180GHz光周波数変換を実現した例である[12]。往復通倍変調により+6次、+7次高調波成分が生成されている。

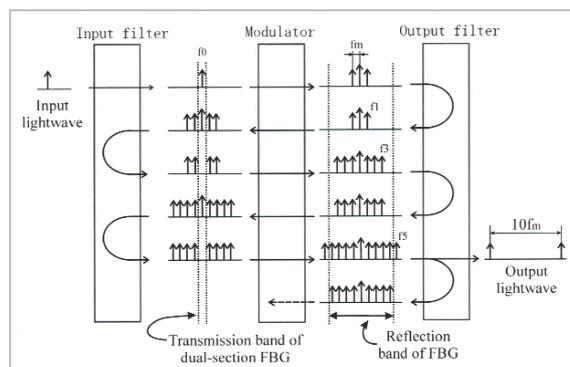


図9 往復通倍変調の原理

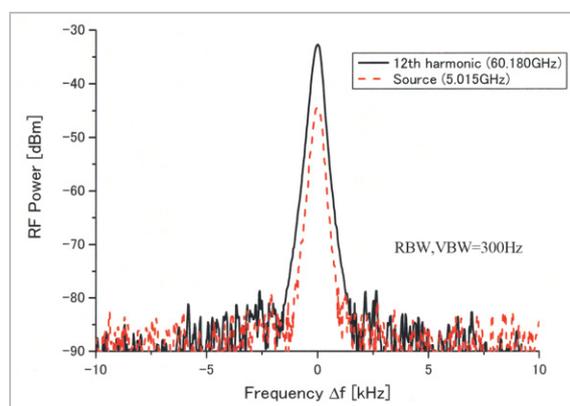


図10 往復通倍変調で生成したミリ波(60GHz)のスペクトル

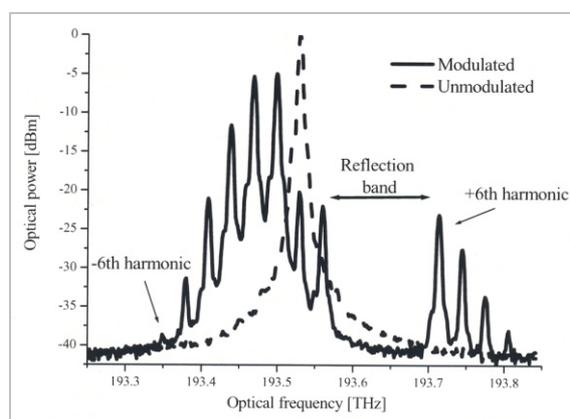


図11 往復通倍変調による高次(+6、+7次)高調波発生

また、安定動作と往復時間の短縮を目指して、集積型往復通倍変調器の開発を進めている[25][26]。デバイスの長さは86mmで光がフィルタ間を往復するのにかかる時間は454psである(図12)。フィルタは反射帯域幅0.38nm、反射帯域過渡領域幅(反射帯域端で透過率が-0.5dBから-3.0dBまで変化するのに要する波長変化量)0.02nmのものを用いた。変調信号は4.4GHzで通倍次数は14で、生成されたミリ波信号の周波数は61.6GHzであった。図13に集積型往復通倍変調器で生成したミリ波(60GHz帯)の位相雑音特性を示した。参照信号はアジレント社製信号発生器83650B,83557Aを用いて発生させたものである。

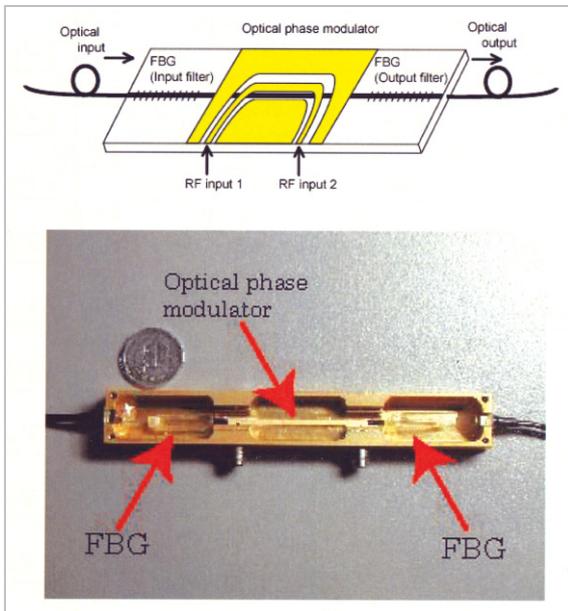


図12 集積型往復通倍変調器

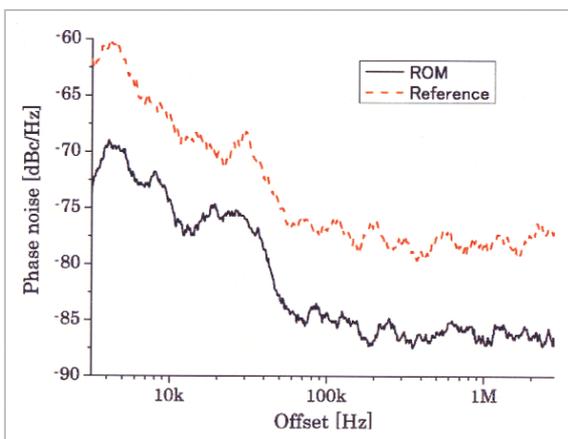


図13 集積型往復通倍変調器で発生したミリ波信号(ROM)と計測用信号発生器(Reference)の位相雑音特性

往復通倍変調により生成されたミリ波信号の位相雑音は計測用の信号発生器よりも低く、極めて信号純度の高いことが分かる。また、フィードバック安定化制御なしでの動作で、強度揺らぎもほとんどみられないことを確認している。

次に、光SSB変調器を用いた可変光ディレイを紹介する[14]。光パケット交換においては衝突回避のために可変光ディレイを用いて、光パケットバッファが構成される。これまでに複数のファイバを切り替えるものや、多数の光源を用いたものが提案されているが、構造が複雑であるなどの問題点があった。これに対し光SSB変調器を用いると遅延量が電氣的に制御可能なシンプルな構成の可変ディレイが実現可能である。図14に示すように光SSB変調器を備えた光ファイバループと、二つのサーキュレータとその間に設けたファイバブラッググレーティング(FBG)からなる光入出力部を持つ。FBGの反射帯域内の光は光ループ内では周回し、光入力ポートから入力された場合にはFBGで反射されループに入ることなく光出力ポートから出力される。反射帯域外の光は光入力ポートから光ループへ、また、光ループから光出力ポートへと進む。したがって、反射帯域内の光は光ループに入らずに出力されるのに対して反射帯域外の光は光入力ポートから光ループを経由するのでループ1周

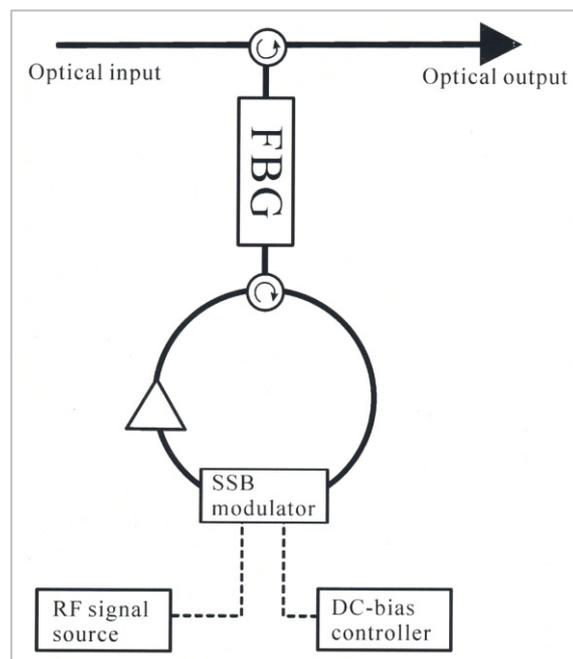


図14 光SSB変調器を用いた可変ディレイライン

分の時間遅延を持って出力される。光SSB変調器を動作させるとループ内で光周波数をシフトするので、入力された反射帯域外の光を反射帯域内のものに変換することが可能である。図15にループを周回する光のスペクトルの様子を示した。反射帯域からわずかにずれた光周波数を持つ入力光は光SSB変調器によってその光周波数が増加し、ループを周回する。周回している間にも光周波数は変化し続けるので、ある周回数に達すると光周波数が再び反射帯域外のものとなり、ループを出て、出力ポートから取り出される。反射帯域幅を f_r 、光SSB変調器による光周波数シフト量を f_m とすると、 $n f_m > f_r > (n - 1) f_m$ の関係が成り立つときに n 回周回するので、 f_m を変化させることで周回数を制御できる。入力光をパルスで強度変調し、出力光の時間波形からループでの遅延量の変化を測定した。図16に示すようにRF信号周波数 f_m により遅延量が制御できることが確認できる。

5 あとがき

高速光変調技術とその応用である光サイドバンド制御技術について述べた。光変調器、光検出器を含め電気回路部分の高速化・高周波化が進み、一方で、光技術ではDWDMを目指して高精度な光フィルタ、AWGなどが実現しつつある。これまではある周波数帯域までは電気で処理し、それ以上の速度のものは光でというのが一般的な光と電気の役割分担であったが、近年、電気・光で扱える範囲の重なりが大きくなりつつある。光計測器の波長分解能が周波数に換算して電気で容易に扱える帯域に相当するというものが普及し始めていることなどがそれを示すよい例であろう。光と電気の守備範囲が重なってきたことで、それぞれの利点を組み合わせた新たなデバイス、システムの実現が期待できる。光変調器のこれまでの大きな役割は電気信号で表現された情報を光にコピーするというものであったが、今後は信号の加工・制御をはじめとする様々な分野で利用されると考えられる。そのためには共振型などの新しい構造を持った変調器の研究開発を強力に進めていくことが重要であろう。

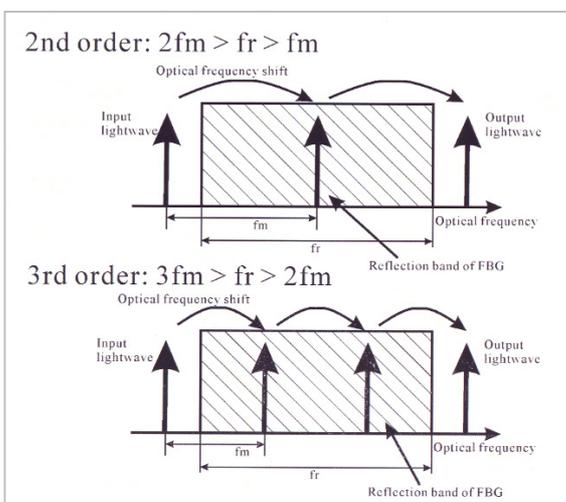


図15 可変ディレイラインの動作原理

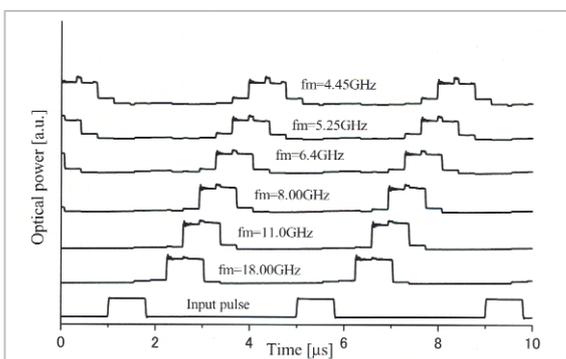


図16 可変ディレイライン出力光の時間波形

参考文献

- 1 M. Izutsu, T. Itoh and T. Sueta: IEEE J Quantum Electron. QE-14 (1978) 394.
- 2 K. Noguchi, O. Mitomi and H. Miyazawa: J Lightwave Technol. 16 (1998) 615.
- 3 M. M. Howerton, R. P. Moeller, A. S. Greenblatt and R. Krahenbuhl: IEEE Photon. Technol. Lett 12 (2000) 792.
- 4 R. Krahenbuhl, and W. K. Burns: IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 48 (2000) 860.
- 5 T. Ido, S. Tanaka, M. Suzuki, M. Koizumi, H. Sano, and H. Inoue: J Lightwave Technol. 14 (1996) 2026.
- 6 K. Kawano, M. Kohtoku, M. Ueki, T. Ito, S. Kondoh, Y. Noguchi, and Y. Hasumi: Electron. Lett. 33 (1997) 1580.
- 7 G. L. Li, C. K. Sun, S. A. Pappert, W. X. Chang, and P. K. L. Yu: Electron. Lett. 36 (2001) 818.
- 8 G. L. Li, C. K. Sun, P. K. L. Yu, W. S. C. Chang, K. K. Loi, and S. A. Pappert: IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 47 (1999) 1177.
- 9 T. Kawanishi, S. Oikawa, K. Higuma, Y. Matsuo and M. Izutsu: Electron. Lett. 37 (2001) 1244.
- 10 T. Kawanishi, S. Oikawa, K. Higuma, M. Sasaki and M. Izutsu: IEICE Trans. Electron E85-C (2002) 150.
- 11 H. Higuma, S. Oikawa, Y. Hashimoto, H. Nagata and M. Izutsu: Electron. Lett. 37 (2001) 515.
- 12 T. Kawanishi, M. Sasaki, S. Shimotsu, S. Oikawa and M. Izutsu: IEEE Photon. Tech. Lett. 13 (2001) 854.
- 13 T. Kawanishi, S. Oikawa and M. Izutsu: IEEE/OSA J. Lightwave Technol. 20, 1408-1415 (2002)
- 14 T. Kawanishi, S. Oikawa, K. Higuma and M. Izutsu: IEEE Photon. Tech. Lett. 14, 1454-1456 (2002)
- 15 O. Mitomi, K. Noguchi and H. Miyazawa: IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 43 (1995) 2203.
- 16 L. Gheorma, P. Savi, and R. M. Osgood, Jr: IEEE Photon. Technol. Lett. 12 (2000) 1618.
- 17 J. Kondo, A. Kondo, K. Aoki, S. Takatsuji, O. Mitomi, M. Imaeda, Y. Kozuka and M. Minakata: Proc. ECOC'01 (2001) 334.
- 18 D. Chen, H. R. Fetterman, A. Chen, W. H. Steier, L. R. Dalton, W. Wang and Y. Shi: Appl. Phys. Lett. 70 (1997) 3335.
- 19 Y. Shi, C. Zhang, H. Zhang, J. H. Bechtel, L. R. Dalton, B. H. Robinson and W. H. Steier: Science 288 (2000) 119.
- 20 R. C. Alferness, S. K. Korotky and E. A. J. Marcatili: IEEE J Quantum Electron. QE-20 (1984) 301.
- 21 Y. Q. Lu, M. Xiao and G. J. Salamo: Appl. Phys. Lett. 78 (2001) 1035.
- 22 D. S. Kim, M. Arisawa, A. Morimoto and T. Kobayashi: IEEE J. Select. Top. Quantum Electron. 2 (1996) 493.
- 23 T. Kawanishi and M. Izutsu, "Suppression of optical harmonics in wavelength conversion using optical single-sideband modulator", OFC 2003, Atlanta, USA, 23-28 Mar. 2003.
- 24 T. Kawanishi and M. Izutsu, Optical FSK modulator using an integrated lightwave circuit consisting of four optical phase modulator, CPT 2004 G-2, Tokyo, Japan, 14-16 Jan. 2004
- 25 T. Kawanishi, S. Oikawa, K. Yoshiara, S. Shinada, T. Sakamoto and M. Izutsu, "Hybrid reciprocating optical modulator for millimetre-wave generation", ECOC 2003, Mo4.5.6, Rimini, Italy, 21-25 Sept. 2003.
- 26 T. Kawanishi, T. Sakamoto, S. Shinada, M. Izutsu, S. Oikawa and K. Yoshiara, "Low phase noise millimeter-wave generation by using a reciprocating optical modulator", OFC 2004, Los Angeles, USA, 22-27 Feb. 2004.



かわしるよ
川西哲也

基礎先端部門光情報技術グループ主任
研究員 博士（工学）
高速光変調技術の開発



いづみ たくやき
井筒雅之

上席研究員 工学博士
高速光変調技術の開発

フォトリソグラフィ技術／光変調器とその光サイドバンド制御技術への応用

