

# ファイバー無線のための光変換デバイス

川 西 哲 也

## Lightwave Modulation Devices For Radio-on-Fiber System

Tetsuya KAWANISHI

Optical modulation techniques in millimeter-wave and microwave band, which can be used in fiber-radio systems, are reviewed in this paper. In conventional technique, we have to handle high-frequency and high-power electric signal to drive high-speed modulating devices. In resonant optical modulators, enhanced standing voltage waves are generated on modulating electrodes, so that we can obtain compact and effective modulating devices for band-operation. Reciprocating optical modulators consisting of optical filters and modulators enable obtaining high-order optical harmonics effectively, so that we can generate a lightwave modulated by a rf signal whose frequency is an integer multiple of that of an electric rf signal applied to the modulator. Thus, we can reduce the frequency and intensity of the electric signal in circuits driving the modulator, by using the resonant and reciprocating optical modulators.

**Key words:** modulation, millimeter-wave, resonant, reciprocating optical modulator band operation, high-speed switching

ミリ波帯、マイクロ波帯の信号で変調された光の発生は、ファイバー無線システム<sup>1)</sup>、電波天文学<sup>2)</sup>などの分野で応用可能な重要な要素技術である。現在、40 Gbps 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、一部はすでに製品化されている。これらは、DC から 50~60 GHz までの広い周波数範囲での動作が可能である<sup>3~6)</sup>。しかし、現状ではミリ波帯での変調効率は低く、変調器に大振幅のミリ波信号を供給する必要があり、低コスト化への大きな障害となっている。一方、光技術によるミリ波発生技術としては、複数の波長成分をもつ光のビートを利用するものがあげられる。ミリ波帯からテラヘルツ帯までの広い周波数範囲での信号発生が可能であるが、波長成分間の周波数間隔、位相関係の安定化が必要で、構成が複雑であるという問題がある<sup>7,8)</sup>。

本稿では、高速光変調器の技術動向を紹介するとともに、変調部分の効率を向上し小さな振幅で動作を可能にする共振型光変調器<sup>9)</sup>と、駆動周波数の低減を図ることを目的とした往復通倍光変調器<sup>10,11)</sup>について解説する。共振型

光変調器は、電気の共振を利用して変調電極上に振幅の大きな電圧定在波を発生させるという原理で、高効率かつコンパクトな変調器を実現するというものである。一方、往復通倍光変調器は、光の往復を用いて動作周波数の低減を図るもので、数 GHz のマイクロ波信号から数十 GHz のミリ波信号で変調された光が生成可能である。これらの技術を組み合わせることで、変調器駆動部分の動作電圧、周波数ともに低減することができ、ファイバー無線システムの実用化に大きく貢献することが期待される技術である。

### 1. 変調器の高速化

高速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うものである。透過率の変化を利用したものとしては、半導体の電界吸収 (electro-absorption: EA) 効果を利用した光変調器が実用化されている<sup>5,6)</sup>。一方、電気光学効果を利用したものとしては、ニオブ酸リチウム ( $\text{LiNbO}_3$ : LN) 上に進行波型電極をもつ広帯域変調器が

あげられる<sup>3,4)</sup>。LN変調器では、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でオン/オフを可能とするには、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方を入れずに、2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くなるが、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、電極単位長さあたりの変調効率が小さく長い電極を用いることが必須となるので、分布定数回路理論に基づく設計が不可欠である<sup>12-14)</sup>。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み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、リッジ構造を用いたり<sup>15)</sup>、LN部分を薄くしたり<sup>16,17)</sup>、シールド構造を設けたり<sup>18)</sup>する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もつ。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<sup>19,20)</sup>、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、広帯域化をさらに進めるために、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<sup>21,22)</sup>。電極長がLN変調器に比べ10分の1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。さらに、LN変調器では、周期的な構造をもった電極を用いる、結晶の分極方向を反転する<sup>23,24)</sup>などの手法で、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。

これまでに、基本的な変調器である強度変調器と位相変調器の高速化を目標とした研究が中心に進められてきたが、近年、光周波数シフトなどの新しい機能をもつ変調器の開発も報告されている。光SSB(single side band)変調器は4つの光位相変調器を並列に集積化しており、安定した光周波数シフトが得られるというもので、光周波数の高精度・高速掃引や高速波長切り替えが可能である<sup>25-27)</sup>。この変調器を用いた可変光バッファーも提案されており、さまざまな分野での利用が期待される<sup>28)</sup>。また、光周波数切り替え速度を向上させた光FSK(frequency shift keying)変調器の開発も進められており<sup>29)</sup>、光パケットシステムでのラベリングなどの分野での応用が期待されるものである。

## 2. 共振型光変調器

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<sup>9)</sup>。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、ファイバー無線システムや偏波スクランブラー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。斜めにのびた電極は、インピーダンスを調整するためのものである<sup>30,31)</sup>。図2は非対称T型電極を用いたもので、短いほう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あわせもっている<sup>32)</sup>。これらの共振電極では、分布定数線路の直列共振と、2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

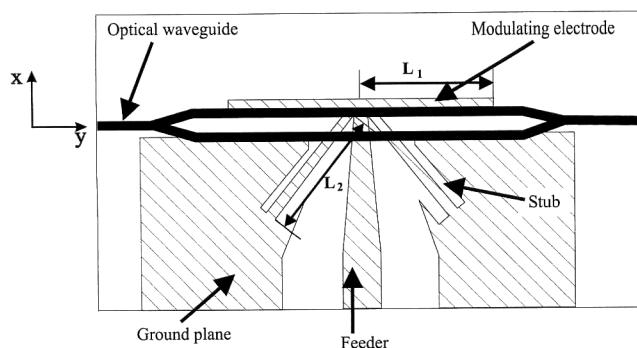


図1 共振型変調器（不型電極）の構造。

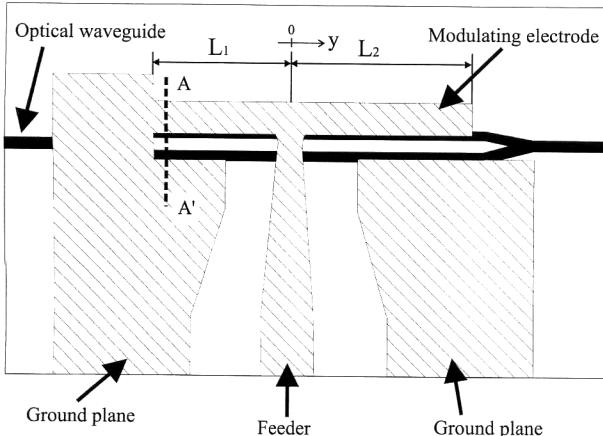


図2 共振型変調器（非対称T型電極）の構造。

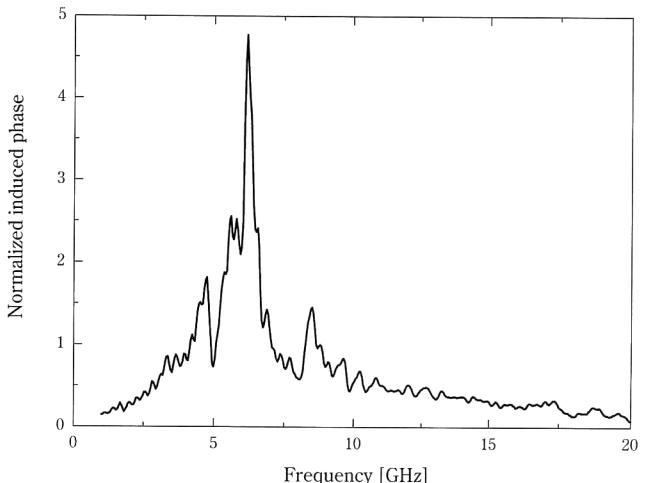


図3 共振型変調器（非対称T型電極）の光応答。

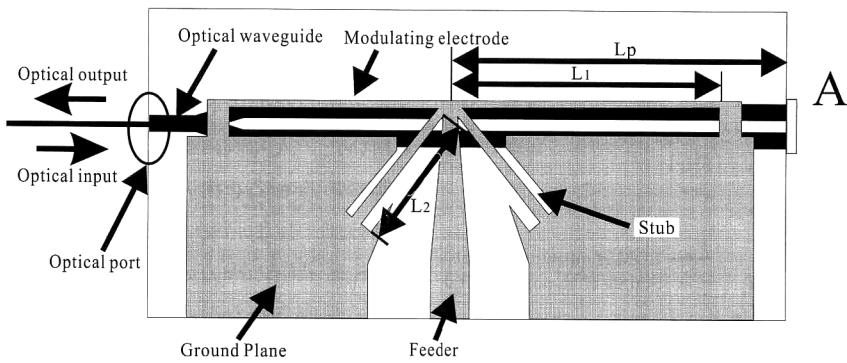


図4 不型電極を用いた反射型光変調器。

かし、給電点からみ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3に、非対称T型電極の変調特性の例を示す。 $V_{\pi}L$ （電極単位長さあ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6 GHzで3.15 V/cmであった。一般的な進行波型変調器では20~50 V/cm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わかる。

進行波型変調器で光変調が効率よく作用するのは、光の伝播方向が電気信号のそれに一致する成分のみである。一方、共振型変調器では電極上に定波が発生しているので、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4）では、変調効率を2倍に向上させることが可能である<sup>33)</sup>。電極長29.6 mmで $V_{\pi}$ （スイッチングに必要な電圧）2.9 Vを7 GHz帯で実現した。これは、現在商用で利用されているLNプロセスにより作製された変調器としては、世界最高レベルのものである。

### 3. 往復通倍光変調器

筆者らは、低い周波数の電気信号からミリ波で変調された光出力を得る技術として、往復通倍光変調（reciprocal optical modulation: ROM）を提案している<sup>10,11,34)</sup>。往復通倍光変調器は光位相変調器と2つの光フィルターから構成され、位相変調器は2つのフィルターに挟まれる位

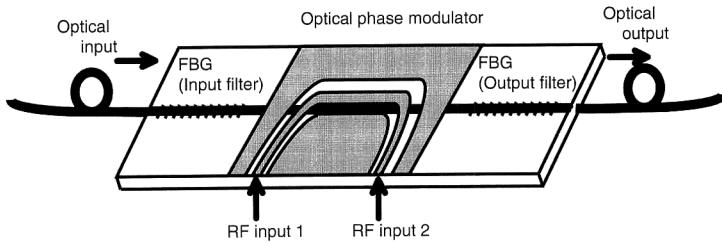


図 5 集積型往復通倍光変調器。

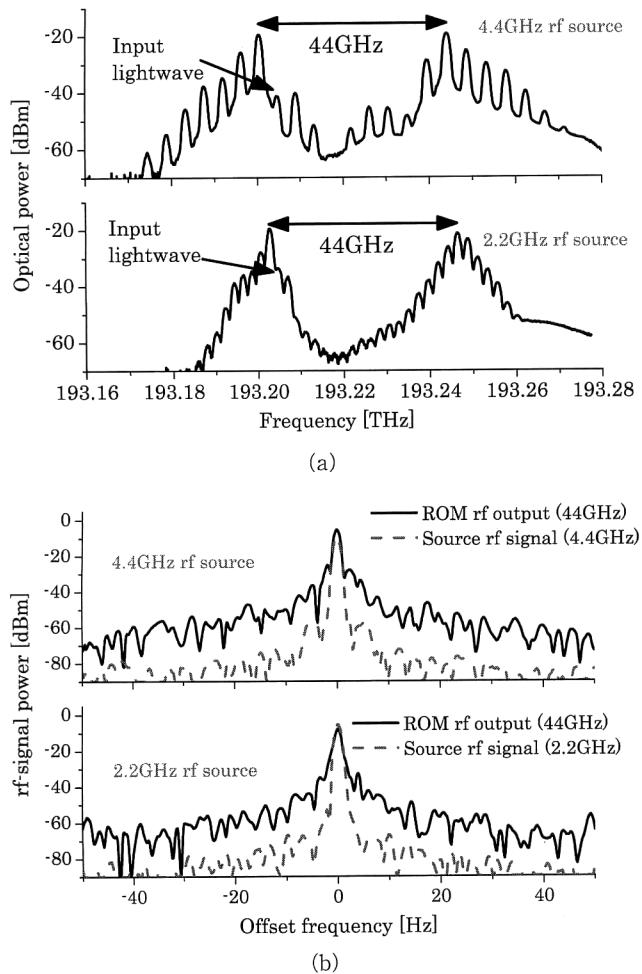


図 6 出力スペクトル。(a) 光スペクトル, (b) 電気スペクトル(44 GHz)(点線は駆動信号 2.2 GHz, 4.4 GHz のスペクトル), それぞれ上段が 4.4 GHz 駆動, 下段が 2.2 GHz 駆動。

置に置かれる。往復通倍光変調器は、供給される電気信号周波数の整数倍の成分で変調された光出力を得ることが可能である。したがって、ミリ波で変調された光信号を発生させる場合、より低い電気信号で動作させることができ、変調器ドライブ回路および変調電極部分の低コスト化が実現できる。モードロックレーザーや光コムジェネレーターがすべての成分を変調プロセスに戻すことで高調波を発生させているのに対して<sup>7)</sup>、往復通倍光変調では、特定の成分を効率よく発生させることを目的として位相変調で発生

したサイドバンドの一部をフィルターで反射して、再度、変調器に戻し、目的の成分はすべて取り出すという点が大きく異なる。往復通倍光変調器は、フィードバック制御などの安定化なしで、ゆらぎのないミリ波出力が得られるというのも大きな特長である。

図 5 に集積型往復通倍光変調器の構成を示す。1つの光位相変調器と2つの光フィルター（ファイバーブラッググレーティング）からなる。2つのファイバーブラッググレーティングの中心周波数、反射帯域幅はほぼ等しいものを用いた。入力側にあるフィルターを入力フィルター、出力側にあるものを出力フィルターとよぶ。入力光周波数は低周波側の反射帯端よりわずかに低いものとし、変調信号は位相変調器の両方のポートから同相で供給する。位相変調器で生成されたサイドバンド成分は出力フィルターで反射され、変調器に戻され、さらに高次のサイドバンド成分が生成される。戻された成分は、入力フィルターで反射され、2つのフィルターの間を往復しながら高次のサイドバンド成分が生成される。上記の往復変調プロセスを繰り返して、出力フィルターの反射帯よりも高い周波数成分が生成されると、それらはすべて出力として取り出される。したがって、入力光と往復変調で生成される高調波成分との間の周波数差は、出力フィルターの反射帯域幅とほぼ一致する。入力光周波数が高周波側の反射帯端よりわずかに高い場合にも、同様のプロセスで低周波側の反射帯端付近に光高調波を発生させることができる。よって、出力光を高速光検出器で電気信号に変換することで、出力フィルターの反射帯域幅に相当する周波数をもつミリ波信号を発生させることができる。すべての往復変調プロセスの位相を一致させるためには、変調器に供給する電気信号周波数が  $\tau^{-1} \times n$  ( $n=1, 2, 3, \dots$ ) である必要がある ( $\tau$ : 光が往復通倍光変調器内を往復するのにかかる時間)。また、2つの電気入力ポート間で 180 度の位相差がある場合には、周波数  $\tau^{-1} \times (n+1/2)$  の電気信号で駆動できる。

図 6 に、試作した集積型往復通倍変調器の出力光スペクトルと、出力光を高速光検出器でミリ波信号に変換しそのスペクトルを測定したものを示した。光位相変調器部分

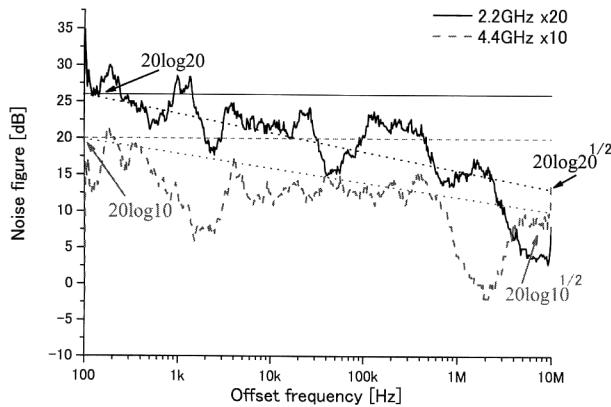


図7 往復遙倍変調によるミリ波発生の雑音指数。

は z-cut LiNbO<sub>3</sub> 進行波型変調器で、半波長電圧は 6.4 V であった。入力・出力フィルターは SiO<sub>2</sub> 上の V 溝上に固定され、その中心周波数は 193.23 THz (1552.6 nm)，帯域幅は 41.2 GHz であった。入出力フィルター用ファイバープラググレーティングは、往復遙倍光変調器の動作周波数低減のために、反射端付近での変化が鋭敏なものを用いることが重要である。過渡帯域幅（反射率が 0.5 dB から 3.0 dB まで変化する範囲）が 0.02 nm (2.5 GHz) 以下のものを用いた。変調器部分の長さ、屈折率はそれぞれ、56 mm, 2.2 で、フィルターでの遅延時間は 44 ps であった。よって、光が変調器内を往復するのに要する時間  $\tau$  は  $454 \text{ ps} = (2.2 \text{ GHz})^{-1}$  となる。往復遙倍変調器を 2.2 GHz (25.0 dBm), 4.4 GHz (22.0 dBm) の電気信号で駆動した（パワーは 1 ポートあたり）。入力光パワーは 6.6 dBm で、入力光周波数は入力フィルター低周波側反射端付近とした。図 6(a) に示すように、フィルター反射端付近に光高調波が効率よく生成されていることがわかる。図 6(b) は、光検出器出力(44 GHz)と変調器に供給した電気信号 (2.2 GHz, 4.4 GHz) のスペクトルを示したものである。往復遙倍光変調器により生成されたミリ波信号の線幅は 1 Hz 以下であることがわかる。ミリ波出力はフィードバック制御なしでも安定で、強度のゆらぎはほとんどみられなかった。

往復遙倍光変調で生成した 44 GHz ミリ波信号の位相雑音を測定し、もとの変調信号の位相雑音の比（雑音指数）を図 7 に示した。通常のデバイスの非線形を利用した遙倍器（遙倍次数：N）では、雑音指数の理論限界は  $20 \log N$  dB (図中の水平線) で与えられ、一般に実測値はこれを上回る。これに対して、往復遙倍光変調器によるミリ波発生では、上記の理論限界を下回る雑音指数が得られることがわかる。通常の遙倍器では位相ゆらぎがコヒーレントに加算され  $N$  倍になる。一方、往復遙倍変調器の場合、時間

遅れを伴いながら、順次、高調波を発生させていくので、もととなる信号の位相ゆらぎもその間に変化し、位相ゆらぎがインコヒーレントに加算されると考えられる。この場合、往復変調プロセスで生じる遅延時間の逆数よりも高い周波数をもつ位相雑音成分についての雑音指数の理論限界は  $20 \log \sqrt{N}$  dB で、遅延時間の影響が無視できるほど低い周波数成分に対しては  $20 \log N$  dB で与えられる。遅延時間が  $(10 \text{ MHz})^{-1}$  程度であると仮定すると（図中の斜線は  $20 \log N$  dB@100 Hz と  $20 \log \sqrt{N}$  dB@10 MHz を結んだもの），実験結果が説明できる。この遅延時間は、これまでの往復遙倍光変調器の直接変調に対する帯域幅の結果と一致するものである<sup>35)</sup>。

本稿では、ミリ波、マイクロ波帯変調のドライブ回路における振幅、周波数を低減する技術として研究が進められている、共振型光変調器と往復遙倍光変調器を中心に解説した。共振型変調電極はデバイスサイズが小型化できる点も大きな特長で、光 SSB 変調器や光 FSK 変調器などの新機能をもつデバイスと強度変調器との集積化を実現するための電極構造として期待される。また、往復遙倍光変調器はベースバンド信号による強度変調の機能をあわせもつが、ベースバンド変調に対する周波数特性は往復時間で制限される。これに対しては、共振型電極を往復遙倍光変調器に用いることで、往復時間の低減と、効率の向上が同時に実現できる。また、これまでに報告されている進行波型変調電極を用いた往復遙倍光変調器では、進行方向と反射して戻る光の両方に変調するために 2 つのポートから電気信号を供給する必要があったが、共振型では両方向に進む光に対して高効率で変調が可能であるので、ドライブ回路がシンプルになるという利点もある。このように、往復遙倍光変調器と共振型光変調器を組み合わせることで、互いのメリットを生かしたシンプルで高効率かつベースバンド変調帯域の広いミリ波帯光変調デバイスの実現が期待できる。

## 文 献

- 1) C. Lim, A. Nirmalathas, D. Novak and R. Waterhouse: "Optimisation of baseband modulation scheme for millimetre-wave fibre-radio systems," Electron. Lett., **36** (2000) 442–443.
- 2) A. Ueda, T. Noguchi, H. Iwashita, Y. Sekimoto, M. Ishiguro, S. Takano, T. Nagatsuma, H. Ito, A. Hirata and T. Ishibashi: "W-band waveguide photomixer using a untraveling-carrier photodiode with 2-mW output," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., **51** (2003) 1455–1459.
- 3) K. Noguchi, O. Mitomi and H. Miyazawa: "Millimeter-wave Ti : LiNbO<sub>3</sub> optical modulator," J. Lightwave Technol., **16** (1998) 615–619.

- 4) M. M. Howerton, R. P. Moeller, A. S. Greenblatt and R. Krahenbuhl: "Fully packaged broad-band LiNbO<sub>3</sub> modulator with low drive voltage," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, **12** (2000) 792-794.
- 5) T. Ido, S. Tanaka, M. Suzuki, M. Koizumi, H. Sano and H. Inoue: "Ultra-high-speed multiple-quantum-well electro-absorption optical modulators with integrated waveguides," *J. Lightwave Technol.*, **14** (1996) 2026-2034.
- 6) G. L. Li, C. K. Sun, S. A. Pappert, W. X. Chang and P. K. L. Yu: "Concise RF equivalent circuit model for electroabsorption modulators," *Electron. Lett.*, **36** (2000) 818-820.
- 7) K. S. Abedin, N. Onodera and M. Hyodo: "Higher order FM mode locking for pulse-repetition-rate enhancement in actively mode-locked lasers: Theory and experiment," *IEEE J. Quantum Electron.*, **35** (1999) 875-890.
- 8) M. Al-Mumin, X. Wang, W. Mao, S. A. Pappert and G. Li: "Optical generation and sideband injection locking of tunable 11-120 GHz microwave/millimetre signals," *Electron. Lett.*, **36** (2000) 1547-1548.
- 9) T. Kawanishi, S. Oikawa, K. Higuma, Y. Matsuo and M. Izutsu: "Resonant electrode structures for band-operation-type optical modulators," *Proc. SPIE*, **4872** (2002) 1-10.
- 10) T. Kawanishi, M. Sasaki, S. Shimotsu, S. Oikawa and M. Izutsu: "Reciprocating optical modulation for harmonic generation," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, **13** (2001) 854-856.
- 11) T. Kawanishi, S. Oikawa and M. Izutsu: "Reciprocating optical modulation for millimeter-wave generation by using a dual-section fiber Bragg grating," *J. Lightwave Technol.*, **20** (2002) 1408-1415.
- 12) M. Izutsu, T. Itoh and T. Sueta: "10 GHz bandwidth travelling-wave LiNbO<sub>3</sub> optical waveguide modulator," *IEEE J. Quantum Electron.*, **14** (1978) 394-395.
- 13) R. C. Alferness, S. K. Korotky and E. A. J. Marcatili: "Velocity-matching techniques for integrated optic traveling wave switch/modulators," *IEEE J. Quantum Electron.*, **20** (1984) 301-309.
- 14) R. Krahenbuhl and W. K. Burns: "Modeling of broad-band traveling-wave optical-intensity modulators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **48** (2000) 860-864.
- 15) S. J. Chang, C. L. Tsai, Y. B. Lin, J. F. Liu and W. S. Wang: "Improved electrooptic modulator with ridge structure in X-cut LiNbO<sub>3</sub>," *J. Lightwave Technol.*, **17** (1999) 843-847.
- 16) L. Gheorma, P. Savi and R. M. Osgood, Jr.: "Thin layer design of X-cut LiNbO<sub>3</sub> modulator," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, **12** (2000) 1618-1620.
- 17) J. Kondo, A. Kondo, K. Aoki, S. Takatsuji, O. Mitomi, M. Imaeda, Y. Kozuka and M. Minakata: "High-speed and low-driving-voltage X-cut LiNbO<sub>3</sub> optical modulator with two step backside slot," *Electron. Lett.*, **38** (2002) 472-473.
- 18) K. Kawano, T. Kito, H. Jumonji, T. Nozawa and M. Yanabayashi: "New travelling-wave electrode Mach-Zehnder optical modulator with 20 GHz bandwidth 4.7 V driving voltage at 1.52 μm wavelength," *Electron. Lett.*, **25** (1989) 1382-1383.
- 19) D. Chen, H. R. Fetterman, A. Chen, W. H. Steier, L. R. Dalton, W. Wang and Y. Shi: "Demonstration of 110 GHz electro-optic polymer modulators," *Appl. Phys. Lett.*, **70** (1997) 3335-3337.
- 20) Y. Shi, C. Zhang, H. Zhang, J. H. Bechtel, L. R. Dalton, B. H. Robinson and W. H. Steier: "Low (sub-1-volt) halfwave voltage polymeric electro-optic modulators achieved by controlling chromophore shape," *Science*, **288** (2000) 119-122.
- 21) K. Kawano, M. Kohtoku, M. Ueki, T. Ito, S. Kondoh, Y. Noguchi and Y. Hasumi: "Polarization-insensitive travelling-wave electrode electroabsorption (TW-EA) modulator with bandwidth over 50 GHz and driving voltage less than 2 V," *Electron. Lett.*, **33** (1997) 1580-1581.
- 22) G. L. Li, C. K. Sun, S. A. Pappert, W. X. Chen and P. K. L. Yu: "Ultrahigh-speed traveling-wave electroabsorption modulator—Design and analysis," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **47** (1999) 1177-1183.
- 23) Y. Q. Lu, M. Xiao and G. J. Salamo: "Wide-bandwidth high-frequency electro-optic modulator based on periodically poled LiNbO<sub>3</sub>," *Appl. Phys. Lett.*, **78** (2001) 1035-1037.
- 24) D. S. Kim, M. Arisawa, A. Morimoto and T. Kobayashi: "Femtosecond optical pulse generation using quasi-velocity-matched electrooptic phase modulator," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, **2** (1996) 493-499.
- 25) M. Izutsu, Y. Yamane and T. Sueta: "Integrated optical SSB modulator/frequency shifter," *IEEE J. Quantum Electron.*, **17** (1981) 2225-2227.
- 26) S. Shimotsu, S. Oikawa, T. Saitou, N. Mitsugi, K. Kubodera, T. Kawanishi and M. Izutsu: "Single side-band modulation performance of a LiNbO<sub>3</sub> integrated modulator consisting of four-phase modulator waveguides," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, **13** (2001) 364-366.
- 27) H. Higuma, S. Oikawa, Y. Hashimoto, H. Nagata and M. Izutsu: "X-cut lithium niobate optical single-sideband modulator," *Electron. Lett.*, **37** (2001) 515-516.
- 28) T. Kawanishi, S. Oikawa, K. Higuma and M. Izutsu: "Electrically tunable delay-line using an optical single-sideband modulators," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, **14** (2002) 1454-1456.
- 29) T. Kawanishi and M. Izutsu: "Optical FSK modulator using an integrated lightwave circuit consisting of four optical phase modulators," *7th International Symposium on Contemporary Photonics Technology (CPT) 2004*, Tokyo, G-3 (2004) 139-140.
- 30) T. Kawanishi, S. Oikawa, K. Higuma, Y. Matsuo and M. Izutsu: "LiNbO<sub>3</sub> resonant-type optical modulator with double-stub structure," *Electron. Lett.*, **37** (2001) 1244-1246.
- 31) S. Oikawa, T. Kawanishi, K. Higuma, Y. Matsuo and M. Izutsu: "Double-stub structure for resonant-type optical modulators using 20 μm-thick electrode," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, **15** (2003) 221-223.
- 32) T. Kawanishi, S. Oikawa, K. Higuma, M. Sasaki and M. Izutsu: "Design of LiNbO<sub>3</sub> optical modulator with an asymmetric resonant structure," *IEICE Trans. Electron.*, **E85-C** (2002) 150-155.
- 33) T. Kawanishi, S. Oikawa, K. Higuma, Y. Matsuo and M. Izutsu: "Low-driving-voltage band-operation LiNbO<sub>3</sub> modulator with lightwave reflection and double-stub structure," *Electron. Lett.*, **38** (2002) 1204-1205.
- 34) T. Kawanishi, S. Oikawa, K. Yoshiara, S. Shinada, T. Sakamoto and M. Izutsu: "Hybrid reciprocating optical modulator for millimetre-wave generation," *European Conference on Optical Communication (ECOC) 2003*, Rimini, Italy, Mo4.5.6 (2003).
- 35) T. Sakamoto, S. Shinada, T. Kawanishi and M. Izutsu: "Low phase noise millimeter-wave generation by using a reciprocating optical modulator," *Optical Fiber Communication Conference & Exposition (OFC) 2004*, Los Angeles, FE2 (2004).

(2004年1月20日受理)