

超伝導電極を用いた進行波形LiNbO₃光変調器の開発 II

神田, 豊

九州大学大学院システム情報科学府電子デバイス工学専攻 : 博士後期課程

内田, 智生

九州大学大学院システム情報科学府電子デバイス工学専攻 : 修士課程

西岡, 志道

九州大学大学院システム情報科学府電子デバイス工学専攻

吉田, 啓二

九州大学大学院システム情報科学府電子デバイス工学専攻

<https://doi.org/10.15017/1498364>

出版情報 : 九州大学大学院システム情報科学紀要. 3 (2), pp.245-249, 1998-06-22. 九州大学大学院システム情報科学研究所

バージョン :

権利関係 :

超伝導電極を用いた進行波形 LiNbO₃ 光変調器の開発 II

神田 豊*・内田智生**・西岡志道***・吉田啓二***

Development of a Traveling-Wave Type LiNbO₃ Optical Modulator with Superconducting Electrodes II

Yutaka KANDA, Tomoo UCHIDA, Shido NISHIOKA and Keiji YOSHIDA

(Received June 22, 1998)

Abstract: The performance of a LiNbO₃ optical modulator with a superconducting electrodes has been studied theoretically as well as experimentally. In the case of velocity matching between optical and signal waves using shielding plane on top of a coplanar waveguide, numerical calculations of the attenuation constants of both superconducting and normal-conducting transmission lines indicate that the performance of the optical modulator is far superior to that using normal metals with respects of the figure of merit of bandwidth/driving-voltage. Microwave characteristics of a traveling-wave-type LiNbO₃ optical modulator with superconducting coplanar waveguide electrode and a shielding plane has been studied experimentally in the low temperature. In the frequency range between dc and 26.5GHz, it is shown that the obtained modulation depth is in good agreement with the theoretically expected one.

Keywords: LiNbO₃ optical modulator, Superconducting electrode, Coplanar waveguide, Shielding plane

1. はじめに

インターネットや LAN などに代表される情報通信量の急速な増加に対応するため、光通信システムにおける伝送速度の高速化に関する研究が活発に進められている。光通信のキーデバイスである光変調器は、半導体レーザーの駆動電流による直接変調が従来行われてきたが、この方式では数 GHz 以上の光伝送において強度変調に伴うチャープングと呼ぶ周波数揺らぎが発生し、光ファイバの分散特性により変調帯域に制限を受けることが知られている。強誘電体電気光学結晶であるニオブ酸リチウム (LiNbO₃, 以下 LN という) を用いた外部光変調器¹⁻⁴⁾ は、チャープングのない高速光変調器として、基幹回線には既に 10Gbit/s 光通信システムが導入されている。しかしながら、将来のマルチメディア時代には、画像・音声等の大容量データのやりとりが頻繁となるため、より高速・高帯域な光通信システムの構築が必要不可欠となる。このため、本デバイスにおいては更なる高帯域化や低駆動電圧化を目指した研究が精力的に展開されている。

Ti を拡散した進行波形光変調器の重要な特性である変調帯域は、i) 進行波電極を伝搬するマイクロ波(信号

波)と光導波路を伝搬する光波の位相速度差、および、ii) マイクロ波伝搬損によって決定される。i) については、電極形式の工夫など、各種の方式がこれまでに提案されている²⁻⁴⁾。ii) の問題について著者らは、超伝導電極を採用することで解決できることを提案し、その性能予測や直流実験、および低周波での予備実験結果などについてこれまで報告してきた⁵⁻¹¹⁾。

前報⁹⁾では光波とマイクロ波との速度整合対策が未解決で、広帯域動作を実験的に検証できるまでには至らなかった。本報では超伝導電極(NbN)を用いた Ti:LN 進行波形光変調器において、シールド板導入による、光波とマイクロ波の位相速度整合時の性能改善について数値計算結果を用いて考察する。さらに、シールド板付き光変調器の極低温におけるマイクロ波変調実験において、dc~26.5GHz 以上の広帯域変調特性を検証した実験結果について報告する。

2. 進行波形光変調器の性能

2.1 常伝導電極と超伝導電極の周波数帯域幅

シールド板付き進行波形光変調器の基本構成を Fig. 1 に、その断面図を Fig. 2 に示す。電極入力端子に進行波電圧

$$V(z,t) = V_m e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) \quad (1)$$

および、電流電圧 V_{dc} を印加すると、光変調器の出力端

平成10年6月22日受付

* 電子デバイス工学専攻博士後期課程

** 電子デバイス工学専攻修士課程

*** 電子デバイス工学専攻

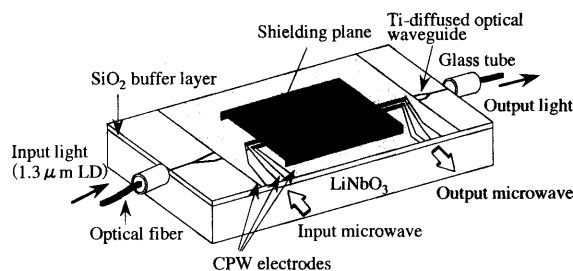


Fig. 1 Schematic of a traveling-wave-type optical modulator with a shielding plane.

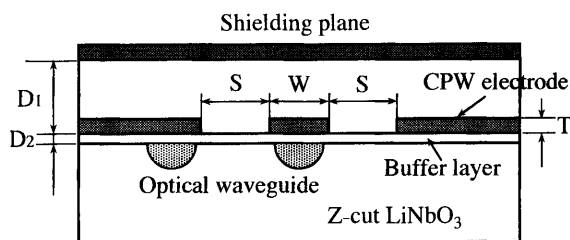


Fig. 2 Cross-section view of coplanar waveguide with a shielding plane.

における位相差 $\Delta\phi$ は次式のように表される¹²⁾.

$$\Delta\phi = \pi \frac{V_{dc}}{V_{\pi}} + \pi \frac{V_m}{V_{\pi}} F(f) \cos(\omega t + \varphi) \quad (2)$$

ただし、

$$F(f) = \left[\frac{1 - 2e^{-\alpha L} \cos \theta + e^{-2\alpha L}}{(\alpha L)^2 + \theta^2} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\varphi = \tan^{-1} \left[\frac{\theta - e^{-\alpha L} (\theta \cos \theta + \alpha L \sin \theta)}{\alpha L + e^{-\alpha L} (\theta \sin \theta - \alpha L \cos \theta)} \right]$$

$$\theta = \frac{\omega L (n_m - n_o)}{c}$$

である。ここで、 V_m : 入力信号電圧の振幅、 α : 信号伝送線路の減衰定数、 $\omega = 2\pi f$: 変調角周波数、 β : 位相定数、 $V_{\pi} = \lambda s / 2\Gamma n_o^3 \gamma_{33} L$: 半波長電圧、 λ : 光の波長、 Γ : 印加電圧低減係数、 s : 電極のギャップ長、 L : 光波と信号波との相互作用長、 c : 真空中の光速、 θ : 出力端における信号波と光波との電気長差、 $n_m = c/(\omega/\beta)$: 信号波の等価屈折率、 n_o : 光波の等価屈折率である。

このとき、光変調器の光出力強度 I は次式で与えられる。

$$I = I_o \cos^2 \left(\frac{\Delta\phi}{2} \right) \quad (3)$$

ここで、 I_o は $\Delta\phi = 0$ 、すなわち変調電圧が印加されていない場合の最大光出力である。

式(2)の $F(f)$ は、交流変調に対する位相変化量の振幅を表しており、規格化変調度として定義されるものであ

る。これは電気長差 θ や減衰定数 α の周波数特性により、光変調器の周波数帯域幅と変調電力を決定する重要なパラメータである。

光波と信号波との速度整合がとれたとき、すなわち、 $n_m = n_o$ の場合、式(2)より $V_{dc} = 0$ での位相差の振幅が次式のように導出される。

$$|\Delta\phi| = \pi (V_m/V_{\pi}) [1 - \exp(-\alpha L)] / \alpha L \quad (4)$$

上式より、 $|\Delta\phi|$ の周波数依存性は α の周波数特性より決定されることが分かる。

式(4)より、 $|\Delta\phi(f)| / |\Delta\phi(0)| = [1 - \exp(-\alpha L)] / \alpha L = 1/2$ としたときの周波数特性より光 3 dB 帯域幅 Δf が定義される。即ち、次式が与えられる。

$$\alpha(\Delta f)L = 1.59 \quad (5)$$

進行波形光変調器における信号波の減衰定数は、導体損と誘電体損で表され、導体損は表面抵抗に比例する。したがって、減衰定数の周波数依存性を次式のように仮定する。

$$\alpha_n(f) = \alpha_{cno} f^{1/2} + \alpha_{do} f \quad (6)$$

$$\alpha_s(f) = \alpha_{cso} f^2 + \alpha_{do} f \quad (7)$$

ここで、 α_n 、 α_s は常伝導体の減衰定数および超伝導体の減衰定数であり、 α_{cno} 、 α_{cso} は導体損の比例定数、 α_{do} は基板の誘電体損の比例定数である。式(5)、(6)および式(7)から、次式の周波数帯域幅の関係式が得られる。

$$\Delta f_n = 0.25 \left(\frac{\sqrt{6.36\alpha_{do} + \alpha_{cno}^2 L}}{\alpha_{do} \sqrt{L}} - \frac{\alpha_{cno}}{\alpha_{do}} \right)^2 \quad [\text{GHz}] \quad (8)$$

$$\Delta f_s = 0.795 \left(\frac{1.59\sqrt{\alpha_{cso} + 0.157\alpha_{do}^2 L}}{\alpha_{cso} \sqrt{L}} - \frac{0.629\alpha_{do}}{\alpha_{cso}} \right) \quad [\text{GHz}] \quad (9)$$

ここで、 Δf_n 、 Δf_s は常伝導体、超伝導体の周波数帯域幅である。100%変調に必要な信号電力 P は、 $|\Delta\phi| = \pi$ とおいて、 $P = V_m^2 / 2Z$ より求めることができる。ここで、 Z は信号伝送線路の特性インピーダンスである。式(2)より次式が得られる。

$$P = V_{\pi}^2 / 2ZF(f)^2 \quad (10)$$

式(10)より変調電力を減らすには、半波長電圧 V_{π} を小さくし、変調度 $F(f)$ を大きくすればよいことがわかる。

2.2 数値計算結果および考察

Fig. 3 に光出力を on-off するのに必要な駆動電圧 V_{π} (半波長電圧) の L 依存性を、電極間隔 s をパラメータとしたときの計算結果を示す。この結果より、 s を可能な限り小さくして、 L を長くすれば、低駆動電圧化がはかれ

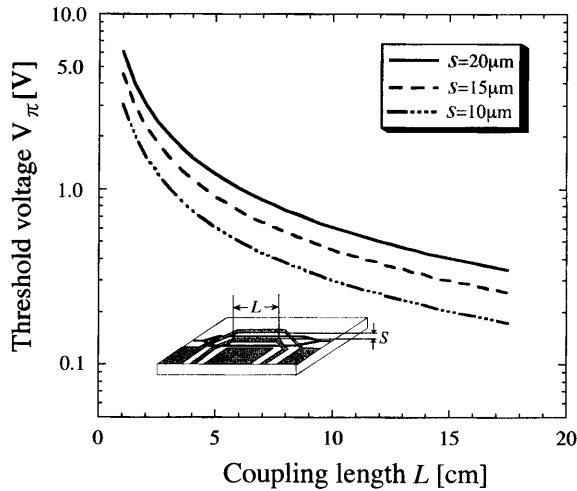


Fig. 3 Calculated threshold voltage V_π as a function of coupling length L .

ることがわかる。

通常、マイクロ波の実効屈折率は4.2、光波の実効屈折率は2.15である。したがって、マイクロ波(信号波)は光波よりもゆっくりと基板表面付近を伝搬していることになる。進行波形光変調器においては、光波と信号波との位相速度差が帯域幅を決める要因となることから、広帯域動作とするには速度整合対策を施す必要がある。速度非整合を小さくするには、(i)光波の速度を遅くする、(ii)マイクロ波の速度を早くする、のどちらかが必要となる。(i)は非現実的な方法であり、(ii)の方が一般的である。実際には、マイクロ波の伝送線路である電極の特性インピーダンス $Z (=50\Omega)$ を一定値に保ったまま、 $n_m = n_o$ となるように n_m を小さくしなければならない。このため本研究においては、マイクロ波と信号波との速度整合法としてシールド導体法⁴⁾を採用した。

Fig. 4 にマイクロ波の実効屈折率 n_m 、および伝送線路の特性インピーダンス Z のコプレーナウェーブガイド電極とシールド板の間隔 D_1 依存性の計算結果を示す。

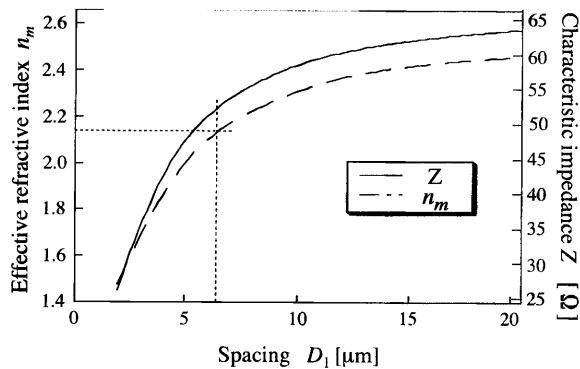


Fig. 4 Calculated effective refractive index n_m and characteristic impedance Z as a function of spacing D_1 .

計算においては、 $w=8\mu\text{m}$ 、 $s=15\mu\text{m}$ 、 $D_2=1.8\mu\text{m}$ 、 LN の比誘電率を $\epsilon=34.7$ 、 SiO_2 バッファ層の比誘電率を4として、電極における表面電荷による有限要素法を用いた。Fig. 4 より、 D_1 が小さくなるにつれてマイクロ波の実効屈折率 n_m の値は急速に小さくなり、光波の実効屈折率 n_o に近づき両者は一致する点、すなわち完全な速度整合 ($n_m = n_o = 2.15$) を実現する点は、 $D_1 = 6.5\mu\text{m}$ であることが分かる。このときの、特性インピーダンスは 52Ω である。

Fig. 5 に式(8)、(9)を用いて計算した光出力強度の3dB帯域幅 Δf の L 依存性を示す。超伝導体として Nb と YBCO、常伝導体として Au の場合を示している。常伝導体の表皮効果による表皮深さに対応した表面抵抗は $f^{1/2}$ に比例するのに対し、超伝導体の磁場侵入長に対応した表面抵抗は f^2 に比例する。しかしながら、100GHz 程度においては、超伝導体は常伝導体に比べて2桁以上の低損失性を有することから、 V_π を小さくするための L の増加の影響が、超伝導体の場合には常伝導体に比べて小さいことがわかる。 V_π を1V程度にして低駆動電圧動作とするには、Fig. 3の結果より、 $L=5\text{cm}$ ($s=20\mu\text{m}$) 以上とする必要がある。このとき Nb の Δf は、Au(300K)の場合の約8倍となる。なお、計算に用いた各導体損は、Auでは $\alpha_{cno}(300\text{K}) : 0.43[\text{dB}/\text{cm} \cdot (\text{GHz})^{1/2}]$ 、 $\alpha_{cno}(77\text{K}) : 0.24[\text{dB}/\text{cm} \cdot (\text{GHz})^{1/2}]$ で、YBCOでは $\alpha_{cso}(77\text{K}) : 9 \times 10^{-5}[\text{dB}/\text{cm} \cdot (\text{GHz})^2]$ 、Nbでは $\alpha_{cso}(4.2\text{K}) : 9 \times 10^{-6}[\text{dB}/\text{cm} \cdot (\text{GHz})^2]$ とした。また、LNの導体損は $\alpha_{do} : 7.4 \times 10^{-3}[\text{dB}/\text{cm} \cdot \text{GHz}]$ とした。

Fig. 3 と Fig. 5 の結果から得られた光変調器の性能指数 $\Delta f/V_\pi$ の L 依存性の計算結果を Fig. 6 に示す。光変調器においては駆動電圧の低減化と広帯域化の両方が必須であるが、この両者はトレードオフの関係にあり、低駆動電圧で広帯域の両立は、従来の常伝導電極を用い

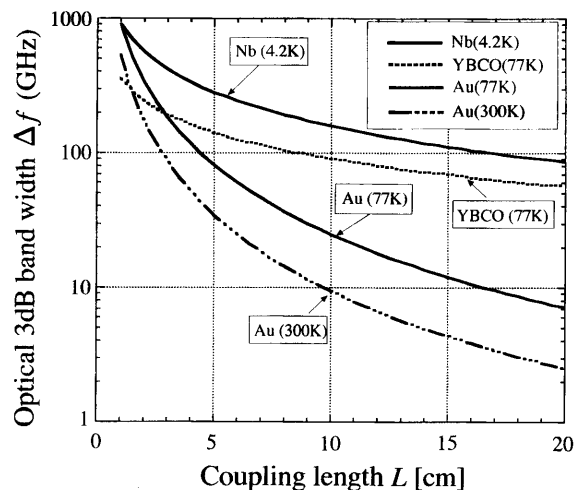


Fig. 5 Calculated optical 3dB band width Δf as a function of coupling length L .

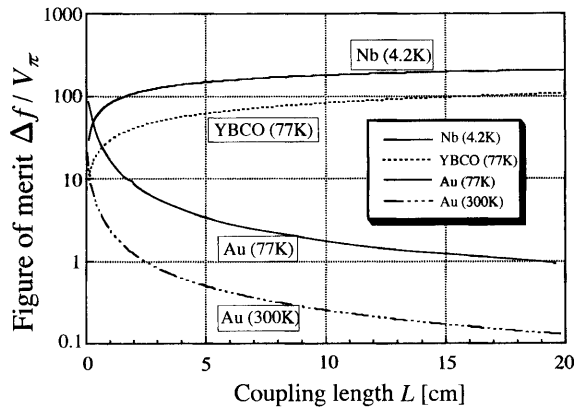


Fig. 6 Calculated figure of merit $\Delta f/V_{\pi}$ as a function of coupling length L .

た光変調器では困難である。超伝導電極は、その極低損失性のため長尺電極構造による低駆動電圧化の影響を帯域幅はほとんど受けなくてすむ。すなわち、 L を長くすることにより常伝導体に対する超伝導電極の優位性が実現できることがわかる。

3. デバイスの製作および計測

Fig. 1 に示す進行波形光変調器を $10 \times 30 \times 0.5 \text{ mm}$ の LN 基板に作製した。光導波路は Ti を熱拡散して構成した⁹⁾。Ti 熱拡散光導波路の特性はウェーハ内の結晶品質、および Ti 薄厚、拡散条件などの製造条件に大きく依存する。このため、光学グレードの 3 インチ y-cut LN 基板を用いた。Ti パターンは Ti 膜をスパッタリングした後、リフトオフ法で形成した。LiO₂ の外拡散の抑制のため拡散時にキャリアガスとして O₂ を用い、バブリングにより水蒸気を導入した。

作製条件を表 1 に示す。電極としては、中心導体が細く中心導体とアース導体とのギャップが広い高インピーダンス系 CPW 形進行波電極⁹⁾を採用した。即ち、中心導体の幅を光導波路と同程度の $5 \mu\text{m}$ として、マイクロ波と光波との相互作用が高効率となるようにした。また、ギャップを $20 \mu\text{m}$ と広く (Z : 高い) して、駆動電源や終端抵抗などの外部回路 (50Ω 系) との整合性がよい構成とした。超伝導電極は、NbN をスパッターにより成膜してウェットエッチング法によりパターンニングした。

Table 1 Fabrication condition of Ti: LiNbO₃ optical modulator.

Ti width	7 μm
Ti thickness	60 nm
Diffusion temperature	1007 $^{\circ}\text{C}$
Diffusion time	10 h
Diffusion atmosphere	wet O ₂

光波とマイクロ波の速度整合用のシールド板の作製プロセスを Fig. 7 に示す。0.5mm 厚の Si 基板の中心部をフォトリソグラフィによって、深さ $3 \sim 7 \mu\text{m}$ に選択エッチングした数個のサンプルを作製し、スパッターにより加工面に NbN 薄膜を成膜した。最後にこのシールド板を電極上部に固着した光導波路端面と光ファイバの固着には、紫外線硬化形光学接着剤を用いた直接結合により低温実験に耐えるように工夫した。

Fig. 8 に計測用のモジュールを示す。変調度のマイクロ波実験においては包絡線検波法¹²⁾を用いた。

4. 実験結果

製作した進行波形光変調器のマイクロ波変調特性の測定結果を Fig. 9 に示す ($L=20 \text{ mm}$)。シールド導体の効果を評価するために、シールド板のある場合と、ない場合の結果を示している。実線は、実験で得られた減衰定数を用いて式(7)により求め、式(2)により計算した理論値である。○、●印は測定値を示す。●印は光波とマイクロ波との速度整合が取れていない場合であり、(2)式から予測される周期構造が観測されている。このような周波数特性は、電極の損失が十分に小さいときに観測されるものであり、超伝導電極の低損失性を反映する結果となっている。一方、○印は速度整合が適正なときの周波数特性を示す。今回製作した変調器は、光出力を on-off するのに必要な半波長電圧 V_{π} を小さくする、さらにデバイ

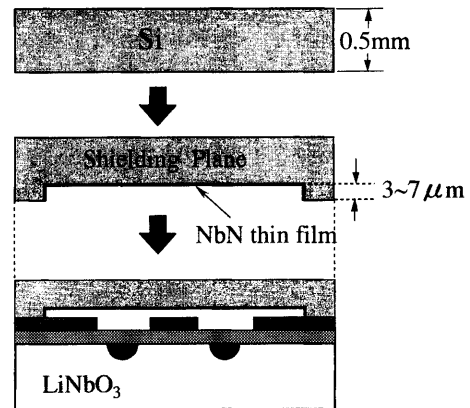


Fig. 7 Fabrication process of a shielding plane.

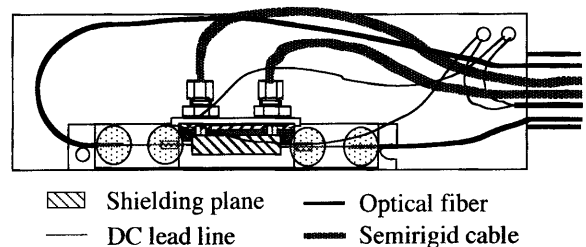


Fig. 8 Experimental setup for the modulator.

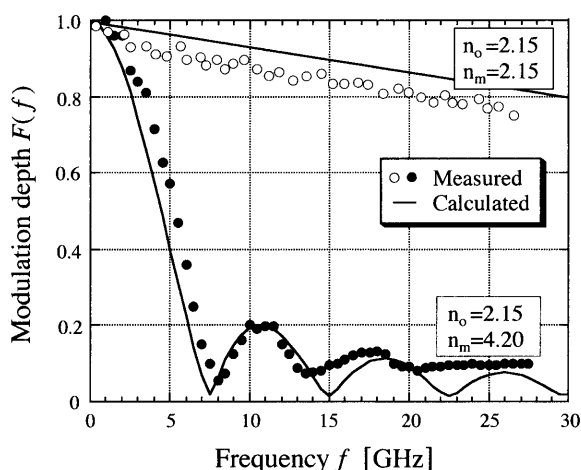


Fig. 9 Measured frequency dependence of modulation depth and calculated values.

ス製作上の技術的問題等により、バッファ層は付加していない。したがって、Fig. 9 の○印の実験結果はシールド板の高さが約 $3 \mu\text{m}$ の場合であり、シミュレーション結果に比べて低い位置で速度整合が得られている。これは、シールド板が中心導体に近づくにつれて、中心導体からシールド板へ流れる電気力線が増加するためであると推察される。またバッファ層の欠如は、高インピーダンス CPW 電極を用いても、変調器の入力インピーダンスとマイクロ波信号源のインピーダンス不整合による変調効率の低下をもたらす。このため、Fig. 9 の実験値は平均して理論値より10%程度変調度が低下しているものの、 n_m が低下されて速度不整合が緩和されているため、光 3 dB 帯域は大幅に広帯域化されていることがわかる。

5. ま と め

進行波形光変調器の電極として、常伝導体と超伝導体を用いた場合の性能比較を行った。すなわち、空気であるオーバーレイを介したシールド導体により光波とマイクロ波との速度整合を行い、超伝導電極の導入による広帯域化の優位性について数値解析より明らかにした。さら

に $1.3 \mu\text{m}$ 帯におけるマッハツェンダー形光変調器およびシールド板を製作し、相互作用長20mmにおいて26 GHz以上(optical 3 dB)の広帯域特性を有することを実験的に検証した。

これらのことより、超伝導薄膜の極めて低い高周波抵抗の特性を応用する超伝導電極を用いた進行波形光変調器は、従来にない高速・高帯域伝送が可能であり、通信分野において与えるインパクトは大きいと思われる。さらに今後の薄膜製作技術の向上により、高温超伝導体電極を用いた光変調器の実現が期待される。

参 考 文 献

- 1) G. K. Gopalakrishnan, C. H. Bulmer, W. K. Burns, R. W. McElhanon and A. S. Greenblatt: Electron. Lett., Vol. 28, pp. 826-827 (1992).
- 2) K. Noguchi, H. Miyazawa and O. Mitomi: Electron. Lett., Vol. 12, pp. 949-950 (1994).
- 3) H. Haga, M. Izutsu and T. Sueta: IEEE J. Quantum Electron., QE-22, pp. 902-906 (1986).
- 4) K. Kawano, T. Kitoh, H. Jumonji, T. Nozawa, M. Yanagibashi and T. Suzuki: IEEE Trans. Micro. Theo. Tech., Vol. 39, pp. 1595-1601 (1991).
- 5) K. Yoshida, K. Ikeda, K. Saito and Y. Kanda: IEEE Trans. Appl. Supercond., Vol. 3, pp. 2792-2795 (1993).
- 6) K. Yoshida, N. Horiguchi and Y. Kanda: IEICE Trans. Electron., Vol. E76-C, pp. 1287-1290 (1993).
- 7) K. Yoshida, A. Nomura and Y. Kanda: IEICE Trans. Electron., Vol. E77-C, pp. 1181-1184 (1994).
- 8) K. Yoshida, A. Nomura, K. Komura and Y. Kanda: IEEE Trans. Appl. Supercond., Vol. 5, pp. 3183-3185 (1995).
- 9) 吉田啓二, 南 昭宏, 神田 豊: 九州大学大学院システム情報科学研究科研究報告, 第1巻, 第1号, pp. 129-132 (1996).
- 10) K. Yoshida, A. Minami and Y. Kanda: IEEE Trans. Appl. Supercond., Vol. 7, pp. 3508-3511 (1997).
- 11) Y. Kanda, K. Yoshida and I. Uezono: Jpn. J. Appl. Phys., Vol. 37, pp. 129-131 (1998).
- 12) M. Izutsu, H. Haga and T. Sueta: Trans. IEIC, Vol. E-63, pp. 817-822 (1980).