

Ti:LiNbO₃光集積回路を用いた電界強度測定器の開発

伊藤博，市川正

Development of the Electric Field Meter Using Ti:LiNbO₃ Integrated Optics

Hiroshi Ito, Tadashi Ichikawa

要 旨

電磁妨害評価のための電界測定に，Ti:LiNbO₃光集積回路を用いた手法の適用を検討し，その有用性を理論的に明らかにした。新たに考案した反射型 Mach-Zehnder 光変調器の光集積回路素子を用いて2種類（低周波用，高周波用）の電界センサを試作し，小型（43×16×10mm，43×45×10mm）で広帯域（30Hz - 100kHz，30MHz - 1GHz），広測定範囲（0.01 - 1000V/m，0.6-300V/m）の特性を確認した。

Abstract

For measuring electromagnetic field, a sensor using a Ti:LiNbO₃ integrated optics has several advantages of small size, fast frequency response and minimum perturbation for the field to be measured. Using a novel retroreflective type of Mach-Zehnder waveguide modulator, two small-sized (43×16×10 mm, 43×45×10 mm) electric field sensors have been developed. These sensors were found to have wide dynamic ranges (0.01-1000 V/m, 0.6-300 V/m) and wide frequency band widths (30 Hz - 100 kHz, 30 MHz - 1 GHz).

キーワード

光集積回路，光応用計測，電界計測，電磁妨害，EMI，導波型光変調器，LiNbO₃

1. はじめに

近年，自動車の車載電子機器は増加の一途をたっており，エンジン，サスペンション，ブレーキなどの基本的な機能・性能のエレクトロニクスへの依存度が年々高まっている。これにともない，それらの信頼性は，非常に高いものが要求されるようになってきている。そのような背景にもとづき，電磁妨害（EMI；Electro Magnetic Interference）への耐性も重要な評価項目にあげられており，車をとりまく電磁界環境の把握等も各方面で精力的に行われている。しかし，この調査においては車室内外の電界分布計測が，特に車載電子機器のECU（Electronic Control Unit）周辺の詳細な計測が行われる。これに対してループアンテナ等を用いる現状の測定器は大型で，このような狭い場所を使用することが困難であった。また，金属の信号ケーブ

ルはセンサの自由な据え付けを妨げるだけでなく，被測定電界まで乱してしまうなどの問題があった。また，EMIを生じうる電界を発生する源も種々のものがあり，電界強度測定範囲は最大で1000V/m，周波数帯域も自動車電話や業務無線の1GHz付近から超高压送電線の下などのELF電界（ $f < 3\text{kHz}$ ）までもがその評価項目に加えられている。このような事情から，上述の広い測定範囲をカバーし，かつ車室内のような狭い場所で使用できる小型で有効な測定器が強く望まれていた。今回，我々は電界計測のセンサ部にTi:LiNbO₃光集積回路の導波型光変調器を用いる手法¹⁻³⁾に着目して，EMI評価用電界計測への適用の可能性を検討した。その結果，商用電源周波数（50，60Hz）から1GHz以上の周波数の電界まで計測できる見通しが得られ，実際に高压送電線下の車室内電界測定までもが可能な電界センサを開発したので報告する。

2. 理論検討

2.1 測定原理

Ti:LiNbO₃ (以下LNと記す) 導波型光変調器をセンサ部に用いた電界強度測定器のブロック図をFig. 1に示す^{4, 5)}。被測定電界中には、LN導波型光変調器と電界検出のアンテナよりなるセンサ部だけが置かれ、光源、光検出器、信号処理の電子回路などは遠く離れて設置され、その間は光ファイバで結ばれる構成になっている。動作は次のようになる。

光源からの連続光は、光ファイバによりセンサ部のLN導波型変調器に伝送される。変調器には電界検出アンテナがつながっており、電界強度に応じて変調器への印加電圧が変化し、結果として電界強度に応じて、変調器の出射光強度が変化する。この出射光を再び光ファイバで光検出器・信号処理回路まで伝送し、そこで到達した光強度を測定することにより、センサ部に加わった電界強度が測定される。

この方式には、センサ部はアンテナを除いて全て誘電体で構成されており、信号伝送路も光ファイバであることから、測定しようとする電界をほとんど乱さない特長がある。

Fig. 1の構成のシステムの特性式を考える。入力是被測定電界強度 E_s 、出力としては光検出器の出力電流 i_s を考える。この場合のシステム出力の特性は式(1)で表される。

$$i_s = G_a G_d G_m G_{fu} G_{fd} P_o E_s \quad (1)$$

ここで G_a 、 G_d 、 G_m 、 G_{fu} 、 G_{fd} は各々アンテナ、光検出器、LN導波型光変調器、光ファイバの伝達関数、

P_o は光源の出力強度である。次に各々の伝達関数について検討する。

2.2 導波型光変調器

これまでに提案されているLN導波型光変調器にはMach-Zehnder干渉計型(以下MZ型)、方向性結合器型、交差型、バランズブリッジ型などの多くの形式がある⁶⁾。これらの形式の中ではMZ型が現状では最も広帯域で、かつ低電圧動作が可能である。このことはセンサに用いる場合、最も高感度が得られるということになる。やや挿入損失が大きいという点は、光交換機など多段接続で用いられる場合には問題だが、本検討のように単独使用で光源出力も充分なときには問題は少なく、高感度、広帯域、構成が簡単等の特長の方が有用である。Fig. 2に通常の光通信用MZ型光変調器の形状と特性を示す。MZ型光変調器の伝達関数 G_m は次のようになる。

$$g_m(V_s) = (1 - \alpha_m) \cdot \cos^2 \left(\frac{\pi V_s}{2V_\pi} + \frac{\phi_o}{2} \right) \quad (2)$$

ここで V_s は変調器入力電圧、 α_m は変調器の挿入損失、 V_π は半波長電圧、 ϕ_o は固定位相バイアスで、分岐した二つの導波路の長さの差で設定する。半波長電圧よりも充分小の微小信号入力動作を考え、式(2)を微分して、

$$G_m = \frac{\pi(1 - \alpha_m)}{2V_\pi} \quad (3)$$

ただし、 ϕ_o は最良の直線性を得るため $\pi/2$ に設定してあるものとする。また変調器動作の基本となっているLNのポッケルス効果は100GHz以上の応答が可能⁷⁾であるが、実際には変調器電極への給電方法により制限される。一般的な中央給電を考えた場合、光波が電

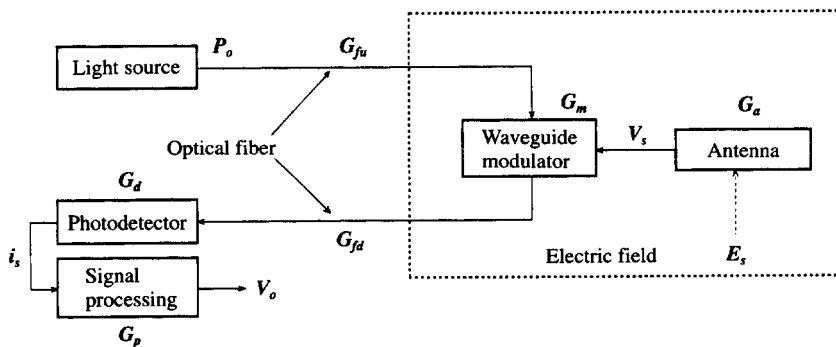


Fig. 1 Block diagram of electric field sensor using waveguide modulator.

極部分を通過する時間内に変調電圧が変化しないという条件が応答周波数の上限を決める。これを考慮して光変調器伝達関数は次式となる。

$$G_m = \frac{\pi(1-a_m)}{2V_\pi} \cdot \frac{1}{1+j\omega\tau} \quad (4)$$

$$\text{ただし } \tau = \frac{n_o L_m}{c}$$

ここで n_o は光導波路屈折率、 L_m は変調器の電極長、 c は光速である。Fig. 2に示したものは通常的光変調器であるが、電界計測のセンサとしてはFig. 3に形状を示す反射型MZ光変調器³⁾がより適しており、本検討ではこの形式を用いる。反射型MZ光変調器は通常の変調器の中央を切断して切断端面に金属反射膜を蒸着した構造になっている。これにより次のような特長を実現した。

光波は位相変調部を2回通過することになり、ほぼ2倍の強度変調を受ける。すなわち、通常の素子と同一素子寸法なら2倍の感度が得られ、同一電圧感度

ならほぼ半分の素子寸法でよく、小型化が達成できる。さらに素子寸法の半減は、電極間容量半減につながり高周波特性が改善できる。

光ファイバを1本しか必要とせず、片持ち式が容易に構成でき、光ファイバの最小曲げ半径の制約を受けず小型化、使い勝手向上が達成できる。

構成が単純で安定性が向上する。すなわち、光ファイバと導波路の接続のような最も精密な調整を必要とし、機械的ずれのため特性の変化を起こしやすい部位が1箇所になる。

2.3 電界検出アンテナ

電界を検出するアンテナは、システムの性格を決定する重要な素子である。遠方界における放射電界の強度の測定には一般的にはダイポールアンテナが用いられる。しかし、本検討における電界強度測定器の狙いの一つはELF電界の測定、特に商用電源周波数の電界強度測定である。そのために極めて低い周波数の電界

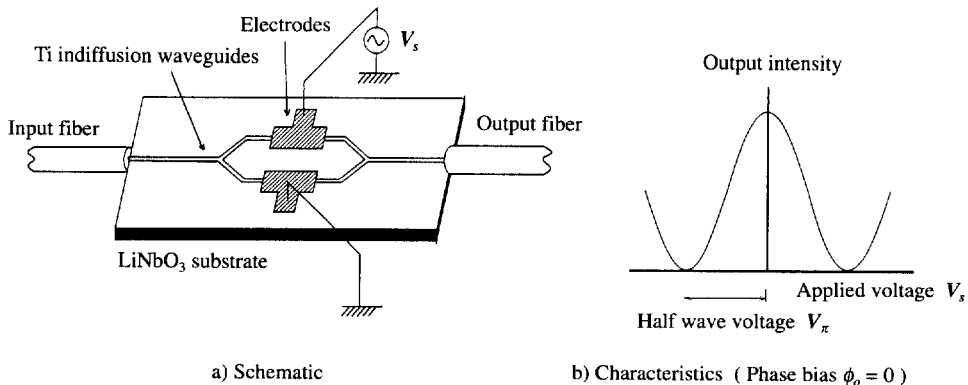


Fig. 2 Conventional Mach-Zehnder interferometric waveguide modulator.

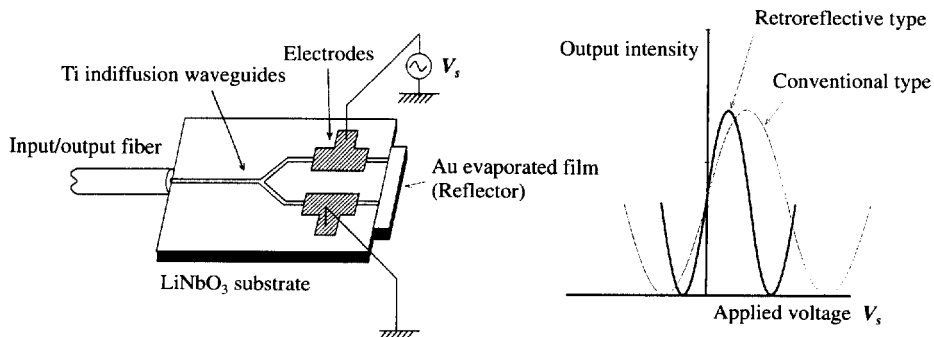


Fig. 3 Retroreflective Mach-Zehnder interferometric waveguide modulator.

と高周波の電界の測定を分けて考える。

まず、低周波用のアンテナについて、特に低周波側の遮断周波数について検討する。

高圧送電線下の電界をFig. 1に示すようなシステムで測定する場合に特徴的なことは、60Hz電界を例に取ればその波長は $5 \times 10^6 \text{m}$ であり、その測定は近傍界での測定である。このため、測定すべき電界は静電界である。さらに、センサに用いるLN導波型光変調器は、低周波域では極めて高い入力インピーダンスのデバイスであるということが通常の電界検出と大きく異なる。

そこでFig. 4に示すような2枚の金属板からなるファラデープレート⁹⁾による静電界検出のモデルを考える。このモデルにおいて、金属板とその間隔、光変調器は孤立した系と考えることが出来るほど十分に小さく、あまり電界を乱さないものとする。このとき外部電界 E_s により2枚の金属板の表裏には静電誘導電荷が生じる。その電荷密度を σ 、金属板片面に生じる全電荷量を Q とすると、

$$Q = \sigma S_{al} = \epsilon_0 E_s S_{al} \quad (5)$$

ここで ϵ_0 は真空の誘電率、 S_{al} は金属板の面積である。光変調器電極間にかかる電位差 V_s は、光変調器の電極間インピーダンス Z_m を $Z_m = R_m / (1 + j\omega C_m R_m)$ とし、被測定電界 $E_s = E_0 \exp(j\omega t)$ とすると、

$$V_s = \frac{j\omega C_m R_m}{1 + j\omega C_m R_m} \cdot \frac{\epsilon_0 S_{al}}{C_m} \cdot E_s \quad (6)$$

ここで C_m は光変調器容量、 R_m はその並列抵抗、 ω は電界の角周波数である。式(6)より、Fig. 4の低周波用アンテナの伝達関数 G_{al} として、

$$G_{al} = \frac{j\omega C_m R_m}{1 + j\omega C_m R_m} \cdot \frac{\epsilon_0 S_{al}}{C_m} \rightarrow \frac{\epsilon_0 S_{al}}{C_m} \quad (7)$$

$$\omega \gg 1/C_m R_m$$

となる⁴⁾。導波型光変調器のインピーダンスは C_m は 10^{-12}F のオーダーであり、 R_m は容易に $10^{10} \Omega$ 程度以上にできることから、低周波側のカットオフ周波数を50Hz以下にすることが可能になる。

高周波用のアンテナにはダイポールアンテナを用いるものとする。Fig. 5にLN光変

調器と組み合わせた等価回路を示す。伝達関数 G_{ah} は次の式であらわされる。

$$G_{ah} = \frac{h_e Z_m}{Z_{ah} + Z_m} \quad (8)$$

ここで、 h_e はアンテナの実効長、 Z_{ah} はアンテナの給電点インピーダンス、 Z_m はアンテナの負荷となる光変調器のインピーダンスである。 h_e 、 Z_{ah} は理論的な計算はかなり困難であるが、ここでは全体の見通しを立てるために、次のような近似を行う。アンテナの全長は測定しようとする電磁波の波長より十分に小さく、実効長 h_e は周波数依存性がなく一定値で、給電点インピーダンスは容量性である¹⁰⁾とする。また、光変調器インピーダンス Z_m もほとんど容量のみとし、その値 C_m はアンテナの容量 C_{ah} より充分大きいとする。すなわち、 $Z_{ah} = 1/j\omega C_{ah}$ 、 $Z_m = 1/j\omega C_m$ 、 $C_{ah} \ll C_m$

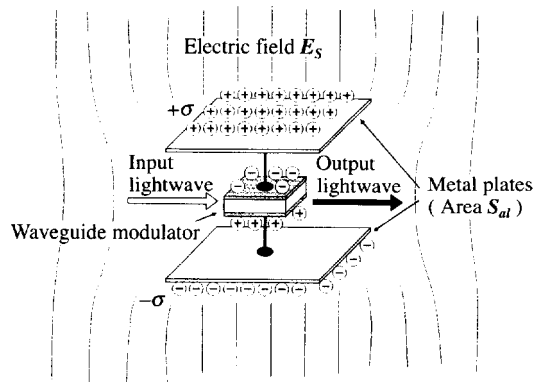


Fig. 4 Schematic drawing of electrostatic field measurement with a pair of metal plates and Ti:LiNbO₃ waveguide modulator.

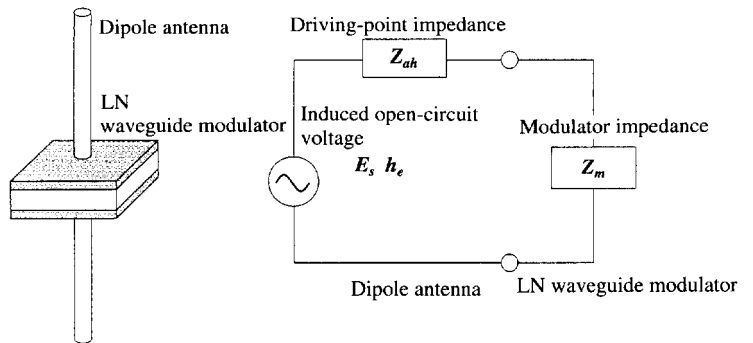


Fig. 5 Equivalent circuit of high frequency electric field measurement.

である。このとき式(8)は、

$$G_{ah} = \frac{h_e C_{ah}}{C_{ah} + C_m} = K h_e \quad (9)$$

ここで $K = C_{ah}/C_m$ で分圧比とする。このような近似により使用周波数帯域内では一定の実数値として扱う。

2.4 光源および受光系

光ファイバ、光源、光検出器の選択においては、使用する光波長の選択が最も重要となる。現在のところ $0.8\mu\text{m}$ 帯が取扱いも容易で、多くのデバイスが整備されているが、 $1.3 \sim 1.5\mu\text{m}$ 帯では Ti:LN 光集積回路の光損傷の問題が小さく¹¹⁾、より安定性にまさることから使用波長として $1.3\mu\text{m}$ を用いる。

光ファイバ

光源・光変調器間の光ファイバはシングルモード導波路との結合効率、MZ 型光変調器の偏波依存性を考慮して偏波面保存ファイバ（以下 PMF；Polarization Maintaining optical Fiber）を用いる。光ファイバの伝達関数 G_f としては、本検討における周波数帯域及びファイバ長では挿入損失を考えるだけでよい。

$$G_{fi} = (1 - \alpha L_f)(1 - \alpha_c) \quad (10)$$

ここで添字 i は、Fig. 1 における u または d で、各々、光源から光変調器に行く光ファイバ、光変調器から光検出器に行く光ファイバのものを示すが、Fig. 3 の反射型光変調器を用いた場合では同じものになる。 α は光ファイバ単位長あたりの損失、 L_f は光ファイバの全長、 α_c は光ファイバと光変調器との結合にともなう損失である。

光源

MZ 型光変調器の干渉計の光路長差は極めて小さく、光源はコヒーレンス長が短いものでも使用可能である。

発振形態は連続発振で動作させるので特に伝達関数を考慮する必要はない。

光検出器

InGaAs/InP の PIN フォトダイオード（以下 PIN-PD と記す）、アバランシェフォトダイオード（以下 APD と記す）、Ge-APD 等がある。伝達関数 G_d は一般的な負荷抵抗 R_L による光電流の電流 / 電圧変換を考えて、

$$G_d = r_d \cdot M / (1 + j\omega C_d R_L) \quad (11)$$

と表現できる。ここで r_d は光電変換感度 [A/W] で、 M はアバランシェ増倍係数（PIN-PD の場合は $M = 1$ 、APD で $M \neq 1$ ）、 C_d はダイオードの接合容量である。

2.5 性能解析

検出限界の理論検討

電界強度入力 $E_s = 0$ のとき光検出器の出力電流（= 雑音電流） i_n は、自乗の時間平均値で記述され、

$$\langle i_n^2 \rangle = B_w \left[\frac{4kT}{R_L} + 2e \{ I_d + r_d(P_{av} + P_{on}) \} M^2 F \right] \quad (12)$$

ここで B_w は測定周波数帯域幅、 k はボルツマン定数、 T は光検出器負荷抵抗 R_L の絶対温度、 e は電子電荷、 P_{av} は受光量の時間平均値、 P_{on} は光源雑音、 I_d は光検出器の暗電流、 F は光検出器の過剰雑音指数（PIN-PD の場合は $F = 1$ ）である。

平均受光パワー P_{av} は MZ 型光変調器を用いるときは、最大受光パワーの約 1/2 になる

いま、光源雑音のない（ $P_{on} = 0$ ）理想的なシステムを仮定する。また、その他の条件として光検出器には PIN-PD を用いることにする（ $F = 1, M = 1$ ）。

まず、光検出器信号の S/N 比を求める。

$$SNR = \frac{i_s^2}{\langle i_n^2 \rangle} = \frac{(G_d G_f G_m G_f^2 P_o E_s)^2}{\langle i_n^2 \rangle} \quad (13)$$

ただし $G_{fd} = G_{fi}$ （反射型光変調器）とした。

Table 1 Values used in calculation of E_{NE} .

	Low frequency type	High frequency type
Opt. power in fiber		
P_o [mW]	1.0	←
Modulator		
Capacitance C_m [pF]	10	5
Insertion loss α_m	0.66	←
Fiber/Waveguide		
Coupling loss α_c	0.2	←
Opt. fiber		
Loss α_f	0.5 [dB/km]	←
Length L [m]	30	←
Photo diode		
Sensitivity r_d [A/W]	0.8	←
Load R_L [Ω]	1000	50
Temperature T [K]	300	←
Dark current I_d [nA]	10	50

次に検出限界を求める。式(13)において $SNR = 1$ で、かつ測定周波数帯域幅 $B_w = 1[\text{Hz}]$ としたときの電界強度が測定できる最小電界強度である。

これを $E_{NE}[\text{Vm}^{-1}\text{Hz}^{-1/2}]$ とすると、

$$E_{NE} = \frac{2V_{\pi}\sqrt{4kT/R_L + 2e(I_d + r_d P_{av})}}{\pi d(1-\alpha_L)^2(1-\alpha_c)^2(1-\alpha_m)P_o} \cdot \frac{1}{G_a} \quad (14)$$

式(14)に Table 1 に示す具体的な数値を代入して求めたこの電界強度測定器の理論的検出限界 E_{NE} の様子を、Fig. 6, Fig. 7 に示す。Fig. 6 は低周波用の場合で、半波長電圧 $V_{\pi}[\text{V}]$ を横軸に、金属平板アンテナの面積 $S_{al}[\text{mm}^2]$ をパラメータにして示したものである。また Fig. 7 は高周波用の場合で、同様に半波長電圧 V_{π} を横軸に、ダイポールアンテナの実効長 h_e と分圧比 K の積をパラメータにして測定帯域幅 $B_w = 1000[\text{Hz}]$ のときの

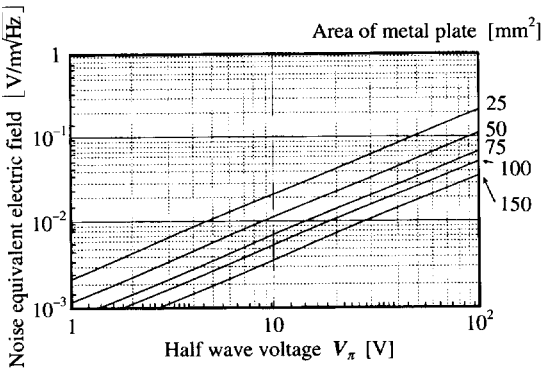


Fig. 6 Noise equivalent electric field for low frequency field measurement.

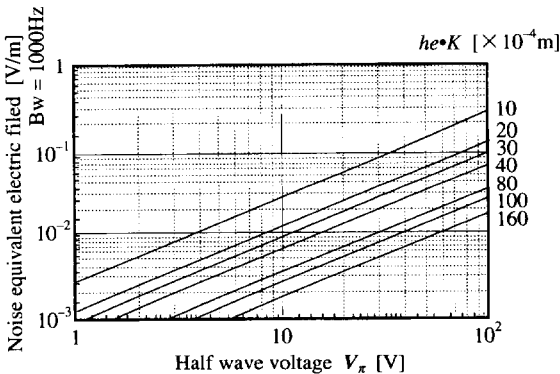


Fig. 7 Noise equivalent electric field for high frequency field measurement.

検出できる最小電界強度を示したものである。

Fig. 6 より、検出限界を 10^{-2}V/m するには、低周波用の場合、アンテナ面積 $S_{al} > 50\text{mm}^2$ 、半波長電圧 $V_{\pi} < 10\text{V}$ とすれば良いことが分かる。

また、高周波用の場合には検出限界を 10^{-2}V/m するには、 $h_e \cdot K$ を $30 \times 10^{-4}[\text{m}]$ 以上に設定することが条件となり、分圧比 K を 0.1 程度とすると 30mm 程度の実効長のダイポールアンテナが必要になる。

周波数応答

低周波電界計測を考えた場合には、Fig. 4 のアンテナを用いたときの低周波側の遮断周波数 f_{cl} は式(7)より、

$$f_{cl} = \frac{1}{2\pi C_m R_m} \quad (15)$$

高周波側については、光変調器、アンテナ、給電方法は適正な設計により広帯域化が可能で、現実の素子の特性を考慮すると、光検出器の応答が全体の周波数応答を制限する場合が多い。この場合の高周波側の遮断周波数 f_{ch} は式(11)より、

$$f_{ch} = \frac{1}{2\pi C_d R_L} \quad (16)$$

3. 試作実験

3.1 センサ部構成

上記の内容に基づき製作した低周波用電界計測のための MZ 型光変調素子を Fig. 8 に示す。

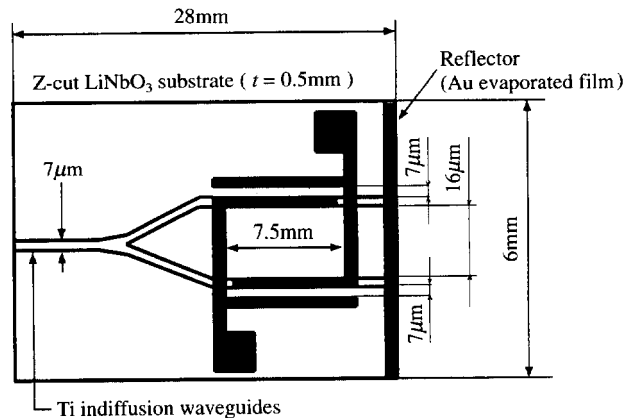


Fig. 8 Details of integrated optical device of retroreflective modulator for low frequency measurement.

干渉計の2つのアームの光路長差は157nmで、これは導波路内では1/4波長にあたる。すなわち、位相バイアス $\phi_0 = \pi/2$ である。基板はZ-cut板を用いた。導波路は線幅7 μm 、膜厚500ÅのTi膜をリフトオフ法にてLN基板上にパターニングした後、熱拡散 (1025°C, 8hr) して作製した。位相変調部の電極長は前節で求めたように $V_\pi < 10\text{V}$ とするために、 $L_m > 15\text{mm}$ としてある。Fig. 8に示すように、実際には全長短縮と低周波特性改善のため、両導波路に電極を設置するので、1/2の電極長 (7.5mm) でよい。また、金属クラディングによるTMモード伝搬損失の増大を防ぐため、SiO₂パツファ層 (膜厚 3000Å) を電極下に設けてある。電極は下からCr (膜厚500Å), Al (3 μm), Au (2000Å) の構成である。Fig. 8の素子の入出力特性をFig. 9に示す。

横軸は光変調器への入力電圧、縦軸は出力光量 (光検出器出力より換算) である。図より半波長電圧 V_π は約6Vであることが読み取れる。この特性は素子単独の場合、電圧印加で1Hz ~ 10MHz以上まで保たれることを確認している。

Fig. 10に高周波用の素子を示す。電界検出のダイポールアンテナの構成として、光変調器と同一のLN基板上に金属薄膜を堆積させて作製する方法と、通常のダイポールアンテナに光変調器を接続する方法があるが、小型化、安定性の点で本検討では前者を用い、光変調電極と一体化した薄膜アンテナを用いている。アンテナ

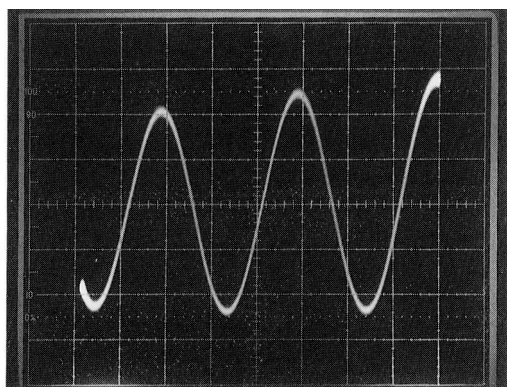


Fig. 9 Oscilloscope trace of modulated light output from modulator vs applied voltage.

ナの形状はモーメント法による数値計算で求めた。周波数特性をシミュレートしながら、アンテナの先端の幅を微調整 (電極幅は固定) して最適化した。高周波特性を向上させるためには、電極構成は低周波用と逆に電極間容量を減らす必要があり、両導波路上に装荷した一対だけにしてある。それ以外は低周波用の光集積

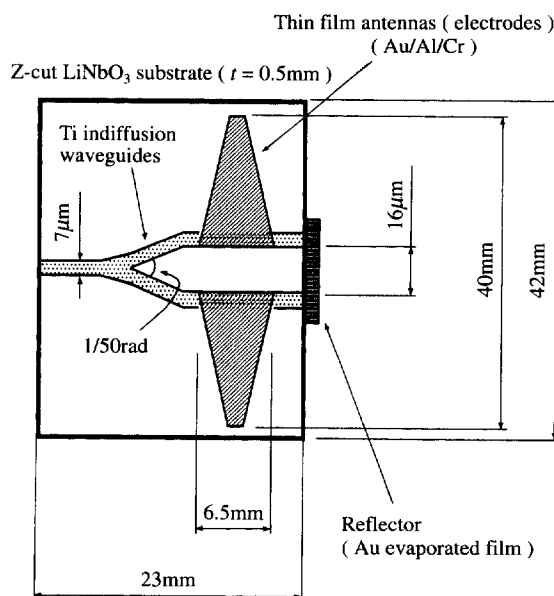


Fig. 10 Details of integrated optical device of retroreflective modulator for high frequency measurement.

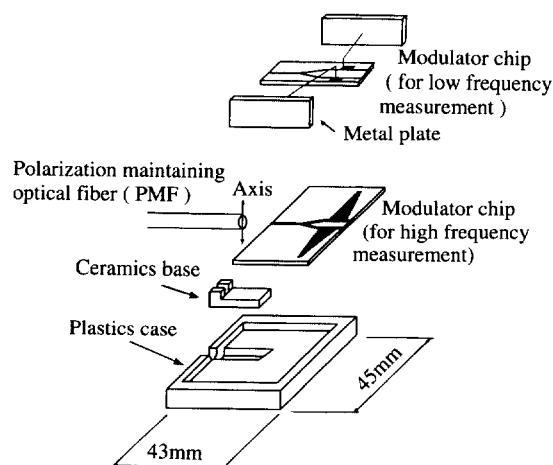


Fig. 11 Configuration of sensors.

回路と同一である。

Z_{cut}基板を用いた光集積回路で問題になるのは温度による特性ドリフトである。これは焦電効果によって発生した電荷が電極下に不均一に滞留し、内部電界を生じてバイアス点を変動させる機構で説明されている¹³⁾。この対策として、我々はこれにバッファ層堆積時のプリスパッタを利用し、LN基板最表面にごく薄い欠陥層（低抵抗層）を形成、滞留電荷はこの層を通じてリークし、均一化され温度ドリフトが低減する方法を開発した⁵⁾。

試作したセンサ部の構造をFig. 11に示す。

導波路と入出力光ファイバの結合方法には光ファイバ端面と導波路端面の直接突合せで結合させる方法を用いた。低周波用のアンテナは、2.5節で求めたように75mm²の銅板（5×15×0.5^t mm）を用いた。それ以外の材質は全て誘電体で、光集積回路のベースはセラミック（マッコールTM）、外囲器はポリカーボネート樹脂である。組立は接着またはポリカーボネート樹脂製ボルトによるネジ止めとした。

3.2 光源部構成

同一光路を信号光が戻ってくる反射型光変調器を用いる場合の光源に注意すべき点は、光ファイバとLN変調器の接続部などでの反射戻り光と信号光の干渉を避けることと、戻り光で光源自身の発光が不安定にならないことである。1.3μ帯の使用可能な光源のなかでは光ファイバとの結

合効率、出力の点でInGaAsP/InP-LD（Laser Diode）が最も実用的であるが、DFB(Distributed Feed Back)-LDは可干渉性が高く用いることはできないことから、本検討では縦マルチモードで低コヒーレンスのFP（Fabri-Perot）共振器型の1.3μ帯LDを用いる。さらに、Fig. 12に示すようにLDに積極的に反射光を戻すことにより、発振光のスペクトル線幅を増大¹⁴⁾させ、擬似的にインコヒーレント化している。

4. 特性・考察

低周波用電界センサ特性

試作した低周波用センサの特性はFig. 13に示す実験系で測定した。2枚の模擬電界発生部の電極間隔は、挿入したセンサ部の影響が無視できるようにセンサの大きさの5倍以上とした。Fig. 14は周波数応答で電界強度は100V/m一定で測定した結果(黒丸)である。図には信号源からの電圧を直接、電極に印加した場合の周

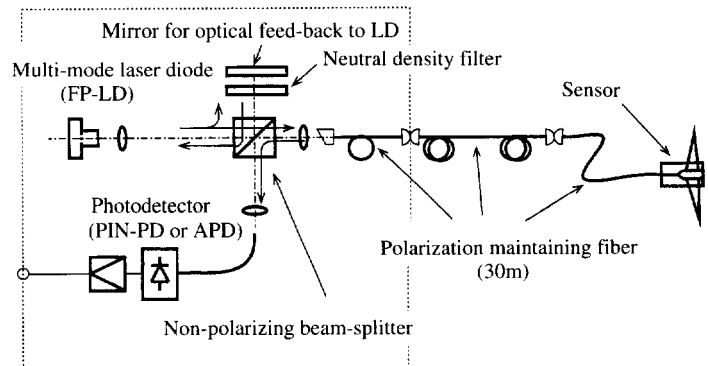


Fig. 12 Optical system for retroreflective modulator.

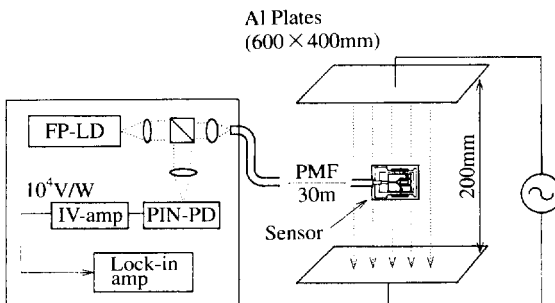


Fig. 13 Experimental setup for measurements of low frequency field sensor properties.

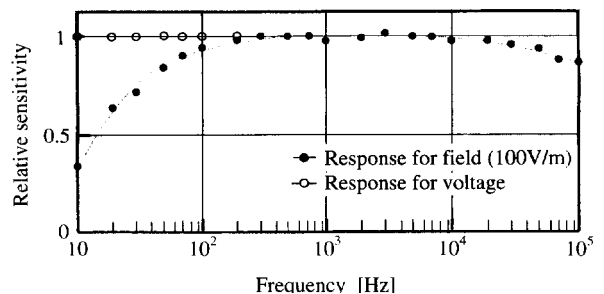


Fig. 14 Frequency responses of low frequency field sensor.

波数応答も示した(白丸)。図中に示したように電界測定の場合の低周波側のカットオフは30Hzであった。これはセンサ部のインピーダンス測定値、 $C_m \sim 10\text{pF}$ 、 $R_m \sim 10^9\Omega$ から式(7)で導かれる値とよく一致している。Fig. 15はアンテナ面積を変化させたときの感度の変化を測定した結果で、感度はアンテナ面積にほぼ比例している。また、Fig. 16はセンサの指向性の測定結果で、電界の方向とセンサの中心線がなす角に対する感度の変化を測定したものである。図中に示した実線は $\cos\theta$ である。この結果は電界の方向からみた実効アンテナ面積が $S \cdot \cos\theta$ で変化することにより説明できる。以上の周波数応答、アンテナ面積依存性、角度依存性等の結果より、Fig. 4のモデル及び式(7)はほぼ妥当なものであると考えられる。Fig. 17は入出力特性で、横軸は印加電界（電極間印加電圧／電極間隔）、縦軸は信号処理回路の出力電圧である。センサのダイナミックレンジとして4桁以上が得られている。検出限界は前置増幅器の出力電圧をロックイン増幅器（時定数1sec）に入力して測定した結果、約0.01V/mと見積られた。実測された $V_{\pi} = 6\text{V}$ と式(14)を用いて推定される検出限界（ $4.2 \times 10^{-3}\text{V/m}$ ）にかなり近い。センサ部単独の感度は光変調器電極間電圧換算で0.5mV/(V/m)であった。これは式(7)で見積られる値の約7.5倍である。これは仮定として金属板等により電界は乱れないものとしたが、電気力線はかなり湾曲する。またLN基板（比誘電率 $\epsilon_{LN} 20 \sim 40$ ）の影響も考えられる。これらの効果を考慮して、式(7)の金属板面積 S_{al} は実効面積 S_{eff} に置き換える必要があるものと考えられる。感度の温度ドリフトはFig. 13の電極板とセンサ部を恒温槽に入れて行った。結果は $\pm 10\%/\pm 15$ であった。やや大きく今後の検討課題である。根本的解決には感度を犠牲にして Y_{cut} または X_{cut} 基板で光波Z軸伝搬の構成を用いる必要があると思われる。

Fig. 18に高周波用電界センサの周波数特性を示す。測定はTEMセルまたは電波暗室内でホーンアンテナ等で所定の周波数の電界（強度100V/m一定）を発生させて行った。30MHz～1GHzの範囲で $\pm 2.5\text{dB}$ のほぼ平坦な周波数特性が得られている。低周波側、高周波側のカットオフは各々10MHz、1.1GHzで、ともに光検出器／前置増幅器の特性で制限され、予想した特性とよく一致している。Fig. 19に高周波用電界センサの入出力特性測定系を、Fig. 20に測定結果を示す。

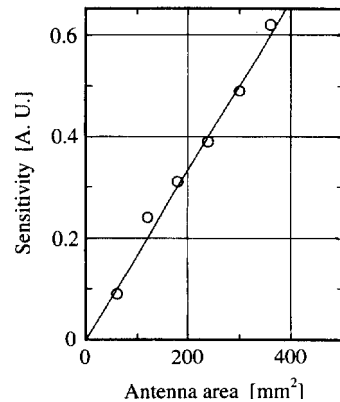


Fig. 15 Variation of sensitivity with metal plate area.

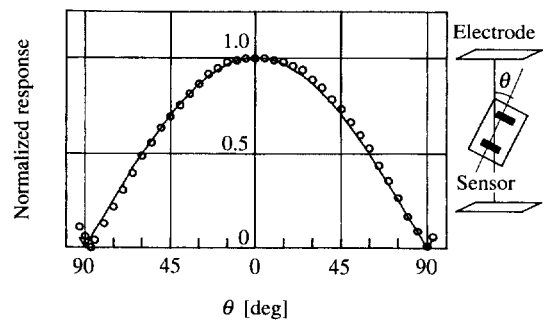


Fig. 16 Angular response of low frequency field sensor.

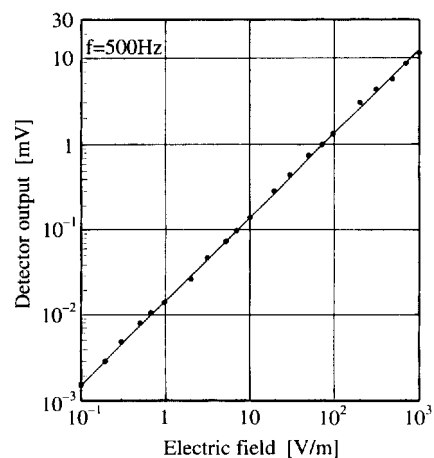


Fig. 17 Electric field response of low frequency field sensor.

検出限界はスペクトラムアナライザの測定帯域幅 1kHz のとき 0.6V/m ($30\text{MHz} \sim 1\text{GHz}$) であった。これはアンテナの給電点インピーダンスがかなり大きく、アンテナで発生した電圧が有効に導波路部に印加されていないためと考えられる。Fig. 21 はアンテナの Al 膜厚を変化させたときの、センサの電界検出感度の変化を示したもので、明らかに膜厚増加 (抵抗減少) により感度が向上している。これは薄膜アンテナの抵抗がかなり大きく分圧比 K がかなり小さいことを示唆している。アンテナの最適化は今後の検討課題である。

Fig. 22 に開発した電界強度測定器の外観を、また Table 2 に機能・性能をまとめる。

5. 適用例

開発した低周波用電界強度測定器を用いて、実際に高圧送電線の下での ELF 高電界の自動車に及ぼす影響を測定した。Fig. 23 に測定状況、Fig. 24 に結果をまとめて示す。測定の結果、自動車内部では開口部に近いインストルメントパネル、エンジンルーム下部等が、ほとんど車室外と同程度の 60Hz 電界にさらされていることがわかった。しかし、その電界強度は簡単な粗い金属メッシュ程度で影響が無視できる程度にまで低減できる。

6. まとめ

商用電源周波数 (50, 60Hz) から 1GHz までの周波数帯域をカバーする広帯域で小型・軽量の電界強度測定器について検討を行った。その結果、 Ti:LiNbO_3 導波型光変調器を用いた手法により実現可能であることを導出した。その結果にもとづき、低周波用には金属平行平板によるアンテナを、高周波用には LN 基板上に電極と一体化した薄膜アンテナを用い、これらと新たに考案した反射型 Mach-Zehnder 型光変調素子により電界検出センサを構成し、信号伝送路に光ファイバを使

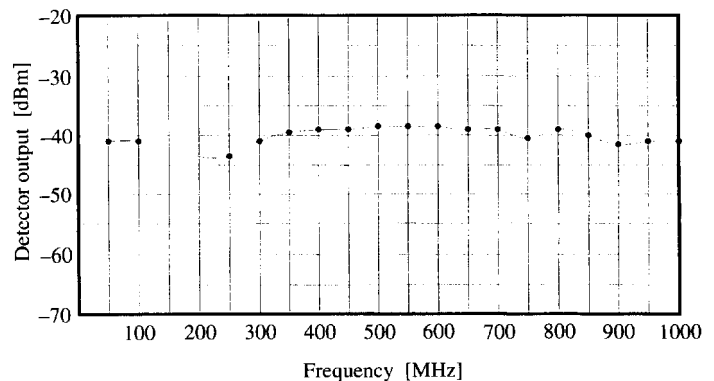


Fig. 18 Frequency response of high frequency field sensor.

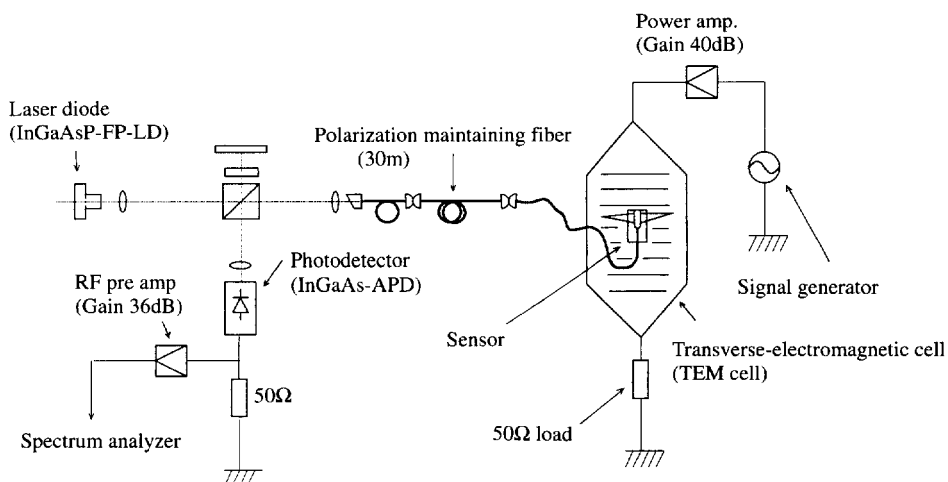


Fig. 19 Experimental setup for measurements of high frequency field sensor properties.

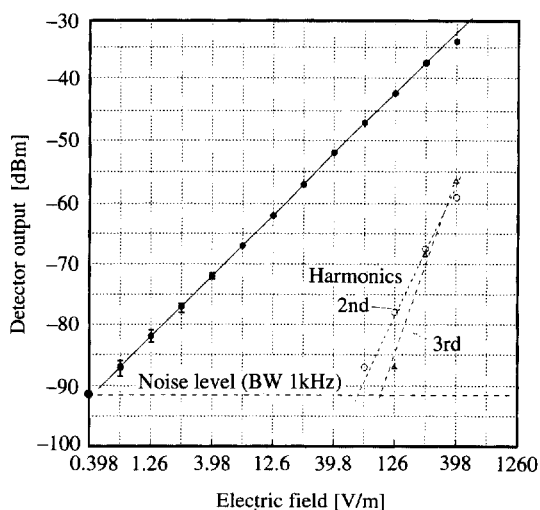


Fig. 20 Electric field response of high frequency field sensor.

Table 2 Performance of electric field meters.

	Low frequency type	High frequency type
Bandwidth	30Hz - 100kHz	30MHz - 1GHz
Measurement Range (V/m)	0.1 - 1000 over (Display 1 - 1000)	0.6 - 300
Size (mm)	43L × 16W × 10H	43L × 45W × 10H
Temp. Drift	< ±10%	< ±1dB

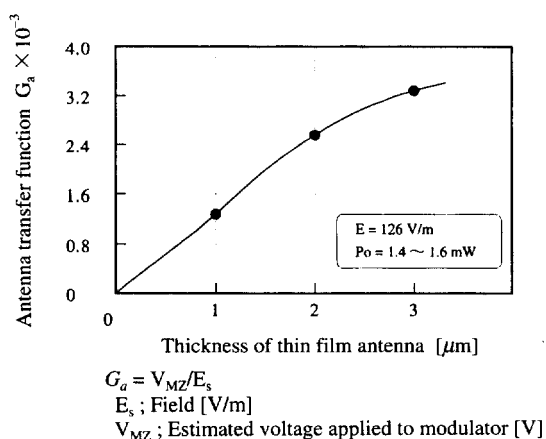


Fig. 21 Relation of antenna transfer function with film thickness.



Fig. 23 Photograph of on-site measuring of ELF field in car under high voltage power lines.



a) Low frequency type



b) High frequency type

Fig. 22 Electric field meters using Ti:LiNbO₃ modulator.

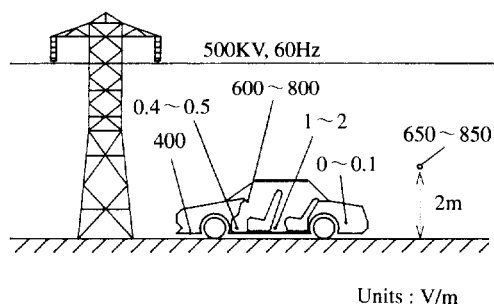


Fig. 24 Results of ELF field measurements.

用した測定器を試作し、その機能を確認した。

しかしながら、温度ドリフト等に関しては、さらに検討が必要である。

謝辞

本研究を進めるに際して協力をいただいたトヨタ自動車・電子技術部の近藤次長、稲津担当員、森田氏、森泉氏、中西氏に感謝します。また本研究所・西川主任研究員らにご協力いただきました。

また有用な示唆をいただいた米国NISTの神田博士、K.D.Masterson 博士に心より謝意を表します。

参 考 文 献

- 1) Bulmer, C. H. : Proc. SPIE, 517(1984), 177
- 2) 中島, et al. : 第3回光波利用センシング研究報告, T5-4(1989), 263
- 3) Masterson, K. D., et al. : Proc. SPIE, 987(1989), 107
- 4) 伊藤, et al. : 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ90-96(1990)
- 5) 伊藤, et al. : 第7回光波利用センシング技術研究会, LST7-8(1991), 51
- 6) 光集積回路, 応用物理学会光学懇話会編, (1988), 朝倉書店
- 7) 三浦, 皆方, 川上 : 電子情報通信学会技術研究報告, OQE87-26(1987)
- 8) 市川, et al. : 計測制御学会講演会SICE'92予稿集, (1992), DS45-2
- 9) 静電気ハンドブック, 電気学会編, (1981), オーム社, 348
- 10) アンテナ工学ハンドブック, 電子通信学会編, (1980), オーム社, 41
- 11) Harvey, G. T., et al. : IEEE J. Quantum Electron., 22-6, (1986)
- 12) Masterson, K. D. (米国NIST)の提案による
- 13) 佐脇, et al. : 電子情報通信学会技術研究報告, OQE86-44(1986)
- 14) Miles, R. O., et al. : Appl. Phys. Lett., 37-11, (1982), 990

著 者 紹 介



伊藤博 Hiroshi Ito

生年：1949年。

所属：光応用研究室。

分野：光応用計測，光集積回路。

学会等：応用物理学会，計測自動制御学会
会員。



市川正 Tadashi Ichikawa

生年：1961年。

所属：光応用研究室。

分野：光集積回路。