

光電界センサの高感度化のためのアンテナ設計

阿部 寛人[†] 陳 強^{†a)}

Antenna Design for E/O Sensors of High Sensitivity

Hiroto ABE[†] and Qiang CHEN^{†a)}

あらまし 高い位置分解能でかつ高精度の電磁界測定を行うために、被測定電磁界分布への干渉が小さい小形の電磁界プローブが必要とされている。電気光学効果を利用した光電界センサはこのような測定に適しているが、感度が低いという問題点がある。本研究では、光電界センサを用いた電界測定の高感度化のため、光電界センサ用アンテナの設計法を検討している。光電界センサのシステムに用いられる光電変調と復調やアクティブ回路などを含む装置を 2 ポートの等価回路とし、等価回路の散乱行列の S パラメータを測定する。等価回路とアンテナとのインピーダンス整合を考慮したアンテナの設計を行うことにより、測定システムの高感度化を図る。また等価回路のインピーダンス整合に適し、電界測定が可能なダイポール型アンテナの設計法を検討し提案する。さらに、設計したアンテナを用いることにより、感度特性が改善可能であることを実験的に示している。

キーワード 電磁界測定, 光電界センサ, アンテナ

1. ま え が き

近年、情報通信機器などの電子機器の小形化、高密度化、広帯域化が進むと伴に、電子機器間の EMI (Electromagnetic Interference) 問題が深刻化してきている。EMI の問題を解決するためには、電子機器付近における機器から漏洩した電磁波の分布を高精度に測定し、電磁波の放射メカニズムを解明する必要がある。従来、このような測定には電気的に小形のダイポールアンテナが用いられているが、アンテナに接続する同軸ケーブルは被測定電磁界を散乱し、測定に誤差を生じさせる原因となる。特に自動車車内や RF のモジュールケース内などのような測定場所の周辺に散乱体が存在する測定環境においては、小形アンテナの導体ケーブルによる電磁波の散乱が被測定電磁環境に影響を及ぼしてしまう。そのため、電界の検出部 (プローブ) と測定機器間を光ファイバで結ぶ光電界センサが検討されている。本研究では光電界センサをアンテナと光変調器を合わせたものとして定義する。

光電界センサはセンサロッド (アンテナ) で検出した電界強度をセンサ内部の電源を用いたアクティブ回路を用いて光信号に変換し、光ファイバで測定器に伝送するものがあった [1]- [4]。このセンサは感度が高い利点があるが、アンテナ付近の電源装置は電磁界の干渉による測定誤差を生じる原因となる。そこで、センサ本体外部から無変調の光信号を入力し、それをセンサ内部の光変調器を用いて、センサロッドで検出した電界強度を光強度変調信号に変換して測定器に伝送する研究が行われた [5]- [12]。これは光変換器に LiNbO_3 などの電気光学効果を持つ結晶を用いるもので、電源を必要とせず、殆どの部品を誘電体で構成できる。そのため、周囲の電磁界を乱さないことや、電源を内蔵する必要がないため長時間の測定に有効であるといった利点がある。しかしながら、感度が低いことが問題であり感度の向上が求められている。このような光電界センサを用いた電界測定の高感度化に関して、従来 LD-YAG レーザを使用することにより光波の電力を大きくする試みや、バルクの結晶を使用する光電界センサに変わり、Mach-Zehnder 型などの導波路型光変調器を用いた光電界センサの研究が行われた [10]- [12]。また、インダクタをアンテナエレメントに装荷することにより、感度特性を改善する研究もあった [13]。光変調器及びアンテナエレメントをキャパシタンスとして

[†] 東北大学大学院工学研究科 通信工学専攻, 宮城県
Department of Communication Engineering, Tohoku University, 6-6 Aoba Aramaki-aza Aoba-ku, Miyagi, 980-8579 Japan
a) E-mail: chenq@ecei.tohoku.ac.jp

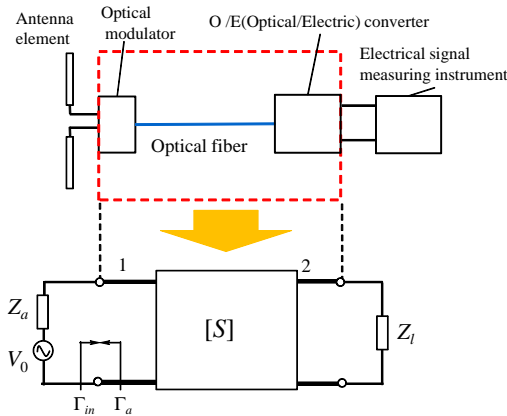


図1 光電界センサを用いた測定システムとその等価回路.
Fig.1 Equivalent circuit of measurement system using E/O sensors .

考え、集中定数素子のインダクタを装荷することでLCの共振回路を作り、感度特性を40 dB程度改善できることが示された[13]。しかしながら、集中定数のインダクタの持つ抵抗や浮遊容量による損失が大きいなどの問題が残されている。本研究では、光電界センサを用いた電界測定の高感度化のため、光電界センサ用アンテナの設計法を検討する。光電界センサのシステムに用いられる光電変調と復調やアクティブ回路などを含む装置を2ポートの等価回路とし、等価回路の散乱行列のSパラメータを測定する。等価回路とアンテナとのインピーダンス整合を考慮したアンテナの設計を行うことにより、測定システムの高感度化を図る。また、等価回路のインピーダンス整合に適し、電界測定が可能なダイポール型アンテナの設計法を検討する。さらに、設計したアンテナを用いることにより、感度特性が改善可能であることを実験的に示す。これにより、集中定数素子を用いること無くアンテナの形状を設計することのみで感度の向上ができると期待する。

2. 光電界センサの高感度化のためのアンテナ設計

2.1 光電界センサを用いた測定システムの等価回路

光電界センサを用いた測定システムの構成とその等価回路を図1に示す。アンテナエレメントで受信された電気信号を光変調器で光強度変調信号に変換して、光ファイバにより伝送したものをO/E(Optical/Electric)変換器で電気信号に変換する。その電気信号を電気信号

測定器 (Supectrum Analyzer など) で測定する。本研究では図1に示すように、光変調器、光ファイバ及びO/E変換器を2ポートの等価回路とし、散乱行列のSパラメータを用いてシステムの電気特性を評価する。この時アンテナエレメントを等価回路のport 1に繋ぎ、電気測定機器をport 2に繋ぐ。図1の等価回路では V_0 はアンテナの受信開放電圧で、 Z_a はアンテナエレメントの入力インピーダンス、 Γ_a はアンテナエレメントと伝送線の反射係数である。 Z_l は電気測定器の内部インピーダンスであり、本研究では無反射終端(50 Ω)とする。アンテナエレメント側からport 1を見たインピーダンスを Z_{in} 、port 1の反射係数を Γ_{in} とする。 Z_a と Γ_a 、 Z_{in} と Γ_{in} の関係は以下の様になる。

$$\Gamma_a = \frac{Z_a - 50}{Z_a + 50} \quad (1)$$

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - 50}{Z_{in} + 50} \quad (2)$$

また Z_l が50 Ω なので

$$\Gamma_{in} = S_{11} \quad (3)$$

となる。この場合の Z_l で消費される電力 P_l は

$$P_l = \frac{1 - |\Gamma_a|^2}{|1 - \Gamma_a \Gamma_{in}|^2} |S_{21}|^2 P_{inc} \quad (4)$$

ここで、 Z_a の実部を R_a として P_{inc} は

$$P_{inc} = \frac{V_0^2}{4R_a} \quad (5)$$

である[14]。 P_l は電気信号測定器で受信される電力であり、受信感度を改善するためには P_l を高くする必要がある。本研究では光変調器、光ファイバ、O/E変換器及び電気信号測定器の特性は決まったものとし、図1におけるSパラメータ及び Z_l は一定とする。この場合において、アンテナを設計し、 Γ_a を変えることで P_l を大きくする。 P_l が最大になる条件は

$$\Gamma_a = \Gamma_{in}^* \quad (6)$$

(1), (2)よりこれは

$$Z_a = Z_{in}^* \quad (7)$$

と同値である。この場合の P_l は

$$P_l = \frac{1}{1 - |\Gamma_{in}|^2} |S_{21}|^2 P_{inc} \quad (8)$$

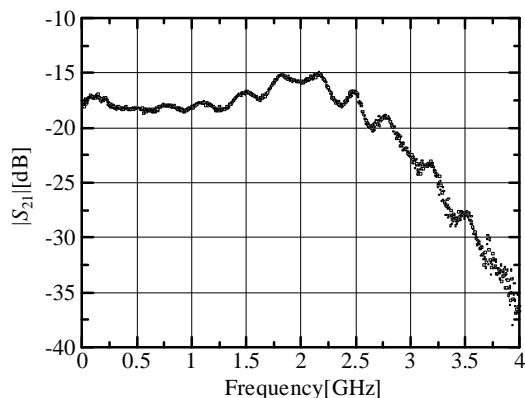


図 2 光変調器, 光ファイバ, O/E 変換器の等価回路の $|S_{21}|$.

Fig. 2 $|S_{21}|$ of equivalent circuit of optical modulator, optical fiber, and O/E converter .

である.

2.2 光変調器, 光ファイバ, O/E 変換器の等価回路の S パラメータ測定

図 1 における光変調器, 光ファイバ及び O/E 変換器の S_{21} 及び, Z_{in} の測定結果を図 2, 3 に示す. 光変調器, 光ファイバ及び O/E 変換器 (OEFS-C) は NEC トーキョー製のものを用いる. 光変調器には SMA コネクタがついており, 任意のアンテナを付けることが出来るとともに, ネットワーク・アナライザなどの測定器に接続することができる. 光変調器のコネクタにネットワーク・アナライザの port 1, O/E 変換器の RF output に port 2 をつなぎ 2 ポートの S パラメータを測定した. ネットワーク・アナライザはアジレント・テクノロジー製の E5071C を用いた. 図 2 は $|S_{21}|$ の測定値である. 図 3 は port 1 の入力インピーダンス (Z_{in}) である. 1.5 GHz 以下の低い周波数において Z_{in} はキャパシタンス性を示していることが分かる.

2.3 光電界センサ用アンテナの設計法

本節ではこの光変調器を用いた場合の感度を改善するアンテナ設計法を述べる. 2.1 節で示したように受信感度を最大化するためには式 (7) を満たすようにする必要がある. つまりアンテナのインピーダンスは図 3 で示されるインピーダンスの複素共役であることが望ましい. 一方, 電界計測プローブに用いられる小形ダイポールアンテナの入力インピーダンスはキャパシタンス性である. **そこで, 図 4(a) に示すような線状ダイポールアンテナの給電点に $l_2 \times l_3$ の方形ループをつけた構造を用いて, アンテナの入力インピーダンスの**

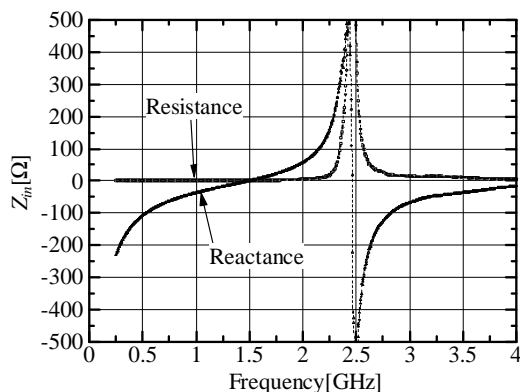


図 3 port 1 の入力インピーダンス.

Fig. 3 Input impedance at port 1.

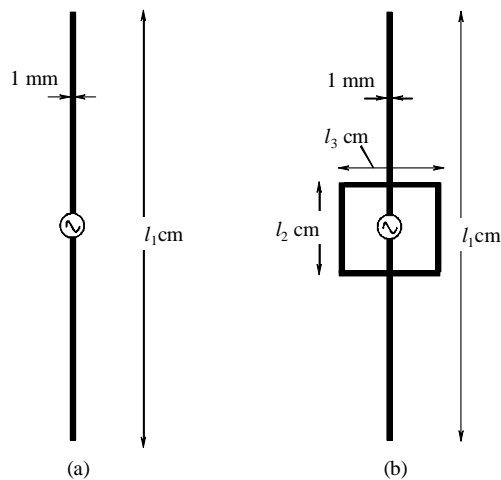


図 4 (a) 線状ダイポールアンテナと (b) 提案アンテナ.
Fig. 4 (a) Wire dipole antenna and (b) proposed antenna.

整合を図る. このようなインピーダンス整合法は, 容量性の小形アンテナの整合法として古くから知られている手法である [15]. この構造は低周波において電界測定をするという用途に沿ったものであると共に, 入力インピーダンスはインダクタンス性になることが期待できる. 図 5 にこの 2 つのアンテナの入力インピーダンスの周波数特性を電磁界の数値解析用ソフトウェア FEKO を用いて求めたものを示す. 解析手法はモーメント法である. この時, l_1 と正方形ループの周囲長 $S = 2(l_2 + l_3)$ は同じ長さとした. 図 5 から分かるように, 図 4(b) のアンテナはリアクタンスがインダクタンス性になっている. また, 図 4(a) と比較すると, 入力抵抗 R_a が小さい. アンテナエレメントの特性を

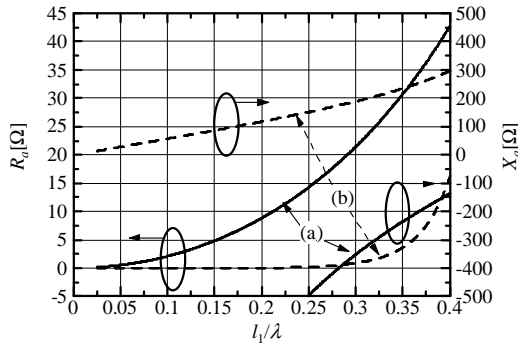


図5 図4のアンテナの入力インピーダンス.
Fig. 5 Input impedance of antenna in fig 4.

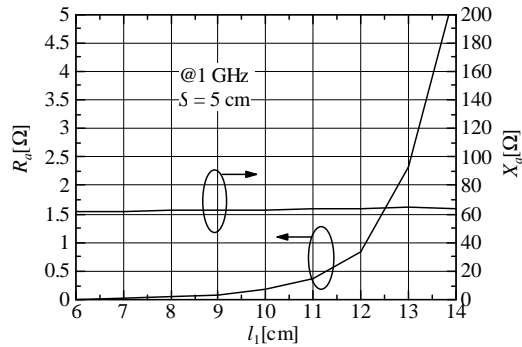


図7 提案アンテナの \$l_1\$ に対する入力インピーダンス特性.
Fig. 7 Input impedance of proposed antenna versus \$l_1\$.

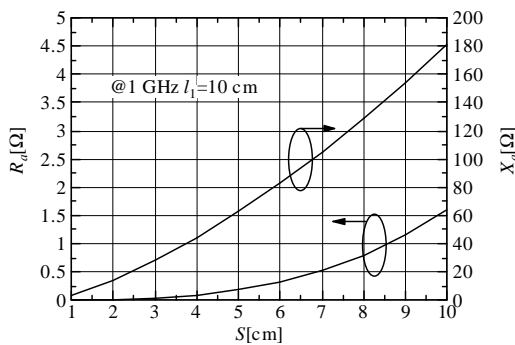


図6 提案アンテナの \$S\$ に対する入力インピーダンス特性.
Fig. 6 Input impedance of proposed antenna versus \$S\$.

式 (7) を満たすものにするために、アンテナのインダクタンスや抵抗分を所望の値に近づける必要がある。そこで、図 4(b) の l_1 と l_2 を変化させ解析を行った。ここでの周波数は 1 GHz とした。図 6 に l_1 を 10 cm として、正方形ループの周囲長 S を変化させた場合の入力インピーダンスを示す。 S が大きくなるに連れて、 R_a 、 X_a が共に大きくなっていることが分かる。図 7 に S を 5 cm として、 l_1 を変化させた場合の入力インピーダンスを示す。 l_1 が大きくなるに連れて、 R_a が大きくなることが分かる。また、 X_a は l_1 に対してほぼ変化しないことが分かる。以上のことより、所望の R_a 、 X_a を有するアンテナを設計するためには l_2 を調節し X_a を合わせた後に l_1 を調節し R_a を合わせるのが良いと言える。

3. 実験

3.1 モノポールアンテナの測定

本節ではこれまでの検討結果を実験により確かめる。

図 8 に実験系を示す。実験はモノポールアンテナを用いた。これは、本研究で用いている光変調器の入力インターフェースが同軸系であるためである。光変調器、光ファイバ、O/E 変換器及びネットワーク・アナライザは 2.2 節で用いたものと同じである。また、周波数は 1 GHz とする。送信モノポールアンテナはネットワーク・アナライザの port 1 と接続する。送信アンテナは 1 GHz の $1/4\lambda$ 共振となっている。受信側アンテナには光変調器を接続する。O/E 変換器の RF 信号出力端をネットワーク・アナライザの port 2 につなぎ、 S_{21} を測定することで、受信アンテナの感度を評価する。受信側に長さの異なるモノポールアンテナを用いた場合の P_t の計算値と実測値を図 9 に示す。ここで計算値は 1 V/m の電界強度の平面波を入射したとした場合の FEKO による計算値 Z_a と V_0 、及び 2.2 節の実測値 Γ_{in} 、 S_{21} を式 (4) に代入し求めたものである。計算値と実測値の絶対量の比較はできないが、アンテナ長の違いによる受信電力の変化量が一致していることが分かる。この結果から、式 (4) を用いて受信感度を求めることが妥当であると言える。

3.2 提案アンテナの測定

2.3 節で提案したアンテナの受信感度を実験的に評価する。図 3 において 1 GHz のインピーダンスは $1 - j37[\Omega]$ であり、この結果を元に式 (7) を満たすインピーダンスを持つアンテナの設計を試みた。設計したアンテナを図 10 に示す。図 11 に図 10 のアンテナの入力インピーダンスの測定値を示す。1 GHz におけるインピーダンスは $0.75 + j37[\Omega]$ であり所望のインピーダンスに近い。図 12 に受信アンテナが図 10 のアンテナの場合と同じ長さの一般的なモノポールアンテナ

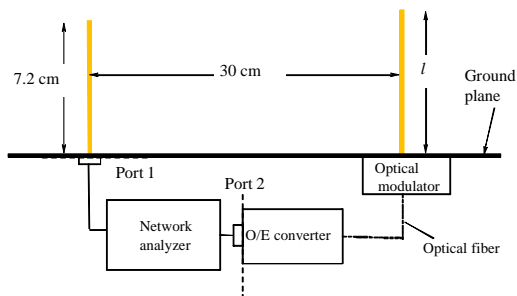


図 8 モノポールアンテナを用いた測定系.
Fig. 8 Measurement system using monopole antenna.

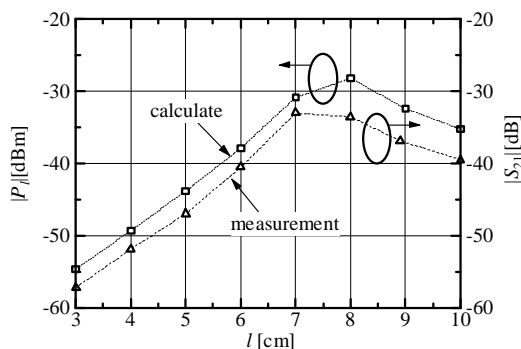


図 9 l に対する受信電力の変化.
Fig. 9 Variation of received power versus l .

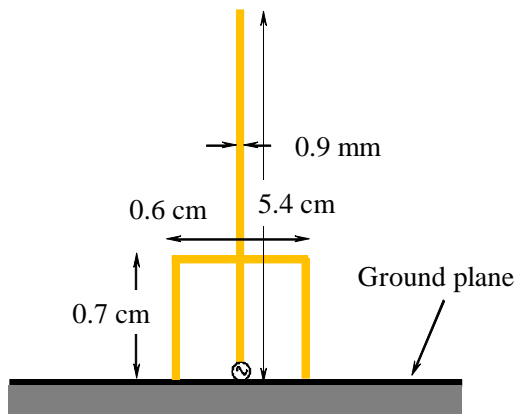


図 10 提案アンテナのモノポールモデル.
Fig. 10 Monopole type of proposed antenna.

ナの場合の受信電力の測定結果を示す。1 GHz において、図 10 のアンテナを用いた場合は同じ l の一般的なモノポールアンテナより 17 dB 受信電力が増加している。

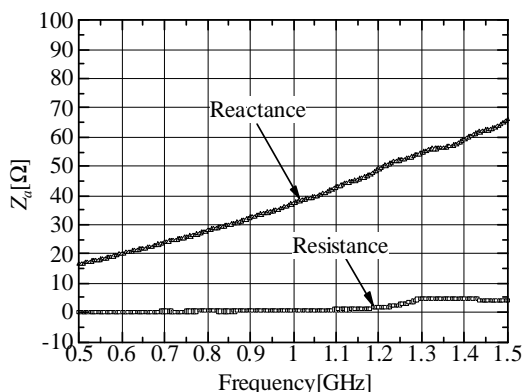


図 11 提案アンテナの入力インピーダンス.
Fig. 11 Input impedance of proposed antenna.

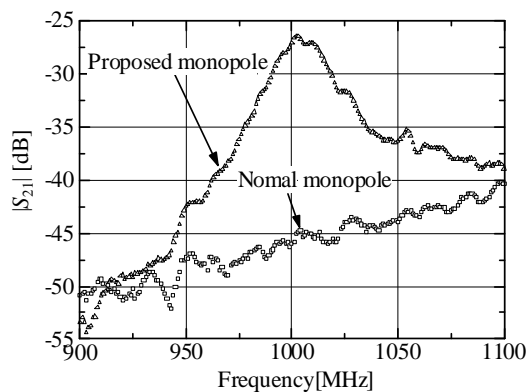


図 12 提案モノポールアンテナと一般的なモノポールアンテナの受信電力.
Fig. 12 Received power of proposed monopole antenna and normal monopole antenna.

4. 集中定数を用いたアンテナとの比較

本節では本研究における設計アンテナ (図 13(a)) と [13] の様に集中定数のインダクタを用いることで感度を向上させたアンテナ (図 13(b)) について放射効率 η と帯域幅の比較を行う。比較は 2.3 節と同様に数値解析により行った。放射効率 η はアンテナの利得に関係しており、受信感度に相当する。また、帯域幅について検討するために以下のような反射係数 Γ を定義する。

$$\Gamma = \frac{Z_a - Z_{in}^*}{Z_a + Z_{in}} \quad (9)$$

この Γ が 10 dB 以下となる帯域を B とする。

図 14, 15 にそれぞれ η と B の波長で規格化したア

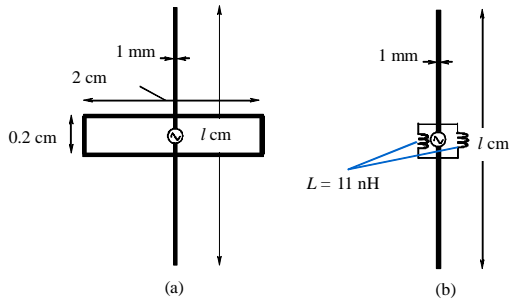


図 13 (a) 方形ループを装荷したアンテナと (b) 集中定数を装荷したアンテナ.

Fig. 13 (a) Antenna with loop and (b) Antenna with inductors.

アンテナ長 l/λ 特性を示す. また, 図 13(b) においては集中定数のインダクタの Q 値を Q_L とし, Q_L を 30, 50, 500 とした場合の特性を示す. 図 14 において η は Q_L が大きくなるほど高くなっていることがわかり, 図 13(a) のアンテナが最も高い. また図 15 より B は Q_L が大きくなるほど小さくなっており, 図 13(a) のアンテナが最も小さいことが分かる.

また図 16 に η と B の積の l/λ 特性を示す. 図 16 から $B\eta$ は l/λ にのみ依存し, l/λ が等しければ図 13(a) 及び図 13(b) のすべての Q_L の値についてほぼ同じ値を示す. 図 14, 15, 16 から, 帯域幅と放射効率の積はアンテナのサイズによって決まり, 帯域幅と放射効率はトレードオフの関係にあることがわかる. つまり, 帯域幅と放射効率は片方を犠牲にすれば片方を高くすることが可能である. 小形のインダクタの一般的な Q 値は 30 程度であり, Q 値が 500 のインダクタは存在しない. 図 14, 15, 16 の結果より図 13(a) は Q 値を 500 としたものより Q 値が高いインダクタをつけたことに相当する. つまり図 13(a) は集中定数を用いたインダクタを用いた場合と比較すると帯域幅を犠牲にして, 感度を高めたものであると言える.

5. むすび

本研究では光電界センサを用いた電界測定の高感度化のため, 光電界センサ用アンテナの設計法を検討した. 光電界センサのシステムに用いられる光電変調と復調やアクティブ回路などを含む装置を 2 ポートの等価回路とし, 散乱行列の S パラメータを測定し, 等価回路とアンテナとのインピーダンス整合を考慮したアンテナの設計を行うことにより, 測定システムの高感度化を図った. また, 等価回路のインピーダンス整

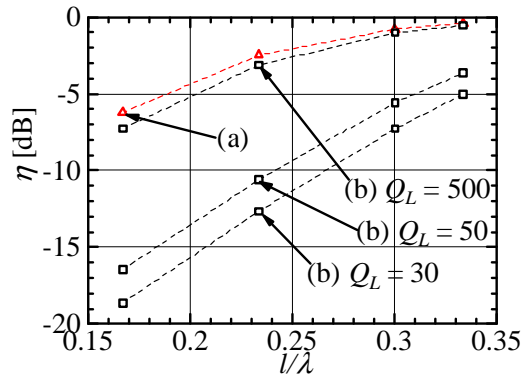


図 14 放射効率 (η) の l/λ 特性.

Fig. 14 Radiation efficiency (η) versus l/λ .

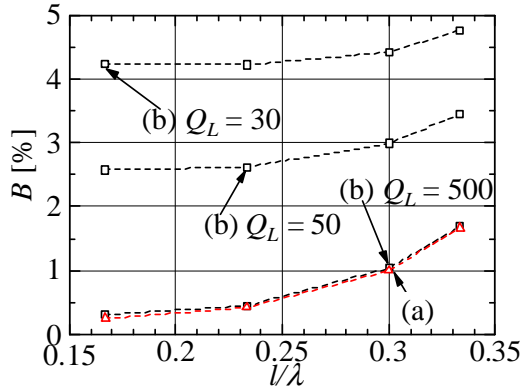


図 15 比帯域 (B) の l/λ 特性.

Fig. 15 Bandwidth (B) versus l/λ .

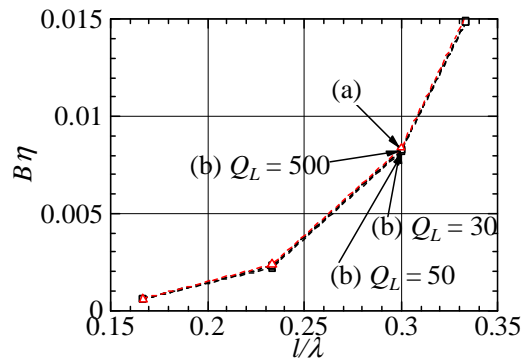


図 16 $B\eta$ の l/λ 特性.

Fig. 16 $B\eta$ versus l/λ .

合に適し, 電界測定が可能なダイポール型アンテナの設計法を検討した. さらに, 設計したアンテナを用い

ることにより、感度特性が改善可能であることを実験的に示した。設計したアンテナは同じ長さの線状モノポールアンテナより、受信電力が 17 dB 向上した。実際にセンサに用いるアンテナはダイポール構造であると考えられる。しかしながら、一般的な光変調器は電氣的に対称な構造であるためバランが不要である。そのため、本研究で行われたアンテナ設計法や実験結果においては定量的にはダイポールと異なっているが、定性的な違いはなく、一般的な光電界センサにも適用可能であると言える。

文 献

- [1] E. B. Larsen, J. R. Andrews, and E. E. Baldwin, "Sensitive isotropic antenna with fiber-optic link to a conventional receiver," Nat. Bur. Stand., Washington, DC, Rep. NBSIR 75-819, Sept. 1976.
- [2] H. I. Bassen and R. J. Hoss, "An optically linked telemetry system for use with electromagnetic-field measurement probes," *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, vol. EMC-20, pp. 483-488, 1978.
- [3] H. Bassen, W. Herman, and R. Hoss, "EM probe with fiber optic telemetry system," *Microwave J.*, pp. 35-47, Apr. 1977.
- [4] K. Munter, "An isolated sensor determining the Poynting vector in the near field of a radiating antenna," *Conf. on Precision Electromagnetic Measurements*, Boulder, CO, IEEE Cat. 82, CH 1737-6, June 1982, pp. P-14-P-15.
- [5] H. Bassen and R. Peterson, "Complete measurement of electromagnetic fields with electro-optical crystals," *Biological Effects of Electromagnetic Waves, Selected Pap. USNU/URSI Annu. Meet.*, 1975, HEW publication (FDA) 77-8011, pp. 310-323, 1975.
- [6] C. H. Bulmer, W. K. Burns, and R. P. Moeller, "Linear interferometric waveguide modulator for electromagnetic-field detection," *Opt. Lett.*, vol. 5, p. 176, 1980.
- [7] S. K. Yao, T. Findakley, R. Cordero-Iannerella, S. Thaniyavarn, G. Hayward, and B. Chen, "Electromagnetic sensor using integrated optic channel waveguide modulator and polarization preserving fibers," *Fiber Optic and Laser Sensors, Emery L. Moore, O. Glenn Ramer, Ed.*, in *Proc. SPIE*, vol. 412, 1983, pp. 178-184.
- [8] C. C. Ku, R. P. DePaula, J. Jarzynski, and J. A. Bucaro, "High frequency response of a single mode fiber optical phase modulator utilizing a piezoelectric plastic jacket," *Fiber Optic and Laser Sensors, Emery L. Moore, O. Glenn Ramer, Eds.*, *Proc. SPIE*, vol. 412, pp. 1983, pp.
- [9] J. C. Wyss and S. T. Sheeran, "A practical optical modulator and link for antennas", *IEEE Journal of Lightwave Tech.*, Vol. LT-3, No.2, pp. 316-321, 1985
- [10] V. B. Baglikov, R. Yu. Dolinin, E. M. Pelekhatyi, and R. F. dvlykaev, "Investigation of an electric field sensor based on an integr cd optical Mach-Zehnder modulator," *Sov. J. Quantum Electron.*, vol. 5, no. 10, pp. 1353-1355, Oct. 1988.
- [11] C. H. Bulmer and S. C. Hiser, "Linear Ti:LiNbO₃ Modulator it 1.3 pm for electromagnetic field sensing," *Integrued Optical Circuit Tg.*, SPIE, vol. 517, pp. 177-185. 1984.
- [12] N. Kuwabara, K. Tajima, R. Kobayashi, and F. Amemiya, "Development and analysis of electric field sensor using LiNbO₃ optical modulator", *IEEE Transaction on Electromagnetic compatibility*, vol.34, no.4, pp.391-396, Nov. 1992
- [13] 田島, 桑原, 雨宮, 小林, "LiNbO₃ を用いた電界センサのインダクタンス装荷による感度向上法," *信学論 (B-II)*, vol. J76-B-II, no.9, pp.765-772, Sep.1993
- [14] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Second edition, pp.606-609, John Wiley & Sons, Inc., 1998.
- [15] 内田英成, 虫明康人, *超短波空中戦*, p.172, コロナ社, 1955.

(平成 xx 年 xx 月 xx 日受付)



阿部 寛人 (学生員)

平 22 東北大・工・情報知能システム総合卒。現在、同大・大学院工学研究科通信工学専攻博士前期課程在学中。主としてアンテナに関する研究に従事。



陳 強 (正員)

昭 63 年西安電子科技大学卒。平成 6 年東北大学院博士課程了。現在同大学院工学研究科通信工学専攻教授。アンテナ、マイクロ波・ミリ波、電磁界の測定法及び数値解析法の研究等に従事。平成 5 年本学会学術奨励賞, 平成 8 年, 18 年, 22 年と 24 年本学会通信ソサイエティ活動功労賞平成 20 年本学会論文賞, 本学会第 2 回喜安善市賞受賞。

Abstract To make measurement of electromagnetic field with high position resolution and high accuracy, small electromagnetic probe with low interference to distribution of electromagnetic field is desired. Electric/Optical(E/O) sensor using electro-optical effect is suitable to these measurement, but it has a problem of low sensitivity. In this research, the design method of the antenna for E/O sensors for high-sensitivity-izing of the electric field measurement using E/O sensors is proposed. Devices including optical modulator, demodulator and active circuit is regarded as the 2-port equivalent circuit, and S parameter of scattering matrix of the equivalent circuit is measured. Measurement system of high sensitivity is obtained by designing the antenna in consideration of impedance matching. Moreover, the design method of the dipole type antenna is examined and proposed. Furthermore, the performance of the designed antenna was demonstrated by experiment.

Key words Electro-Magnetic Field Measurement , E/O sensors, Antenna