

[チュートリアル講演]

電気光学効果を利用した電磁界センサーにおけるアンテナの設計法

陳 強[†] 阿部 寛人[†]

[†] 東北大学大学院工学研究科通信工学専攻 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: {chenq, abeh}@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 本稿では、アンテナの電氣的サイズとアンテナ利得、帯域との関係を示し、アンテナの小形化によるアンテナ性能の理論的限界を解説する。また、電気光学効果を利用した電磁界センサーにおけるアンテナの利得（感度）を最大化する設計手法を示し、実例により電界成分を測定できる線状ダイポールアンテナの高感度化の設計法を述べる。
キーワード アンテナ、小形アンテナ、電気光学効果。

[Tutorial Talk]

Antenna Design for Electromagnetic Sensors Using Electro-optic Effect

Qiang CHEN[†] and Hiroto ABE[†]

[†] Department of Communications Engineering,
Graduate School of Engineering, Tohoku University
6-6-05 Aramaki-Aza-Aoba, Aoba-ku, Sendai 980-8579 Japan
E-mail: {chenq, abeh}@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract The relation between antenna size and antenna gain as well as bandwidth is shown, and the theoretical bound of antenna performance due to smallization of antenna size is explained. Also, antenna design for electromagnetic sensors using electro-optic effect for maximum gain and sensitivity is shown and a design example is given to develop a high gain wire dipole antenna for electric field measurement.

Key words Antenna, Small antenna, Electro-optic effect.

1. ま え が き

電子機器の動作周波数の向上及び基板パッケージングの高密度化が進み、不要電磁波の発生や電子機器間に発生する電磁干渉のメカニズムが複雑化となり、その解析と抑制の対策が求められている。電子機器からの放射電磁界、特に近傍界を精確に測定することにより、不要電磁波の発生源を割り出し、発生メカニズムを明らかにすることが、これらの電磁干渉問題を解決するために重要な手法であり、精確な電磁界の測定技術の確立が重要である。一方、電磁界の測定、特に近傍界を測定する場合は、プローブとして使用されるアンテナと被測定の電子機器間の電磁的相互結合により、被測定の電磁界分布はアンテナやアンテナと接続するメタルケーブルなどの電磁波散乱の影響を受けて乱されてしまう問題点がある。

そこで、光技術を用いた電磁界測定法が研究されている [1]-[2]。光技術を用いた電磁界測定法のなかで、LiNbO₃ のような電気光学効果を持つ結晶を利用した電磁界の測定法は、直流か

らテラヘルツ波までの広帯域応答特性や、光ファイバを用いた信号伝送による低い伝送損失性、被測定電磁界分布に対する低い擾乱性などの優れた特性を有するため、注目されている [3]。電気光学効果を利用したセンサーは、アンテナで電磁界を検出した後電気信号を光信号に変換し、光ファイバで測定器に伝送する。光ファイバーは伝送損失が小さく、電磁界の擾乱性が低い。アンテナは導体のため、電磁界を擾乱し、測定精度を劣化する要因となっている。また、物理的に小形なアンテナをプローブとして使用することにより、高い位置分解能を得ることができる。そのため、製品化されている電気光学効果を利用した電磁界センサーの多くは、物理的にも波長的にも小形アンテナが使用されており、場合によって、結晶そのものをアンテナとして使用するケースもある [4]-[14]。しかしながら、アンテナが小形になると、利得と感度が低下してしまう。特に近傍界の測定は、電磁界の広いダイナミックレンジの測定が要求されることが多く、センサーの高感度化が求められている [15]。

本稿では、まずアンテナの電氣的サイズとアンテナ利得、帯

域との関係を説明する。また、電気光学効果を利用した電磁界センサーにおけるアンテナの利得（感度）を最大化する設計手法を示し、実例により電界成分を測定できる線状ダイポールアンテナの高感度化の設計法を解説する。

2. アンテナ小形化の理論的境界

理論的には、アンテナは電磁波を効率よく送信したり、受信したりするために、波長程度のサイズが必要である。一方、応用の面からアンテナの小形化がしばしば求められており、アンテナ・エンジニアに対し、アンテナを波長の十分の一以下または百分の一以下の「端子」に小形化してほしいとの要求を押し付けられることがある。しかしながら、アンテナが小形になればなるほど、アンテナのいずれかの電気性能が劣化してしまう。アンテナの性能を劣化せず、アンテナの小形化が理論的に不可能である。アンテナの小形化によりどの性能が劣化するかをよく理解し、そして、一部の性能を犠牲にすることによりシステム全体にとって重要な性能を劣化せずアンテナを小形化するアンテナの設計手法をマスターすることがアンテナ・エンジニアにとって重要である。

アンテナの小形化の研究は、古くから多くの研究者により盛んに行われており、いまでも多くの研究論文が発表されている。しかし、アンテナの小形化の理論的境界は1948年にChuにより示されている[16]。Chuは球面座標系で展開される電磁界表現を基に小形アンテナの下限の Q 値について議論を行なった。アンテナの Q 値は放射電力 P とアンテナ周辺の蓄積電力 W の比として、以下のように定義される。

$$Q = \omega \frac{W}{P} \quad (1)$$

Chuはアンテナのサイズと下限の Q 値の関係について定式化はしていないが、微小ダイポールのようなオムニの指向性を持つアンテナが理想的に整合される場合は、アンテナを取り囲む最小の球の半径を a 、波数を k として、アンテナの周波数帯域幅がおよそ $(ka)^3$ に比例することを示した。その後、HansenやMcLeanはChuの研究に続き、アンテナの電気的サイズと下限の Q 値について

$$Q \approx \frac{1 + 2(ka)^2}{(ka)^3 [1 + (ka)^2]} \quad (2)$$

を示した[17]-[18]。また、CollinとRothschildは以下のように簡単な下限の Q 値の式を導出している[19]。

$$Q \approx \frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \quad (3)$$

(2)式と(3)式は形式上多少異なるが、小形アンテナ($ka < 1$)のときはほぼ一致する。さらに、Hansenは放射効率を犠牲にすれば Q 値は下げることが可能であるので、アンテナの性能を比べるためには Q 値を放射効率 η で割ったもの Q/η がより正確であると指摘した。そのため、アンテナの重要な性能を表す Q 値と放射効率がアンテナの電気的サイズに

$$Q/\eta \approx \frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \quad (4)$$

という関係で決定されると考えられる。

Q 値と帯域幅 B の関係について、Geyiは $Q \gg 1$ の場合は B と $1/Q$ が等しいと結論づけた[20]。しかし、アンテナを特定の値の抵抗と整合を取ろうとする場合、許容できるVSWRの最大値をどうするかによって帯域幅は異なってくる。そのため、YaghjianとBestは Q 値と帯域幅 B の関係を以下のように示した[21]。ここで、 s は許容出来る電圧定在波比(VSWR)の最大値である。

$$B \approx \frac{1}{Q} \left(\frac{s-1}{\sqrt{s}} \right) \quad (5)$$

これに基づき、Sievenpiperは $s = 2$ として

$$B\eta \approx \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \right)^{-1} \quad (6)$$

という式を導出し、アンテナの重要な性能とする帯域幅と放射効率との積の上限がアンテナの電気的サイズにより決定されることを示した。さらに、Sievenpiperらは2010年までにIEEEで発表された論文中の110種類の小形アンテナの構造において、(6)式に示される上限を超えたものは存在しないことを示した[22]。このことから(4)式と(6)式は小形アンテナの性能限界を示すものとして妥当なものであると一般に考えられる。

実際のアンテナを例として、アンテナの放射効率 η と Q 値を数値解析法により求め、小形アンテナの性能限界を表す(4)式の妥当性を示したいと思う。ここで、三つのアンテナを取り上げる。1つは線の半径0.5mm、線長30cmの線状ダイポールアンテナ(Wire dipole)で、2つ目は1つ目の線状ダイポールの両端に半径15cmの導体円板を取り付けたトップロード線状ダイポールアンテナ(Top-load wire dipole)で、3つ目はBestが提案したFour-arm folded spherical helixアンテナ(Antenna by Best)である[23]。線状ダイポールとトップロード線状アンテナの放射効率と帯域幅の周波数特性をモーメント法により計算した。また、帯域幅を計算する場合は、損失を考慮した整合回路を取り付けて、各々の周波数においてインピーダンス整合するようにした。図1に小形アンテナの性能限界を表す(4)式と3つのアンテナの性能との比較を示す。線状ダイポールより、トップロードダイポールはより高い性能を有するが、性能の限界を表す(4)式のカーブを超えることはない。また、Bestのアンテナが最も限界のカーブに近い。これは、線状ダイポールのような1次元構造のアンテナより、トップロード付ダイポールやBestのFour-arm folded spherical helixアンテナのような3次元的に広がる構造を持つアンテナのほうが同様のアンテナを囲む球の半径 a に対して、理論的境界に近い性能を有することを意味する。

以上の議論から、半径が一定の球状空間の中、3次元の空間を最大限に利用してアンテナを設計することにより、より理論的境界に近い性能を有するアンテナを実現できると考えられる。また、アンテナの性能限界として、周波数帯域と利得、感度に相当する放射効率の積で与えられているため、アンテナの寸法が一定であれば、周波数帯域を狭くすることにより、アンテナの利得と感度を向上できる。一方、アンテナの利得を下げれば、

広帯域のアンテナを作ることができるとも言える。

なお、小形アンテナの評価法と設計法について海外のみならず、国内でも多くの文献で述べられているので、詳細はこれらの文献を参照されたい [24]- [26].

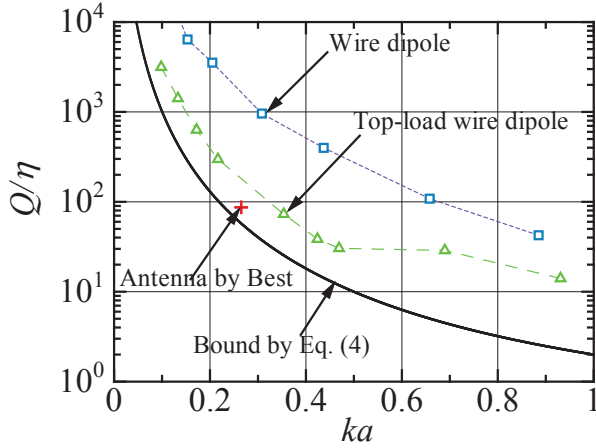


図1 小形アンテナの理論限界と実際アンテナの性能との比較.

3. 電気光学効果を利用した電磁界センサーにおける高感度のアンテナ設計

本稿では、LiNbO₃のような結晶に電極パットが付けられている状態で、高感度のアンテナを設計する手法を述べる。

近傍界の電界成分を測定できるアンテナを設計することを前提とするため、線状ダイポールアンテナをアンテナの基本形とする。前節で説明したように、アンテナの受信感度を向上するために、アンテナの周波数帯域幅を犠牲にすることにより、放射効率 η を高める手法がある。線状ダイポールの放射効率を高めるために、アンテナの導体損失を減らし、アンテナと給電回路とのインピーダンス整合をとることが重要である。本稿では、アンテナの導体部分を銅で作製されるものとする。そのため、アンテナと給電回路とのインピーダンス整合が設計上で考慮される唯一の要素となる。

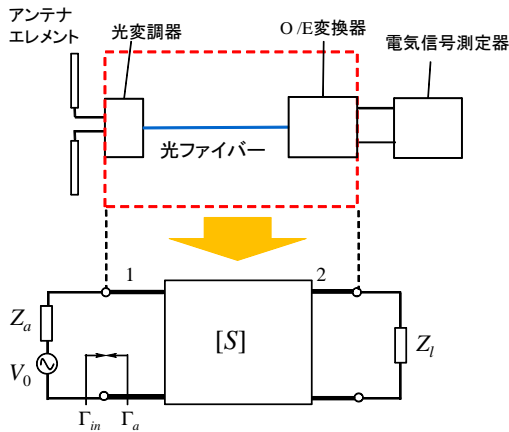


図2 光電界センサを用いた測定システムとその等価回路.

3.1 光電界センサを用いた電磁界測定システムの等価回路

電気光学効果を利用した電磁界測定システムは、アンテナと電気信号受信機のほか、光変調と復調やアクティブ回路、光ファイバーなどの光電デバイスから構成されている。アンテナ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 (Spectrum Analyzer など) で測定する。本稿では、図2に示すように、光変調器、光ファイバ及び O/E 変換器を2ポート等価回路とし、散乱行列の S パラメータを用いて2ポート等価回路の電気特性を定義する。また、アンテナを等価回路の port 1 に繋ぎ、電気信号測定機器を port 2 に繋ぐ。図2の等価回路では、 V_0 はアンテナの開放電圧で、 Z_a はアンテナの入力インピーダンス、 Γ_a はアンテナと伝送線路の反射係数である。 Z_l は電気信号測定器の内部インピーダンスであり、 50Ω とする。 Γ_{in} は port 1 における反射係数であり、port 2 が無反射終端のため、

$$\Gamma_{in} = S_{11} \quad (7)$$

となる。この場合、 Z_l で消費される電力 P_l は

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

となる。ここで、 Z_a の実部を R_a として、 P_{inc} は

$$P_{inc} = \frac{V_0^2}{4R_a} \quad (9)$$

である。 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。本稿では光変調器、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2における S パラメータ及び $Z_l = 50\Omega$ は一定とする。そのため、最適な入力インピーダンスと Γ_a を実現することにより、 P_l の最大化を図ることがアンテナ設計の目標となる。 P_l が最大になる条件は

$$\Gamma_a = \Gamma_{in}^* \quad (10)$$

であるため、そのとき、

$$P_l = \frac{1}{1 - |\Gamma_{in}|^2} |S_{21}|^2 P_{inc} \quad (11)$$

である。

図2における2ポート回路の S パラメータの測定結果を図3, 4に示す。ここで、光変調器、光ファイバ及び O/E 変換器 (OEFS-C) は NEC トーキン製のものを用いた。また、 S パラメータの測定には、アジレント・テクノロジー製ネットワークアナライザ E5071C を用いた。図4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。

3.2 アンテナの設計

前節で示したように受信感度を最大化するためには式 (10) を満たすようにする必要がある。つまりアンテナの入インピーダン

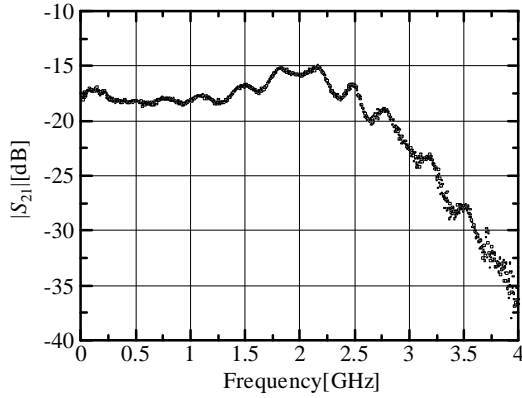


図3 光変調器, 光ファイバ, O/E変換器の2ポート等価回路の $|S_{21}|$.

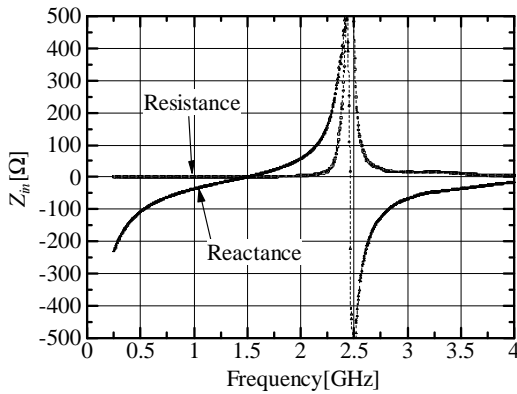


図4 port 1の入力インピーダンス.

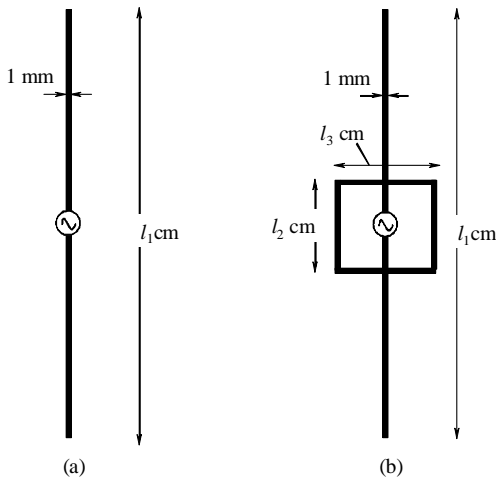


図5 (a)線状ダイポールアンテナと(b)設計アンテナ.

スは図4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, 小形の線状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5(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図5(b)の構造を用いて, アンテナの入力インピーダンスの整合を図る。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[27]。この構造は低周波において電界成分を測定するという用途に沿ったものであると共に,

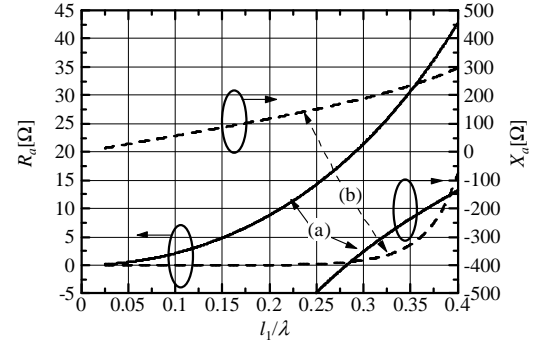


図6 図5のアンテナの入力インピーダンス.

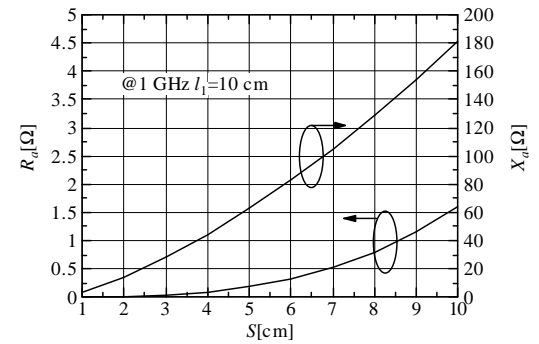


図7 設計アンテナのSに対する入力インピーダンス特性.

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6にアンテナの入力インピーダンスの周波数特性をモーメント法を用いて計算したものを示す。ここで, 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6から分かるように, 図5(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5(a)と比較すると, 入力抵抗 R_a が小さい。アンテナの特性を式(10)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5(b)の l_1 と l_2 を変化させ解析を行った。ここで周波数を1 GHzとした。図7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8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。

3.3 実験による性能評価

ここで設計アンテナの受信感度を実験的に評価する。図4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(10)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9に示す。

図10に図9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11に受信アンテナが図9のアンテナの場合と同じ長さの

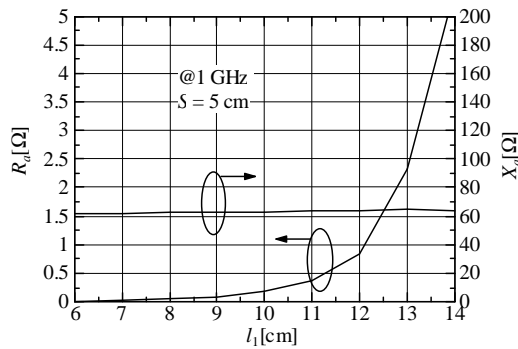


図 8 設計アンテナの l_1 に対する入力インピーダンス特性.

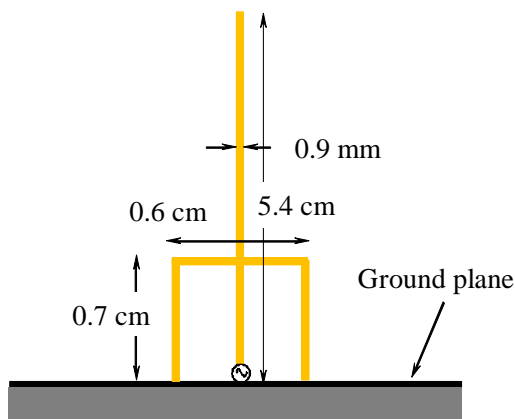


図 9 設計した線状モノポールアンテナ.

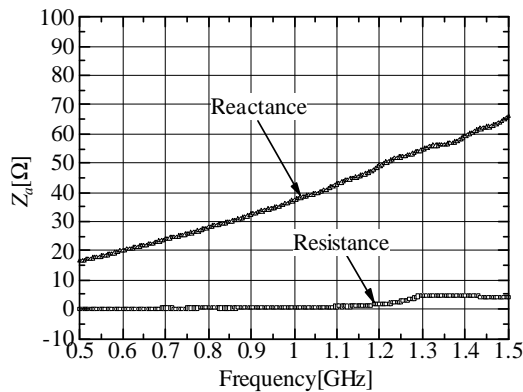


図 10 設計アンテナの入力インピーダンス.

一般的なモノポールアンテナの場合の受信電力の測定結果を示す。1 GHz において、図 9 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ことが確認でき、設計したアンテナが高利得、高感度であることが分かる。

4. む す び

本稿では、アンテナの電気的サイズとアンテナ利得、帯域との関係を説明し、アンテナの小形化による性能の低下を定量的に示した。また、電気光学効果を利用した電磁界センサーにおけるアンテナの利得（感度）を最大化する設計手法を示し、実例により電界成分を測定できる線状ダイポールアンテナの高感

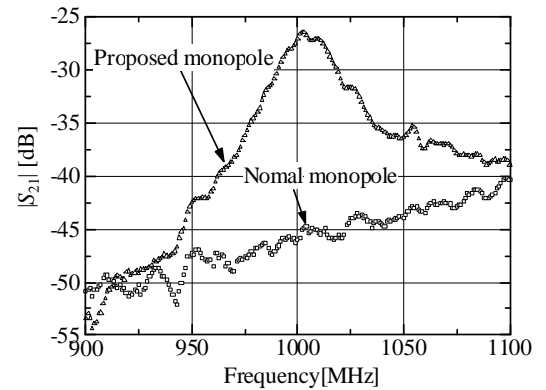


図 11 設計したモノポールアンテナの受信電力.

度化の設計法を解説した。光電界センサーのシステムにおける光電変調と復調やアクティブ回路などを含むデバイスを 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実現した。設計アンテナは、電界成分を測定できる線状ダイポールタイプのものであり、アンテナ長と整合回路の構造パラメータを変えることにより、インピーダンスが整合できることを実験により示した。設計の実例では、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 と大幅に向上したことが分かった。

文 献

- [1] 桑原伸夫, "LiNbO₃ を用いた電界センサの歴史と今後の課題", 第 1 回 PEM 研究会, 2012 年 8 月 23 日.
- [2] 永妻忠夫, 久武信太郎, "光応用電磁界計測最前線 一真夏の大阪で光応用電磁界計測を熱く語る-", 第 5 回 PEM 研究会, 2013 年 8 月 7 日.
- [3] 村田博司, "電気光学効果と光電界センサ", 第 4 回 PEM 研究会, 2013 年 6 月 28 日.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] H. Bassen, W. Herman, and R. Hoss, "EM probe with fiber optic telemetry system," *Microwave J.*, pp. 35-47, Apr. 1977.
- [7] 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.
- [8] H. Bassen and R. Peterson, "Complete measurement of electromagnetic fields with electro-optical crystals," *Biological Effects of Electromagnetic Waves*, Selected Papers of USNU/URSI Annu. Meet., 1975, HEW publication (FDA) 77-8011, pp. 310-323, 1975.
- [9] 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.
- [10] 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, pp. 178-184, 1983.
- [11] J. C. Wyss and S. T. Sheeran, "A practical optical modulator and link for antennas", *IEEE Journal of Light Wave Tech.*, vol. LT-3, No.2, pp. 316-321, 1985.
- [12] 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.
- [13] C. H. Bulmer and S. C. Hiser, "Linear Ti:LiNb₃ Modulator it 1.3 pm for electromagnetic field sensing," *Integrated Optical Circuit Tran.*, SPIE, vol. 517, pp. 177-185. 1984.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] L. J. Chu, " Physical limitations of omni-directional antennas, " *J. Appl. Phys.*, vol.19, pp. 1163-1175, 1948.
- [17] R. C. Hansen, " Fundamental limitations in antennas, " *Proc. IEEE*, vol. 69, pp.170-182, 1981.
- [18] J. S. McLean, " A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas, " *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 44, p. 672, 1996.
- [19] R. Collin and S. Rothschild, "Evaluation of antenna Q," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 12, pp. 23-27, 1964.
- [20] W. Geyi, P. Jarmuszewski, and Y. Qi," The Foster reactance theorem for antennas and radiation Q, " *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 48, pp. 401-408, 2000.
- [21] A. D. Yaghjian and S. R. Best," Impedance, bandwidth, and Q of antennas, " *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, pp. 1298-1324, 2005.
- [22] Daniel F. Sievenpiper and David C. Dawson, "Experimental Validation of Performance Limits and Design Guidelines for Small Antennas" *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, pp.8-19, 2012.
- [23] S. R. Best and D. L. Hanna, " A performance comparison of fundamental small antenna designs, " *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 52, pp. 47-70, 2010.
- [24] 藤本京平, "小形アンテナに関する研究動向", *電子情報通信学会誌*, vol. 70, no. 8, pp. 830-838, 1987.
- [25] 徳丸仁, "最近の小形アンテナ 電気的小形アンテナ", *電子情報通信学会論文誌 B*, vol. J71-B no. 11, pp. 1206-1212, 1988.
- [26] 新井宏之, "小形アンテナ:小形化手法とその評価法", *電子情報通信学会論文誌 B*, vol.J87-B, no. 9, pp. 1140.1148, 2004.
- [27] 電子情報通信学会, *アンテナ工学ハンドブック*, 第2版, オーム社, 2008.