

[依頼講演] マイクロ波帯域において高感度な光電界センサ

日高 直美 菅間 秀晃 土屋 明久 辻野真吾[†] 石田武志[‡] 橋本 修[†]

神奈川県産業技術センター 〒243-0435 海老名市下今泉 705-1

[†] 青山学院大学 〒252-5258 神奈川県相模原市中央区淵野辺 5-10-1

[‡] 株式会社ノイズ研究所 〒252-0237 神奈川県相模原市中央区千代田 1-4-4

E-mail: hitaka83@kanagawa-iri.jp

あらまし 新たに開発した対数周期アンテナアレイ(LPDA; Log-Periodic Dipole Antenna Array)構造をもつ光電界センサ(以下「LPDA型光電界センサ」という)はこれまで以上に高感度かつ広帯域であり、マイクロ波帯域のEMI測定に利用可能であることが確認された。本稿では、アンテナアレイ及び電極の最適構造の検討など、特性改善の内容を示す。これまでのLPDA型光電界センサでは電磁界シミュレーションによる解析が困難であったが、この新たに開発したLPDA型光電界センサは文献[1]の位相変化量を表す基本式と電磁界シミュレーション結果とを統合して解析することができた[1], [2]。その結果、測定によって得られた周波数特性とシミュレーション結果によって得られた周波数特性の一致が確認できた。

キーワード 光電界センサ, 対数周期, アンテナアレイ, 光導波路, 電磁界シミュレーション

The Optical Electric Field Sensor Works in High Sensitivity in Microwave Band

Naomi HIDAKA, Hideaki SUGAMA, Akihisa TSUCHIYA, Shingo TSUJINO[†],

Takeshi ISHIDA[‡], Osamu HASHIMOTO[†]

Kanagawa Industrial Technology Center, 705-1 Shimoimaizumi, Ebina-shi, Kanagawa 243-0435, Japan

[†] Department of Electrical Engineering and Electronics, Aoyama Gakuin University 5-10-1 Fuchinobe, Sagamihara-shi, Kanagawa 229-8558, Japan

[‡] Noise Laboratory CO.,LTD., 1-4-4 Chiyoda, Sagamihara-shi, Kanagawa 229-0037, Japan

E-mail: hitaka83@kanagawa-iri.jp

Abstract By using our improved Optical Electric Field Sensor (OEFS) that incorporates our Log-Periodic Dipole Antenna Array (LPDA-type), it is now possible to measure accurately an EMI. That is to say, accurate measurements can occur with both wide bandwidth and high sensitivity. Although the improved LPDA-type OEFS was analyzed by using an electromagnetic field simulation that is combined with a newly developed computer program [1], [2], because of its extraordinary wide bandwidth and high sensitivity, accurately evaluating the sensitivity characteristics of LPDA-type OEFS by using a standard method of electromagnetic field simulation is difficult. Tests show that calculated frequency responses of the simulation model produce results that correspond well to the measured results of the improved LPDA-type OEFS [1].

Keyword Optical Electric Field Sensor, Log-Periodic, Antenna Array, Optical Waveguide, Electromagnetic Field Simulation

1. まえがき

最近の電子機器は、無線 LAN (2.4 GHz, 5 GHz), Bluetooth (2.4 GHz), UWB (3 GHz~10 GHz) などマイクロ波を利用した無線通信機能を搭載しているものが多く、すでに、情報技術装置のマイクロ波帯域における EMI 規制は、1 GHz~6 GHz でも行われている。

電磁界の計測に当たっては、アンテナや金属ケーブルを用いることによる被測定環境への侵襲性が懸念されることから、同軸ケーブルの代わりに光ファイバを

用いることができる光電界センサの利用が検討されてきた。特に、電子回路基板の極近傍の電磁界を計測する場合などにおいては、低侵襲性が求められるので、アンテナを用いず全て非金属の材料で構成された光電界センサの利用が検討されている[3]。しかし、電磁波の発生源からある程度の距離をとって測定する場合には、感度を高める必要があることなどから、アンテナを用いるタイプの光電界センサが必要である。我々は、これまで、マイクロ波帯域で感度を有する LPDA 型光

電界センサ [1], [4]を開発してきたが、これを EMI 測定に用いるには、感度が不十分であったので、新たにマイクロ波帯域の EMI 測定に利用可能な LPDA 型光電界センサを開発した[2].

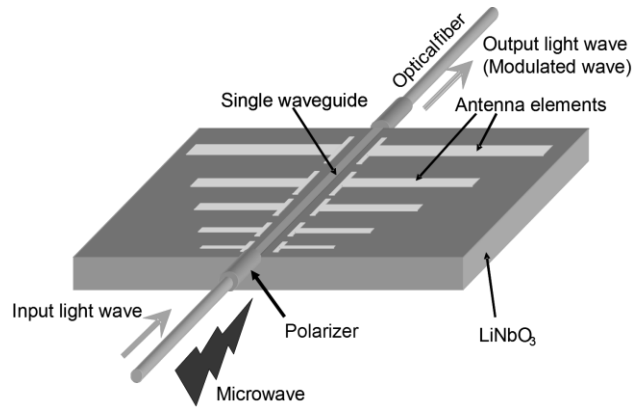
新たな LPDA 型光電界センサの改善内容の概要は次のとおりである. まず, アンテナアレイ及び電極の最適構造を検討した. その前提として, 光導波路を反射式とし, アンテナアレイ部分を光導波路とは異なる材料で作製する方式とし, アンテナエレメントを電磁界シミュレーションが容易な程度の 30 対とした. 光導波路を反射式として感度を高めるためには, 光が各アンテナエレメントの電極位置と反射点の間の往復に要する時間 t とそのアンテナエレメントが半波長共振するときの周波数 ω_m との積が 2π に近い値でなければならない. これらの条件で電磁界シミュレーションによって各々のアンテナエレメントに印加される電極電圧の振幅及び位相を明らかにし, 文献[1]で示した位相変化量を表す式を基本として計算された感度と, このシミュレーションを基に試作した光電界センサの感度がほぼ一致することが確認された.

2. 構造の改善

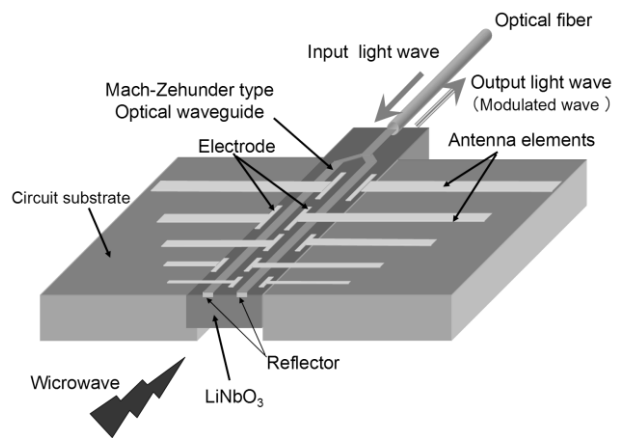
2.1. 単一光導波路(透過式)

我々が当初開発した LPDA 型光電界センサは, 図 1(a)に示すように単一光導波路構造で透過式(以下「SW-LPDA 型光電界センサ」という)である. 光導波路と 54 対のアンテナエレメントは y カット z 伝搬の LN 基板上に形成されている. この結晶方位の場合, 電気光学定数 (r_{22}) は小さいが光を結晶軸方向に導波させるため光学的に安定である. しかし, SW-LPDA 型光電界センサでは, 光の x, y 成分 (E_x, E_y) の位相差を検出する方式であるため, 入力された円偏光の偏光状態が維持されなければならないが, E_x 及び E_y それぞれの等価屈折率が異なるため偏光状態が場所によって異なり, $E_x \neq 0$ 又は $E_y \neq 0$ となるところでは光がほとんど変調されないので注意しなければならない[5].

この SW-LPDA 型光電界センサでは測定器の分解能帯域幅(以下, RBW)が 1kHz の場合, 最小受信電界強度は 2GHz で約 $70\text{dB } \mu\text{V/m}$ であった. しかし, 1GHz 以上の EMI 測定で要求される感度は RBW が 1MHz において $50\text{dB } \mu\text{V/m(at 3m)}$ と規定されているため, ノイズレベルは RBW が 1kHz の場合に比べて約 30dB 増加する. そこで, EMI 対策用の電磁界センサとして光電界センサの利用を考えた場合, 30cm 程度の距離で測定を行うと仮定すると, 目標受信感度は $70\text{dB } \mu\text{V/m}$ (RBW=1MHz) となり, 30dB 以上の感度向上が必要となる.



(a) 単一光導波路



(b) マッハツェンダー型光導波路

図 1 LPDA 型光電界センサの概念図

2.2. マッハツェンダー型光導波路(反射式)

SW-LPDA 型光電界センサは光導波路の作製が容易であるので, 光電界センサとしての基本的な性能を確認するには効果的であったが, EMI 測定を可能にする程の感度を得ることはできなかった. そこで, 図 1(b)に示マッハツェンダー型光導波路を用いた LPDA 型光電界センサ(以下「MZ-LPDA 型光電界センサ」という)では, 電気光学定数の大きい(作用する電気光学定数が r_{22} の約 9 倍の r_{33} である[6].) x カット y 伝搬の LN (幅 2 mm, 厚さ 1 mm) を用いた. この方式の光導波路は, 光変調器として一般的に利用されているものであり, 光学的な安定性は確保されている.

この方式では, (i)センサとしての操作性を考慮し, 1本の光ファイバで動作する反射式とした. さらに, (ii)光とマイクロ波の位相を整合させるようにアンテナ配列を最適化し, (iii)電極の位相反転を行った. ま

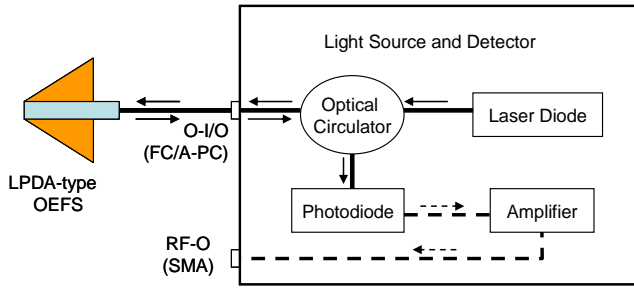


図2 光源・検出部ユニット

た、低コスト化のために、(iv)アンテナを光導波路とは別の基板上（高周波回路基板 AD-1000；比誘電率 $\epsilon_r = 10.5$ ）に作製するといった改良を行った。レーザ光源（ $1.55 \mu\text{m}$ ）、光サーキュレータ、O/E変換器（ 0.7V/W ）およびプリアンプ（ 32dB ）は、システムの小型化と信頼性を確保するため、図2に示すように一体化した[2]。

3. 動作原理

各々の電極が対応するアンテナエレメントから変調電圧

$$V_{mk} \sin(\omega_m t - \phi_{mk})$$

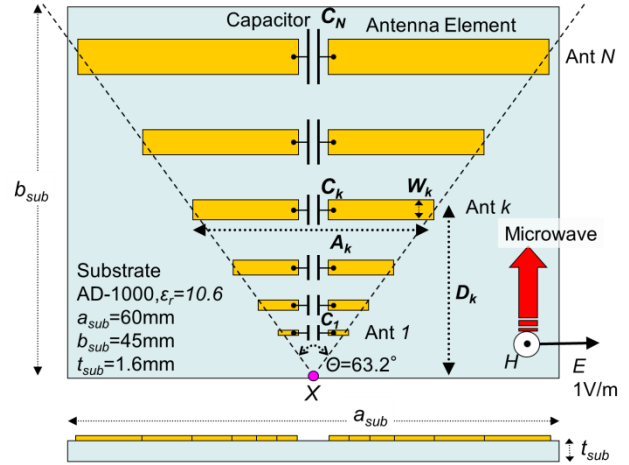
を受け、各々の電極が変調波の波長に対して十分に短い場合、複数のセルに分割された光変調器として考えることができ、全体の位相変化量は各々のセルにおける位相変化量の総和として考えることができる[4]。MZ-LPDA型光電界センサの場合、周波数 ω_m において、エレメント Ant k の電極電圧により光が受ける位相変化量は、光がエレメント Ant k の位置から反射点 X に到達するまでの時間を T_k ($= \tau/2$) とすると、式(1)で表される[1]。

$$\delta_{mk} = 2 \frac{r_{33} n_e^3 \pi}{d \lambda_o} L_k V_{mk} \sin\{\omega_m(t - T_k) - \phi_{mk}\} \quad (1)$$

ここで、 V_{mk} と ϕ_{mk} は電極電圧の振幅と位相、 d は電極間隔、 λ_o は光の波長、 r_{33} は LN の電気光学定数、 n_e は光導波路の屈折率、 L_k は電極長である。光が光導波路を通過する間に周波数 ω_m のマイクロ波から受ける位相変化量は、式(1)に示す各エレメントの電極から受ける位相変化量の総和になり、出力光の位相変化量の総和 δ_{Tm} は、

$$\delta_{Tm} = 4 \frac{r_{33} n_e^3 \pi}{d \lambda_o} \sum_{k=1}^N \{L_k V_{mk} \sin(\omega_m t - \phi_{mk}) \cos(\omega_m T_k)\} \quad (2)$$

となる[2]。



- $N = 30$
- $\alpha = 1.085$
- $A_1 = 4.62\text{mm}, A_{30} = 49.18\text{mm}$
- $D_1 = 3.76\text{mm}, D_{30} = 40.00\text{mm}$
- $W_1 = 0.09\text{mm}, W_{30} = 1.00\text{mm}$
- $L_1 = 0.25\text{mm}, L_{30} = 2.67\text{mm}$
- $C_0 = 0.6\text{pF/mm}, C_k = C_0 \cdot L_k$

図3 解析モデル

4. シミュレーション解析

4.1. 解析モデルの改善

LPDA型光電界センサの場合、複数のエレメントが光の位相変化に与える影響について、マイクロ波の領域と光の領域を個別に解析することで、その全体の動作を明らかにすることができる[1], [7]。しかし、SW-LPDA型光電界センサの場合はアンテナエレメントが多いこと、アンテナ部分の基板に異方性の誘電率をもつ LN を用いていること、さらに、これを開発していた時期には電極部分も実際の寸法を入力しシミュレーション解析を実施していたのでメッシュが細かくなり過ぎた等の結果、計算時間が長くなり、十分な計算精度が得られなかった。

MZ-LPDA型光電界センサでは、電磁界シミュレーションによる解析が可能な程度で、かつ、周波数特性の平坦性が保たれるようにエレメントの数を30対することを考案し、また、図3に示すように電極部分を静電容量 C_k のコンデンサで置き換えることができることを見出した結果、計算時間が短くなり、十分な計算精度も得られるようになった[7], [8]。LN基板上に形成した電極の単位長さ当たりの静電容量 C_0 は、電磁界シミュレーションにより求めることができ、電極間隔 d が $15 \mu\text{m}$ では約 0.6pF/mm であったので、これを基に各エレメント電極の長さに応じて静電容量を決定した。周波数 ω_m における各エレメントの電極電

圧の振幅 V_{mk} 及び位相 ϕ_{mk} は、電磁界シミュレーションにより求めることができるので、これを式(2)に代入し δ_{Tm} を算出することができる[2].

4.2. 電磁界シミュレーションによる解析結果

電磁界シミュレーションにより得られた電極電圧の振幅 V_{mk} と位相 ϕ_{mk} をそれぞれ図4から図6に示す. このとき、センサ位置で電界が 1 V/m となる条件を設定している. 図4の横軸は周波数であり、1.5 GHz から 3 GHz までを対数表示している. 縦軸は電極電圧の振幅 V_{mk} を表し、その単位は dBV である. この図では、2.1 GHz 前後で最も影響の大きいエレメント Ant 25 から Ant 30 までの解析結果を示している. 図5では同様に 6.4 GHz 前後において最も影響の大きい Ant 11 から Ant 14 及び Ant 23 から Ant 25 までの解析結果を示している. 図6は 2.13 GHz 付近における電極電圧の位相 ϕ_{mk} を Ant 27 を基準に Ant 25 から Ant 29 まで示している. ただし、この図ではエレメント位置の違いによる位相差は考慮していない.

図4からわかるとおり、低周波側では半波長共振するエレメントの影響が支配的である. 一方、図5からわかるとおり、Ant 13 が半波長共振している 6.5 GHz 付近では、Ant 13 の電極電圧の振幅 V_{m13} が最も大きいですが、 $3/2\lambda$ 共振していると考えられる Ant 24 の電極電圧の振幅 V_{m24} も相当程度大きいことがわかる. ここで、Ant 24 の電極長は Ant 13 の約 2.43 倍であることから、Ant 13 と比較してより大きな位相変化を与えることが考えられる.

次に電極電圧の位相 ϕ_{mk} をみてみると、図6からわかるとおり、Ant 27 が半波長共振していると考えられる 2.13 GHz では Ant 27 の位相がこれと隣接する Ant 26 及び Ant 28 とは逆相であることがわかる. また、Ant 27 と Ant 28 の電極電圧の振幅が拮抗している 2.04 GHz では、それらが互いに逆相であることがわかる. このように、共振しているエレメントに隣接するエレメントにおける電極電圧の位相はほぼ逆相となっているため、位相反転を施さない場合は感度の低下を招く. そのため、図1(b)に示すように2本の光導波路を各々の電極で交互に挟むことで位相を反転させ、 V_{mk} の大きい隣接するエレメントにおいて導波光を同相で変調させることができる. 計算では、電極電圧の振幅 V_{mk} を式(2)に代入するとき、 k が偶数あるいは奇数の場合で符号を反転させる必要がある[2].

5. 測定結果及び考察

5.1. シミュレーションと測定結果の比較

MZ-LPDA 型光電界センサの測定では電波暗室においてマイクロ波ネットワークアナライザ (Agilent PNA E8363B) を用い、その出力電圧に対してケーブル損失

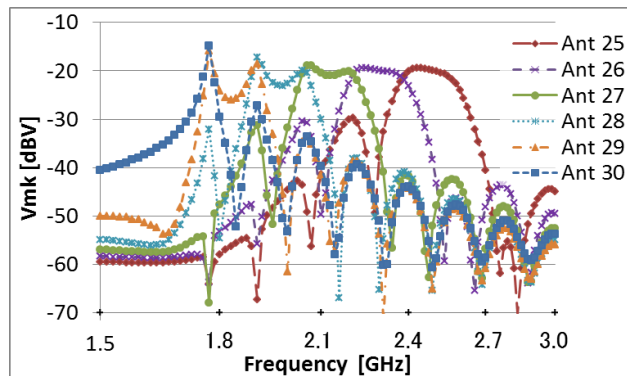


図4 1.5~3.0GHzにおける電極電圧の振幅値

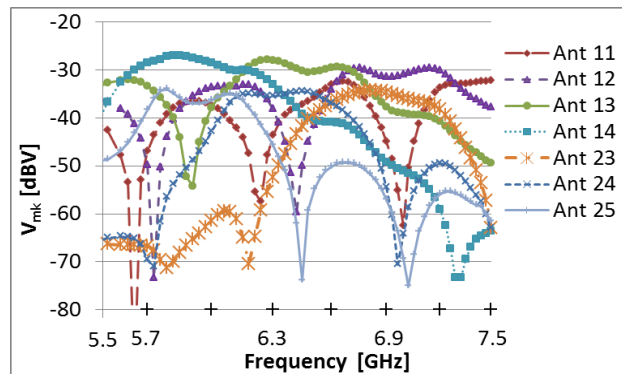


図5 5.5~7.5GHzにおける電極電圧の振幅値

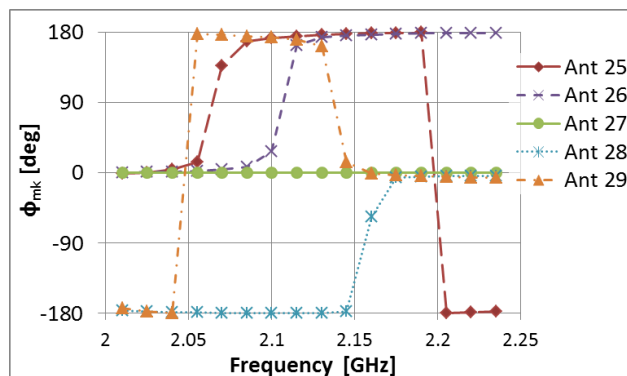


図6 電極電圧の位相

及びアンテナファクタを考慮し、光電界センサ位置でマイクロ波の電界が一定となるように補正した. 図7に測定値とシミュレーション結果を受信感度の最大値で規格化して示す. 比較のために、SW-LPDA 型光電界センサの測定結果を、MZ-LPDA 型光電界センサの

測定条件と同じであると仮定し示している。図 7 に示すとおり、MZ-LPDA 型光電界センサは SW-LPDA 型光電界センサに比較して約 30 dB 感度が向上しており、2 GHz においては RBW が 1 MHz では最小受信電界強度は約 $70 \text{ dB } \mu \text{ V/m}$ であるので、30 cm 程度の距離で測定を行うと仮定すると、EMI 対策用の電界センサとしての利用が可能なレベルの感度を有している [9]。このように 1.8 GHz 付近で感度が最大であるが、ここでは図 4 に示すようにエレメント Ant 29 と Ant 30 の電極電圧の振幅 V_{mk} が極大となっており、かつ両エレメントの位相が互いに反転しているため、図 1(b)の電極配置とすることにより、互いに強めあう関係となっている。また、おおむね 4 GHz までは半波長共振しているエレメントの影響が支配的であり、かつ、半波長共振しているエレメントにおいて式(2)における $\omega_m T_k$ が π となる関係を維持している。これとは逆に、0.85GHz 付近では $\omega_m T_k \approx \pi/2$ となり、合成波の感度の降伏がみられる。

しかし、 $\omega_m T_k \neq \pi/2$ であっても、図 5 のように、複数のエレメントの V_{mk} が拮抗しており、特にそれらが位置的に離れている場合 ϕ_{mk} が大きく異なるので、互いの干渉によって感度の降伏が生じる場合がある。シミュレーション結果における 6.8 GHz 付近の感度の降伏がそれである。ただし、測定結果ではこれがみられないのは、今回のシミュレーションでは光電界センサを覆っているケース [10] を考慮していないことと、図 4 及び図 5 の比較からわかるとおり LPDA 型光電界センサの場合には周波数が高くなるに従いより多くのエレメントが干渉し合いシミュレーションでの誤差の累積が大きくなる傾向にあることが要因の一部と考えられる。SW-LPDA 型光電界センサの測定結果では 6.5 GHz 付近で感度の降伏がみられるが、これが透過型であることから、同様に複数のエレメントの干渉によるものであると考えられる。

シミュレーションの精度が高まったことで、半波長電圧 V_p 、光源の出力、システムの光損失、OE 変換器の性能及びプリアンプの性能などの光電界センサを含む測定システム全体の性能が明らかであれば、シミュレーションと測定結果の絶対的な比較も可能である [2]。

5.2. マイクロ波帯域の EMI 測定

電子機器（パソコン；CPU 2.6 GHz）から放射される電磁波の強度をマイクロ波スペクトラムアナライザ（Agilent ESA E4407B）により測定した結果を図 8 に示す。クロック信号はスペクトラム拡散されているので、クロック信号に起因するノイズを測定するには、掃引型のスペクトラムアナライザでは、ノイズレベルの上昇を犠牲にして RBW を広く設定しなければなら

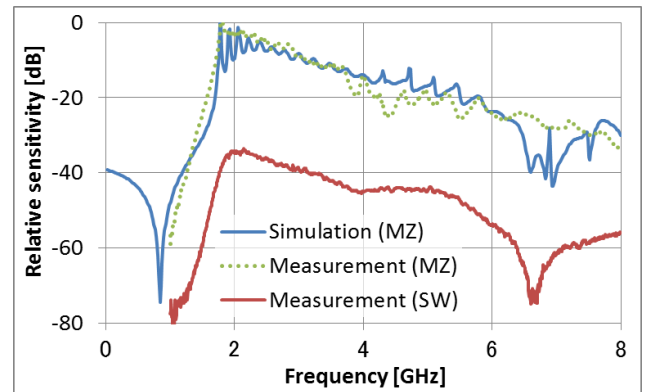


図 7 シミュレーション及び測定による周波数特性の比較

ない。ここでは、RBW を 1 MHz に設定し、Max Hold に設定し測定した。このように MZ-LPDA 型光電界センサでは、パソコンから放射される微弱な電磁波でも測定が可能であり、EMI 測定での利用が可能となった [2]。

6. むすび

MZ-LPDA 型光電界センサでは、マッハツェンダー型光導波路、反射式構造及び位相反転の採用などにより、EMI 測定に必要な程度の感度を確保することができた。この図 8 に示すようなクロック信号に起因するノイズ測定の場合、RBW を広く設定しなければならないので、感度の小さいこれまでの光電界センサでは実施例はなかった。更に、アンテナ部分を光導波路とは異なる材料を使用する別体方式を採用したことは、感度を高める場合にはエレメント長 A_k を長くするために誘電率の小さい材料を使用し、又は、アンテナ部分を小さくしセンサ全体を小さくする場合には誘電率の大きい材料を使用するなど設計の自由度を増すことにつながった。また、別体方式の採用によって光導波路部分に加わる機械的な歪を抑制する効果が期待できるので、光電界センサの振動によって生じる屈折率変化を少なくすることができると考えられる。

しかし、CISPR22 [11]においては 1~6 GHz の EMI 測定が求められているところであり、MZ-LPDA 型光電界センサでは 1~1.7 GHz の感度が不足していることが課題である。このことは、光導波路の長さが受信可能な最低周波数を決定するという、前段に利点として挙げた反射式の構造が起因している。更に、操作性を犠牲にして透過式の光導波路を採用したとしても、低周波用のエレメントにおける高次の共振が高周波側の感度の変動を招くという課題を解決しなければならない。そのためには、各々のエレメントにおいて高次

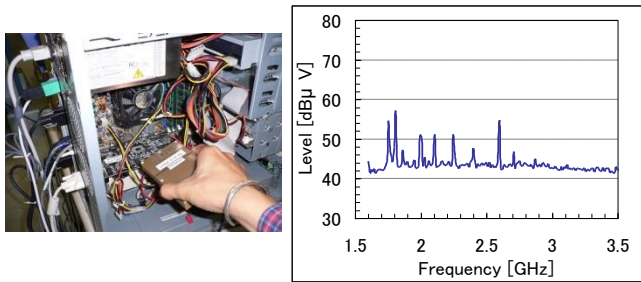


図8 PCのEMI測定

の共振を抑制させるような何らかの対策が必要であろう。

以上のように、MZ-LPDA型光電界センサの利点と今後の課題を述べたが、光電界センサの最も有利な点は、光変調器と同様に光ファイバを利用することによって長距離にわたって低損失で、かつ、電気的影響を受けずに変調信号を送送できる点である[12]。電界強度と位相を精度よく伝送できる光電界センサシステムは、これを複数使用することによって、電磁波の到来方向を広帯域にかつ精度よく捉えるシステムに利用できる可能性があり、応用範囲の拡大も視野に入れる必要がある。

文 献

- [1] N. Hidaka, K. Kobayashi, H. Sugama, R. Usui, Y. Tanabe, and O. Hashimoto, "Log-periodic dipole antenna array-type optical electric field sensor," IEICE Trans. Electron., vol.E88-C, no. 1, pp.98-104, Jan.2005.
- [2] 日高直美, 菅間秀晃, 土屋明久, 辻野真吾, 石田武志, 橋本修, "マイクロ波帯域において高感度な光電界センサ," 信学論(B), Vol.J97-B. no.3, pp.253-262, Mar. 2014.
- [3] H. Togo, N. Shimizu, and T. Nagatusma, "Near-field mapping system using fiber-based electro-optic probe for antenna characterization," IEICE Trans. Electron., vol.E90-C, no.2, pp. 436-442, Feb. 2007.
- [4] 日高直美, 菅間秀晃, 臼井 亮, 小林 賢, 田邊義博, 橋本修, "複数のアンテナエレメントと電極を有する光電界センサの周波数特性," 信学論(B), Vol.J87-B. no.6, pp.916-920, June 2004.
- [5] 日高直美, 菅間秀晃, 臼井 亮, 土屋明久, 小林賢, 石田武志, 中村孝, 大林亮佑, 橋本 修, "偏光状態を考慮したLPDA(Log-Periodic Dipole Antenna Array)型光電界センサのシミュレーション解析" 神奈川県産業技術センター研究報告, No. 12, 2006.
- [6] 西原 浩, 春名正光, 栖原敏明, "6.5 LiNbO3 導波路, 5.2 電気光学効果による制御," 光集積回路, pp147, オーム社, 東京, 1999.
- [7] 菅間秀晃, 土屋明久, 日高直美, 石田武志, 大林亮佑, 橋本修, "マイクロ波帯域における電磁

環境測定用光電界センサの開発," 信学技報. EMCJ2007-122, Feb. 2008.

- [8] 大林亮佑, 菅間秀晃, 日高直美, 臼井 亮, 土屋明久, 小林賢, 石田武志, 中村孝, 橋本 修, "LPDA型光電界センサにおけるアンテナ素子の位相関係と感度特性の検討," 信学技報, MW2006-33, Jun. 2006.
- [9] A.Tsuchiya, H.Sugama, N.Hidaka, T.Ishida, and O.Hashimoto, "Log-periodic dipole antenna array-type optical electric field sensor with Mach-Zehnder optical waveguide," 7th Asia-Pacific Microwave Photonics Conference, FB-4, April 2012.
- [10] S. Tsujino, H. Sugama, A. Tsuchiya, K. Miyamoto, N. Hidaka, and O. Hashimoto, "A proposed method for sensitivity analysis of log-periodic dipole antenna array-type optical electric field sensor" PIERS Proc., KL Malaysia, pp.1610-1614, March 2012.
- [11] CISPR 22 Ed. 6.0:2008 (b), "Information technology equipment - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement," Jan. 2008.
- [12] 鳥羽良和, 鳥畑成典, 谷沢享, 尾崎泰己, 竹内安弘, 生岩量久, "地上波デジタル TV 放送用無給電光伝送装置の開発," 信学技報. OCS2000-314, Sept 2000