

マイクロ波帯域における高感度・広帯域な 光電界センサ測定システムの開発

電子技術部 電子システムチーム 菅 間 秀 晃
土 屋 明 久
電子技術部 日 高 直 美
(株)ノイズ研究所 石 田 武 志
青山学院大学 理工学部 橋 本 修

LPDA(Log-Periodic Dipole Antenna Array)型光電界センサの感度向上のため、マッハツェンダー型光導波路による反射式の光電界センサを試作した。電磁界シミュレーションによって、アンテナ電極構造を改良し、アンテナ受信電圧と光導波路を伝播する光の位相整合を最適化することで、1.8 GHz~6 GHzにおいて従来の単一光導波路型よりも約 30 dB の感度向上を実現した。測定システムを構築し、マイクロ波帯域の EMI (電磁波防害) 測定を試みた。

キーワード：LPDA, 光電界センサ, マッハツェンダー, マイクロ波帯域, 電磁環境測定

1 はじめに

ICT (情報通信技術) の発展により、最近の電子機器は、無線 LAN(2.4 GHz, 5 GHz), Bluetooth(2.4 GHz), モバイル WiMAX(2.5 GHz), Wireless USB(3.1 GHz~4.8 GHz)など複数のマイクロ波を利用した無線通信機能を搭載している。また、パソコン (以下、PC) や情報家電においては、データ量の増大により、PCI-Express(5 Gbps), S-ATA(3 Gbps), HDMI(3.5 Gbps)など差動データ伝送技術の高速化が進み、マイクロ波帯域の電磁ノイズが増加している。そして、ITE (情報技術装置) のマイクロ波帯域における EMI 規制は、測定機器、アンテナ、測定サイトなど様々な問題点があり、国際規格 CISPR22 の規格化が難航していたが、1 GHz~6 GHz で行われようとしている状況である。

ニオブ酸リチウム LiNbO_3 (以下、LN) などの電気光学結晶は電界が印加されると屈折率が変化する。光電界センサは、この現象を利用して電波の強度と周波数が測定できる。光ファイバを用いることでアンテナ部以外が非金属であり、周囲電磁界への擾乱を抑えることができるため、高精度測定が可能な電磁界センサとして期待されている^{1)~3)}。

我々は、電磁波問題の対策手法として高精度な電波測定技術の確立を目指して、光電界センサのマイクロ波帯域における高感度化と広帯域化に関する研究を行い、図1(a)に示すような対数周期アンテナアレイ(Log-Periodic Dipole Antenna Array)構造の光電界センサ (以下、LPDA 型光電界センサ) を開発してきた^{2)~5)}。LPDA 型光電界センサはアンテナ共振を利用するため、アンテナ共振を用いない

タイプの光電界センサよりも高感度な特性が得られた。しかし、通常のアンテナと比べると受信感度が低く、EMI 測定に用いるには感度が不足していた。そのため、光導波路を単一導波路の透過式から図1(b)に示すマッハツェンダー型光導波路の反射式に変更した。そして、(i)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する、(ii)アンテナ電極の位相反転を行う、(iii)光導波路とアンテナを別々の基板に作製することで、従来の単一導波路型より約30 dB の感度向上を実現した。そして、この光電界センサを応用した3次元電磁界測定システムにより、電子機器の EMI 測定を試みたので報告する。

2 マッハツェンダー型光導波路の LPDA 型光電界センサ開発

2. 1 単一光導波路 (透過式)

従来の 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である。LN 基板上に光導波路とアンテナを形成している。また、光源の波長は $1.3 \mu\text{m}$ である。この光電界センサでは測定器の分解能帯域幅 (以下、RBW) が 1 kHz の場合、最小受信電界強度は 2 GHz で約 70 dB $\mu\text{V}/\text{m}$ であった。しかし、CISPR22 において 1 GHz 以上の EMI 測定で要求される感度は 50 dB $\mu\text{V}/\text{m}$ (at 3 m) である。さらに、RBW は 1 MHz と規定されているため、ノイズレベルは RBW が 1 kHz の場合に比べて約 30 dB 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、30 cm 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 dB $\mu\text{V}/\text{m}$ (RBW=1 MHz) となり、30dB 以上の感度向上が必要となる。

2. 2 マツハツェンダー型光導波路（反射式）

マツハツェンダー型光導波路は、単一光導波路に対して10倍以上変調効率が低い。今までは、光導波路の作製が容易なことから、単一光導波路を用いて光電界センサの開発を行ってきたが、EMI 測定を可能にする感度を得るのは難しい。また、単一光導波路型では、センサとしての操作性が悪い。そこで、感度の向上と操作性を考慮し、図1(b)のような反射式に変更した。さらに、2.3 項で述べるように、(i)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、(ii)アンテナ電極の位相反転を施した。また、低コスト化のために、(iii)光導波路とアンテナを別々の基板上に作製するといった改良を行った。

光学的な安定性を確保するため、光源の波長 λ_0 を $1.55 \mu\text{m}$ とした。そして、レーザ光源($1.55 \mu\text{m}$)、光サーキュレータ、O/E 変換器(0.7 V/W)およびプリアンプ(32 dB)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 電磁界シミュレーション解析

光と電磁波の位相関係を明確にし、光電界センサの設計を確実にするため、電磁界シミュレーションでアンテナ構造の詳細な検討を行った。検討に用いた解析モデルを図3に示す。アンテナ電極は LN 基板上に作製し、アンテナは高周波回路基板 AD-1000 (比誘電率 $\epsilon_r=10.5$) 上に作製して、高周波回路基板の上のアンテナと LN 基板 (幅 2 mm , 厚さ 1 mm) 上の電極はワイヤボンディングで接続することとした。ただし、シミュレーションでは LN 基板およびワイヤボンディングは考慮していない。

アンテナ電極は十分短い場合、静電容量 C_k のコンデンサとして表すことができる⁶⁾。電磁界シミュレーションにより、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、電極間隔 d が $15 \mu\text{m}$ では約 0.6 pF/mm であった。アンテナ素子数 N は、30 本とした。光導波路の屈折率 n_e は 2.15 である。光導波路に入射した光がアンテナ $Ant k$ の位置から反射点 X に到達するまでの時間を T_k とすると、その往復時間 τ は、

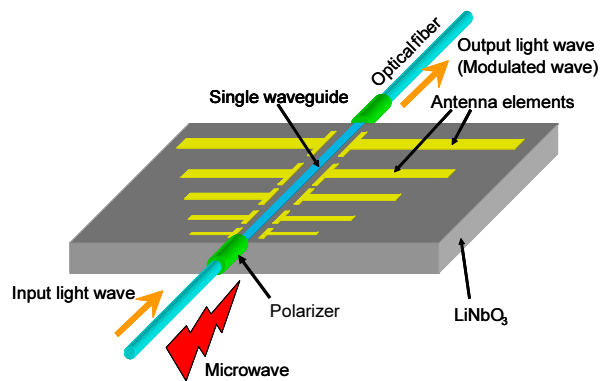
$$\tau = 2T_k \quad (1)$$

である。そして、光とマイクロ波の位相が強め合う位相整合条件は、アンテナ $Ant k$ が周波数 f_{mk} で共振するとき、角周波数を $\omega_{mk} (= 2\pi f_{mk})$ とすると、

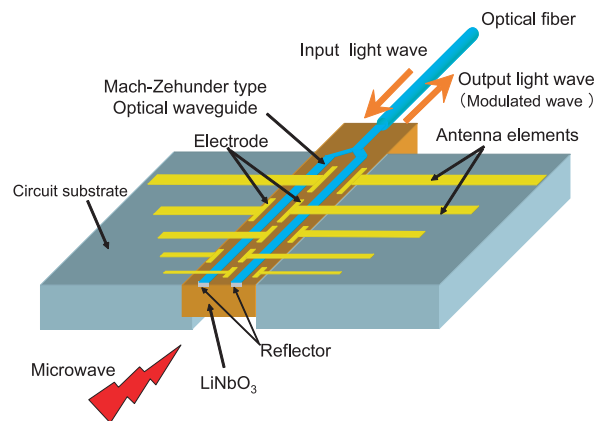
$$\omega_{mk} \cdot \tau = 2\pi \quad (2)$$

である。よって、 X から $Ant k$ までの距離を D_k とすると、 D_k と f_{mk} との関係が、

$$D_k = v \frac{\tau}{2} = v \frac{\pi}{\omega_{mk}} = \frac{v}{2f_{mk}} \quad (3)$$



(a) 単一光導波路（透過式）



(b) マツハツェンダー型光導波路（反射式）

図1 LPDA 型光電界センサ

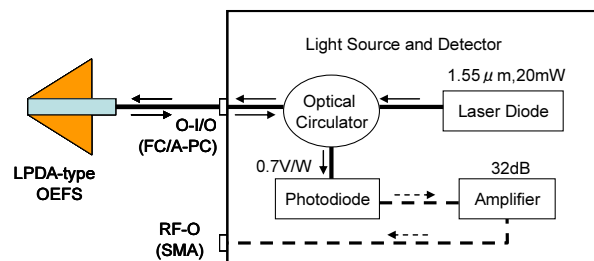


図2 光源／検出部ユニット

$$v = c / n.$$

c : 真空中の光の速度

n_e : 光導波路の屈折率 2.15

となるように共振アンテナを配置することで、位相整合条件を満たすことができる。また、式(4)に示すような関係に D_n , アンテナ長 A_n , アンテナ幅 W_n , 電極長 L_n を設計することで、広帯域にわたり位相整合条件を満たす対数周期構造のアレー・アンテナが実現できる。

$$\frac{D_{n+1}}{D_n} = \frac{A_{n+1}}{A_n} = \frac{W_{n+1}}{W_n} = \frac{L_{n+1}}{L_n} = \frac{C_{n+1}}{C_n} = \alpha \quad (4)$$

$$n = 1, 2, \dots, N-1$$

アンテナ $Ant\ n$ で受信した電極電圧により光が受ける位相変化量は、マイクロ波の角周波数を ω_m とすると式(5)で表される⁷⁾。

$$\Delta \delta_n = 2 \frac{r_{33} n_e^3 \pi}{d \lambda_0} L_n V_{mn} \sin\{\omega_m(t - T_n) - \phi_{mn}\} \quad (5)$$

ここで、光導波路に入射した光がアンテナ $Ant\ n$ の位置から反射点 X に到達するまでの時間を T_n , V_{mn} と ϕ_{mn} は電極電圧の振幅と位相、 d は電極間隔、 λ_0 は光源の波長、 r_{33} は LN の電気光学定数である。

光が光導波路を通る間にマイクロ波から受ける位相変化量は、各アンテナから受ける位相変化量の総和になる。光導波路に入射してから反射点 X に到達するまでの位相変化量が δ_F , X から光導波路を出るまでの位相変化量が δ_R とすると、

$$\delta_F = 2 \frac{r_{33} n_e^3 \pi}{d \lambda_0} \sum_{n=1}^N [L_n V_{mn} \sin\{\omega_m(t - T_n) - \phi_{mn}\}] \quad (6)$$

$$\delta_R = 2 \frac{r_{33} n_e^3 \pi}{d \lambda_0} \sum_{n=1}^N [L_n V_{mn} \sin\{\omega_m(t + T_n) - \phi_{mn}\}] \quad (7)$$

となり、位相変化量の総和 δ_T は往復で、

$$\delta_T = \delta_F + \delta_R \quad (8)$$

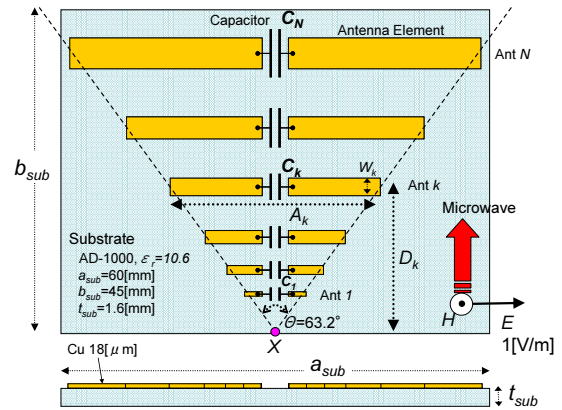
となる。

光電界センサの感度は、 δ_T に比例するため、電磁界シミュレーションにより各アンテナの電極電圧の振幅 V_{mn} および位相 ϕ_{mn} を正確に求めることで感度特性が計算できる。

共振アンテナに隣接するアンテナは、逆位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⁸⁾。そのため、図1(b)に示すようにマッハツェンダー光導波路の2本の導波路をアンテナ電極で交互に挟むように位相反転を行った。計算では、偶数番目のアンテナの電圧振幅を式(6), (7)に代入するとき、マイナス符号を付ける必要がある。

2. 4 感度特性および指向特性

試作した LPDA 型光電界センサは、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)を用いて特性評価を行った。図4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。測定値とシミュレーションが1 GHz~6 GHzにおいて良好に一致しており、設計手法の妥当性が確認できた。図5にセンサ本体に光コネクタ搭載した最新の LPDA 型光電界センサ(2008)を示す。この測定システムの最小受信電界強度特性を測定し、マイクロ波の EMI 測定に用いられているダブル・リジッド・ガイド・アンテナ(以下、DRGA)、半波長共振ダイポール・アンテナと比較したものを図6に示す。ただし、各アンテナは同軸ケーブル 20 m (SUCOFLEX 106; 15 m + SUCOFLEX 104; 5 m) を接続した状態で評価したものである。この条件で LPDA 型光電界センサの受信感度特性は半波長ダイポール・アンテナに近いことがわかる。そして、単一光導波路型の光電界センサに対しては、約 30 dB の感度向上が図られた。これは、30 cm 以下の近距離において、CISPR22 の規格値(ピーク検波)に対する評価測定が可能なレベルである。また、この光電界センサ・システムのアンテナ・ファクタ AF は、 AF が既知の DRGA 3115 と受信感度比較から求めて図7に示す。 AF を用いると、測定器の読み値 V から



$$N = 30$$

$$\alpha = 1.085$$

$$A_1 = 4.62[\text{mm}], A_{30} = 49.18[\text{mm}]$$

$$D_1 = 3.76[\text{mm}], D_{30} = 40.00[\text{mm}]$$

$$W_1 = 0.09[\text{mm}], W_{30} = 1.00[\text{mm}]$$

$$L_1 = 0.25[\text{mm}], L_{30} = 2.67[\text{mm}]$$

$$C_0 = 0.6[\text{pF/mm}], C_k = C_0 \cdot L_k$$

図3 解析モデル

次式で電界強度 E が求められる。

$$E[\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}] = V[\text{dB}\mu\text{V}] + AF[\text{dB}/\text{m}] \quad (9)$$

電波測定においては、感度特性の他に指向性が重要である。周波数 2 GHz, 4 GHz, 6 GHz における指向特性を図 8 に示す。E 面, H 面で指向性があることが確認できる。全周波数においてほぼ 0° 方向に最大感度をもつことを確認した。

以上の結果から、EMI 対策に用いる電磁界センサとして必要な特性を達成することができた。現状のマイクロ波帯の EMI 測定は、RBW の設定値が 1 MHz と大きく、同

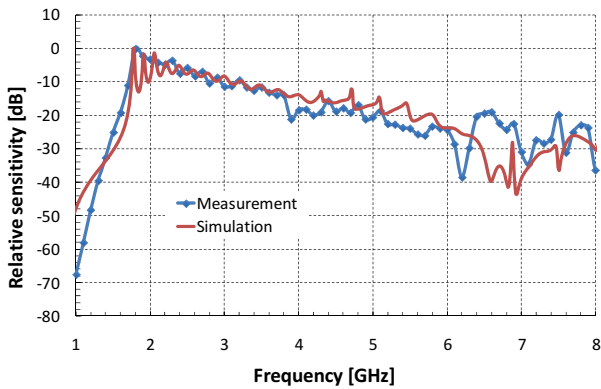


図 4 シミュレーションと実測値



図 5 LPDA 型光電界センサ(2008)

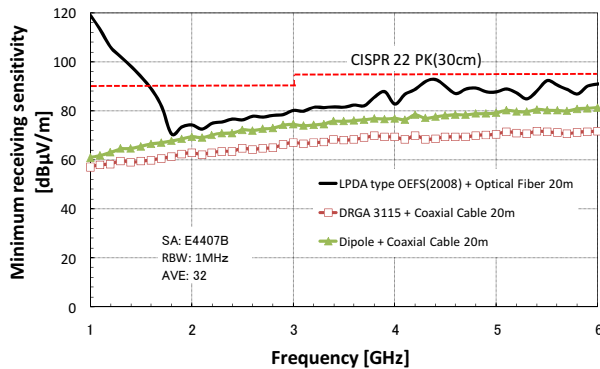


図 6 最小受信電界強度特性の比較

軸ケーブルの損失が大きいため、規格値に対して十分低いノイズレベルの確保が困難となり、電波暗室内に測定器を持ち込んで測定している。光電界センサは光ファイバで信号を伝送するため、10 m 法の電波暗室においても、別室に測定器を配置した測定が可能である。

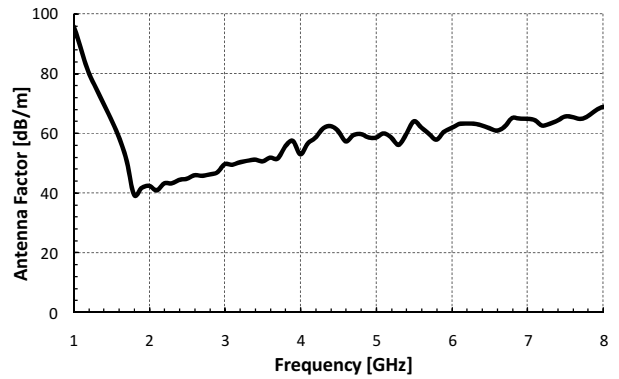
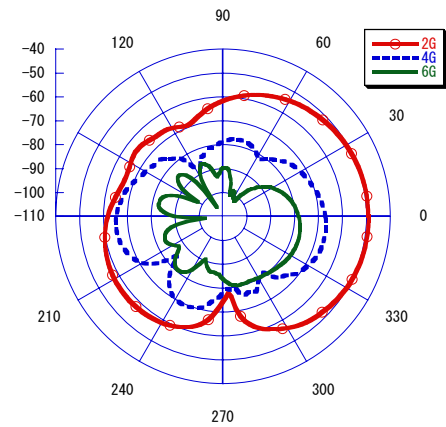
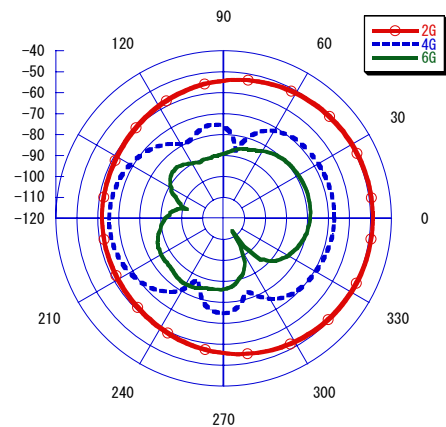


図 7 アンテナ・ファクタ



(a) E 面



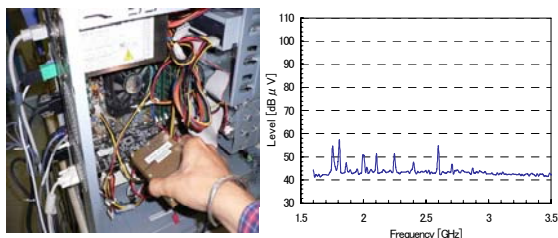
(b) H 面

図 8 指向特性

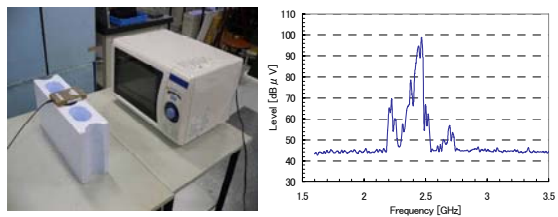
3 マイクロ波帯域の EMI 測定

3. 1 電子機器の電波強度測定

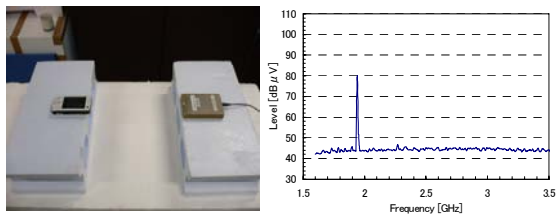
PC(CPU 2.6 GHz), 電子レンジ(2.45 GHz), 3G 携帯電話(2 GHz), 無線 LAN(2.4 GHz, 5 GHz)の電波測定を行った。測定はマイクロ波スペクトラムアナライザ(Agilent ESA E4407B)により行った。クロック信号やデジタル通信ではスペクトラム拡散されているので、掃引型のスペクトラムアナライザは RBW を 1 MHz 以上に設定しなければ、電波を受信することが困難である。そのため、測定器のノイズレベルが上昇するので、光電界センサの受信感度



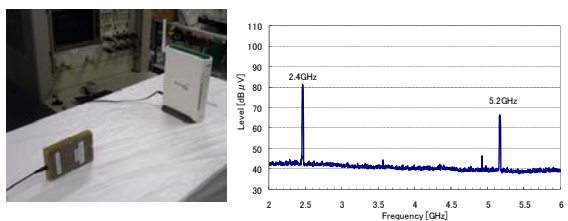
(a) PC の EMI 対策測定



(b) 電子レンジの漏れ電波測定



(c) 3G 携帯電話の電波測定



(d) 無線 LAN の電波測定

図9 マイクロ波帯域の EMI 測定
(RBW=1 MHz)

向上は不可欠であった。RBW を 1 MHz に設定し、Max Hold により測定した結果を図 9 に示す。PC の微弱な電波から無線機の強い電波まで測定でき、機器特有の周波数分布が観測できている。

3. 2 3次元電界分布測定

従来の EMI 対策では微小な電界・磁界プローブを用いた近傍測定によりノイズ解析を行っているが、最大放射源が実際に EMI に大きく寄与しているか不明な場合が多い。そこで、3次元的に小型電磁界センサを移動させて放射源の近傍 (5 cm 程度) から遠方 (1 m 程度) までの電界分布を測定することは、電波の発生源と伝播特性がわかり、EMI 解析に有効な手段と考えられる。

そこで、図 10 に示す 3次元エミッション測定装置 (EPS-01A) に LPDA 型光電界センサを搭載し、筐体カバーをはずした状態のデスクトップ PC の電界分布測定を行った。LPDA 型光電界センサは 1 軸のみの電界センサ

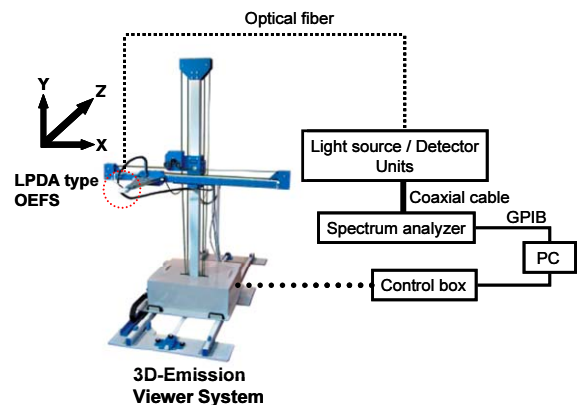


図10 3次元エミッション測定システム

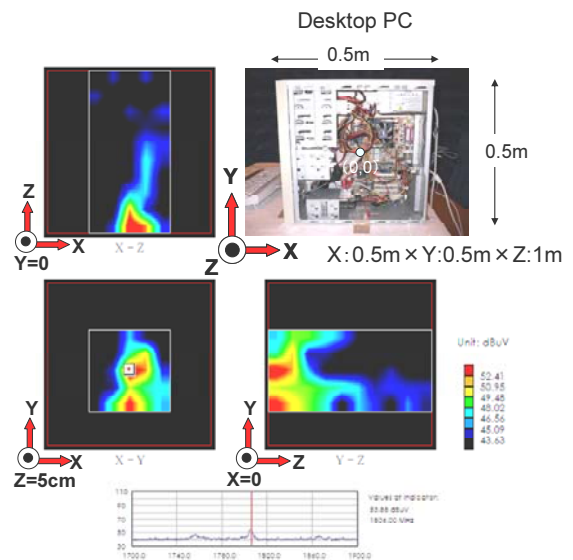


図11 PC の電界分布測定(1.8 GHz)

であるが、この測定システムにおいては、水平偏波と垂直偏波を自動で切り替えられるため、2軸の測定が可能である。前面5 cmからX:0.5 m×Y:0.5 m×Z:1 mの空間で行った結果を図11に示す。測定ステップは10 cmであり、ステップ間を補間して電磁界分布を可視化している。この測定結果から、放射源が2箇所あり、上側の放射は上方へ伝播していることがわかる。また、距離が離れるにつれ、位相関係により電波強度が変化するので、距離を変化させ測定することは、EMIに大きく寄与する放射源を探索するのに重要である。そして、近傍での測定結果は放射源の位置特定に、遠方での測定結果は、規格試験の予備測定として活用できる。

4 おわりに

マイクロ波帯域の電磁環境測定用センサとして、マッハツェンダー光導波路型(反射式)のLPDA型光電界センサを開発し、測定システムを構築した。従来困難であった高感度と広帯域特性を両立したことで、マイクロ波帯域のEMI対策測定が可能となった。

無線方式がアナログからデジタルへの大きな変革期を迎えたことで、電波測定技術も変革が求められている。光電界センサが、従来のアンテナに代わりうる性能に到達したことで、今後、活用の機会が広がると期待できる。

謝 辞

本研究の一部は、財団法人日本自転車振興会の機械工業振興補助事業の支援を受けて行われた。

文 献

- 1) 大沢隆二;“光電界センサの構造と適用領域”,電磁環

境工学情報, 20(10), 63-78(2008).

- 2) 日高直美;“LPDA型光電界センサと電磁環境測定”,電磁環境工学情報, 19(4), 60-70(2006).
- 3) 菅間秀晃, 日高直美, 臼井亮, 小林賢, 田邊義博, 石田武志, 中村孝, 橋本修;“LPDA型光電界センサによる3次元電界強度分布測定”,神奈川県産業技術総合研究所研究報告, 11, 5(2005).
- 4) N. Hidaka, K. Kobayashi, H. Sugama, R. Usui, Y. Tanabe, O. Hashimoto; “Log-Periodic Dipole Antenna Array-type Optical Electric Field Sensor”, *IEICE Trans. Electron.*, E88-C(1), 98-104(2005).
- 5) 日高直美, 菅間秀晃, 土屋明久, 石田武志, 大林亮佑, 橋本修;“LPDA型光電界センサ(反射型)の特性”,信学技報, A-P2007-163, 1-5(2008).
- 6) K. Tajima, R. Kobayashi, N. Kuwabara, and m.Tokuda; “Development of Optical Isotropic E-Field Sensor Operating More than 10 GHz Using Mach-Zehnder Interferometers”, *IEICE Trans. Electron.*, E85-C(4), 961-968(2002).
- 7) 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, 12, 1(2006).
- 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, 47-52(2006).

Development of Microwave Measurement System using Optical Electric Field Sensor

Hideaki SUGAMA, Akihisa TSUCHIYA, Naomi HIDAKA, Takeshi ISHIDA, and Osamu HASHIMOTO

We improved the reception sensitivity of Log-Periodic Dipole Antenna Array (LPDA) -type optical electric field sensor with reflective Mach-Zehnder interferometer. The antenna structure of the sensor was improved by electromagnetic field simulation. By phase matching of light and modulated microwave, sensitivity of the sensor increased by 30 dB in comparison with the conventional one on frequency from 1.8 GHz to 6 GHz. Using this sensor, we constructed the electromagnetic field measurement system for EMI measurements.