

第 522 回 伝送工学研究会

# 変調散乱素子を用いた近傍電磁界測定

井上 真豪 陳 強 澤谷 邦男

東北大学大学院工学研究科

平成 21 年 10 月 26 日



## 変調散乱素子を用いた近傍電磁界測定

井上 真豪<sup>†</sup> 陳 強<sup>†</sup> 澤谷 邦男<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 東北大学大学院工学研究科電気・通信工学専攻 〒980 8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6 6 05  
E-mail: {inogo, chenq, sawaya}@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 近年、電子機器等の内部回路の高密度化と高周波化が進み、電子回路基板から放射される不要電磁波が深刻な問題となっている。この問題の対策として、不要電磁波の発生源を特定する必要がある。回路の高密度の観点から、近傍電磁界を測定する必要がある。近傍電磁界の測定法として、変調散乱技術 (Modulated Scattering Technique; MST) を用いた変調散乱素子 (Modulated Scattering Element; MSE) による測定法が提案されている。本報告では、MSE を用いた測定法を、従来のアンテナプローブによる直接測定法と比較検討し、その有用性を述べ、さらに任意形状の誘電体を含むアンテナや線路上の電流分布を推定する手法に適用させる。

### Measurement of Near-field by using Modulated Scattering Element

Shingo INOUE<sup>†</sup>, Qiang CHEN<sup>†</sup>, and Kunio SAWAYA<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Department of Electrical and Communication Engineering,  
Graduate School of Engineering, Tohoku University  
6-6-05 Aramaki-Aza-Aoba, Aoba-ku, Sendai 980 8579 Japan  
E-mail: {inogo, chenq, sawaya}@ecei.tohoku.ac.jp

#### 1. ま え が き

近年、高度な情報化社会の発展に伴い、より高機能かつ小形の無線機器、電子機器が求められている。これらの条件や仕様に応じて、動作周波数の高周波化、回路の高密度化が進んでいるため、電子機器の内部回路から発生する、瞬時的かつ不規則な不要電磁波の漏洩が、電子機器の内部の近接素子や回路だけでなく、周囲の電子機器にも影響を与える。この問題は近年特に深刻である。また、機器の小形化は内部回路の小形化も促し、それによって素子が小さな電力で動作するため、外部からの雑音に影響を受けやすくなる。例えば、携帯電話などは端末内部の自家中毒が原因で画像処理に影響を与え、デジタル画像が乱れるなどの問題が生じている。

この問題を解決するためには、不要電磁波放射の抑制を目的とする放射源の特定が必要である。また、そのためには近傍電磁界を高精度に測定する必要がある。最も簡単な近傍電磁界測定法として、アンテナプローブを用いた直接測定法が挙げられる [1]-[3]。しかし、この手法では、測定は容易であるが、プローブに接続されているケーブルやプローブ自体が被測定物との間で電磁結合を起こし、近傍電磁界に影響を及ぼし、精度良く測定できない。被測定物の近傍電磁界に対するプローブ、ケーブルの

影響を低減させることのできる高精度な近傍電磁界測定法として、変調散乱素子 (Modulated Scattering Element; MSE) を用いた近傍電磁界測定システムを提案されている [4], [5]。この測定法は、MSE を受信プローブとして用いることにより、プローブにケーブルを接続する必要がなくなる利点を持つ。また、被測定物から放射される信号の周波数よりも高い周波数で MSE を設計することで、MSE の大きさを小さくすることができるため、被測定物の近傍電磁界に与える影響を低減させることが可能となる。さらに、MSE に反射器を付加することにより、ローカル周波数の信号レベルを安定化することができるため、システムの高精度化を実現することができる [6]。本報告では、MSE を用いた測定法を、従来のアンテナプローブによる直接測定法と比較検討し、その有用性を述べる。本報告ではさらに、任意形状の誘電体を含むアンテナや線路上の電流分布を推定する手法に適用させる。

#### 2. MSE を用いた電磁界測定法

##### 2.1 原 理

MSE は、図 1 のようなアンテナにショットキーダイオードを装荷した構造を持つ。本報告では、アンテナとして半波長ダイポールアンテナを用いる。また、MSE を用いた一般的な電界測

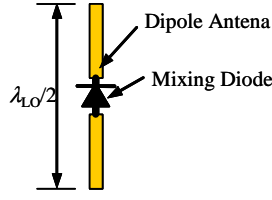


図 1 ダイポール型変調散乱素子.

Fig. 1 Dipole Type Modulated Scattering Element.

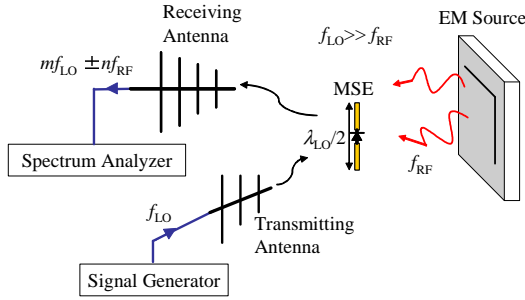


図 2 MSE を用いた電界測定システム.

Fig. 2 Electric Field Measurement System with MSE.

定システムを図 2 に示す. 測定システムは, 任意の周波数を持つ信号 (LO 信号) を供給する信号発生器, 送信アンテナ, 受信アンテナ, MSE, およびスペクトラムアナライザから構成される. MSE に, 被測定物から放射される信号 (RF 信号) と LO 信号が印加され, アンテナに装荷されているダイオードによってミキシングされた信号 (IF 信号) が再放射される. ここで, RF 信号の振幅を  $A_{RF}$ , 周波数を  $f_{RF}$ , LO 信号の振幅を  $A_{LO}$ , 周波数を  $f_{LO}$  とすると, RF 信号は  $A_{RF} \cos(2\pi f_{RF}t)$ , LO 信号は  $A_{LO} \cos(2\pi f_{LO}t)$  と表すことができる. この場合, IF 信号は以下の式で表される.

$$\begin{aligned} & A_{RF} \cos(2\pi f_{RF}t) \times A_{LO} \cos(2\pi f_{LO}t) \\ &= \frac{A_{LO}A_{RF}}{2} [\cos\{2\pi(f_{RF} + f_{LO})t\} \\ &+ \cos\{2\pi(f_{RF} - f_{LO})t\}] \end{aligned} \quad (1)$$

また, LO 信号, RF 信号の高調波成分を考慮すると, IF 信号の振幅  $A_{IF}$ , 周波数  $f_{IF}$  はそれぞれ,

$$A_{IF} \propto A_{LO}^m A_{RF}^n \quad (2)$$

$$f_{IF} = m f_{LO} \pm n f_{RF} \quad (3)$$

という関係式が求められる. このことから, MSE に印加する LO 信号を一定にすることで, IF 信号の変化は RF 信号の変化のみに依存するため, IF 信号を受信し, 検波することで, MSE の位置における被測定物から放射される電磁界を測定することができる. また, 変調散乱ダイポールの長さは, LO 信号の半波長と等しく, LO 信号の周波数を RF 信号の周波数よりも十分に高く設定することで, RF 信号の波長に対して MSE の長さを十分小さくすることができるため, 被測定物から放射される電磁界に与える影響を低減することができる.

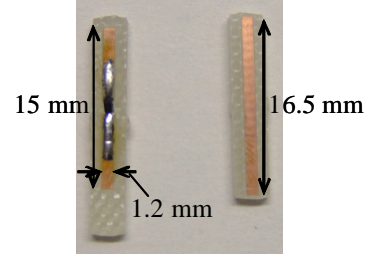


図 3 作製した MSE(左) と反射器 (右).

Fig. 3 Produced MSE(Left) & Reflector(Right).

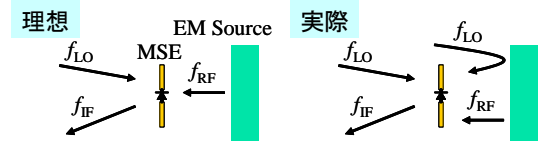


図 4 LO 信号の影響.

Fig. 4 Effect of LO signal.

## 2.2 電界強度測定システム

図 3(左) は, 本報告で使用する, 実際に作製した MSE である. ダイポールはガラエポ基板 ( $\epsilon_r = 4.4$ ) 上に加工し, また, ダイポールの長さを, 10 GHz のローカル周波数の半波長に相当する 15 mm とし, さらにダイポールの中心にショットキーダイオード (RENESUS HSC276) を装荷する. ダイポールの幅は 1.2 mm とする.

このシステムで高精度な近傍電界測定を実現するには, (1), (2) 式から, MSE に印加する LO 信号が一定であることが条件である. そのため, LO 信号の直接波のみが MSE に印加されることが理想であることから, 測定時, MSE と測定器を固定し, 被測定物を上下左右に動かすことで電界分布を得る. しかし, 実際には図 4 のように, LO 信号の被測定物からの反射波が MSE に印加され, さらに, 被測定物が上下左右に移動することにより, MSE に印加される各測定点毎の LO 信号の反射波が変化し, MSE に一定の LO 信号を供給することが不可能となる. 高精度な近傍電界測定を行うには, この問題を改善することが重要である. その対策として, MSE に反射器を付加し, MSE に LO 信号の反射波を印加させにくくすることで, 反射波による影響を低減する. 実際に作製した反射器を図 3(右) に示す. MSE と反射器は厚さ 1.6 mm の基板上で作製され, 本報告で用いる反射器付き MSE はそれらの裏面同士を付着することによって構成する.

製作した MSE を使用する電界強度測定システムを図 5 に示す. 測定システムに使用した機器は, 信号発生器 #2 (Anritsu MG3691B), 送信アンテナ, 受信アンテナ, MSE, およびスペクトラムアナライザ (Agilent E4440A) である. 送受信アンテナには, 標準ホーンアンテナを用いる. 信号発生器 #2 により MSE に LO 信号を印加し, スペクトラムアナライザにより IF 信号を検波する. しかし, IF 信号の受信電力は非常に小さいため, 信号増幅器 (Agilent 8449B) を受信アンテナとスペクトラムアナライザの間に接続する.

また, 本報告における近傍電界測定システムの精度評価を行う

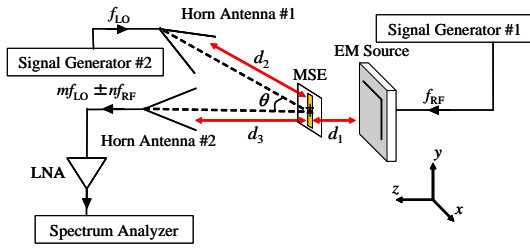


図 5 作製した MSE を用いた電界強度測定システム.

Fig. 5 Electric Field Intensity Measurement System with Produced MSE.

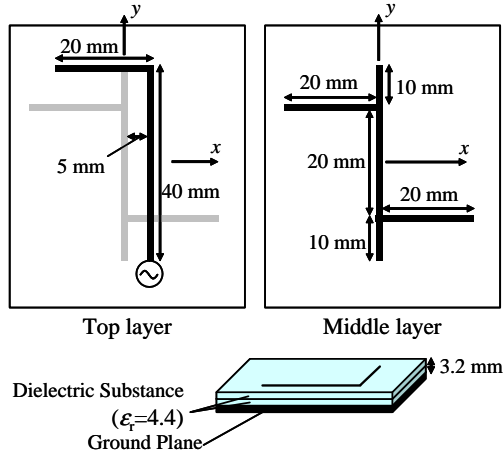


図 6 2 層マイクロストリップ線路.

Fig. 6 2-Layer Microstrip Line.

被測定物として、図 6 に示す 2 層マイクロストリップ線路を用いる。2 層マイクロストリップ線路の比誘電率、誘電体層の厚さはそれぞれ 1 層目、2 層目共に 4.4、1.6 mm とする。また、2 層目の基板には金属板を接続する。給電点は 1 層目の  $y$  方向の線路の末端とし、金属板の下から信号発生器 #1 (ROHDE & SCHWARZ SMIQ06B) を用いて給電する。測定は、2 層目の  $y$  方向の線路の midpoint を原点とし、 $x$  方向 7 cm、 $y$  方向 8 cm の範囲で行い、測定点は 5 mm 間隔に設置し、 $x$  方向 15 点、 $y$  方向 17 点の計 255 点で行う。この 2 層マイクロストリップ線路の MSE を用いた近傍電界強度測定結果と微小ダイポールアンテナを用いた測定結果、FDTD 法 (Finite-Difference Time-Momian method) による計算結果を比較する。

### 2.3 MSE を用いた電流分布推定

MSE を用いた近傍電磁界測定法を、プリント基板 (Printed Circuit Board; PCB) 上の電流分布を推定する手法に適用する。この手法は、図 7 のように PCB 上の導体を格子状に等間隔で配置された仮想波源と仮定し、FDTD 法を用いて仮想波源と受信プローブの相互インピーダンスを求めることにより、近傍電磁界の測定値から PCB 上の電流分布を推定するものである [7]。  $j$  番目の仮想波源上の電流  $I_j$  と測定点  $i$  における受信プローブの開放電圧  $V_i$ 、測定点  $i$  における受信プローブと  $j$  番目にある仮想波源間の相互インピーダンス  $Z_{ij}$  の関係は下式のように表される。

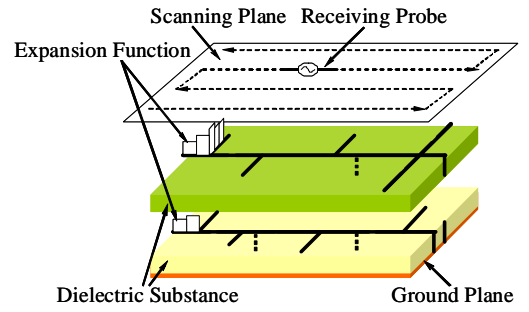


図 7 伝送線路上の電流分布と近傍界測定範囲.

Fig. 7 Expansion of current on microstrip transmission line and scan area of near-field measurement.

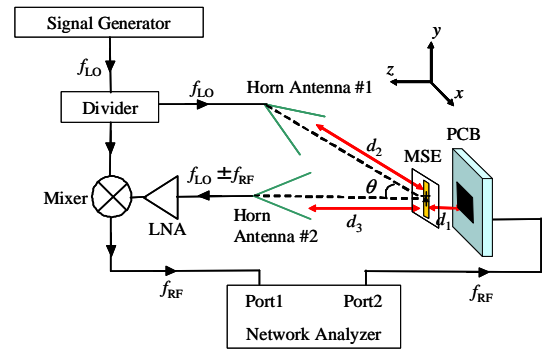


図 8 MSE を用いた近傍電界測定システム.

Fig. 8 Electric Field Measurement System with MSE.

$$V_i = \sum_{j=1}^N Z_{ij} I_j \quad (i = 1, 2, \dots, M) \quad (4)$$

ここで  $M$  は近傍電磁界測定点の総数で、 $N$  は仮想波源の総数である。(4) 式は下のような行列方程式で表すことができる。

$$[Z][I] = [V] \quad (5)$$

ここで、 $[Z]$  は  $M \times N$  のインピーダンス行列、 $[I]$  は成分  $N$  の電流ベクトル、 $[V]$  は成分  $M$  の電圧ベクトルである。(5) 式の行列方程式は次のように解くことができる。

$$[I] = ([Z]^H [Z])^{-1} [Z]^H [V] \quad (6)$$

ただし、 $[Z]^H$  は  $[Z]$  のエルミート共役行列である。

PCB 上の電流分布を実験的に推定するためには、複素ベクトル  $[V]$  を求める必要がある。しかしながら、図 5 の測定システムで得られるのは  $[V]$  の振幅のみで、位相を得ることができない。本報告では、 $[V]$  の振幅のみでなく、位相も得ることが可能な測定システムを提案する。図 8 に示す新たな測定システムでは、RF 信号をネットワークアナライザ (Agilent 3753E) を用いて PCB に給電する。また、LO 信号は信号発生器から分配器、ホーンアンテナ #1 を通して、MSE に印加する。そして、MSE でミキシングされた周波数成分  $f_{LO} \pm f_{RF}$  の信号をホーンアンテナ #2 で受信し、混合器で LO 信号とミキシングし、 $f_{RF}$  成分の信号に変調することでネットワークアナライザで RF 信号を検波することが可能となる。

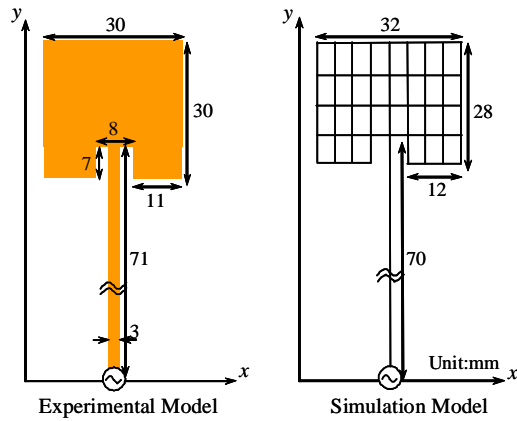


図 9 電流分布被推定パッチアンテナ.

Fig. 9 Patch Antenna for Estimating Current Distribution.

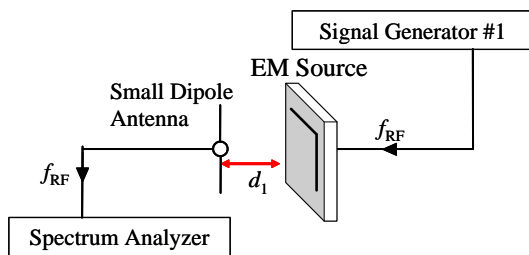


図 10 微小ダイポールアンテナを用いた電界強度測定システム.

Fig. 10 Electromagnetic Field Intensity Measurement System with Small Dipole Antenna.

電流分布推定を行う被測定 PCB として、図 9(左) に示すパッチアンテナを使用する。また、このモデルの解析モデルを図 9(右) に示す。解析モデルは  $x$  方向 4 mm、 $y$  方向 7 mm のセグメントで構成されており、モデルを形成するセグメントの総数は 84 本となっている。測定点は  $x$  方向に 4 mm 間隔に 11 点、7 mm 間隔に 15 点、計 435 点設置する。各測定点で測定される電界 [V] と、FDTD 法で求められる解析モデルの各セグメントと各測定点における MSE との相互インピーダンス [Z] から、PCB 上の電流分布を実験的に推定する。

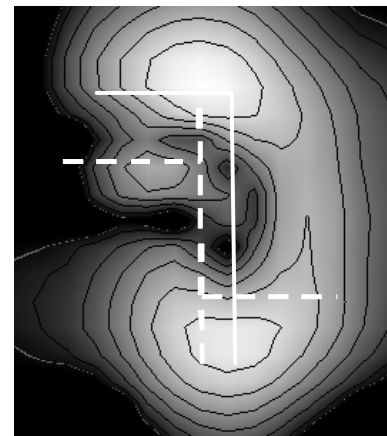
### 3. MSE を用いた近傍電界強度測定結果

作製した反射器付き MSE を用いた電界強度測定システム (図 5) により、RF 信号 ( $f_{RF} = 1.1$  GHz) を給電した被測定 2 層マイクロストリップ線路の近傍電界測定を行った。また、図 10 のような微小ダイポールアンテナを用いた測定システムにより、同様の測定を行った。実験諸元を表 1 に示す。MSE と被測定物の間の距離  $d_1$  が 1 cm の場合の IF 信号 ( $f_{IF} = f_{RF} - f_{LO}$ ) の電界強度測定結果を、微小ダイポールアンテナを用いた測定結果と共に、図 11 に示す。さらに、それぞれの  $y$  軸上の電界強度測定結果と FDTD 法により解析した数値結果、また、反射器を有さない MSE を用いた測定システムによる測定結果を図 12 に示す。これらの図より、反射器付き MSE を用いた近傍電磁界測定システムによる近傍電界測定結果は、反射器を有さない MSE を用いた測定システム、微小ダイポールを用いた測定システムのものよりも、FDTD 法で求めた解析結果に近くなった。この

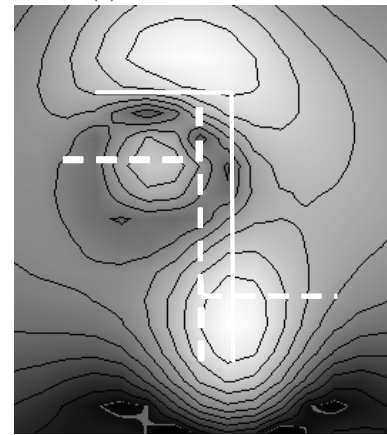
表 1 電界強度測定における実験諸元.

Table 1 Parameter of Experiment For Electric Intensity Measurement.

Distance between Receiving Probe and EM source $d_1$	1 cm
Distance between MSE and Horn Antenna#1 $d_2$	30 cm
Distance between MSE and Horn Antenna#2 $d_3$	25 cm
Angle of $\theta$	45 °
Frequency of RF signal $f_{RF}$	1.1 GHz
Frequency of LO signal $f_{LO}$	9.6 GHz
Frequency of IF signal $f_{IF}$	$f_{LO} - f_{RF}$



(a)MSE with Reflector



(b)Small Dipole Antenna

-30 0 [dB]

図 11 近傍電界強度分布測定結果 ( $d_1=1$  cm)

Fig. 11 Result of Near-Field Electric Intensity Distribution Measurement( $d_1=1$  cm).

結果より、反射器付き MSE を用いた測定システムは、従来のアンテナプローブを用いた測定システムよりも近傍電界測定精度が高いと言える。

### 4. MSE を用いた電流分布推定結果

図 8 に示す測定システムにより、図 9 の PCB の近傍電界を測定し、PCB 上の電流分布を推定した結果を図 13 に示す。実

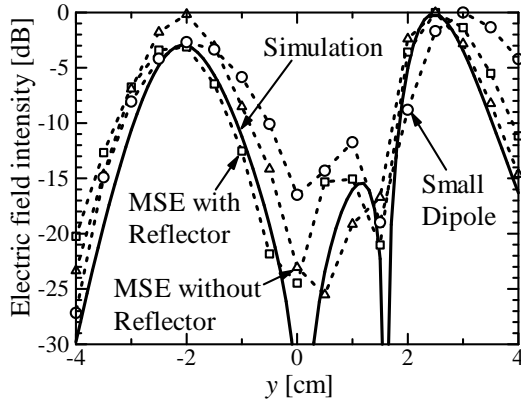


図 12  $y$  軸上の電界強度 ( $d_1=1$  cm).

Fig. 12 Electric Field Intensity on  $y$ -axis( $d_1=1$  cm).

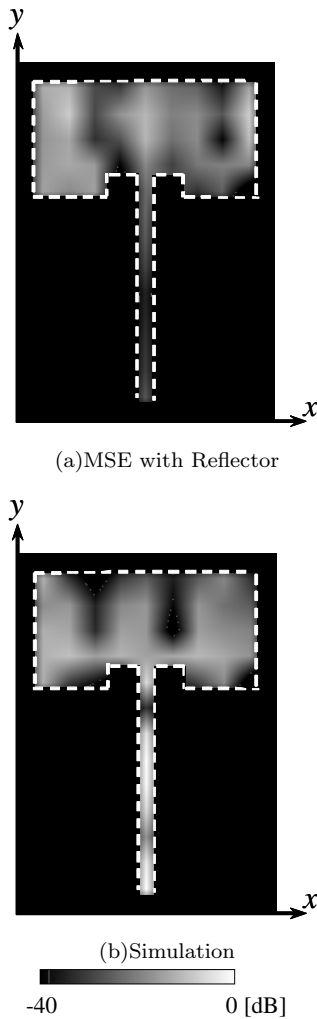


図 13 電流分布推定結果

Fig. 13 Result of Current Distribution Estimating.

験時の諸元を表 2 に示す。これらの結果より、面上導体部分の電流は推定できたが、ストリップ線路部分の推定結果は FDTD 法による数値結果と大きく違ってしまった。これは、PCB の近傍電界測定時に線上導体部分を精度よく測定できなかったことが原因だと思われる。

表 2 電流分布推定における実験諸元.

Table 2 Parameter of Experiment For Current Distribution Estimating.

Distance between MSE and EM source $d_1$	1.1 cm
Distance between MSE and Horn Antenna#1 $d_2$	26 cm
Distance between MSE and Horn Antenna#2 $d_3$	17 cm
Angle of $\theta$	45 °
Frequency of RF signal $f_{RF}$	2.45 GHz
Frequency of LO signal $f_{LO}$	9.6 GHz

## 5. む す び

従来のアンテナプローブよりも、小形化が可能で、ケーブルを接続する必要がない MSE を受信プローブとした近傍電界強度システムを構築し、2 層マイクロストリップ線路の近傍電界強度分布を測定した。反射器付き MSE を用いた近傍電界測定結果は、微小ダイポールアンテナを用いたシステムによる測定結果よりも、FDTD 法による数値結果に近くなったことから、MSE を用いた近傍電界強度測定システムは、従来のアンテナプローブによる直接測定システムよりも高精度の測定が可能になることを示した。

また、MSE を用いた電界強度測定システムを任意 PCB 上の電流分布推定に適応させるために、位相測定が可能な新たな測定システムを構築し、パッチアンテナの近傍電界を測定した。その結果と、FDTD 法により各測定点における MSE とセグメントで分割したパッチアンテナの解析モデルの各セグメントとの相互インピーダンスを求め、それらからパッチアンテナ上の電流分布を推定し、FDTD 法により求めた電流分布の数値結果と比較した。その結果、パッチアンテナの面上導体部分の電流分布は解析結果と概ね一致したが、線上導体部分は異なった。

## 文 献

- [1] Ronold W.P.King, "The Cylindrical Dipole as a Sensor or Probe," IEEE Trans. on EMC, Vol.EMC-26, No.3, August 1982.
- [2] Motohisa Kanda, "An Electromagnetic Near-field Sensor for Simultaneous Electric and Magnetic-Field Measurements," IEEE Trans. on EMC, Vol. EMC-26, No.3, August 1984.
- [3] Yingjie Gao, IngoWolff, "A New Miniature Magnetic Field Probe for Measuring Three-Dimensional Fields in Planar High-Frequency Circuits," IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol.44, No.6, June 1996.
- [4] Qiang Chen, Kunio Sawaya, Tomohiro Habu, Ryuichi Hasumi "Simultaneous Electromagnetic Measurement Using a Parallel Modulated Probe Array," IEEE TRANSACTION ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, pp. 263-269, 2007
- [5] Q.Chen, T.Watanabe, and K.Sawaya, "Simultaneous measurement of radiation pattern by modulated scattering element array," in Proc. 2005 IEEE Int. Symp. Microw., Antenna, Propag. EMC Technol. Wireless Commun. Proc. (MAPE 2005), Aug., pp.366-369.
- [6] 井上 真豪, 陳 強, 澤谷 邦男, "反射器付き変調散乱素子を用いた

近傍電磁界測定,” 第 516 回 伝送工学研究会.

- [7] Q.Chen, S.Kato, and K.Sawaya, “Estimation of Current Distribution on Multilayer Printed Circuit Board by Near-Field Measurement,” IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, VOL. 50, NO. 2, MAY 2008.
- [8] J.H.Richmond, “A Modulated Scattering Technique for Measurement of Field Distribution,” *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT-3, (4) 1955(b).
- [9] D.W.Griffin, “A fundamental source of error in the scattering method of measuring antenna surface field distributions,” in *Dig. Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, vol.1, 1988, pp.320-323.
- [10] D.W.Griffin, “Modulated scattering techniques calibration procedure for a 2D array,” in *Dig. Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, vol.3, 1992, pp.1550-1553.
- [11] 黒澤孝裕, 駒木根隆士, “変調散乱素子として誘電体球を用いた放射電界の計測,” *信学技報*, EMCJ2007-100, pp. 25-29.
- [12] J.-C.Bolomey, B.J.Cown, G.Fine, L.Jofre, M.Mostafavi, D.Picard, J.P.Estrada, P.G.Friederich, and F.L.Cain, “Rapid near-field antenna testing via arrays of modulated scattering probes,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.36, no.6, pp.804-814, Jun. 1988.