

仮想波源の固有モード電流を用いた波源分布推定法

持木 和人[†] 今野 佳祐[†] 陳 強[†]

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

E-mail: [†] kazuto.mochiki.t5@dc.tohoku.ac.jp

あらまし 近年の電子機器の小型化や動作速度の高速化により、電子機器から発生する不要電磁波の放射が問題となっている。このような不要な電磁波の放射を防ぐために、その発生源となる機器の電流分布を推定することが有効である。一方で、機器の電流分布推定は、波源の形状が未知あるいは複雑であること、およびその悪条件性によって容易でないことが知られている。そこで本研究では、電子機器中の電流分布推定法として、仮想波源の固有モード電流を用いた手法を提案する。提案法は、波源の存在し得る領域に仮想的な波源を配置するので、形状が複雑あるいは未知の波源分布の推定に用いることができる。また、推定に用いる固有モード電流の数を減らすことで、悪条件性を和らげ、推定精度を向上できる。数値シミュレーションを行い、提案法の有効性を明らかにする。

キーワード 不要電磁放射, 仮想波源, 電流分布推定, 逆問題, 固有電流

A Study on Source Reconstruction Method Using Eigenmode Current of Fictitious Source

Kazuto MOCHIKI[†] Keisuke KONNO[†] and Qiang CHEN[†]

[†] Department of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

6-6-05 Aramaki Aza Aoba, Sendai, Miyagi, 980-8579 Japan

E-mail: [†] kazuto.mochiki.t5@dc.tohoku.ac.jp

Abstract In recent years, small and high speed operating electronic devices have been widely used. As a result, undesired electromagnetic wave radiated from the electronic devices results in a serious problem. It is well-known that a source reconstruction technique is helpful in order to find source location of the undesired electromagnetic waves. On the other hand, source reconstruction of the devices is difficult because of complicated or unknown geometry of the source and its ill-conditioned nature. In this report, a source reconstruction method which is based on the eigenmode current of hypothetical sources is proposed. The proposed method is applicable to reconstruction of source whose geometry is unknown or complicated because hypothetical sources are allocated over entire region of the source to be reconstructed. The number of eigenmode currents used for source reconstruction is reduced in order to alleviate ill-conditioned nature of source reconstruction. Performance of the proposed method is demonstrated via numerical simulation.

Keywords Undesired electromagnetic waves, Hypothetical sources, Source Reconstruction, Inverse problem, Eigenmode Current

1. まえがき

近年、電子機器の小型化や動作速度の高速化に伴い、電子機器からの不要電磁波が問題となっている。このような不要電磁波は他の電子機器と干渉し動作の不具合につながるおそれがあり、抑制する必要がある。そこで、不要電磁波の発生源となる電子機器中の電流分布を推定することが重要である。

電子機器中の電流分布の推定法に関しては、電子機器の近傍界の測定結果から、いわゆる逆問題を解いて波源である電子機器中の電流分布を推定する手法が挙

げられる。従来の研究では、これらの問題へのアプローチとして、電子機器の中に多数の仮想波源を設置して、仮想波源を不要電磁波の波源とみなして推定する手法が一般的である。仮想波源の配置法によって波源推定法は局部波源配置法と全面波源配置法の2つの手法に分類することができる。

局部波源配置法は形状が既知である波源の電流分布を推定する手法である。仮想波源は既知の波源の構造に沿って配置されるため、少ない仮想波源数で電流分布の推定を行うことができる。この手法を用いて、近傍

界の測定結果から推定した等価電流源の値を用いて波源の遠方界を得る手法が提案され、ダイポールアンテナやマイクロストリップアレーアンテナのモデルにおいて有効性が示された[1]。また、任意形状の誘電体を含む2層構造プリント基板上の電流分布推定に対する手法が提案され、有効性が示された[2][3]。

その一方で、全面波源配置法は形状が未知あるいは複雑な波源の電流分布を推定する手法であり、波源の存在し得る領域内に亘って仮想波源を均一に配置する手法である。配置する仮想波源数が多いため、推定精度はあまり高くないものの、内部の構造が複雑で、単純なモデル化が困難な電子機器中の電流分布を推定するには有効である。これまでの研究では、心臓近傍の磁界の測定結果から、Sampled Pattern Matching (SPM) 法によって心臓内の電流分布を推定する手法[4]や、位相差のある波源の位置推定をするための改良 SPM 法[5]、改良 SPM 法と逆行行列法を組み合わせたハイブリッド法[6]などが提案された。

以上のような電流分布推定法では、悪条件性による推定精度の劣化や解の不安定性が問題となることが知られている。悪条件性とは、行列方程式が数値的な不安定性を持ち、ノイズや測定誤差等によってその解が著しく影響を受けることを指す。このような悪条件性を克服する手法として、筆者らはこれまでアンテナの固有モード電流を用いた手法を提案してきた[7]。この手法は、構造が既知のアンテナの電流分布がその固有モード電流で展開できることを利用し、電流分布への寄与が小さいと分かっている固有モード電流を予め除いておくことで悪条件性を緩和する手法である。

そこで本報告では、仮想波源の固有モード電流を用いた、波源構造が複雑あるいは未知の電子機器中の電流分布推定法を提案する。提案手法は、測定対象の周囲の近傍界と、仮想波源上の固有モード電流が作る電界との相関をとり、相関の高い固有モード電流を残して、相関の低い固有モード電流は棄却する。その結果、電子機器の電流分布への寄与が大きな固有モード電流の重み係数だけを推定すればよくなるので、電流分布推定の悪条件性が緩和されると考えられる。本報告では、その基礎検討として、動作周波数と構造が既知であるアンテナ上の電流分布を仮想波源の固有モード電流を用いて推定し、本手法の有効性を明らかにする。

2. 波源分布推定手法

本手法では、動作周波数と構造が既知であるアンテナ上の電流分布を、仮想波源の固有ベクトルを用いて展開した仮想波源上の固有モード電流によって展開することを目的としている。本手法の波源推定のモデルを図1に示す。図1において、矢印で示されているもの

は仮想波源であり、微小ダイポールアンテナを用いている。図1中の仮想波源に囲まれているのは電子機器であり、内部構造がブラックボックスとなっている。

次に本手法のアルゴリズムを示す。モデルの周囲に仮想波源を配置し、仮想波源のインピーダンス行列 $Z_{N \times N}$ を計算する。 N セグメントに分割した仮想波源のインピーダンス行列 $Z_{N \times N}$ はモーメント法によって数値計算できる[8][9]。基底関数と試行関数に同じ関数を用いるガラーキン法から得られたインピーダンス行列であれば、その共役転置行列を自身に乗じることでエルミート行列が得られる。得られたインピーダンス行列の共役転置行列 $Z_{N \times N}^\dagger$ と $Z_{N \times N}$ の積の固有値分解を行うと、

$$Z_{N \times N}^\dagger Z_{N \times N} \mathbf{e}_n = \lambda_n \mathbf{e}_n \quad (1)$$

が得られる。ただし、 \mathbf{e}_n は固有ベクトルであり、 λ_n はその固有値を示している ($n = 1 \sim N$)。ここでは添え字が小さい方が小さな固有値であるとする。つまり、

$$\lambda_1 < \lambda_2 < \dots < \lambda_N \quad (2)$$

である。

さて、(1)式の係数行列はエルミート行列であり、エルミート行列の固有ベクトルは互いに直交することが知られている。したがって、(1)式から得られた固有ベクトルは互いに直交しているので、仮想波源上の電流分布を固有ベクトルを用いて仮想波源の電流分布は

$$\mathbf{I} = \sum_{n=1}^N \alpha_n \mathbf{e}_n \quad (3)$$

のように表現できる。ここで α_n は固有ベクトル \mathbf{e}_n の重み係数を示している。固有ベクトル \mathbf{e}_n は構造と周波数によって決まるアンテナ固有のモードと言えるもので、固有モード電流 (Eigenmode current) と呼ばれ、値の小さな固有値に対応する固有電流の電流分布への寄与が相対的に大きいことが知られている[10]。

さて、被測定モデルの電流分布そのものは未知であるが、周囲の近傍電界は測定することができるので既知である。この被測定モデルの電界を \mathbf{E}_m 、先ほど計算した仮想波源上の固有モード電流が観測点 p に作る電界 $\mathbf{E}_p(\mathbf{e}_n)$ ($n = 1 \sim N$) とし、相関係数 γ_n を計算すると以下のようになる。

$$\gamma_n = \frac{\sum_{p=1}^P |(\mathbf{E}_p(\mathbf{e}_n) - \overline{\mathbf{E}_p(\mathbf{e}_n)}) (\mathbf{E}_{m,p} - \overline{\mathbf{E}_m})|}{\sqrt{\sum_{p=1}^P (\mathbf{E}_p(\mathbf{e}_n) - \overline{\mathbf{E}_p(\mathbf{e}_n)})^2} \sqrt{\sum_{p=1}^P (\mathbf{E}_{m,p} - \overline{\mathbf{E}_m})^2}} \quad (4)$$

(4)式において、

$$\overline{\mathbf{E}_p(\mathbf{e}_n)} = \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P \mathbf{E}_p(\mathbf{e}_n)$$

$$\overline{\mathbf{E}_m} = \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P \mathbf{E}_m$$

である。(4)式では \mathbf{E}_m と $\mathbf{E}_p(\mathbf{e}_n)$ の共分散と標準偏差の比を計算しており、 γ_n は $0 \leq \gamma_n \leq 1$ をとる値である。 γ_n が 1

に近いほど強い正の相関関係が認められる。

(4)式から相関の高いモードを $L(1 \leq L \leq N)$ 個選出し、それらの固有モード電流を用いて仮想波源上の電流を表現することができる。また、(4)式から求めた相関係数 γ_n を高い順に並び替え、 L 個選出した時の固有モードが作る電界 \mathbf{E}_L と、AUT の電流による電界 \mathbf{E}_m との相関係数 γ を以下のように定義する。

$$\gamma = \frac{|\sum_{l=1}^L (\mathbf{E}_l - \bar{\mathbf{E}}_l)(\mathbf{E}_m - \bar{\mathbf{E}}_m)|}{\sqrt{\sum_{l=1}^L (\mathbf{E}_l - \bar{\mathbf{E}}_l)^2} \sqrt{\sum_{l=1}^L (\mathbf{E}_m - \bar{\mathbf{E}}_m)^2}} \quad (5)$$

本研究の数値シミュレーションでは、数値シミュレーションでは、モーメント法によって AUT 上の電流分布を解析し、AUT 上の電流による近傍電界 \mathbf{E}_m を求めた。また、AUT 周囲に配置した仮想波源のインピーダンス行列を求め、式(1)を用い固有値分解を行った。得られた各固有モード電流が作る近傍電界 $\mathbf{E}_p(\mathbf{e}_n)$ ($n=1 \sim N$) をもとめ、測定値 \mathbf{E}_m との相関係数 γ_n を式(4)によって計算した。また、相関の高いモードを $L(1 \leq L \leq N)$ 個選出し、 L 個の固有モード電流を用いた時の仮想波源からの電界 \mathbf{E}_L と AUT の電界 \mathbf{E}_m との相関係数 γ を(5)から求めた。

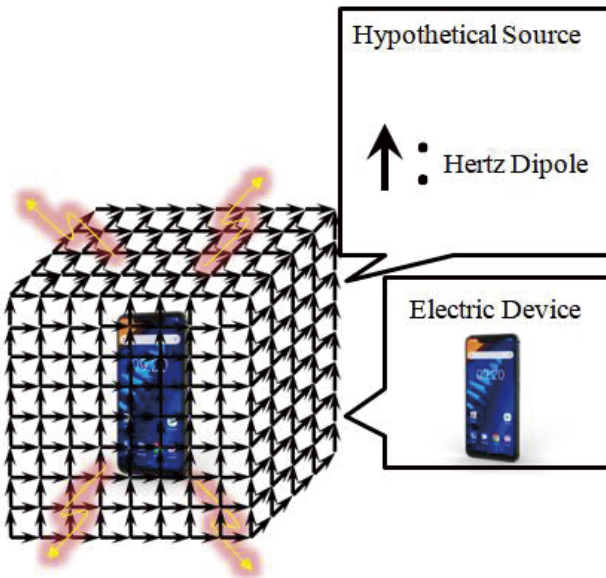


図 1: 波源分布推定のための仮想波源

3. 数値シミュレーション

提案法の有効性を明らかにするために、図 2 に示すような方形ループアンテナの電流分布推定を数値シミュレーションによって行った。この時、用いた仮想波源のモデルを図 3 に示す。また、方形ループアンテナ(以下 AUT)に関するパラメータを表 1 に、仮想波源に関するパラメータを表 2 にそれぞれ示す。本シミュレーションでは、AUT の偏波から、電界の x 成分と z 成分を用いて相関係数を求めている。

図 4 に、表 1,2 のパラメータにおいて、(4)式から相関の高いモードを $L(1 \leq L \leq N)$ 個選出し、(5)式を用いて相関係数 γ を計算した結果を示す。図 4 より、本モデルにおいては、モード数を $L=81$ とすることで相関関数の最大値 $\gamma_{\max}=0.8559$ を得た。相関係数は $0 \leq \gamma \leq 1$ をとり、1 に近づくほど良い推定精度が得られていることを意味している。図 4 から、固有モード数が 20 以下のときは、相関係数は 0.5~0.6 の値をとる。これは、式(2)から添え字の小さい固有モード電流の寄与が大きいことを表していると考えられる。また、固有モード数を増やすと相関係数は向上し、0.8 程度となった。

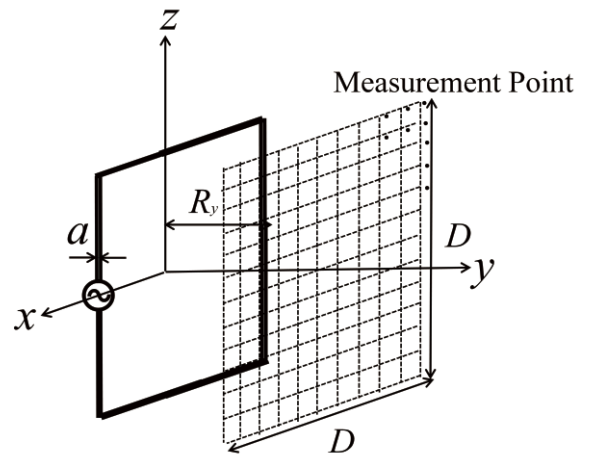


図 2: 方形ループアンテナとその測定面

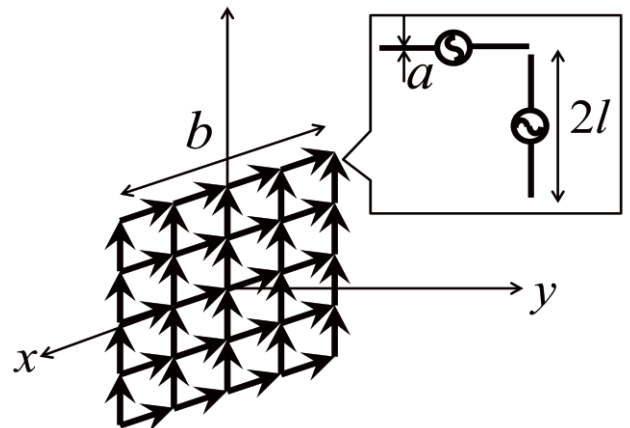


図 3: 仮想波源におけるヘルツダイポールの配置と寸法

表 1: 方形ループアンテナに関するパラメータ

周波数	$f=3 \text{ GHz}$
アンテナ径	$a=0.001\lambda$
ループ長	$b=0.2\lambda$
セグメント数	$N_{\text{AUT}}=12$
走査点数(x 方向)	$dx=51$
走査点数(z 方向)	$dy=51$
走査点数(合計)	$P=2601$
走査面大きさ	$D=1\lambda$
走査面距離	$R_y=0.01\lambda$

表 2: 仮想波源に関するパラメータ

周波数	$f=3 \text{ GHz}$
微小ダイポール長	$2l=0.1\lambda$
アンテナ径	$a=0.001\lambda$
セグメント数	$N_{\text{HS}}=120$
モード数	$L=1\sim 120$

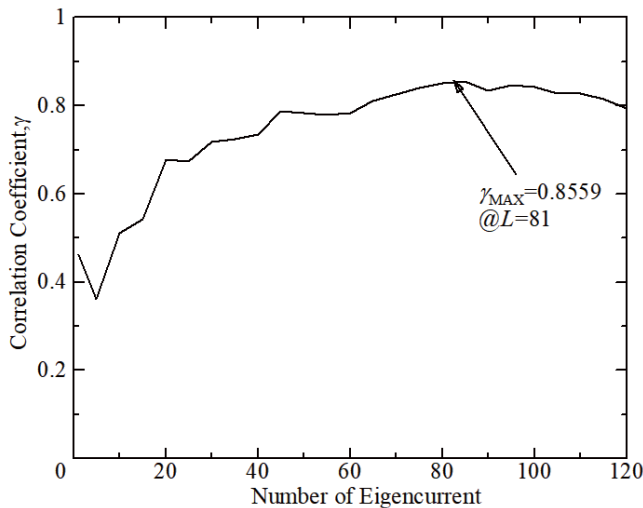


図 4: 相関関数と固有モード数の変化

次に, 走査面での AUT の近傍電界 \mathbf{E}_m の x 成分 z 成分を図 5, 図 6 に示す. また, モード数を $L=81$ としたときの仮想波源上の固有モード電流が走査面につくる近傍電界 \mathbf{E}_L ($L=81$) x 成分 z 成分を図 7, 図 8 に示す. それぞれの成分を比較してみると, おおむね一致していることが確認できる.

これらの結果から, AUT の電流から発生する電界を仮想波源の固有モード電流を用いて表現することができる. 従来の全面波源法は波源の位置や形状の推定が必要なため, 推定精度は劣化するが, 本手法ではある程度の推定精度を確保しつつ, 波源分布の推定が可能であることを示すことが可能である.

また, モーメント法によって解析した AUT 上の電流分布とモード数を $L=81$ とした時の仮想波源上の固有モード電流をそれぞれ図 9 に示す. 図 9 から, AUT の

電流分布の強度と, 仮想波源上の固有モード電流の強度はほぼ一致しており, AUT 上の電流分布を表現することができる.

以上から, AUT 上の電流から発生する電界と, 仮想波源上の固有モード電流から発生する電界との相関係数から適当なモード数を選定することで, AUT 上の電流分布の推定が可能であることが明らかとなり, 本手法の有効性を明らかにすることができた.

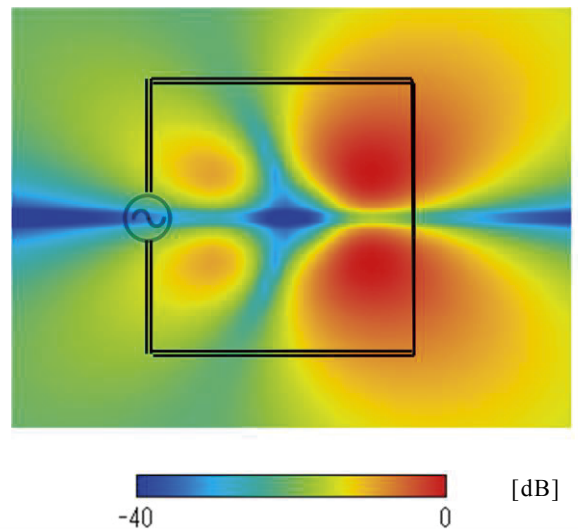


図 5: AUT の E_x 成分(最大値で規格化, MoM)

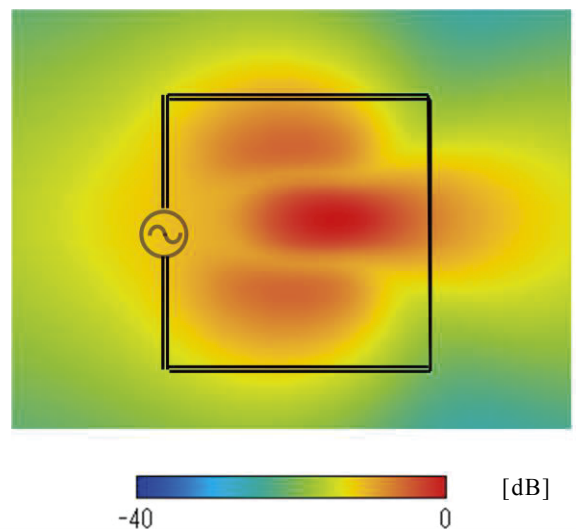


図 6: AUT の E_z 成分(最大値で規格化, MoM)

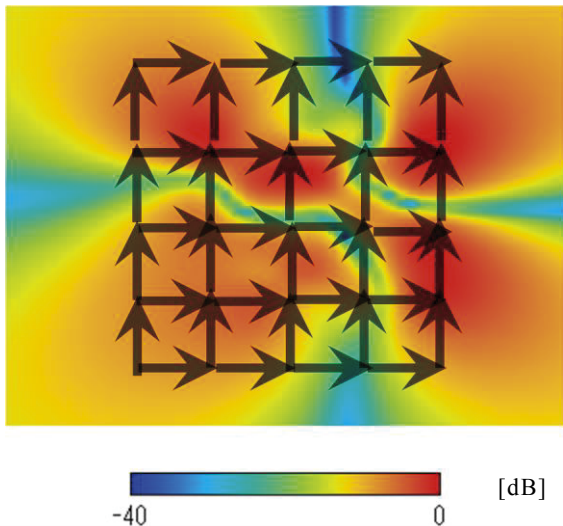


図 7: 仮想波源の固有モード電流による E_x 成分
($L=81$, 最大値で規格化, MoM)

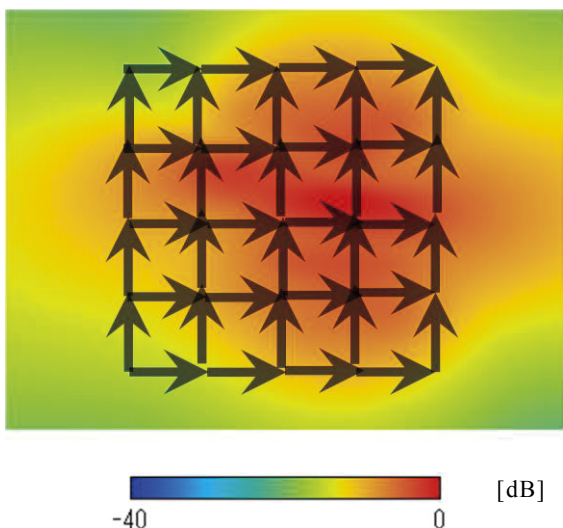


図 8: 仮想波源の固有モード電流による E_z 成分
($L=81$, 最大値で規格化, MoM)

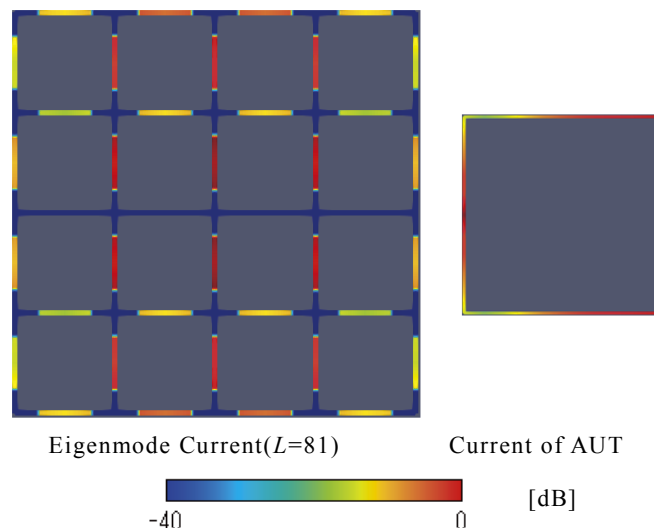


図 9: $L=81$ とした時の仮想波源の固有モード電流と
方形ループアンテナ上の電流分布
(最大値で規格化, MoM)

4.まとめ

本研究では、仮想波源の固有モード電流を用いた電子機器中の電流分布の推定法を提案した。本報告では、その基礎検討として、動作周波数と構造が既知であるアンテナ上の電流分布を仮想波源の固有モード電流を用いて推定し、本手法の有効性を明らかにした。

文 献

- [1] T. K. Sarkar, and A. Taaghola, "Near-Field to Near/Far-Field Transformation for Arbitrary Near-Field Geometry Utilizing an Equivalent Electric Current and MoM," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 47, no. 3, pp. 566-573, March 1999.
- [2] Q. Chen, S. Kato, and K. Sawaya, "Estimation of Current Distribution on Multilayer Printed Circuit Board by Near-Field Measurement," *IEEE Trans. Electromagn Compat.*, vol. 50, no. 2, pp. 399-405, May. 2008.
- [3] S. Kato, Q. Chen, and K. Sawaya, "Current Estimation on Multi-Layer Printed Circuit Board with Lumped Circuits by Near-Field Measurement," *IEICE TRANS COMMUN.*, vol. E91-B, no. 11, pp. 3788-379, Nov. 2008.
- [4] H. Saotome, K. Kitsuta, S. Hayano, and Y. Saito, "Sampled Pattern Matching 法による生体内電流分布推定," *T.IEE Japan.*, vol. 113-C, no. 1, pp. 69-75, 1993.
- [5] Y. Yoshimoto, K. Taira, and K. Sawaya, "Estimation of Multiple Coherent Source Locations by Using SOM Method Combined with Signal Fitting Technique," *IEEE Trans. Commun.*, vol. E88-B, no. 8, pp. 3164-3169, Aug. 2005.
- [6] Q. Chen, J. Chakarothai, and K. Sawaya, "Hybrid Approach of SPM and Matrix-Inversion to Estimate Current Distribution of Electromagnetic Radiation Source", *IEEE Electrical Design of Advanced Packaging and Systems Symposium(EDAPS)*, Dec. 2011

- [7] K. Konno, S. Asano, T. Umenai, and Q. Chen, "Diagnosis of Array Antennas Using Eigenmode Currents and Near-Field Data," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 11, pp. 5982-5989, Nov. 2018.
- [8] J. H. Richmond and N. H. Geary, "Mutual impedance of nonplanar-skew sinusoidal dipoles," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 23, no. 3, pp. 412-414, May. 1975.
- [9] C. W. Chuang, J. H. Richmond, N. Wang and P. H. Pathak, "New expressions for mutual impedance of nonplanar-skew sinusoidal monopoles," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 38, no. 2, pp.275-276, Feb. 1990.
- [10] D. J. Bekers, S. J. L. van Eijndhoven, A. A. F. van de Ven, P.-P. Borsboom, and A. G. Tijhuis, "Eigencurrent Analysis of Resonant Behavior in Finite Antenna Arrays," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 2821-2829, June 2006.