

変調波源の波源位置推定法の数値解析

仁科 文化, 陳 強 (東北大学大学院工学研究科)

概要: 電子機器間の干渉問題の有効な対策をとるためには、電子機器内部にある不要電磁波の波源位置を推定することが重要である。従来の波源位置推定の研究においては、変調波の近傍界測定法の問題から、変調波源に対する位置推定についてはあまり検討されていない。本報告では、従来の波源位置推定法である逆行列法及び変調波の近傍界測定に有効である TDNF(Time Domain Near Field)法を組み合わせた波源位置推定法を提案する。また、数値解析により、本手法の有効性について検証したので報告する。

キーワード: TDNF 法, 逆行列法, 変調波源, 等価波源

1. まえがき

近年, GHz 帯の電磁波を利用した電子機器, システムの普及が進んでいる。電子機器の高速化に伴い, 電子機器間の電磁波干渉の問題が深刻化してきている。この問題に対する有効な対策をとるためには, 電子機器内部にある不要電磁波の波源の位置推定が重要となる。従来の研究では, これらの問題に対する対策として, 波源を仮想波源の集合に置き換えて波源位置を推定する方法が一般的である。

図 1 に示すように, 仮想波源の配置法の 1 つとして, 推定空間内に均一に置く全面波源配置法[1],[2]がある。この配置法のメリットは, 線路やアンテナの位置や形状が未知の場合においても推定可能であることである。この配置法を用いた波源位置推定法の 1 つに, 仮想波源の電流係数を推定する逆行列法[3],[4]が挙げられる。この手法は, 近傍界測定によって得た波源の電界分布と, 仮想波源と測定プローブの間の相互インピーダンスを用いて, 行列方程式を逆行列を用いて解くことにより, 仮想波源上の電流分布を求めるものである。

これまで, 逆行列法を用いた波源位置推定について様々な研究がなされてきたが, 従来の研究は主に波源が単一周波数の場合について行われており, 変調波源に関してはあまり検討されていない。その理由として, 従来の近傍界測定法では変調波を測定する際に, 各周波数毎に電界測定及び波源位置推定を行わなければならない, 多くの手順を踏む必要があり, 簡易に測定することができないためだと考えられる。つまり, 変調波源の位置推定を行うためには, 変調波に対してより有効な近傍界測定法が必要となる。

この要望に対し, 変調波にも対応可能な近傍界測定方法である TDNF(Time Domain Near Field)法が提案された[5],[6]。この方法では, まず, 変調波源からの近傍界を時間領域で測定し, 相関行列を生成する。生成された相関行列を固有値分解することにより, 波源からの近傍界を複数のコヒーレントとみなせる等価的な近傍界によって表現する。本報告では,

逆行列法における近傍界測定に TDNF 法を応用した変調波源の波源位置推定法を提案する。また, 本手法の有効性を数値解析により検証したので報告する。

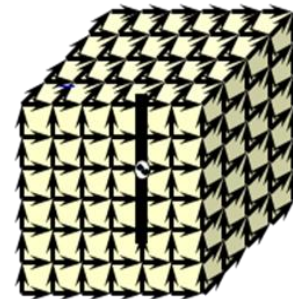


図 1: 全面波源配置法

2. TDNF 法の計算手順

2.1 相関行列と固有値分解

波源を半径 r の測定球で囲み, 測定球面上の測定点において, 電界の θ, ϕ 成分 $E_i(t), E_j(t)$ ($i=1, 2, \dots, N, j=1, 2, \dots, N$) を時間領域で求める。測定した電界の測定点間の相関係数は,

$$C_{ij} = \frac{1}{T} \int_{t=0}^T E_i(t) E_j^*(t) dt \quad (1)$$

と計算され, 以下のような $2N \times 2N$ の相関行列が生成される。

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_{\theta\theta} & C_{\theta\phi} \\ C_{\phi\theta} & C_{\phi\phi} \end{bmatrix} \quad (2)$$

例えば, $C_{\theta\theta}$ は, θ 成分に対する ϕ 成分の相関を表す $N \times N$ の測定点間の相関行列となっている。相関行列 \mathbf{C} に対し固有値分解を行うと, 以下が求まる。

$$\mathbf{C} = \Phi_{\Sigma 1} \Lambda \Phi_{\Sigma 1}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (3)$$

$$\text{diag}(\Lambda) = [\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{2N}] \quad (4)$$

$$\Phi_{\Sigma 1} = [\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_1, \dots, \phi_{2N}] \quad (5)$$

ここで \mathbf{H} は共役転置である。得られた固有値を大きい順に並べると以下ようになる。

$$\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_p > \sigma^2 > \lambda_{p+1} > \dots > \lambda_{2N}$$

上記のように雑音スペクトル密度 σ^2 と比較することで, 雑音成分より大きな p 個の等価波源が得られ

る. l 番目の等価波源が放射する近傍界は $\sqrt{\lambda_l \phi_l}$ と表すことができる.

2.2 逆行列法

仮想波源上の電流分布である \mathbf{I} ベクトルを未知数としたとき, 波源の放射電界分布から成る \mathbf{V} ベクトルと, 仮想波源と測定プローブ間の相互インピーダンスからなる \mathbf{Z} 行列を用いて,

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

のように行列方程式を解くことで, 仮想波源上の電流分布を求める. このとき, 仮想波源上で電流が強く分布する位置に波源があると推定することができる. 本研究では, TDNF 法で求めた固有値と固有ベクトルの積で表わされる等価近傍界を用いて \mathbf{V} 行列を作る.

2.3 仮想波源モデル

仮想波源は図 2 のように 0.2λ ダイポールアンテナを $4 \times 4 \times 4$ の格子状に配置したモデルを設定する. 仮想波源の長さ, 一辺の長さ, 仮想波源の総数等のパラメータを表 1 に示す.

表 1: 仮想波源のパラメータ

Frequency f_b	2.42 GHz
Length of equivalent source l_s	0.2λ
Length of one side L_x, L_y, L_z	0.8λ
Total number of equivalent source	300

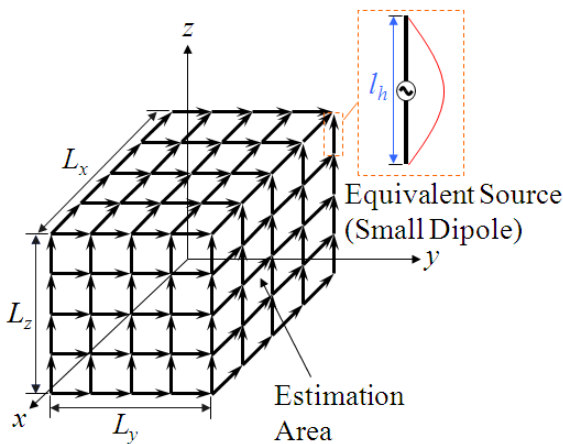
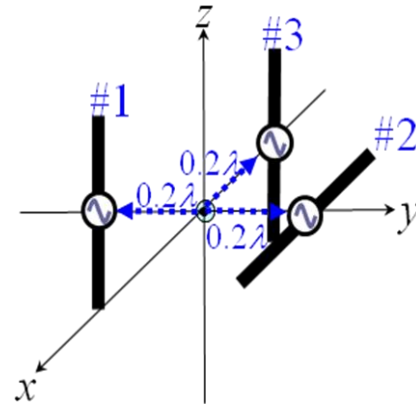


図 2: 仮想波源のモデル

3 数値解析

3.1 3素子波源モデル

提案法を適用する 1 つ目の変調波源モデルを図 3 に示す. 図 3 の波源は, 3 つの半波長ダイポールアンテナのうち, アンテナ#1 とアンテナ#3 は z 方向に配置し, アンテナ#2 は x 方向に配置した. 各アンテナに印加される信号に周波数差がある. 波源のパラメータを表 2 に示す.



$$\#1 I_1 = I_0 \exp[j\omega_c t]$$

$$\#2 I_2 = I_0 \exp[j(\omega_c + \Delta\omega_1)t]$$

$$\#3 I_3 = I_0 \exp[j(\omega_c + \Delta\omega)t]$$

図 3 : 波源モデル

表 2 : 波源のパラメータ

Carrier frequency	$f_c = 2.42$ GHz
Frequency difference	$\Delta f = 10$ MHz $\Delta f_1 = 15$ MHz
Magnitude of dipole current	$I_0 = 1$ A
Sampling Period	$\Delta t = 10$ μ sec
Acquisition Time	$K\Delta T = 1$ msec
Number of sampling points	$K = 100$
Noise environment	SNR = 10,20,30, Noise Free

本手法によって生成された固有値を図 4 に示す. 図 4 において, どの雑音環境においても 1,2,3 番目の固有値の値が大きく, 4 番目以降の固有値の値はほとんど変化しない. このことから 1,2,3 番目の固有値 $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ は信号成分とみなせ, 4 番目以降の固有値が雑音成分に相当すると考えられる. また, $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ の値が雑音環境によらず一定で得られたことから, 固有値分解により雑音の影響を低減できるということがわかる.

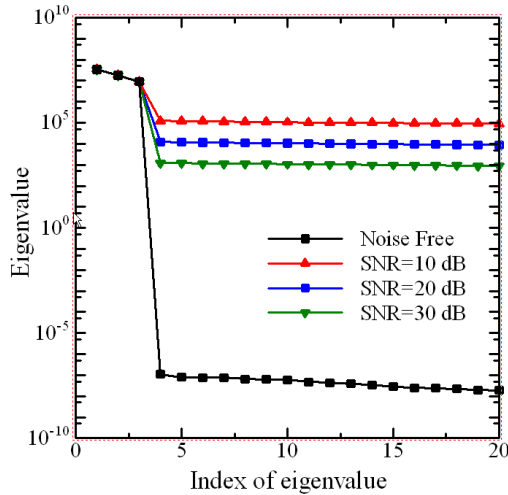


図 4 : 生成された固有値

変調波源に TDNF 法を適用して得られた 3 つの等価近傍界 $\sqrt{\lambda_1}\phi_1, \sqrt{\lambda_2}\phi_2, \sqrt{\lambda_3}\phi_3$ を $\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2, \mathbf{V}_3$ とする. 3 つの \mathbf{V} ベクトルと図 2 から計算された \mathbf{Z} 行列を式(6)に代入し, 仮想波源上の電流分布を表す 3 つの \mathbf{I} ベクトルを得る. 3 つの電流分布は各モードの電流がどのように分布しているかを示している. しかしながら, 個別に見るだけでは波源の位置が推定できないため, それぞれの電流分布を足し合わせる必要がある. 3 つの \mathbf{I} ベクトルの和をとった電流分布ベクトルを図 5 に示す. 図 5 から, 仮想波源上で電流が強く分布している位置と, 波源の #1, #2, #3 のアンテナの位置が一致していることが分かる.

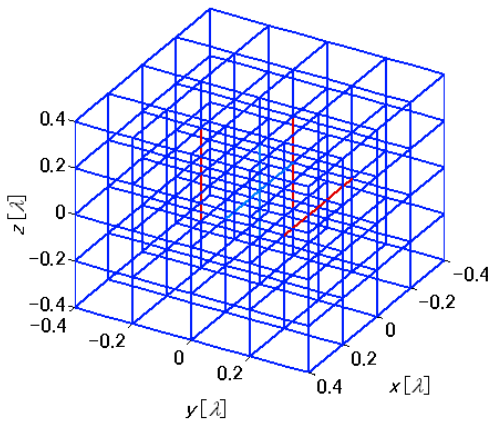
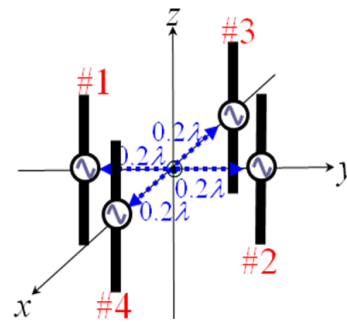


図 5: 3 つの電流分布の和

3.2 4 素子波源モデル

提案法を適用する 2 つ目の変調波源モデルを図 6 に示す. 図 6 の波源は, 4 つの半波長ダイポールアンテナが共偏波の関係にある. #1, #2, #3, #4 の各アンテナに異なる周波数を印加した. また, アンテナ #2, #3, #4 は, アンテナ #1 に対して周波数差がある. 波源のパラメータを表 3 に示す.



$$\begin{aligned} \#1 \quad I_1 &= I_0 \exp[j\omega_c t] \\ \#2 \quad I_2 &= I_0 \exp[j(\omega_c - \Delta\omega_1)t] \\ \#3 \quad I_3 &= I_0 \exp[j(\omega_c + \Delta\omega_1)t] \\ \#4 \quad I_4 &= I_0 \exp[j(\omega_c + \Delta\omega_2)t] \end{aligned}$$

図 6 : 波源モデル

表 3 : 波源のパラメータ

Carrier frequency	$f_c = 900 \text{ MHz}$
Frequency difference	$\Delta f_1 = 10 \text{ kHz}$ $\Delta f_2 = 20 \text{ kHz}$
Magnitude of dipole current	$I_0 = 1 \text{ A}$
Sampling Period	$\Delta t = 10 \text{ } \mu \text{ sec}$
Acquisition Time	$K\Delta T = 1 \text{ msec}$
Number of sampling points	$K = 100$

本手法によって生成された固有値を図 7 に示す. 図 7 において, 1, 2, 3, 4 番目の固有値の値が大きく, 5 番目以降の固有値の値はほとんど変化しない. このことから 1, 2, 3, 4 番目の固有値 $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$ が信号成分とみなせ, 5 番目以降の固有値が雑音成分に相当すると考えられる. このことから, TDNF 法によって生成される等価波源の数は, 波源に含まれる周波数の数に対応していると考えられる.

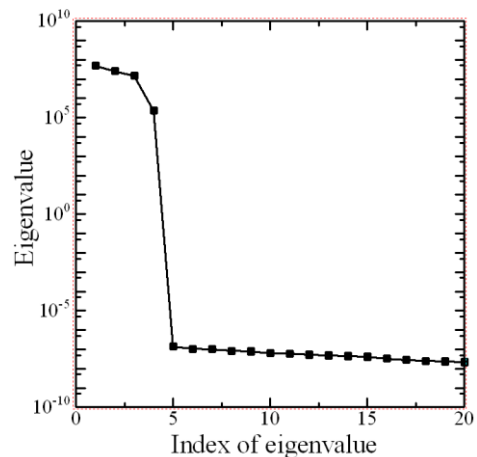


図 7 : 生成された固有値

図6の波源に対して逆行列法を適用することによって得られる4つの電流分布を足し合わせた結果を図8に示す。図8から、仮想波源上で電流が強く分布している位置と、波源の#1,#2,#3,#4のアンテナの位置が一致していることが分かる。この結果から、TDNF法と逆行列法を用いることにより、変調波源の位置推定が可能であることが示された。

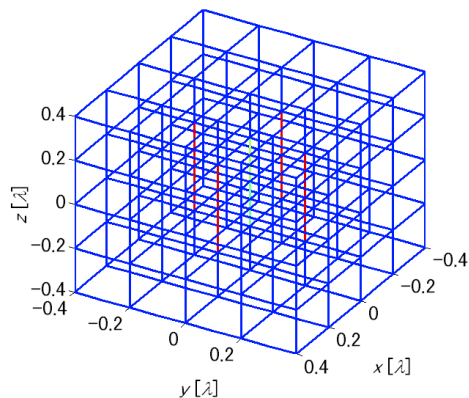


図8:4つの電流分布の和

5. まとめ

本稿では、変調波源からの電磁界測定に有効なTDNF法を用い、変調波源の波源位置推定解析を行った。変調波源にTDNF法を適用した結果、TDNF法によって求めた等価近傍界と、仮想波源と測定点の間の相互インピーダンスに逆行列法を適用することで、変調波源の位置推定が可能であることを示した。

参考文献

- [1] Saotome H.Tachibata, Seiji Hayano,“An estimation method of current distribution in biological systems by the sampled pattern matching method ” T.IEE Japan, vol. 113-C, No.1, pp. 69-75, 1993.
- [2] Yuzo Yoshimoto, Tuyoshi Yoshida, Kunio Sawaya, “Estimation of Electromagnetic Source Location Using Signal Subspace Fitting Technique Combined with SPM Method”IEICE, AP2002-50, Jul. 2002.
- [3] Peter Petre and Tapan Kumar Sarkar, Fellow,IEEE, “ Planar Near-Field to Far-Field Transformation Using an Equivalent Magnetic Current Approach,”IEEE Trans . Antennas Propagat., vol.40, No. 11, pp. 1348-1356, Nov. 1992.
- [4] Tatsuya Doi , Norio Masuda, “Leakage Magnetic Field Source searching of Micro Processing Unit on Printed Circuit Board”,T.IEE Japan, vol. 120-A, No.10, pp. 871-877, 2000.
- [5] B. Fourestie, Z. Altman, J. Ch. Bolomey, J. Wiart.F.

Brouaye,“ Statistical modal analysis applied to near-field measurements of random emissions”,IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 50, no. 12,pp. 1803-1812, Dec. 2002.

[6] B.Fourestie, J.Ch.Bolomey, T.Sarrebourg, Z.Altman, J.Wiart., “ Spherical Near Field Facility for Characterizing Random Emissions ”, IEEE Trans.Antennas Propagat., vol. 53, no. 8, pp.2582-2589, Aug.2005.