

# 近傍界を用いた波源分布推定の数値シミュレーション

梅内 哲也, 今野 佳祐, 陳 強 (東北大学大学院工学研究科)

**概要:** 現代の基地局アンテナは急速に発展し, 現代のインフラの1つとなっているが, その運用を妨げることなくその点検を行う技術はいまだに確立されているとはいえない. 本報告では, 波長と比べて大きい散乱体を含むアンテナの固有電流の重み係数を円筒面上の近傍界測定結果から数値計算することで, アンテナの電流分布を推定する手法を提案し, 推定に必要な固有モード電流数を数値的に明らかにする.

**キーワード:** 電流分布推定, 逆問題, 円筒面走査, 固有電流, アレーアンテナ, 散乱体

## 1. まえがき

現在の移動通信方式にはセルラ方式が用いられており, 基地局アンテナにはセクタアンテナが利用されている. また, 近年の移動通信サービスは多帯域化しており, 基地局アンテナのレドーム内のアンテナ数が増加している. このように, 現在の基地局アンテナは非常に高度化しており, その一部分でも故障してしまうと, セル内での通信に支障をきたす. そこで, 基地局アンテナの故障をいち早く発見する手法が求められており, そのような手法の1つにアンテナの電流分布推定法が挙げられる.

電流分布推定法は, アンテナの近傍電磁界の測定結果から, いわゆる逆問題を解いて波源であるアンテナの電流分布を推定する手法である. 従来の研究では, 解析対象に多数の仮想波源を配置して, その仮想波源の電流を推定する方法が一般的である. 仮想波源の配置法は全面波源配置法と局部配置波源法に分類される.

全面波源配置法は, 推定空間内に仮想波源を均一に配置する手法であり, 位置・形状が未知のアンテナの電流分布も推定することが出来る. この手法は, 波源が存在するであろう空間全てに仮想波源を配置するため, 電流分布の推定精度はあまり良くない.

一方, 局部波源配置法は, 形状が既知の波源の電流分布を推定する手法であり, 波源位置の推定が不要なので, 仮想波源の数が少なくて済み, 電流分布の推定精度は全面波源配置法よりも高くなる.

半谷らは, 局部波源配置法を用いて3素子八木・宇田アンテナの電流分布推定を行った[1]. 一般化逆行列の条件数を用いて, 近傍界の最適な測定位置, 測定範囲, 測定点数が明らかにされた. また多層プリント基板中のマイクロストリップ伝送線路の電流分布推定法が提案され, 給電点の位置や装荷された集中定数が未知の伝送線路の電流分布推定が可能であることが明らかにされている[2][3]. また, 特定の面における近傍界の測定結果から等価電流源の値を推定し, それらの電流源を用いて波源の遠方界を得る手法が提案され, ダイポールアレー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その有効性が明らかにされている[4]. これらの研究では, パルス関数や区分正弦関数などの部分領域基底関数を用いて展開した仮想波源1つ1つの電流を未知とし, 行列方程式を解いてそれらの値を求めている. その結果, 仮想波源の数や波源と測定面との距離等によっては行列方程式が悪条件となってしまう, 推定精度が悪化する問題があった. その一方で, インピーダンス行列の固有ベクトルを用いてアンテナの電流分布を展開

できることが知られている[5]. このような固有ベクトルはアンテナ全体に亘って分布しており, 互いに直交しているため全領域基底関数とみなせる. このような関数を用いて仮想波源の電流分布を展開すると, 推定すべき未知数の数が減ることが期待される. この手法を, マルチモードのアンテナモデルについて適用した場合に必要な固有モード電流数については, 未だ検討されていない.

本報告では, 構造と動作周波数が既知のアンテナの電流分布を推定するための手法を数値シミュレーションにより検討する. 本手法は, アンテナのインピーダンス行列から求めた固有ベクトルを基底関数としてアンテナの電流分布を展開する. 円筒面上で測定した近傍界とプローブ-アンテナ間の相互インピーダンス行列を用いて得られた行列方程式を解いて, 固有ベクトルの重み係数を求める. 対応する固有値の大小関係を用いて, 電流分布への寄与が相対的に小さいと考えられる固有ベクトルを予め間引くことで, 電流分布の推定精度が上がることを示す. また, 散乱体を含むモデルとして, 反射板を取り付けたアンテナを検討する. さらに,  $z$ 方向と $\rho$ 方向の両方の偏波を観測し, 推定精度向上を図る.

## 2. 固有モード電流を用いた波源分布推定手法

本論文で用いる波源分布推定モデルを図1に示す. 基地局アンテナは円筒状のレドームに覆われていることから, プローブの走査面を円筒面とし, その内部に基地局アンテナがあるものとした. 図1において, 円筒面上の受信電圧ベクトル $V_p'$ を測定し, AUT(Antenna under test)に流れる電流ベクトル $I_N$ を推定する.

AUTの構造と周波数が既知だとすると,  $N$ セグメントに分割したAUT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[6][7].  $Z_{N \times N}$ の共役転置行列 $Z_{N \times N}^*$ の積をとり, 得られた行列の固有値分解をすると,

$$Z_{N \times N}^* Z_{N \times N} e_n = \lambda_n e_n, \quad (1)$$

が得られる. ただし,  $e_n$ は固有ベクトルであり,  $\lambda_n$ はその固有値を示す( $n = 1, 2, \dots, N$ ). ここで, 添字  $n$  は固有値が小さい順とする. すなわち,  $\lambda_1 < \lambda_2 < \dots < \lambda_N$ である.

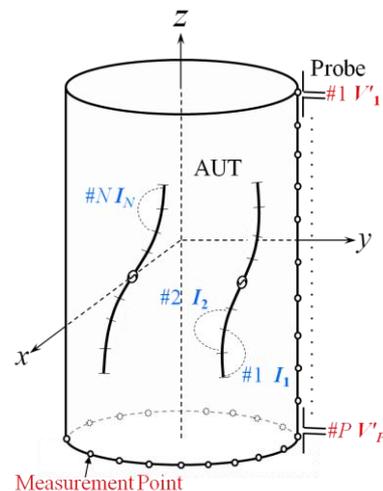


図1 波源分布推定モデル.

固有ベクトルは互いに直交しているため、AUT上の未知の電流ベクトル $I_N$ は

$$I_N \approx \sum_{n=1}^L \alpha_n e_n, \quad (2)$$

のように、固有ベクトル $e_n$ を基底関数として展開できる。ここで $\alpha_n$ は固有ベクトル $e_n$ の未知の重み係数、 $L$ は電流分布を展開するための固有電流の数( $L \leq N$ )である。固有ベクトル $e_n$ は、AUTの構造と周波数によって決まる固有モードと言えるもので、固有電流と呼ばれ、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[5]。さて、AUTの電流分布そのものは未知であるが、AUTの周囲の近傍界はプローブで測定することができるので既知である。プローブを微小ダイポールとすれば、プローブとAUT間の相互インピーダンスはモーメント法で数値計算できる。円筒面上での近傍界の測定点数を $P$ とすれば、測定した近傍界は長さ $P$ の電圧ベクトル $V'_p$ 、AUTとプローブの相互インピーダンスは $P \times N$ の行列 $Z'_{P \times N}$ で表され、未知の電流分布 $I_N$ との間に以下の関係式が成り立つ。

$$Z'_{P \times N} I_N = V'_p. \quad (3)$$

式(3)に式(2)を代入すると、

$$\sum_{n=1}^L \alpha_n Z'_{P \times N} e_n = V'_p, \quad (4)$$

を得る。式(4)は非正方行列を係数行列とする行列方程式であるので、一般化逆行列を求めれば解くことができる。式(4)を解いて得られた $\alpha_n$ を式(2)に代入することで、AUTに流れる未知の電流ベクトル $I_N$ を推定することが可能である。電流分布の推定精度評価するために、以下の相関関数を用いる。

$$\gamma = \frac{|\sum_{n=1}^N (I_n - \bar{I})(I'_n - \bar{I}')|}{\sqrt{\sum_{n=1}^N (I_n - \bar{I})^2} \sqrt{\sum_{n=1}^N (I'_n - \bar{I}')^2}}. \quad (5)$$

ここで $I_n$ は逆問題を提案法で解いて推定した電流値を示し、 $I'_n$ はモーメント法によって順問題を数値計算して得られた電流値を示す。 $\bar{I}$ と $\bar{I}'$ はそれぞれ $I_n$ と $I'_n$ の平均値である。 $\gamma$ は0以上1以下の範囲をとり、 $\gamma$ が1に近いほど高精度の推定が出来ていることを意味する。

### 3. クロスダイポールアンテナの推定結果

波長と比べて大きい散乱体を含むモデルに対して提案法の有効性を明らかにするために、散乱体の一つである反射板を含んだモデルを作製し、数値シミュレーションにより図2に示す4素子クロスダイポールアレーアンテナの近傍界推定を行う。クロスダイポールアンテナは2本の孤立した素子から成り、中心には給電点がある。各給電点において $90^\circ$ の位相差給電を行っている。

はじめに、推定に用いた固有電流の数と推定精度の関係を明らかにする。表1には、各パラメータを示す。なお、本シミュレーションにおいて、受信電圧ベクトル $V'_p$ のダイナミックレンジが20 dBとなるような振幅、かつ一様乱数で与えられる位相を有するノイズを加えた。また、 $z$ 方向と $\phi$ 方向両方の偏波を観測するため、プローブの向きを変えて2度走査した。

図3には、固有電流の数 $L$ に対する相関関数 $\gamma$ の変化を示す。セグメント数 $N$ が251であるため、 $L$ の取り得る値の範囲は1から251となる。数値シミュレーションの結果、

$L = 22$ のとき相関関数 $\gamma$ が最大となった。また、 $7 \leq L \leq 45$ において、 $\gamma$ は0.96前後で安定した。今回の推定に用いたクロスダイポールアンテナの素子はシングルモードアンテナとみなせ、反射板のない場合は鏡像法により $L = 16$ 、すなわちアンテナの素子数と同じ数の固有電流を用いた電流分布推定結果の精度が高くなると予想される。一方、今回のモデルは反射板の電流分布も推定対象に含まれる。反射板の素子数としては1であるが、波長と比べて大きい散乱体であるため、推定に必要なモード数は多くなったと考えられる。

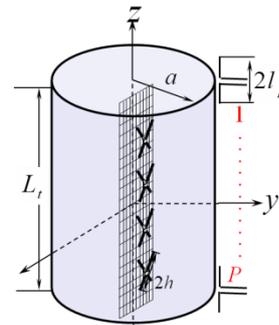


図2 クロスダイポールアンテナのモデル。

表1 クロスダイポールアンテナの構造および近傍界測定条件。

クロスダイポールアンテナの構造	
周波数	$f = 2 \text{ GHz}$
素子長	$2h = 67.8 \text{ mm} (0.45\lambda)$
素子間隔	$d_h = 2 \text{ mm}$ , $d_v = 35 \text{ mm} (0.23\lambda)$
セグメント数	$N = 251$
アレー素子間隔	$d_v = 100 \text{ mm} (0.75\lambda)$
反射板の構造	
平面構造	$0.1 \lambda \text{ mesh}$
幅	$W = 150 \text{ mm} (\lambda)$
高さ	$H = 300 \text{ mm} (2\lambda)$
測定条件	
プローブの長さ	$2l_p = 15 \text{ mm} (0.1\lambda)$
走査半径	$a = 150 \text{ mm} (1\lambda)$
円筒面の高さ	$L_t = 450 \text{ mm} (3\lambda)$
走査ステップ	$d\phi' = 12 \text{ deg.} (0.15\lambda)$ $dz' = 15 \text{ mm} (0.1\lambda)$
測定点数	$P = 1860$ ( $z, \phi$ 両偏波の合計)

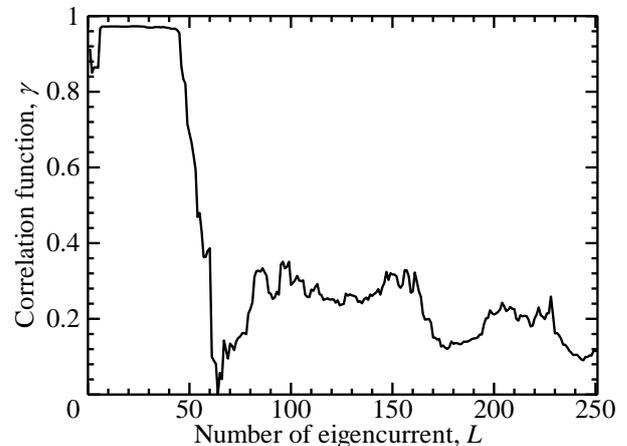


図3 固有電流の数 $L$ に対する相関関数 $\gamma$ の変化。

#### 4. ヘリカルアンテナの推定結果

数値シミュレーションにより、図4に示す反射板つき1素子ヘリカルアレーアンテナの電流分布を推定する。表1には、各パラメータを示す。3章で示したクロスダイポールアンテナのモデルとは異なり、素子は給電部を介して反射板と接続されている。なお、本シミュレーションにおいて、受信電圧ベクトル $V_p$ のダイナミックレンジが20 dBとなるような振幅、かつ一様乱数で与えられる位相を有するノイズを加えた。また、 $z$ 方向と $\phi$ 方向両方の偏波を観測するため、プローブの向きを変えて2度走査した。

図3には、固有電流の数 $L$ に対する相関関数 $\gamma$ の変化を示す。セグメント数 $N$ が331であるため、 $L$ の取り得る値の範囲は1から331となる。数値シミュレーションの結果、 $L=7$ において、相関関数 $\gamma$ が最大値の0.998となり、非常に高い推定精度が得られた。散乱体を含むモデルであっても、固有電流数を適切に間引くことで、高い精度で推定できることが分かった。また、波長と比べて大きい反射板の電流分布を精度良く推定するためには複数のモード数が必要であることが分かった。

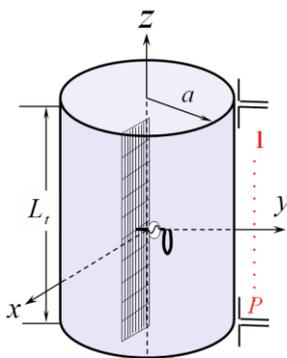


図4 ヘリカルアンテナのモデル。

表2 ヘリカルアンテナの構造および近傍界測定条件。

ヘリカルアンテナの構造	
周波数	$f = 2 \text{ GHz}$
素子周長	$2\pi\rho = 94.2 \text{ mm} (0.63 \lambda)$
素子直線部長	$d_r = 15 \text{ mm} (0.1 \lambda)$
素子間隔	$d = 30 \text{ mm}$
セグメント数	$N = 331$
反射板の構造	
平面構造	$0.1 \lambda \text{ mesh}$
幅	$W = 150 \text{ mm} (1 \lambda)$
高さ	$H = 150 \text{ mm} (1 \lambda)$
測定条件	
プローブの長さ	$2l_p = 15 \text{ mm} (0.1 \lambda)$
走査半径	$a = 150 \text{ mm} (1 \lambda)$
円筒面の高さ	$L_t = 150 \text{ mm} (1 \lambda)$
走査ステップ	$d\phi' = 12 \text{ deg.} (0.15 \lambda)$ $dz' = 15 \text{ mm} (0.1 \lambda)$
測定点数	$P = 660 (z, \phi \text{ 両偏波の合計})$

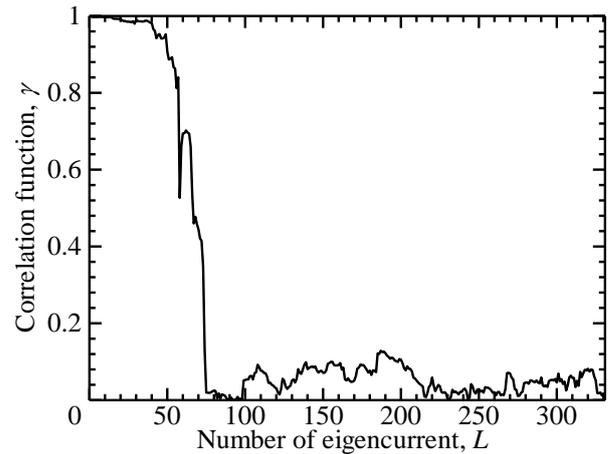


図5 固有電流の数 $L$ に対する相関関数 $\gamma$ の変化。

#### 5. むすび

本報告では、アンテナの固有電流を用いた基地局アンテナの電流分布推定法を提案した。モーメント法による数値シミュレーションを行い、波長と比べて大きい散乱体を含むモデルに対して提案手法を適用した場合に必要なモード数を数値的に明らかにした。

#### 参考文献

- [1] Q. Chen, M. Hangai, and K. Sawaya, "Estimation of current distribution by near-field measurement," in Proc. Asia-Pacific Conf. Environ. Electromagn., 2003, pp. 482-484.
- [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. 3788-3791, Nov. 2008.
- [4] T. K. Sarkar, and A. Taaghool, "Near-Field to Near/Far-Field Transformation for Arbitrary Near-Field Geometry Utilizing an Equivalent Electric Current and MoM," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 47, no. 3, pp. 566-573, March 1999.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.