

円筒面上で測定した近傍界を用いた波源分布推定の一検討

梅内 哲也, 浅野 翔平, 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, 円筒面上の近傍界測定結果からアンテナの固有電流の重み係数を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, その有効性をモーメント法を用いた数値シミュレーションおよび実験によって確認した.

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, アンテナ測定

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

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が, そのような電流分布推定手法はこれまでに提案されていない.

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と実験の両面から検討する. 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.

2. 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, λ_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.

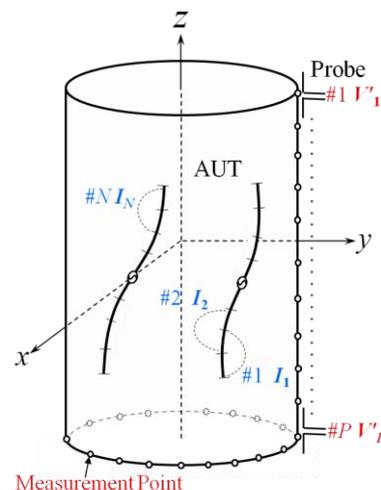


図1 波源分布推定モデル.

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 α_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 α_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。 γ は0以上1以下の範囲をとり、 γ 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。

また、式(3)における行列方程式の数的安定性を示す量として条件数 κ を

$$\kappa = \frac{\mu'_{\max}}{\mu'_{\min}}, \quad (6)$$

と定義する。ここで、 μ'_{\max} と μ'_{\min} は式(4)の係数行列の最大特異値、最小特異値をそれぞれ示す。条件数 κ は、小さいほど式(3)が数値的に解きやすいことを意味する。

3. 数値シミュレーションによる推定結果

提案法の有効性を明らかにするために、数値シミュレーションにより図2に示す2素子八木・宇田アレーアンテナの近傍界推定を行う。今回用いる八木・宇田アンテナ素子は導波器と放射器から成り、放射器の中心に給電点がある。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

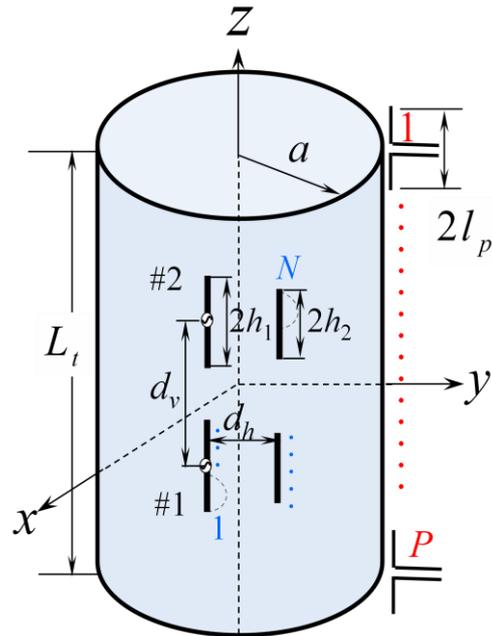


図2 2素子八木・宇田E面アレーアンテナ解析モデル。

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。

図3には、固有電流の数 L に対する相関関数 γ および条件数 κ の変化を示す。セグメント数 N が20であるため、 L の取り得る値の範囲は1から20となる。 L が20に近づくほど κ が大きくなっており、電流分布に対し相対的に寄与の小さい固有電流であるにつれて、その重み係数の推定が困難になることを示している。一方、今回の推定に用いた八木・宇田アンテナの素子はシングルモードアンテナとみなせる。その結果、 $L=4$ 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は高くなったと考えられる。以上のことから、適切に固有電流の数を間引いて電流分布推定を行うことで、推定精度が向上し、数値計算が安定することが分かる。

図4には、モーメント法で順問題を解いて得られたアンテナの電流分布と、提案法で逆問題を解いて推定した電流分布を示す。全ての固有電流を利用して推定を行った場合($L=20$)、相関関数 γ は0.513と悪化し、また条件数 κ は 2.16×10^7 と大きくなっていく。この原因は式(4)が悪条件となったことであると考えられる。一方、値の小さな固有値に対応する固有電流のみを用いて推定を行った場合($L=4$)、推定結果は順問題の電流分布とほぼ一致し、相関係数 γ は0.998となる。条件数 κ は3.4と非常に小さく、支配的な固有電流のみを用いることで式(4)が良条件になり、推定精度が向上したと考えられる。以上のことから、あらかじめ寄与が大きいことが分かっている固有電流のみを用いて式(4)を構築すると、電流分布の推定精度が向上することが分かる。

図5には、走査半径 a に対する相関関数 γ および条件数 κ の変化を示す。 $L=4$ の場合、走査半径を 0.4λ から λ まで変化させても、相関関数や条件数の変化は小さい。一方、 $L=20$ の場合、 $L=4$ の場合と比べて相関関数 γ と条件数 κ は両方とも著しく悪化している。以上のことから、固有電流の数を間引いて電流分布推定を行うことで、推定精度を損なうことなく、自由に円筒面の走査半径 a を決めることができる。

表 1 八木・宇田アレーアンテナの構造および近傍界測定条件.

八木・宇田アレーアンテナの構造	
周波数	$f = 2 \text{ GHz}$
素子長	$2h_1 = 65.4 \text{ mm} (0.44\lambda)$, $2h_2 = 58 \text{ mm} (0.39\lambda)$
素子の半径	$\rho = 1 \text{ mm} (0.0067\lambda)$
素子間隔	$d_h = 35 \text{ mm} (0.23\lambda)$, $d_v = 97.5 \text{ mm} (0.65\lambda)$
セグメント数	$N = 20$
測定条件	
プローブの長さ	$2l_p = 15 \text{ mm} (0.1\lambda)$
走査半径	$a = 150 \text{ mm} (\lambda)$
円筒面の高さ	$L_r = 195 \text{ mm} (1.3\lambda)$
走査ステップ	$d\phi' = 12 \text{ deg.} (0.21\lambda)$ $dz' = 15 \text{ mm} (0.1\lambda)$
測定点数	$P = 420$

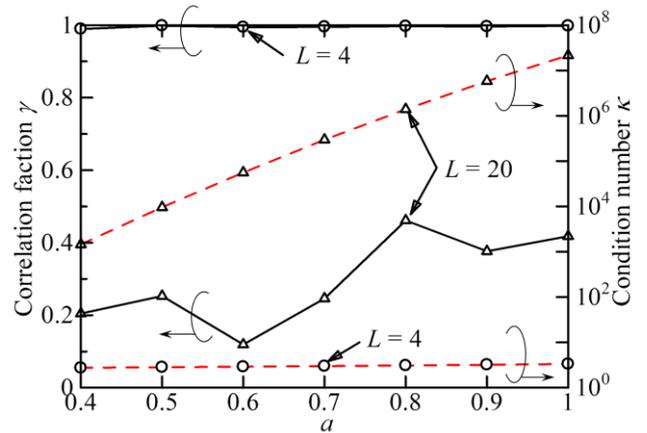


図 5 走査半径 a に対する相関関数 γ および条件数 κ の変化.

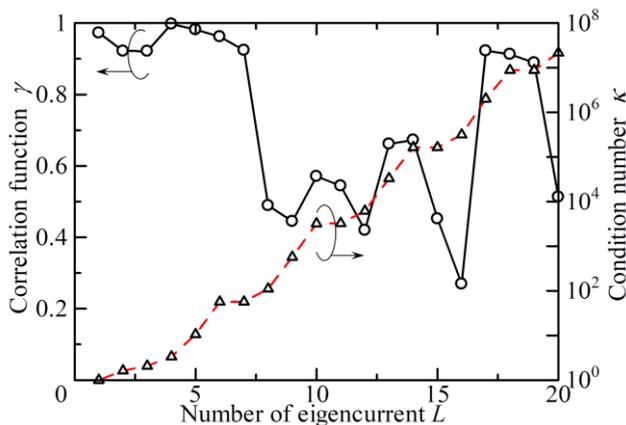


図 3 固有電流の数 L に対する相関関数 γ および条件数 κ の変化.

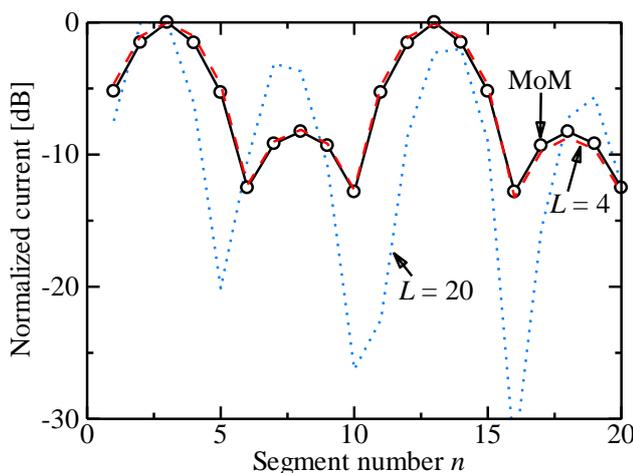


図 4 数値シミュレーションによる電流分布推定.

4. 測定による推定結果

3章で述べた2素子八木・宇田E面アレーアンテナの実験を行った. 図6には, 本実験の測定系の構成を示す. また, 図7には, 実験環境を示す. 被測定アンテナをターンテーブルに設置して ϕ 方向に回転させ, 微小プローブをスキャナにより z 方向に移動させることで円筒面走査を行った.

本報告では, 不平衡端子を持つベクトルネットワークアナライザ(VNA)を用いて被測定アンテナと微小プローブ間の透過係数 S_{21} を測定する. また, 平衡アンテナである被測定アンテナと微小プローブを VNA に接続する際に整合を取る必要があるため, 分岐導体バランを取り付けている.

図8には, 電流分布推定($L=4$)の結果を示す. 実験結果は, モーメント法で順問題を解いて得られたアンテナの電流分布と非常によく一致している. 加えて, 給電を行わなかった素子#2の部分において, 電流値が小さくなっている. このことから, 基地局アンテナの故障により給電されていないアンテナ素子の特定が可能であることが分かる. 以上より, 提案法の実験モデルへの適用が可能であることが分かった. また, 提案法は走査半径 a を λ とした場合に十分な精度の波源分布推定が可能であることを確認した.

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の推定法を提案した. モーメント法による数値シミュレーションと実験を行い, アンテナの電流への寄与が相対的に大きな固有電流のみを残すように間引くことで電流分布の推定精度が向上することが分かった.

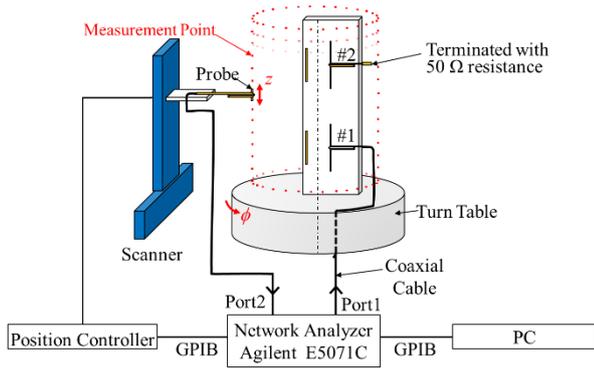


図 6 測定系.

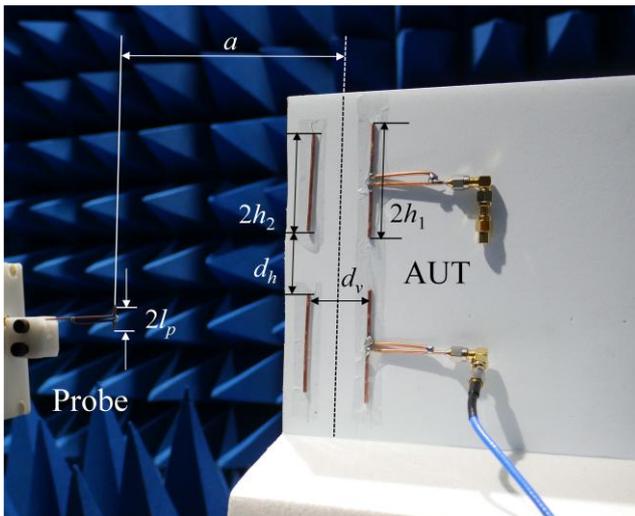


図 7 実験環境.

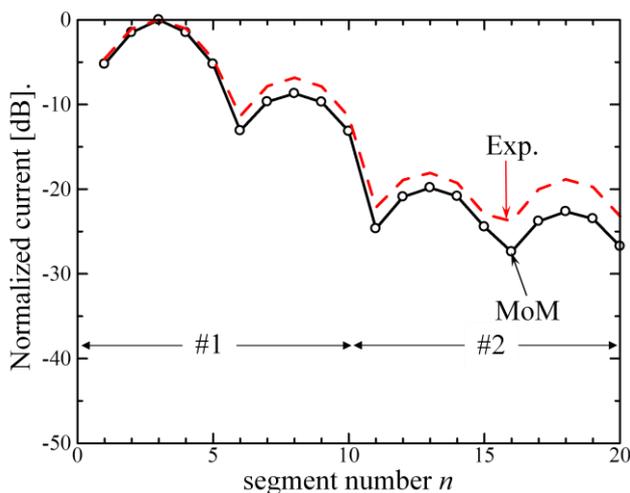


図 8 測定による電流分布推定 ($L=4$).

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. Taaghjol, "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.