

V13 2次元MUSIC法による波源位置、偏波状態推定

大西和則 山田寛喜 山口芳雄 阿達透
新潟大学工学部

1. はじめに

近年、機動性を重視した携帯電話やPHSでの通信、ビル構内などでの配線の不要な無線LAN（無線ネットワーク）の構築などの要求の高まりから、高速無線デジタル通信の必要性が増大している。しかし、室内、地下街、トンネル内などの屋内では、受信点において天井、床、壁の反射による複数の不要波が到来し、符号誤りの原因となることが多い。高速無線デジタル通信の信頼性、安定性を実現するためには、屋内における電磁波伝搬環境の把握が不可欠である。

本研究では、直交する2つの偏波の受信データを用いる2次元MUSIC法^{[1][2]}を提案し、受信点における伝搬時間、到来方向、偏波状態の同時推定を可能としている。また、本手法の有効性を実験的に明らかにするものである。

2. 2次元MUSIC法

2.1 問題の定式化

図1に示すように、受信点においてd個の到来波が観測されるものとする。この時、それぞれのアンテナ素子で、周波数を掃引して得られる受信データは、d個の波源からの信号の総和として次式で表現される。

$$r(f_i, y_{ii}) = \sum_{k=1}^d s_k(\gamma, \Phi, \theta) e^{-j2\pi(f_i/c_0) \sin \theta_k} + n(f_i, y_{ii}) \quad (1)$$

ここで、 $s_k(\gamma, \Phi, \theta)$ 、 t_k 、 θ_k はそれぞれk番目の波源からのスピナー表現での偏波状態、伝搬時間、到来方向である。また、 $n(f_i, y_{ii})$ は周波数 f_i 、アレー素子 y_{ii} における平均0、分散 σ^2 の雑音である。

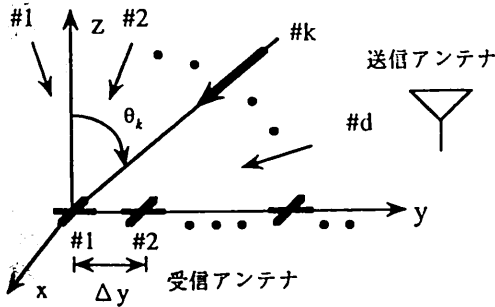


図1. 到来波とアンテナの配置図

ここで、式(1)において $g_{ii} = \frac{f_i y_{ii}}{c_0}$ (c_0 :光速)とし、各周波数で Δg が一定となるように補間し、2次元MUSIC法の適用可能な次式を得る。

$$r(f_i, g_{ii}) = \sum_{k=1}^d s_k(\gamma, \Phi, \theta) e^{-j2\pi(f_i/c_0) \sin \theta_k} + n(f_i, g_{ii}) \quad (2)$$

式(2)を受信点で垂直偏波成分 $r_x(f_i, g_{ii})$ 、水平偏波成分 $r_y(f_i, g_{ii})$ の2つの受信偏波状態^[3]に対して各々定義すると、以下のようなベクトルが得られる。

$$z_{i,ii} = z(f_i, g_{ii}) = \begin{bmatrix} r_y(f_i, g_{ii}) \\ r_x(f_i, g_{ii}) \end{bmatrix} = \sum_{k=1}^d u_k s_k e^{-j2\pi(f_i/c_0) \sin \theta_k} + n(f_i, g_{ii}) \quad (3)$$

$$\text{ここで、} \quad u_k = \begin{bmatrix} -\cos \gamma_k \\ \sin \gamma_k \cos \theta_k e^{j\Phi_k} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$n(f_i, g_{ii}) = \begin{bmatrix} n_y(f_i, g_{ii}) \\ n_x(f_i, g_{ii}) \end{bmatrix} \quad (5)$$

である。

2.2 2次元MUSIC法の適用

m番目の周波数からN個の周波数データ、m番目のアレー素子からN個のアレー素子データについて考慮すると、式(3)は次のような行列形式で表現することができる。

$$r_{m,m} = As + n \quad (6)$$

$$r_{m,m} = \begin{bmatrix} z_{m,m}^T & z_{m,m+1}^T & \dots & z_{m,m+N-1}^T \\ z_{m,m+1}^T & z_{m,m+1}^T & \dots & z_{m,m+N-1}^T \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_{m,m+N-1}^T & z_{m,m+N-1}^T & \dots & z_{m,m+N-1}^T \end{bmatrix}^T$$

$$s = [s_1, s_2, \dots, s_d]^T \quad (7)$$

$$A = [a(t_1, \theta_1, \gamma_1, \Phi_1), \dots, a(t_d, \theta_d, \gamma_d, \Phi_d)] \quad (9)$$

$$a(t_k, \theta_k, \gamma_k, \Phi_k) = [u_k e^{-j2\pi(f_m/c_0) \sin \theta_k}, \dots, u_k e^{-j2\pi(f_{m+N-1}/c_0) \sin \theta_k}, \dots, u_k e^{-j2\pi(f_{m+N-1}/c_0) \sin \theta_k}]^T \quad (10)$$

次に、M個のサブアレー $r_{m,m}$ ($m=1, \dots, M$) から相関行列を作り、更に相関抑圧処理(SSP)した R_{ssp} を求める。

$$R_{ssp} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M E \langle r_{m,m} r_{m,m}^H \rangle \quad (11)$$

ここで、 $E \langle \cdot \rangle$ はアンサンブル平均であり、 $M \geq d$ ならば、 R_{ssp} は次の2つの性質を持つ。

性質1. R_{ssp} の固有値はd個の主要な固有値と $(2N^2 - d)$ 個の雑音電力に等しい固有値に分けられる。

$$\lambda_1 > \dots > \lambda_d > \lambda_{d+1} = \dots = \lambda_{2 \times N \times N} = \sigma^2$$

性質2. 雑音固有値 $(\lambda_{d+1}, \dots, \lambda_{2 \times N \times N})$ に対応する雑音固有ベクトル $(e_{d+1}, \dots, e_{2 \times N \times N})$ が張る雑音部分空間は信号のモードベクトル $a(t_k, \theta_k, \gamma_k, \Phi_k)$ に直交する。

$$(e_{d+1}, \dots, e_{2 \times N \times N}) \perp [a(t_1, \theta_1, \gamma_1, \Phi_1), \dots, a(t_d, \theta_d, \gamma_d, \Phi_d)]$$

すなわち、次式が成立する。

$$Q_{MUSIC}(t_k, \theta_k, \gamma_k, \Phi_k) = \sum_{i=d+1}^{2 \times N \times N} |a^H(t_k, \theta_k, \gamma_k, \Phi_k) e_i|^2 = 0 \quad (12)$$

MUSIC法では次式でされる $P_{MUSIC}(t, \theta, \gamma, \Phi)$ を定義し、到来波の伝搬時間、到来方向、偏波状態の同時推定を行うことができる。

$$P_{MUSIC}(t, \theta, \gamma, \Phi) = \frac{2N^2}{Q_{MUSIC}(t, \theta, \gamma, \Phi)} \quad (13)$$

偏波状態は、式(12)で推定されたスピナーパラメータ (γ, Φ) から直観的に理解しやすい楕円の幾何学的パラメータ (ϵ, τ) で表現する (図2参照)。

$$\epsilon_k = \frac{1}{2} \sin^{-1}(\sin 2\gamma_k \sin \Phi_k) \quad (14)$$

$$\tau_k = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{\sin 2\gamma_k \cos \Phi_k}{\cos 2\gamma_k} \right) \quad (15)$$

3. 実験結果と考察

実験は電波暗室で、図3のように伝搬時間、到来方向、偏波状態の異なる2つの線状ワイヤをターゲットとして配置し、ネットワークアナライザを用いて測定した。表1に、広帯域2次元DFT法による2つのターゲットの波源位置、偏波状態の推定結果と2次元MUSIC法(図4)による推定結果を示す。2次元MUSIC法では狭帯域な周波数データに対し、伝搬時間、到来方向、偏波状態の同時推定が十分可能であることがわかる。

4. 結論

直交する2つの偏波成分に対し2次元MUSIC法を適用し、伝搬時間、到来方向、偏波状態の推定を行い、多重波伝搬構造の解析に有効であることが実験的に確認できた。

参考文献

- [1] R.O.Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," IEEE Trans. Antennas and Propagat., vol.AP-34, no.3, pp.276-280, Mar.1986.
- [2] Y.Ogawa, N.Hamaguchi, K.Ohshima and K.Itoh, "High-resolution analysis of indoor multipath propagation structure," IEICE Trans. Commun., vol.E78-B, no.11, pp.1450-1457, Nov.1995.
- [3] J.Li and R.T.Compton, Jr., "Angle and polarization estimation using ESPRIT with a polarization sensitive array," IEEE Trans. Antennas and Propagat., vol.39, no.9, pp.1376-1383, Sept.1991.

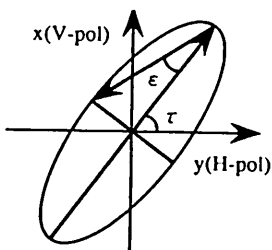


図2. (ϵ, τ) による偏波状態表現

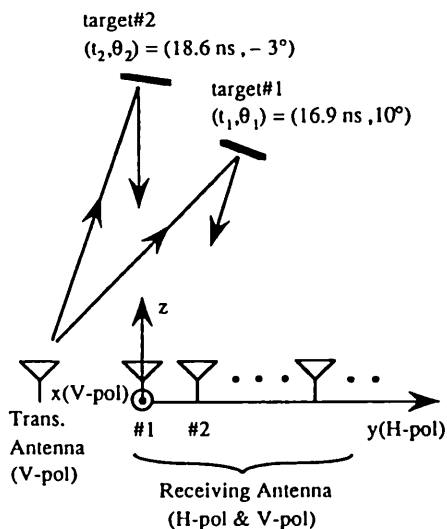


図3. 到来波と受信アンテナの配置図

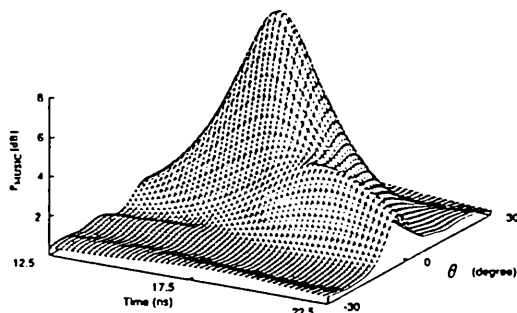


図4. 2次元MUSIC法による推定結果
 使用周波数 13.375 ~ 13.545 GHz
 周波数データ数 16
 アンテナ素子数 16
 アンテナ間隔 1.0 cm

表1. 2次元DFT法(広帯域)と2次元MUSIC法(狭帯域)による推定結果

	target1				target2			
	time(ns)	θ (deg)	ϵ	τ	time(ns)	θ (deg)	ϵ	τ
2次元DFT	16.9	10	16	54	18.6	-3	17	22
2次元MUSIC	16.9	9	10	54	19.7	-4	30	21