

# 室内無線通信のための MUSIC 法による多重波の到来方向と伝搬遅延時間の推定

正員 菊間 信良<sup>†</sup>      正員 安西 睦<sup>†</sup>      准員 小川 勝<sup>†</sup>  
 准員 山田 幸一<sup>†</sup>      正員 稲垣 直樹<sup>†</sup>

## Estimation of Direction of Arrival and Delay Profile of Multipath Waves by MUSIC Algorithm for Indoor Radio Communications

Nobuyoshi KIKUMA<sup>†</sup>, Makoto ANZAI<sup>†</sup>, *Members*, Masaru OGAWA<sup>†</sup>,  
 Koichi YAMADA<sup>†</sup>, *Associate Members* and Naoki INAGAKI<sup>†</sup>, *Member*

あらまし 近年、ビル内における高速デジタル無線通信方式の実現が強く期待されている。これにはまず現実のビル内における多重波伝搬環境の把握が必要となるが、これまで簡便かつ有効な測定法がないため、高速デジタル通信の可能性を評価するのに十分な測定が行われていないのが現状である。そこで本論文では室内多重波伝搬構造を解明するために MUSIC 法を用いた簡便かつ高分解能な多重波到来方向推定法および多重波伝搬遅延時間推定法を提案し、その有効性を計算機シミュレーションおよび実験により確認した。多重波到来方向推定法に関してはダイポールを用いた半径 0.75 から 1 波長程度の回転走査により 10° 以上離れて到来する波について正確に推定が行え、5° の場合にも若干誤差が大きくなるが 2 波の分離が可能であることが示された。多重波伝搬遅延時間推定法に関しては使用周波数帯域幅が 100 MHz の場合に、3 ns 以上の遅延時間差を正確に推定することができ、2 ns の場合にもその推定値に多少の誤差が見られるものの 2 波の分離はできることが示された。また、実際に室内で測定を行った結果、10 波程度の多重波が観測でき、非常に複雑な伝搬環境であることが確認された。

### 1. ま え が き

情報化社会の発展に伴い、ビル内に多様な情報ネットワークが構築されつつあり、配線の煩わしさが少ない情報端末機器間の無線接続による高速デジタル無線通信方式の必要性が増大している。しかしながら一般に電波伝搬環境が複雑になるためその安定性、信頼性が大きな問題となる。それ故、このような無線通信方式を実現するためには、まず室内における多重波伝搬状況の詳細な把握が必要となる。これを解析するには受信点における到来波の数、到来方向、到来遅延時間、および強度、いわゆる多重波パラメータを知ることが有効である。室内における電波伝搬環境の測定に関しては簡便かつ有効な測定法がないため十分な測定は行われておらず、そのため、室内の多重波伝搬構造はい

まだ明らかにはなっていないところが多い。

室内における多重波到来方向を推定する方法に対して要求されることは、多数の到来波を識別する高い角度分解能である。これまでにアンテナの直線の走査による開口合成法を用いたもの<sup>(1)</sup>、あるいは回転走査によるフーリエ解析法<sup>(2)</sup>などが提案されてきたが、十分な分解能が得られていない。また、分解能を向上させるために、回転走査によって得られたデータに Prony 法を適用した手法<sup>(3),(4)</sup>も提案されたが雑音の影響で十分な精度が得られなかった<sup>(5)</sup>。このため雑音に影響されにくく、かつ高い角度分解能をもつ測定法が必要となる。

一方、遅延時間の測定方法としては、フーリエ変換法(周波数掃引法)、PN (Pseudo Noise) 符号の鋭い自己相関特性を利用した測定法<sup>(6)</sup>などが提案されているが、時間分解能が十分でない、特殊な測定装置を必要とするなどの問題がある。室内においては数 ns の間隔で遅延波が多数発生すると考えられるので、数 ns の

<sup>†</sup> 名古屋工業大学工学部電気情報工学科, 名古屋市  
 Faculty of Engineering, Nagoya Institute of Technology,  
 Nagoya-shi, 466 Japan

時間分解能をもち、簡易なシステムで測定が行えることが望ましい。

そこで本論文では高分解能スペクトル解析法である MUSIC (MUltiple SIgnal Classification) アルゴリズム<sup>(7)</sup>を用いた多重波到来方向推定法および伝搬遅延時間分布推定法を提案し、その有効性を計算機シミュレーションおよび実験により確認する。

## 2. 多重波到来方向推定法

### 2.1 多重波到来方向の推定原理

#### 2.1.1 アンテナの回転走査

室内の測定においては送信機または受信機の位置が変化することにより到来方向が大きく変動する。このため小形のアンテナをできるだけ狭い範囲で走査させ、得られた受信データを合成することにより高い角度分解能を得るといふ開口合法的な手法が望ましい。アンテナの走査法としては、移動範囲が小さく、しかも簡便である回転走査を採用する。図1に小形アンテナとしてダイポールを用いた受信アンテナシステムおよび座標系を示す。図のようにダイポールの中心が X-Y 面内で半径  $r$  の円を描くように回転させる。また、回転中心を位相中心とした場合の回転ダイポールアンテナの指向特性を  $d(\phi)$  で表す。

今アンテナの回転面と同一面内から多重波が到来するとして、その波源分布を次のように仮定する。

$$b(\phi) = \sum_{i=1}^L F_i \delta(\phi - \phi_i) \quad (1)$$

ここに  $L$  は到来波の数、 $F_i$  および  $\phi_i$  はそれぞれ第  $i$  波の複素振幅と到来方向、 $\delta(\phi)$  はデルタ関数である。このときアンテナを  $\phi$  方向に向けた場合の複素受信電圧  $v(\phi)$  は、 $w(\phi)$  を内部雑音として次式で表される。

$$v(\phi) = \int_0^{2\pi} b(\phi') d(\phi - \phi') d\phi' + w(\phi)$$

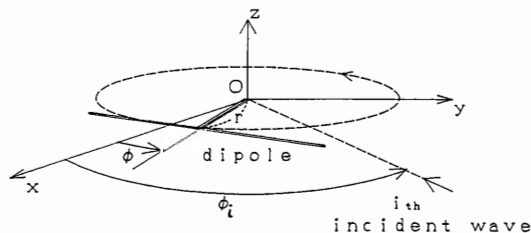


図1 受信アンテナシステム  
Fig.1 Receiving antenna system.

$$= \sum_{i=1}^L F_i d(\phi - \phi_i) + w(\phi) \quad (2)$$

$v(\phi)$  は周期  $2\pi$  の周期関数であるからフーリエ変換して得られる第  $n$  次のフーリエ成分  $V(n)$  は次式で表される。

$$V(n) = D(n) \sum_{i=1}^L F_i e^{-jn\phi_i} + W(n) \quad (3)$$

但し、 $D(n)$ 、 $W(n)$  はそれぞれ  $d(\phi)$ 、 $w(\phi)$  の第  $n$  次フーリエ成分である。ここで  $B_n \triangleq V(n)/D(n)$  とおくと

$$B_n = \sum_{i=1}^L F_i e^{-jn\phi_i} + W_n \quad (4)$$

$$W_n \triangleq W(n)/D(n)$$

となる。式(4)を逆フーリエ変換すれば波源分布  $b(\phi)$  が求められるが、アンテナの回転半径を十分長く取ることができないので、 $D(n)$  は高次になるにつれ急速に減少する<sup>(3),(4)</sup>。そのため、 $b(\phi)$  の高周波成分は失われ、低周波成分のみとなり分解能が悪くなる。分解能を上げるために Prony 法を用いて多重波パラメータの推定を行ったが雑音の影響により精度が劣化するため微弱な電波は認識できなかった<sup>(5)</sup>。そこで本論文では、雑音の存在する環境でも良好に動作する解析法として高分解能スペクトル解析法である MUSIC (Multiple Signal Classification) 法<sup>(7)</sup>を式(4)の低周波成分に適用することにより多重波の到来波数、到来方向(回転面内の方位角)および強度の推定を行う<sup>(6)</sup>。

#### 2.1.2 MUSIC 法

式(4)の  $B_n$  の低周波成分を  $B_{-K}, \dots, B_K (K > 0)$  と表し、これらを有効スペクトル、その数  $2K+1$  を有効スペクトル数と呼ぶことにする。簡便化のため式(4)の  $2K+1$  個の有効スペクトル成分を次式のようにベクトル表記する。

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}\mathbf{F} + \mathbf{W} \quad (5)$$

但し、

$$\mathbf{X} \triangleq [B_{-K}, B_{-K+1}, \dots, B_K]^T$$

$$\mathbf{A} \triangleq [\mathbf{a}(\phi_1), \mathbf{a}(\phi_2), \dots, \mathbf{a}(\phi_L)]$$

$$\mathbf{a}(\phi_i) \triangleq [e^{jK\phi_i}, e^{j(K-1)\phi_i}, \dots, e^{-jK\phi_i}]^T \quad (i=1, \dots, L) \quad (6)$$

$$\mathbf{F} \triangleq [F_1, F_2, \dots, F_L]^T$$

$$\mathbf{W} \triangleq [W_{-K}, W_{-K+1}, \dots, W_K]^T$$

ここに添字  $T$  は転置を表す。また  $\mathbf{a}(\phi)$  は到来方向によって決まるベクトルでありモードベクトルと呼ばれる。

このとき到来する電波と内部雑音が無相関であるとすると  $\mathbf{X}$  の相関行列  $\mathbf{S}$  は次式のように表される。

$$\mathbf{S} \triangleq \overline{\mathbf{X}\mathbf{X}^T} = \mathbf{A}\mathbf{P}\mathbf{A}^T + \sigma^2\mathbf{S}_0 \quad (7)$$

$$P \triangleq \overline{FF^T}$$

$$\sigma^2 \triangleq \frac{1}{2K+1} \sum_{n=-K}^K |W_n|^2$$

$$S_0 \triangleq \frac{1}{\sigma^2} \overline{WW^T}$$

ここに、 $\overline{\quad}$  は期待値、添字<sup>\*</sup>は共役転置を表す。Pは到来する多重波間の相関行列を表し、信号相関行列と呼ばれる。また、内部雑音に関する相関行列は上式のように $\sigma^2 S_0$ で表す。但し、 $\sigma^2$ は相関行列 $\overline{WW^T}$ の対角成分の平均値、 $S_0$ はその相関行列を $\sigma^2$ で規格化したものである。

MUSIC法は各到来波の間に完全な相関がないことを前提としているが、室内においては到来波は主に直接波とその反射波であると考えられるので、各到来波間の相関は非常に高いと考えられる。この場合、行列Pがフルランク(ランクL)にならず相関の高い到来波を分離することができない。そこで、各到来波の相互相関を抑圧するためにニアアレーアンテナによる到来方向推定で考案された相関行列の移動平均(空間平均)をMUSIC法の前処理として導入する<sup>(9),(10)</sup>。式(4)の受信処理データ $B_n$ が同一素子の等間隔ニアアレーで受信したときの各アンテナ出力と等価であるため本推定法に対して移動平均法の適用は可能である。移動平均とは相関行列の対角線に沿ってM次元( $M < 2K+1$ )の小行列を1個ずつずらしてN個取り出しその平均をとるものである。それ故、 $2K+1, M, N$ の間には $N = (2K+1) - M + 1$ の関係式が成り立つ。移動平均を行うことにより相関行列の次元は $(2K+1)$ からMへと小さくなり、推定のための自由度が減少するが、到来波のすべてが100%の相関がある場合でもN個の到来波が分離可能となる。一方、MUSIC法によってL個の到来波を分離するには相関行列の次元はL+1以上なければならないので<sup>(9)</sup>、到来方向推定に移動平均を適用する際

小行列の次元(M)  $\geq L+1$

小行列の個数(N)  $\geq L$

が必要条件となる。そのため本論文では、 $K \geq L$ と仮定し、

$$N = M = K + 1 \tag{8}$$

と選ぶことにする。このようにして求められたM次元の相関行列 $\overline{S}$ に対して式(7)と同様

$$\overline{S} = \overline{A} \overline{P} \overline{A}^T + \sigma^2 \overline{S}_0 \tag{9}$$

と表すことができ、信号相関行列 $\overline{P}$ はフルランクとなる。また $\overline{S}_0$ は $S_0$ に対して移動平均を行うことにより

得られるM次の正方行列であり、 $\overline{A}$ は次式で与えられる $M \times L$ の行列である。

$$\overline{A} = [\overline{a}(\phi_1), \overline{a}(\phi_2), \dots, \overline{a}(\phi_L)] \tag{10}$$

$$\overline{a}(\phi_i) = e^{j\frac{M+1}{2}\phi_i} [e^{-j\phi_i}, e^{-j2\phi_i}, \dots, e^{-jM\phi_i}]^T \tag{11}$$

( $i=1, \dots, L$ )

さて、 $\overline{S}, \overline{S}_0$ に対して $\overline{S}e = \lambda \overline{S}_0 e$ の一般固有値問題を解く。得られる固有値は

$$\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_L \gg \lambda_{L+1} = \dots = \lambda_M = \sigma^2 \triangleq \lambda_{\min}$$

となり、この固有値の大きさの変化より到来波数Lを推定することができる。

Lが推定されると次は固有値が $\sigma^2$ に等しい固有ベクトル $e_{L+1}, \dots, e_M$ と直交するモードベクトル $\overline{a}(\phi)$ を求めることにより到来角 $\phi_i$ を推定する。これには

$$P_{MU}(\phi) \triangleq \frac{\overline{a}^T(\phi) \overline{a}(\phi)}{\overline{a}^T(\phi) E_N E_N^T \overline{a}(\phi)} \tag{12}$$

$$E_N \triangleq [e_{L+1}, e_{L+2}, \dots, e_M] \tag{13}$$

で定義される評価関数を用い $\phi$ に対するL個のピークを探すことにより $\phi_1, \dots, \phi_L$ を求める。このとき信号相関行列 $\overline{P}$ は

$$\overline{P} = (\overline{A}^T \overline{S}_0^{-1} \overline{A})^{-1} \overline{A}^T \overline{S}_0^{-1} (\overline{S} - \lambda_{\min} \overline{S}_0) \overline{S}_0^{-1} \overline{A} (\overline{A}^T \overline{S}_0^{-1} \overline{A})^{-1} \tag{14}$$

により計算され、この第i対角成分が第i波の受信電力に等しい<sup>(7)</sup>。

## 2.2 計算機シミュレーション

実際にMUSIC法を用いて測定を行う前に、推定精度に対する反射波の相対強度、到来方向の接近度および雑音レベルの影響を調べるために、計算機シミュレーションを行った。受信アンテナには3/2波長ダイポールアンテナを水平にして用いこれを中心から0.75波長離して回転させ、水平偏波とする。このときの指向特性の有効スペクトルは $n=-6$ から $n=+6$ ( $K=6$ )とした。到来波は2波とし、その振幅、到来方向が  
直接波： $F_1=1e^{j0}, \phi_1=0^\circ$

$$\text{反射波：} F_2 = ae^{j\frac{\pi}{3}}, \phi_2 = 0^\circ + \phi_a$$

と与えられている場合に $a=0.5, 0.3, 0.1, \phi_a=5^\circ, 10^\circ, 20^\circ, 30^\circ$ 、直接波に対する $S/N=40 \text{ dB}, 30 \text{ dB}, 20 \text{ dB}$ について計算を行った。また到来波数は固有値の大きさから推定するのであるが、客観的に決定するために最大ゆう度法を利用したAIC(Akaike Information Criteria)およびMDL(Minimum Description Length)<sup>(11)</sup>を用いて推定を行った。これらの計算結果を表1に示す。この結果より、直接波との振幅比が0.1以上の反射波に対して $5^\circ$ の高い角度分解能を得るに

表1 到来方向推定シミュレーション結果

反射波 振幅	方向差 $\phi_d$ (deg)	SNR (dB)	直接波		反射波		評価
			$\phi_1$ (deg)	強度 power	$\phi_2$ (deg)	強度 power	
0.5	5	40	0	1.00	6	0.16	A
		30	0	1.00	4	0.55	A
		20	2	1.00	—	—	C
	10	40	0	1.00	10	0.25	A
		30	0	1.00	10	0.23	A
		20	3	1.00	—	—	C
	20	40	0	1.00	20	0.25	A
		30	0	1.00	20	0.24	A
		20	-1	1.00	20	0.28	A
	30	40	0	1.00	30	0.25	A
		30	0	1.00	30	0.26	A
		20	0	1.00	30	0.23	A
0.3	5	40	0	1.00	4	0.14	A
		30	1	1.00	—	—	C
		20	1	1.00	—	—	C
	10	40	0	1.00	10	0.09	A
		30	0	1.00	7	0.19	B
		20	1	1.00	16	0.37	B
	20	40	0	1.00	20	0.09	A
		30	0	1.00	20	0.09	A
		20	0	1.00	16	0.11	B
	30	40	0	1.00	30	0.09	A
		30	0	1.00	30	0.09	A
		20	0	1.00	31	0.09	A
0.1	5	40	0	1.00	6	0.01	A
		30	0	1.00	—	—	C
		20	0	1.00	—	—	C
	10	40	0	1.00	12	0.01	B
		30	0	1.00	—	—	C
		20	1	1.00	—	—	C
	20	40	0	1.00	21	0.01	A
		30	0	1.00	19	0.01	A
		20	0	1.00	32	0.01	B
	30	40	0	1.00	30	0.01	A
		30	0	1.00	30	0.01	A
		20	1	1.00	38	0.02	B

A : 直接波と反射波ともにほぼ正しく推定できた場合  
 B : 2波の分離はできたが方向、電力が正しくない場合  
 C : 2波の分離ができない場合

はSN比は40 dB以上必要であること、また到来方向差が20°以上あればSN比が20 dBでも直接波とそれに対する振幅が0.1の反射波との分離ができることがわかる。

### 2.3 推定実験と考察

#### 2.3.1 受信アンテナ

本推定法は受信アンテナの指向特性により分解能が変動する。分解能を上げるためには偏心回転ダイポールアンテナの指向性パターンの空間周波数特性  $D(n)$  が高次の項まで有効でなければならない。すなわち受信アンテナの指向性の振幅特性あるいは位相特性の変動が激しいほど角度分解能があがることになる。そこで実験に際しては計算機シミュレーションと同じ  $3/2\lambda$  ダイポールアンテナを使用するが、空間スペクト

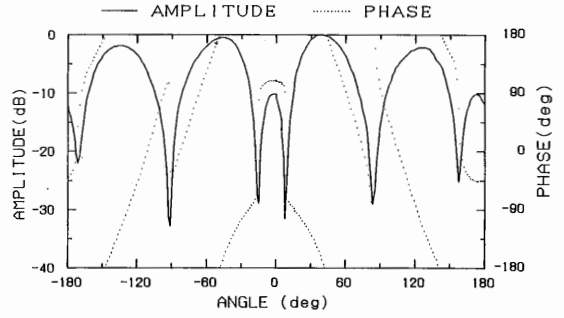


図2 回転走査をしたときの受信アンテナ指向性パターン  
 Fig. 2 Directional pattern of receiving antenna in the case of rotatory scanning.

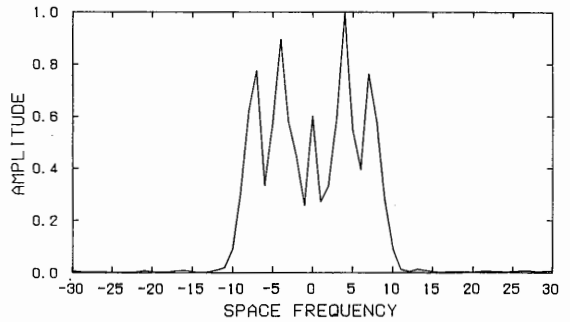


図3 回転走査をしたときの受信アンテナ空間周波数特性  
 Fig. 3 Spatial frequency characteristics of receiving antenna in the case of rotatory scanning.

ルの帯域を更に広くするために中心から1波長程度離して回転させることにした。偏波は水平偏波で、中心周波数は1.3 GHzである。回転走査をしたときの指向性パターンを図2に示す。図中の実線は振幅特性、点線は位相特性を示す。次に回転走査をしたときの指向性パターンの空間周波数特性を図3に示す。有効スペクトルとして  $n=-11$  から  $n=+11$  までを選ぶとすると、分離可能な到来波の最大数は11波となる。

#### 2.3.2 電波暗室における実験

本推定法の角度分解能を2波モデルを用いて実験的に検討する。使用周波数は1.3 GHzで、測定環境を図4に示す。送信アンテナには信号源を共有する2個のディスコーンアンテナを水平に設置し、この二つの送信アンテナの距離を変化させることにより仮想的に到来方向差5°, 10°, 20°, 30°の2波多重波モデルを設定し測定を行った。

測定手順は次の順序で行う。まず送信を行わない状態で雑音のみの受信データを複数回測定し雑音の相関

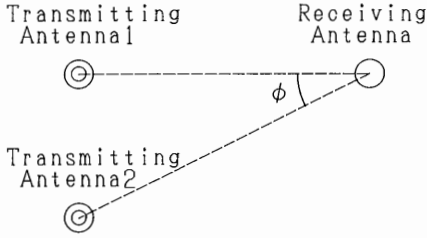
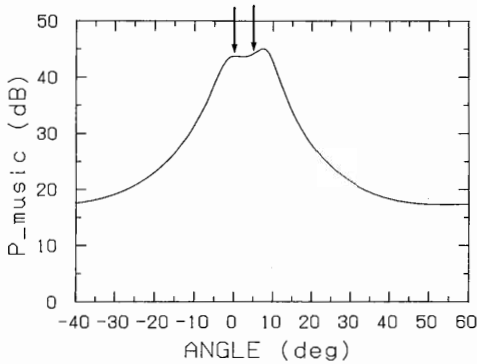


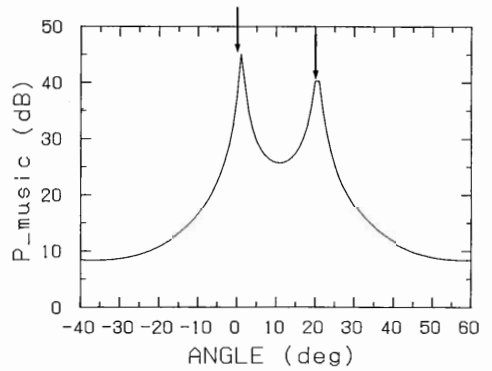
図 4 暗室内到来方向推定実験測定環境  
Fig. 4 Measurement environment in radio anechoic chamber for estimation of direction of arrival.

行列  $S_0$  を求める. 次に送信時の受信データを複数回測定しその相関行列を求める. これに MUSIC 法を用いて各波の到来方向と受信強度を推定する.

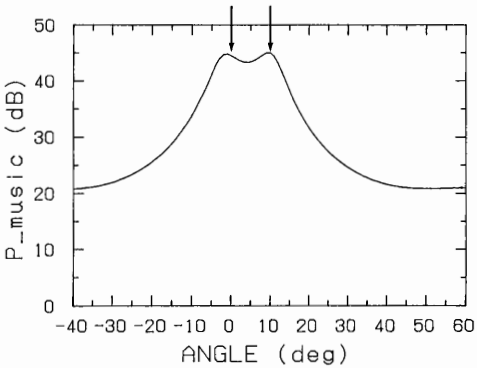
図 5 (a), (b), (c), (d) に到来方向の推定結果を示す. 図の横軸は方向, 縦軸は式(12)の  $P_{MV}$  の値をプロットしたものである. これにより方向差が  $10^\circ$  以上の場合には角度誤差  $1$  度程度でほぼ正確に推定が行われており,  $5^\circ$  の場合には  $2^\circ$  の角度誤差があるものの 2 波の分離はできていることがわかる. この結果より本方式は非常に高い角度分解能をもつことが示された.



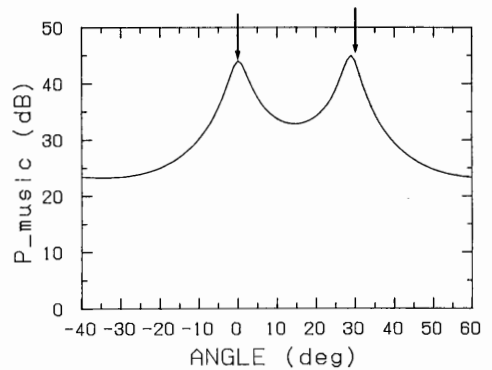
(a)



(c)



(b)



(d)

図 5(a) 暗室内到来方向推定結果 ( $5^\circ$ )  
(b) 暗室内到来方向推定結果 ( $10^\circ$ )  
(c) 暗室内到来方向推定結果 ( $20^\circ$ )  
(d) 暗室内到来方向推定結果 ( $30^\circ$ )

Fig. 5(a) Estimation result of direction of arrival in radio anechoic chamber ( $5^\circ$ )  
(b) Estimation result of direction of arrival in radio anechoic chamber ( $10^\circ$ )  
(c) Estimation result of direction of arrival in radio anechoic chamber ( $20^\circ$ )  
(d) Estimation result of direction of arrival in radio anechoic chamber ( $30^\circ$ )

### 2.3.3 室内における実験

本方法を使用して実際に室内において測定を行った。測定環境を図6に示す。測定に使用した部屋は会議室であり、机、スチール製の本棚などがある。壁はコンクリート、ドアは木製である。送信アンテナには反射板付き1/2波長ダイポールを使用し、水平偏波とする。送信周波数は1.3 GHzとする。測定は受信地点を  $M_1$  から  $M_3$  の3通りに変えて行った。

推定結果を図7に示す。図は到来方向およびその電力をベクトルで表したものである。ベクトルの方向は到来方向、ベクトルの長さは各測定地点における到来波の最大電力を0 dBとした電力のdB表示で-20 dBまでの到来波を表示してある。これを見ると直接波と壁からの反射波がほぼ正確に推定できていることがわかり、MUSIC法による推定は非常に効果的であると

言える。また到来波数は各場合とも10波前後で、多数の波が到来している複雑な伝搬環境であることがわかる。

## 3. 室内多重波遅延時間分布

室内においては多重波伝搬による遅延波が数ns間隔で多数存在すると考えられる。狭い周波数帯域の受信データより高い時間分解能を得るため到来方向推定の場合と同様、MUSIC法を用いて推定を行う。

### 3.1 周波数領域の受信電圧

$L$ 波の多重波が到来するとしてその遅延時間分布を

$$b_i(t) = \sum_{i=1}^L F_i \delta(t - \tau_i) \quad (15)$$

と仮定する。但し、 $\tau_i, F_i$  はそれぞれ第  $i$  波の伝搬遅延時間および複素振幅である。ここでは  $F_i$  が周波数特性をもたないとする。式(15)の  $b_i(t)$  をフーリエ変換すると周波数領域での波源分布  $b(f)$  が次式のように得られる。

$$b(f) = \sum_{i=1}^L F_i e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (16)$$

一方、受信アンテナの指向性パターンが周波数に依存しないとすると周波数  $f$  における受信電圧  $v(f)$  は内部雑音を考慮して次式で表される。

$$v(f) = d(f)b(f) + w(f) \quad (17)$$

ここに  $d(f)$  は受信系の周波数特性を与える関数(伝達関数)、 $w(f)$  は内部雑音である。ここで周波数を一定間隔  $\Delta f$  で変化させて測定を行うものとする。すなわち

$$f_n = f_1 + (n-1)\Delta f \quad (n=1, \dots, 2K+1) \quad (18)$$

とし、 $2K+1$  個のサンプル値を用いる。 $B_n \triangleq v(f_n)/d(f_n)$  とすると

$$B_n = \sum_{i=1}^L F_i e^{-j2\pi f_n \tau_i} + W_n \quad (19)$$

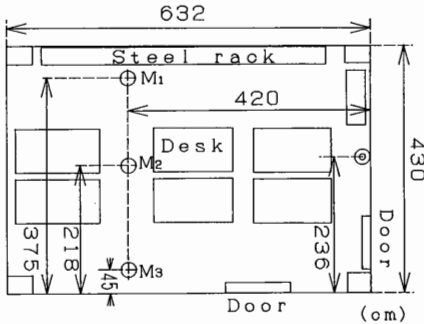
$$W_n \triangleq w(f_n)/d(f_n)$$

となる。式(19)を逆フーリエ変換すれば遅延時間分布が求まる。しかし、数ns程度の間隔で多数存在する遅延波をこの方法で分離しようとするれば数GHzの周波数帯にわたる受信データが必要となる<sup>(12)</sup>。そこでより狭い帯域のデータから高分解能を得るため前節と同様MUSIC法を使って遅延時間を推定する。

### 3.2 MUSIC法の適用

まず式(19)のデータを次のようにベクトル表記する。

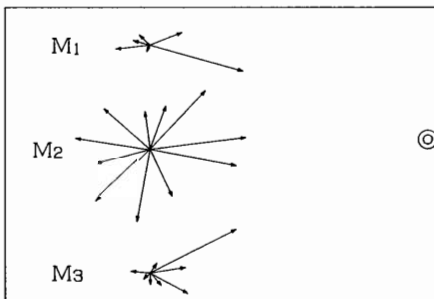
$$X = AF + W \quad (20)$$



○ Measurement Point  
⊙ Transmitting Antenna

図6 室内到来方向推定実験測定環境

Fig. 6 Measurement environment in office for estimation of direction of arrival.



⊙ Transmitting Antenna

図7 室内到来方向推定結果ベクトル図

Fig. 7 Vectorial expression of direction of arrival in office.

但し,

$$\begin{aligned}
 X &\triangleq [B_1, B_2, \dots, B_{2K+1}]^T \\
 A &\triangleq [\mathbf{a}(\tau_1), \mathbf{a}(\tau_2), \dots, \mathbf{a}(\tau_L)] \\
 \mathbf{a}(\tau_i) &\triangleq [e^{-j2\pi f_1 \tau_i}, e^{-j2\pi f_2 \tau_i}, \dots, e^{-j2\pi f_{2K+1} \tau_i}]^T \\
 &\quad (i=1, \dots, L) \quad (21)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 F &\triangleq [F_1, F_2, \dots, F_L]^T \\
 W &\triangleq [W_1, W_2, \dots, W_{2K+1}]^T
 \end{aligned}$$

式(20)の形は前節の到来方向推定原理における式(5)と同じである。従って到来方向推定の場合と同様にして相関行列  $S = \overline{XX^T}$  を求め、移動平均によって得られる  $M$  次元の相関行列  $\bar{S} = \overline{AP\bar{A}^T} + \sigma^2 \bar{S}_0$  の固有値  $\lambda$  の大きさの変化から到来波数  $L$  を推定する。遅延時間はモードベクトル  $\bar{\mathbf{a}}(\tau)$  と最小固有値  $\lambda_{\min}$  に対する固有ベクトル  $\mathbf{e}_{L+1}, \dots, \mathbf{e}_M$  を用いて

$$P_{Mu}(\tau) = \frac{\bar{\mathbf{a}}^T(\tau)\bar{\mathbf{a}}(\tau)}{\bar{\mathbf{a}}^T(\tau)E_N E_N^T \bar{\mathbf{a}}(\tau)} \quad (22)$$

$$\begin{aligned}
 \bar{\mathbf{a}}(\tau) &= [e^{-j2\pi f_1 \tau}, e^{-j2\pi f_2 \tau}, \dots, e^{-j2\pi f_M \tau}]^T \\
 E_N &\triangleq [\mathbf{e}_{L+1}, \mathbf{e}_{L+2}, \dots, \mathbf{e}_M]
 \end{aligned}$$

を計算し、 $P_{Mu}(\tau)$  の  $L$  個のピークより遅延時間を求める。受信電力は信号相関行列  $\bar{P}$  を

$$\begin{aligned}
 \bar{P} &= (\bar{A}^T \bar{S}_0^{-1} \bar{A})^{-1} \bar{A}^T \bar{S}_0^{-1} \\
 &\quad (\bar{S} - \lambda_{\min} \bar{S}_0) \bar{S}_0^{-1} \bar{A} (\bar{A}^T \bar{S}_0^{-1} \bar{A})^{-1} \quad (23) \\
 \bar{A} &= [\bar{\mathbf{a}}(\tau_1), \dots, \bar{\mathbf{a}}(\tau_L)]
 \end{aligned}$$

により計算しその対角成分より受信電力を求める。

本推定法における周波数領域のデータは複素数で、どの周波数においてもその実部と虚部は互いにヒルベルト変換の関係にあるため、フーリエ変換によって得られる時間領域のスペクトル(遅延時間スペクトル)は負のスペクトルをもたない。それ故、周波数領域のデータを  $\Delta f$  の間隔でサンプリングする場合、推定可能な最大遅延時間  $\tau_{\max}$  は、サンプリング定理により

$$\tau_{\max} = \frac{1}{\Delta f} \quad (24)$$

となる。これはモードベクトル  $\bar{\mathbf{a}}(\tau)$  の周期に等しい。

### 3.3 計算機シミュレーション

実際に MUSIC 法を用いて測定を行う前に、推定精度に対する反射波の相対強度、遅延時間の接近度および雑音レベルの影響を調べるために、計算機シミュレーションを行った。周波数 1,250~1,350 MHz、サンプル数 21 個 ( $\Delta f = 5$  MHz,  $K = 10$ ) で到来波は 2 波とし、その振幅、到来方向が

$$\text{直接波: } F_1 = 1e^{j0}, \quad \tau_1 = 20 \text{ ns}$$

$$\text{反射波: } F_2 = ae^{j\frac{\pi}{3}}, \quad \tau_2 = 20 \text{ ns} + \tau_d$$

と与えられている場合に  $a = 0.5, 0.3, 0.1, \tau_d = 2\text{ns}$ ,

表 2 遅延時間推定シミュレーション結果

遅延波 振幅	遅延時間 $\tau_d$ (ns)	SNR (dB)	直接波		遅延波		評価
			$\tau_1$ (ns)	強度 power	$\tau_2$ (ns)	強度 power	
0.5	3.0	40	20.0	1.0	23.0	0.25	A
		30	20.5	1.0	23.0	0.26	A
		20	20.5	1.0	23.5	0.24	A
	2.0	40	20.0	1.0	22.0	0.25	A
		30	21.0	1.0	—	—	C
		20	20.5	1.0	—	—	C
0.3	3.0	40	20.0	1.0	22.5	0.12	A
		30	20.0	1.0	23.5	0.08	A
		20	20.5	1.0	—	—	C
	2.0	40	20.0	1.0	22.0	0.10	A
		30	21.5	1.0	—	—	C
		20	21.5	1.0	—	—	C
0.1	3.0	40	22.0	1.0	—	—	C
		30	22.0	1.0	—	—	C
		20	22.0	1.0	—	—	C
	2.0	40	22.0	1.0	—	—	C
		30	22.0	1.0	—	—	C
		20	22.0	1.0	—	—	C

A : 直接波と反射波ともにほぼ正しく推定できた場合  
 B : 2波の分離はできたが方向、電力が正しくない場合  
 C : 2波の分離ができない場合

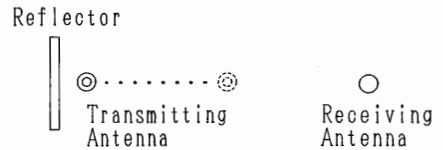


図 8 暗室内遅延時間推定実験測定環境  
 Fig. 8 Measurement environment in radio anechoic chamber for estimation of delay time.

3ns, 直接波に対する  $S/N = 40$  dB, 30 dB, 20 dB について計算を行った。また到来波数は、客観的に決定するために AIC および MDL<sup>(11)</sup> を用いて推定を行った。表 2 にシミュレーション結果を示す。これより直接波との振幅比が 0.3 以上の反射波に対しては SN 比が 40 dB 以上の場合に 2 ns の時間分解能があること、また反射波強度が直接波に対して 0.1 以下では分離不能であることなどがわかる。

### 3.4 推定実験と考察

#### 3.4.1 電波暗室における実験

本推定法が実際にどの程度の時間分解能をもつかを実験的に確認するため 2 波モデルについて実験を行った。アンテナは広い帯域で指向性パターンが変わらないことが要求され、かつ無指向性であることが望ましいので送信アンテナ、受信アンテナともにディスコーンアンテナを使用し、偏波は垂直偏波とした。測定周波数は計算機シミュレーションと同様 1,250 MHz から 1,350 MHz までの 100 MHz とし 5 MHz 間隔で測定を行った。測定環境を図 8 に示す。測定は反射板を

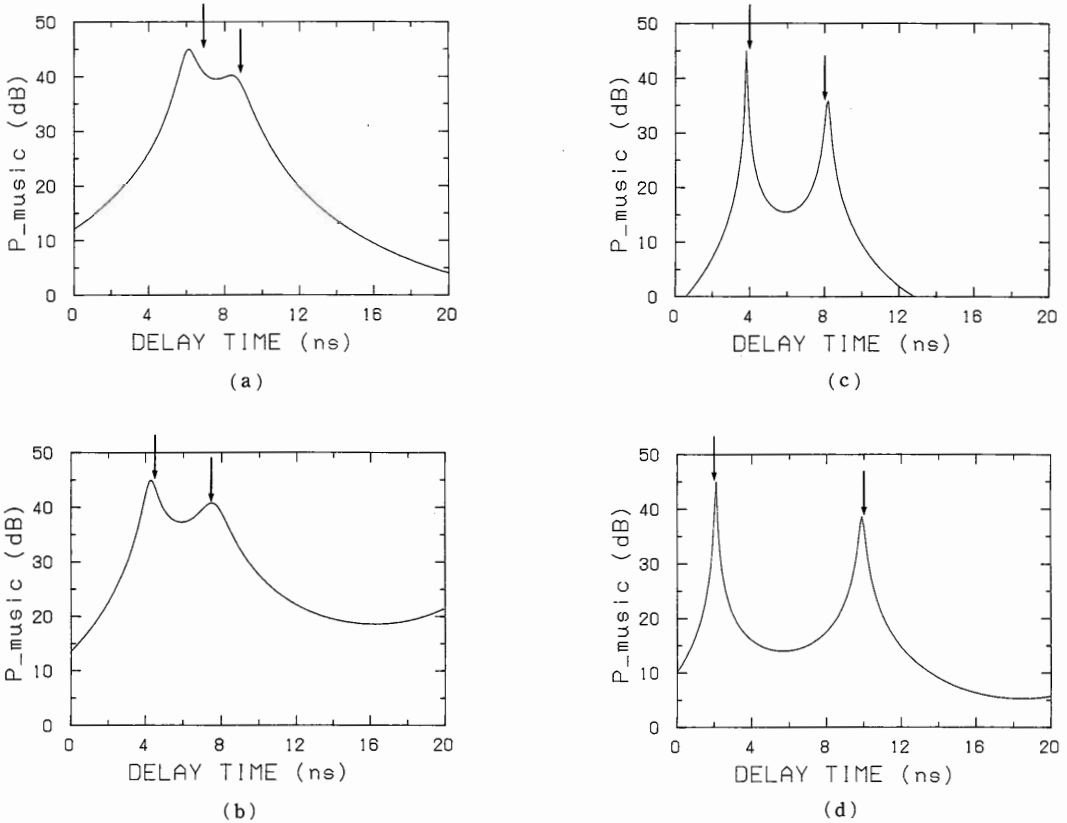


図 9(a) 暗室内遅延時間推定結果 (2 ns)  
 (b) 暗室内遅延時間推定結果 (3 ns)  
 (c) 暗室内遅延時間推定結果 (4 ns)  
 (d) 暗室内遅延時間推定結果 (8 ns)

Fig. 9(a) Estimation result of delay time in radio anechoic chamber (2 ns).  
 (b) Estimation result of delay time in radio anechoic chamber (3 ns).  
 (c) Estimation result of delay time in radio anechoic chamber (4 ns).  
 (d) Estimation result of delay time in radio anechoic chamber (8 ns).

用いて遅延波を作り送信アンテナの位置を変えて遅延時間差を 2, 3, 4, 8 ns に設定して推定を行った。

測定手順は次の順序で行う。まず到来波が 1 波のみの場合について測定を行い受信系の周波数特性  $d(f)$  を求める。このときの受信波の到来時間が以後の測定における遅延時間の規準となる。次に送信を行わない状態で雑音のみの受信データを複数回測定し雑音の相関行列  $S_0$  を求める。最後に送信時の受信データを複数回測定しその相関行列を求める。これに MUSIC 法を用いて各多重波の遅延時間と振幅を推定する。

推定結果を図 9 (a), (b), (c), (d) に示す。図

は縦軸に式(22)の  $P_{Mu}$ , 横軸に遅延時間をとったグラフである。遅延時間は 1 波のみの測定における波の伝搬遅延時間を 0 ns とする。これよりすべての場合において 2 波の分離はできていることがわかる。2 ns の場合は多少推定誤差が大きいですが、3 ns 以上の場合の推定誤差については最大でも 0.5 ns 程度で良好な推定値が得られた。これより本システムで正確に推定できる遅延時間の限界は 3 ns 程度であることがわかる。

### 3.4.2 廊下における実験

実際に廊下における遅延時間分布の推定を行った。送信アンテナ, 受信アンテナ, 測定周波数, 偏波は電



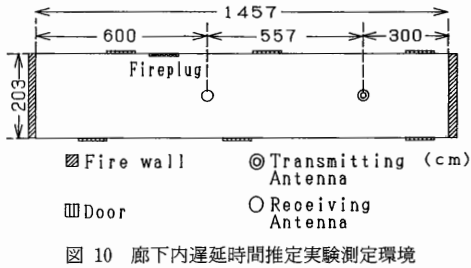


図 10 廊下内遅延時間推定実験測定環境  
Fig. 10 Measurement environment at corridor for estimation of delay time.

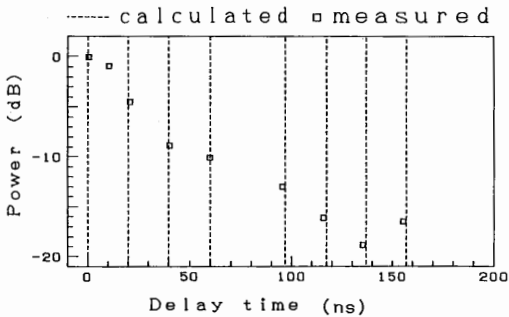


図 11 廊下内遅延時間推定結果

Fig. 11 Estimation result of delay time at corridor.

波暗室における実験と同様とする。測定環境を図 10 に示す。壁はコンクリート、左右の扉は鉄製の防火扉である。送信アンテナ、受信アンテナはそれぞれ扉から 3 m, 6 m ずつ離して設置した。実験結果を図 11 に示す。図中の破線は鉄製扉からの多重反射による遅延時間を伝搬距離から計算したものである。これより鉄製扉からの多重反射波は 4 回反射までほぼ正確に推定できていることがわかる。また 10 ns 付近に現れている遅延波は消火栓からの反射・散乱波の合成であると思われる。

#### 4. む す び

室内における多重波伝搬構造把握のため、MUSIC 法を用いた多重波到来方向推定法と多重波伝搬遅延時間推定法を提案した。計算機シミュレーション結果および実験結果より、到来方向推定法に関してはダイポールを用いた半径 0.75 から 1 波長程度の回転走査により  $10^\circ$  以上の到来方向差について正確な推定が行え、 $5^\circ$  の場合には推定誤差は大きいと 2 波の分離は行えることが示された。遅延時間推定法に関しては使用周波数帯域幅 100 MHz で 3 ns 以上の遅延時間差について正確な推定が行え、2 ns の場合には推定誤差は大

きいと 2 波の分離は可能であることが示された。これより両推定法は室内における多重波パラメータの測定に非常に有効であることがわかった。また、実際に室内で測定を行った結果、10 波程度の多重波が観測でき、非常に複雑な伝搬環境であることが確認された。

本論文では到来方向推定は方位角のみ、偏波は特定のものとしたが、今後は仰角推定、偏波を変えた測定、更には多重波の到来方向と遅延時間を同時に測定できるシステムの研究開発へと発展させていく予定である。

#### 文 献

- (1) 尾上守夫, 稲本 康: “開口合成によるテレビゴースト源空間分布の測定”, テレビ誌, **31**, 3, pp. 199-205 (昭 52).
- (2) 椿 憲一, 鷹尾和昭: “Aperture Synthesis を用いた多重到来波パラメータ推定理論”, 昭 51 信学光・電波大全, 79.
- (3) 桜井啓市, 鷹尾和昭, 木村警根: “アンテナのパターン分析による多重波の推定”, 信学技報, **A-P77-47** (1977-08).
- (4) 鷹尾和昭, 桜井啓市: “小形アンテナによる TV ゴースト波の測定法”, 信学技報, **EMCJ77-34** (1977-10).
- (5) 小川 勝, 安西 睦, 菊間信良, 稲垣直樹: “Prony 法による室内での多重波到来方向推定実験”, 平 1 電気関係学会東海支部連大, 397.
- (6) 佐古正浩, 竹内 勉, 末吉康則, 園田秀二, 吉田 進: “1.5 GHz 帯室内多重波伝搬遅延特性測定結果”, 信学技報, **A-P89-46** (1989-10).
- (7) R. O. Schmidt: “Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation”, IEEE Trans. Antennas Propag., **AP-34**, 3, pp. 276-280 (March 1986).
- (8) 安西 睦, 小川 勝, 山田幸一, 菊間信良, 稲垣直樹: “MUSIC 法を用いたアンテナの回転走査による室内多重波到来方向の推定”, 信学技報, **EMCJ89-66** (1989-12).
- (9) T. J. Shan, M. Max and T. Kailath: “On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals”, IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Process., **ASSP-33**, 4, pp. 806-811 (Aug. 1985).
- (10) R. T. Williams, S. Prasad, A. K. Mahalarabis and L. H. Sibul: “An improved spatial smoothing technique for bearing estimation in a multipath environment”, IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Processing, **ASSP-36**, 4, pp. 425-432 (April 1988).
- (11) M. Wax and T. Kailath: “Direction of signals by information theoretic criteria”, IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Processing, **ASSP-33**, 2 (April 1985).
- (12) H. Yamada, M. Ohmiya, Y. Ogawa and K. Itoh: “A new method of time-domain analysis using a super-resolution technique”, Proc. International Symp. on Antennas and Propagation, **2**, pp. 345-348 (Aug. 1989).

(平成 2 年 3 月 26 日受付, 6 月 12 日再受付)



**菊間 信良**

昭57名工大・工・電子卒。昭62京大大学院博士課程了。工博。同年京大助手。昭63名工大助手。現在に至る。アダプティブアレー、多重波解析、構内無線通信、電磁界理論の研究に従事。第4回電気通信普及財団賞受賞。IEEE会員。



**安西 睦**

昭63名工大・工・電子卒。平2同大大学院博士前期課程了。同年日本電気(株)入社。在学中、電磁界照射時の人体頭部内のSAR、構内無線通信の研究に従事。



**小川 勝**

平2名工大・工・電気情報卒。現在、同大大学院修士課程在学中。構内無線通信の研究に従事。



**山田 幸一**

平2名工大・工・電気情報卒。同年名古屋鉄道(株)入社。在学中、構内無線通信に関する研究に従事。



**稲垣 直樹**

昭37東工大・工・電気卒。昭42同大大学院博士課程了。工博。同年東工大助手。昭45名工大助教授。昭59同教授。昭55～56オハイオ州立大学エレクトロサイエンス研究所客員研究員。アンテナおよび電磁界理論の研究に従事。昭39年度稲田賞、49年度本会論文賞、58年度本会業績賞各受賞。著書「電気・電子学生のための電磁波工学」など。IEEE会員。