

# 改良型 Root-MUSIC 法による電磁波散乱の周波数分散性の検出精度改善に関する検討

板羽 直人<sup>†</sup>      山田 寛喜<sup>†</sup>      山口 芳雄<sup>†</sup>

## Considerations on Estimation Accuracy Improvement of Modified Root-MUSIC Algorithm for Frequency Dispersion Detection of Electromagnetic Scattering Wave

Naoto ITABA<sup>†</sup>, Hiroyoshi YAMADA<sup>†</sup>, and Yoshio YAMAGUCHI<sup>†</sup>

あらまし スーパーレゾリューション法の高分解能性は電磁波散乱の局所散乱現象の解析に有効である。本論文では、周波数分散性を有する散乱波が含まれる散乱現象の一例として円形導波管からの後方散乱を取り上げ、改良型 Root-MUSIC 法による周波数分散性に関するパラメータの推定精度について検討している。特に、改良型 Root-MUSIC 法でのデータ補正方法として用いられている前処理方式に加え、新たに後処理方式を提案し、後処理方式の利点について明らかにしている。更に、数値計算、および実験により時間領域ノッチフィルタを併用することにより本方式の推定精度の向上がはかれることを明らかにしている。

キーワード 改良型 Root-MUSIC 法, 空間スムージング法, 周波数分散性, 時間領域ノッチフィルタ

### 1. まえがき

物体から発せられる散乱波は、近似的にいくつかの散乱中心からの局所的な散乱波の総和として表現できる。また、これらの散乱波は、局所的な散乱形状に依存した周波数特性を有することが知られている。従って、各散乱波の散乱中心、周波数特性を解析することで物体までの距離や物体の形状に関する情報を得ることが可能となる。周波数データに対する解析方法として逆フーリエ変換法が広く用いられているが、本質的にフーリエ変換法は、分解能が周波数帯域幅に依存するため狭帯域なデータに対しては精度の良い推定を行うことができない。

スーパーレゾリューション法は、理想的（無雑音）な場合では周波数帯域幅に依存しない高分解能性を有する手法である。MUSIC 法 [1] は、厳密には周波数依存性をもたない局所散乱波からなる信号モデルに対してのみ正しく適用可能であるが、Root-MUSIC 法 [2] では指数関数的に減衰する散乱波を含めた解析が可能

となる。更に、Root-MUSIC 法に周波数特性の補正処理を加え、近似的に任意の周波数特性を有する散乱波の周波数特性の解析を可能とした改良型 Root-MUSIC 法 [3] も提案されている。

本論文では、改良型 Root-MUSIC 法を用いた位相周波数特性（周波数分散性）の検出に関する検討を行っている。ここでは、周波数分散性を有する散乱波として、終端を短絡した円形導波管からの後方散乱を用い、管のパラメータ（長さ）の推定を試みている。

改良型 Root-MUSIC 法における補正方式には、空間スムージング法 (SSP) [4] 適用前に補正を行う方法（前処理方式）が主に用いられており、その手法による周波数分散性検出に関する検討例も報告されている [5]。しかしながら、パラメータ推定に用いる評価関数において複数の極小値が現れ、しばしば推定が困難となる問題点が生じる。そこで本論文では、新たに SSP 適用後に補正を行う方法（後処理方式）を提案し、数値計算、実験による検証を行っている。その結果として、後処理方式では推定結果に若干のバイアスが生じるものの、評価関数において複数の極小値の出現をおさえられることを明らかにしている。

更に、本方式による推定誤差の要因について言及し、

<sup>†</sup> 新潟大学工学部, 新潟市  
Faculty of Engineering, Niigata University, Niigata-shi, 950-2181  
Japan

その対策の一つとして、時間領域ノッチフィルタ [6] を用いた入射信号数の低減が有効であることを示す。

## 2. 問題の定式化

本章では、周波数分散性を有する局所散乱波を含む散乱波データの一例として、ネットワークアナライザにより得られる終端を短絡した円形導波管 (図 1 参照) からの後方散乱の周波数データに対する考察を行う。観測される全散乱波は、近似的に、主要な散乱波である管の始端でのエッジ散乱波、管の終端でのエッジ散乱波、管内を往復する管内伝搬波の 3 波の総和として次式のように表される。

$$r(f) = s_1 e^{-j2\pi f t_1} + s_2 e^{-j2\pi f t_2} + s_3 e^{-j2\pi f (t_1 + \beta_{a_0} [l_0, f])} \quad (1)$$

ここで、 $t$  は散乱波の (自由空間) 伝搬遅延時間、 $s$  は散乱係数である。また、 $\beta_{a_0} [l_0, f]$  は、長さ  $l_0$ 、半径  $a_0$  の円形導波管内を伝搬する散乱波 ( $TE_{11}$  モード) の (管内) 伝搬遅延時間関数であり、

$$\beta_{a_0} [l_0, f] = \frac{2l_0}{c_0} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \quad (2a)$$

$$f_c = \frac{p_{1,1} c_0}{2\pi a_0} \quad (2b)$$

と表現できる。ここで、 $f_c$  はカットオフ周波数、 $c_0$  は光速、 $p_{1,1}$  は 1 次ベッセル関数の微分の第 1 番目の根 ( $\approx 1.841$ ) である。式 (2a) より、式 (1) の第 3 項の管内伝搬波は周波数分散性を有している。この (管内) 伝搬遅延時間関数を推定することにより、管の長さや半径の推定が可能となる。

MUSIC 法を適用するため、ネットワークアナライザにより得られる周波数  $f_1 \sim f_L$  間の  $L$  個のデータサンプル (サンプリング間隔  $\Delta f$ ) を次のような行列形式を用いて表す [7]。

$$r = As + n \quad (3a)$$

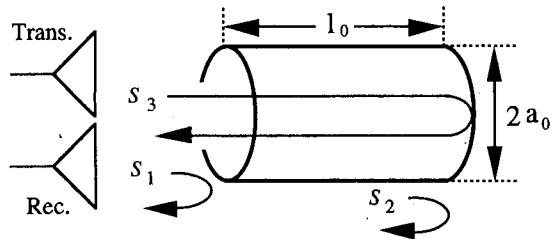


図 1 円形導波管モデル  
Fig. 1 a cylindrical waveguide model.

$$r = [r(f_1), r(f_2), \dots, r(f_L)]^T \quad (3b)$$

$$A = [a(t_1), a(t_2), a(t_3(f))]$$

$$s = [s_1, s_2, s_3]^T \quad (3d)$$

$$a(t_k) = [e^{-j2\pi f_1 t_k}, e^{-j2\pi f_2 t_k}, \dots, e^{-j2\pi f_L t_k}]^T \quad (3e)$$

$$n = [n(f_1), n(f_2), \dots, n(f_L)]^T \quad (3f)$$

ここで、 $t_3(f) = t_1 + \beta_{a_0} [l_0, f]$  であり、 $n(f_i)$  ( $i = 1, \dots, L$ ) は平均 0、分散  $\sigma^2$  の雑音である。また、 $T$  は転置を表す。

## 3. スーパーレゾリューション法の適用

### 3.1 Root-MUSIC 法と空間スムージング法

ネットワークアナライザにより得られる周波数データに含まれている各散乱波は互いにコヒーレントであるため、直接 Root-MUSIC 法を適用することはできず、各散乱波間の相関を抑圧する前処理が必要となる。ここでは相関抑圧前処理として空間スムージング法 (SSP) を用いる。SSP では、 $L$  個のデータから  $N$  個を 1 組とした  $M$  個のサブアレー  $r_m$  ( $m = 1, \dots, M$ ) を作る。そして各々のサブアレーの相関行列を求め、それらの加算平均より新たな相関行列  $R_{SSP}$  を構成する。 $L, N, M$  の間には、 $L = N + M - 1$  の関係が成立する。

$$R_{SSP} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M R_m \quad (4a)$$

$$R_m = E[r_m r_m^H] \quad (4b)$$

$$r = [r_m, r_{m+1}, \dots, r_{m+N-1}]^T \quad (4c)$$

ここで、 $H$  は複素共役転置、 $E[\cdot]$  はアンサンブル平均である。SSP では、サブアレー数  $M$  が  $M \geq d$  ( $d$  は信号数) を満足することで  $d$  個のコヒーレント波の相互相関の抑圧が可能となり、Root-MUSIC 法が正しく適用される [7]。

散乱波が周波数特性をもたない場合、 $R_{SSP}$  は以下の二つの性質を有する [1]。

(1) 相関行列  $R_{SSP}$  の固有値は、雑音電力  $\sigma^2$  に等しい  $(N - d)$  個の雑音固有値 ( $\lambda_{d+1}, \dots, \lambda_N$ ) と、それより大きな  $d$  個の信号固有値 ( $\lambda_1, \dots, \lambda_d$ ) に分けられる。

$$\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_d > \lambda_{d+1} = \dots = \lambda_N = \sigma^2 \quad (5)$$

(2) 雑音固有値に対応する雑音固有ベクトル

$(e_{d+1}, \dots, e_N)$  は信号ベクトル  $a(t_k)$  ( $k = 1, \dots, d$ ) と直交する。

$$\{a(t_1), \dots, a(t_d)\} \perp \{e_{d+1}, \dots, e_N\} \quad (6)$$

式(5)より散乱波の個数  $d$ , 式(6)の関係から伝搬遅延時間の推定が可能である。

Root-MUSIC法では、上述の二つの性質を利用することで得られる、評価多項式  $Q(z)$  の根  $z$  より伝搬遅延時間を推定する。評価多項式  $Q(z)$  は以下のように構成される。

$$Q(z) = \sum_{n=d+1}^N S_n(z) S_n^*(1/z^*) \quad (7a)$$

$$S_n(z) = z^H e_n, n = d+1, \dots, N \quad (7b)$$

$$z = [1, z^{-1}, \dots, z^{-(N-1)}]^T \quad (7c)$$

$$z = e^{-j2\pi\Delta f t} \quad (7d)$$

ここで、 $*$  は複素共役である。式(7a)より、Root-MUSIC法では、一つの信号に対して、対となる二つの根 ( $z, 1/z^*$ ) が求められ、それぞれ  $z$  平面の単位円の内側と外側に存在することがわかる。信号が周波数特性をもたない場合には、対となる二つの根は単位円周上に重根として現れる。また、根の偏角より伝搬遅延時間が次のように求められる。

$$t = -\frac{1}{2\pi\Delta f} \arg(z) \quad (8)$$

SSPは周波数依存性をもたないモデルに対して考案された手法である。従って、散乱波が任意の周波数特性を有する場合には SSP が厳密な意味では正確に適用されておらず、式(5), (6)の性質を近似的に満足している場合にのみ、実用上、十分な推定値が得られることになる[3]。

### 3.2 改良型 Root-MUSIC 法

本論文で取り扱う散乱波に対しては、任意の周波数特性を有する散乱波の解析が可能である改良型 Root-MUSIC法が必要となる。

改良型 Root-MUSIC法では、測定データを散乱波の有する周波数特性(式(1)のデータでは  $e^{-j2\pi f \beta_{a_0}(l_0, f)}$ )で除算する補正を加え、Root-MUSIC法を適用する。このとき、補正により周波数特性が除去された散乱波に対応する根は、 $z$  平面の単位円周上に存在することになる。この性質を利用することにより、散乱波の有する周波数特性(式(1)のデータでは  $l_0, a_0$ )を推定

することができる。本論文の円形導波管モデルでは、 $l_0, a_0$  を推定するために、それらをパラメータとした掃引補正関数  $e^{-j2\pi f \beta_a(l, f)}$  を用いて補正を行い、各根の挙動を調べる。各根の挙動は、対となる根間の距離 ( $|z - 1/z^*|$ ) で評価する。この距離は、根が単位円周上に存在するときに 0 となる。ここでは、補正関数のパラメータが  $l = l_0, a = a_0$  のときに管内伝搬波の周波数特性が補正され、周波数特性をもたない信号となる。従って、それに対応する根間の距離が 0 となる。このときのパラメータ  $l, a$  より導波管の長さや半径の推定が行える。この補正に関しては、SSPの前後いずれで行うかにより、次の2通りの方式が考えられる。

#### 3.2.1 前処理方式

測定データ  $r(f)$  を直接補正する従来の方法[3]を、ここでは前処理方式と呼ぶことにする。補正データ  $r^{(w)}(f)$  は次式で表される。

$$r^{(w)}(f) = r(f)/w(f) \quad (9a)$$

$$w(f) = e^{-j2\pi f \beta_a(l, f)} \quad (9b)$$

この補正データに対して SSP を施し、一般化固有値解析を行い Root-MUSIC 法を適用する。一般化固有値解析が必要となる理由は、補正による雑音電力の周波数特性の変化を考慮するためである。

#### 3.2.2 後処理方式

測定データ  $r(f)$  に SSP を施し、固有値解析により得られた雑音固有ベクトルを補正する方法を、ここでは後処理方式と呼ぶことにする。補正された雑音固有ベクトル  $e_n^{(w)}$  は次式で表される。

$$e_n^{(w)} = W e_n \quad (10a)$$

$$W = \text{diag} \left[ \frac{1}{e^{-j2\pi f \beta_a(l, f_1)}}, \dots, \frac{1}{e^{-j2\pi f \beta_a(l, f_N)}} \right] \quad (10b)$$

この雑音固有ベクトルを用いて Root-MUSIC 法を適用する。前処理方式では、各  $r^{(w)}(f)$  に対して SSP、一般化固有値解析等の処理が必要となるが、本方式では SSP、固有値解析等の処理が一度のみで推定が行える点の特徴である。また、ここでの固有値解析は通常の固有値解析となる。

散乱波が周波数特性をもたない、又は、指数関数的減衰を有する場合には SSP が正しく動作し[3]、両手法は等価となる(付録参照)。よって、計算量の違いが問題となる。この場合、明らかに固有値解析処理の少ない後処理方式のほうが、高速な推定を実現できる。

3.1で述べたように、任意の周波数特性を有するデータに SSP を適用した場合、誤差成分が生じる。この誤差成分の大きさは、SSP を適用するデータの周波数特性に依存し、その影響は、前処理方式と後処理方式では異なるため、両方式の推定結果には違いが生じる。推定結果の違いについては、5.の数値計算結果で論ずる。

また、誤差のため、式(5)、(6)の性質を正確には満足せず、一般に推定精度が劣化する。ここでは、推定精度を改善するための一手法として、改良型 Root-MUSIC 法に時間領域ノッチフィルタを併用する方法[6]が有効であることを示す。

#### 4. 時間領域ノッチフィルタを併用した改良型 Root-MUSIC 法 [6]

本アルゴリズムにおける時間領域ノッチフィルタは、不要な信号が存在する遅延時間にヌルを向けて除去するフィルタとして用いる。一般に、ヌルは急しゅんであるため、遅延時間の近接した信号成分の分離抽出に対しても有効である。従って、このフィルタにより、必要な信号成分のみで構成される散乱波データを取得することができる。

まず、時間領域ノッチフィルタを相関行列  $R_{SSP}$  に対して施す。いま、散乱波データは  $d$  個の信号で構成され、それらの信号の遅延時間の推定値  $t_k$  ( $k = 1, \dots, d$ ) は、事前に通常の MUSIC 法等を適用することにより得られているものとする。さて、ここで、 $l$  番目の信号 (遅延時間  $t_l$ ) が必要であるとすると、 $l$  番目の信号以外の遅延時間  $t_k$  ( $k = 1, \dots, l-1, l+1, \dots, d$ ) に対し、ヌルを形成するフィルタ行列  $G$  は次式で与えられる。

$$G = I - C(C^H C)^{-1} C^H \quad (11a)$$

$$C = [c_1, \dots, c_{l-1}, c_{l+1}, \dots, c_d] \quad (11b)$$

$$c_k = [e^{-j2\pi f_1 t_k}, \dots, e^{-j2\pi f_N t_k}]^T \quad (11c)$$

ここで、 $I$  は単位行列である。更に、行列  $G$  は固有値、固有ベクトルを用いて、

$$G = B \Sigma B^H \quad (12)$$

と表現される。ここで、 $\Sigma$  は  $G$  の非零固有値を対角要素とする行列であり、 $B$  は固有ベクトルを列とする行列である。式(12)から、 $B^H$  をフィルタ行列として用いることで十分であることがわかる。このフィルタ行列  $B^H$  を施した相関行列  $\tilde{R}_{SSP}$  は次式となる。

$$\tilde{R}_{SSP} = B^H R_{SSP} B \quad (13)$$

この相関行列  $\tilde{R}_{SSP}$  の固有値解析を行い、改良型 Root-MUSIC 法を適用する。

#### 5. 数値計算結果

本章では、まず、狭帯域データに対する MUSIC 法の有効性を明らかにするため、逆フーリエ変換法での伝搬遅延時間の推定結果との比較を行う。つぎに、式(1)の散乱波データに対して改良型 Root-MUSIC 法を適用し、各パラメータの推定が可能であることを数値計算により示し、前処理方式と後処理方式の推定結果の比較を行う。最後に、ノッチフィルタの導入による効果を示す。

数値計算条件を表1に示す。図2は、使用周波数帯域が 15.4 ~ 16.12 GHz (720 MHz span) の場合の逆フーリエ変換法による伝搬遅延時間の推定結果である。また、表2に同様の周波数帯域における各波の遅延時間の理論値と、MUSIC 法による推定値を示す。なお、MUSIC 法により推定される周波数分散性を有する散乱波 (#3) の遅延時間は、使用サンプル周波数データ

表1. 数値計算条件  
Table 1 Numerical calculation conditions.

アンテナ、導波管間の距離	0 cm
導波管の長さ	30 cm
半径	6.3 mm

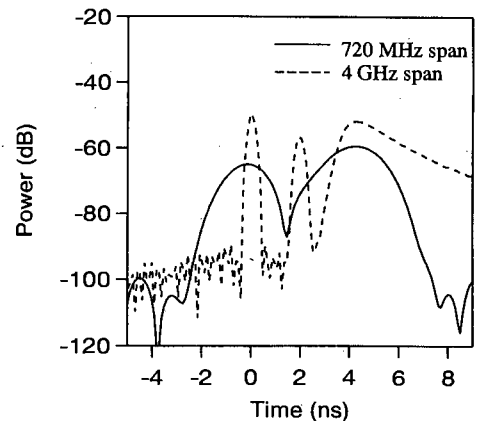


図2 逆フーリエ変換法での伝搬遅延時間の推定結果 (数値計算); 720 MHz span: 使用周波数帯域 15.4 ~ 16.12 GHz, 4 GHz span: 使用周波数帯域 13.4 ~ 17.4 GHz

Fig. 2 Estimation results of delay time using the inverse Fourier transform (numerical results); 720 MHz span: The used frequency band 15.4 ~ 16.12 GHz, 4 GHz span: The used frequency band 13.4 ~ 17.4 GHz.

表2 改良型 Root-MUSIC 法による伝搬遅延時間の推定結果 (数値計算); 使用周波数帯域 15.4 ~ 16.12 GHz (帯域幅 720 MHz)

Table 2 Estimation results of delay times using the modified Root-MUSIC algorithm (numerical results); The used frequency band 15.4 ~ 16.12 GHz (720 MHz span).

	理論値	推定値
#1 signal	0.00 ns	0.00 ns
#2 signal	2.00 ns	2.00 ns
#3 signal	4.20 ns	4.16 ns

での散乱中心に対応する値が検出されていると考えられる。従って、#3 の遅延時間の理論値についても、同様の周波数帯域における散乱中心を数値的に導出したものを示している。図2, 表2より, 逆フーリエ変換法では各散乱波の分離が不可能な狭帯域データに対しても, MUSIC法では, 明りょうに3波が分離されており, 伝搬遅延時間も正確に推定されていることがわかる。

つぎに, 前処理方式, 後処理方式での周波数分散性の検出精度に関する比較を行う。式(2a)より(管内)伝搬遅延時間関数は管の長さ $l$ と半径に依存していることがわかるが, ここでは問題の簡単化のため, 半径を既知として長さ $l$ の推定を行う。図3に前処理方式, 図4に後処理方式での, 未知パラメータ $l$ を0~50 cmまで変化させたときの, 対となる根間の距離の変化を示す。表2の値とモデルの形状より, #1は管の始端, #2は管の終端におけるエッジ散乱波, #3は管内伝搬波であることがわかる。

前処理方式(図3)では無補正の状態( $l=0$  cm)で#1, #2に対応する根が単位円周上に現れ, 対となる根間の距離が最小となっている。すなわち, 周波数特性をもたない波として検出されている。一方, #3に対応する根は補正を行わない状態で単位円周上から離れて存在し,  $l=30$  cmで補正を行ったときに根間の距離が最小となっている。よって, 長さ30 cmの円形導波管の周波数特性を有する波として検出されていることがわかる。これらの結果はデータモデルと一致している。しかし, 各根の挙動が補正関数の変化に対して不規則に変化し, 複数の極小値が存在している。この手法では, 各波の性質を根間の距離の最小値を与える長さより推定しなくてはならない。従って, 雑音, クラッタ成分等を含むデータでは周波数特性をもたない波と, 周波数特性を有する波との明りょうな識別は困難となる場合が生じることが予想される。

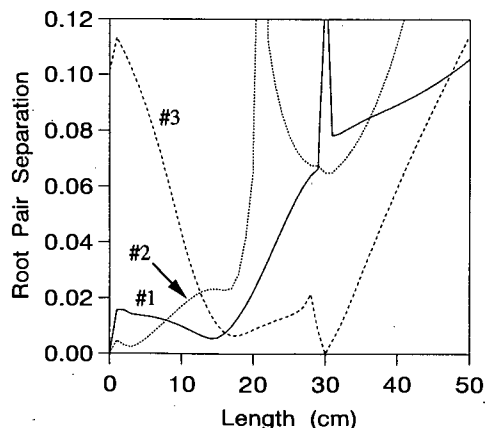


図3 前処理方式での導波管の長さの推定結果 (数値計算);  $f_1 = 15.4$  GHz,  $\Delta f = 30$  MHz,  $N = 20$ ,  $M = 6$ ,  $d = 6$

Fig. 3 Estimation results of the waveguide length using the pre-weighted modified Root-MUSIC algorithm (numerical results);  $f_1 = 15.4$  GHz,  $\Delta f = 30$  MHz,  $N = 20$ ,  $M = 6$ ,  $d = 6$ .

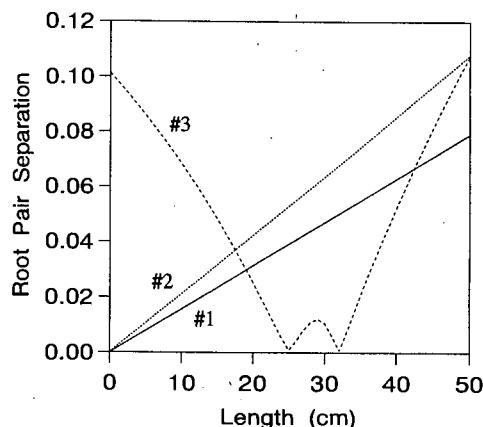


図4 後処理方式での導波管の長さの推定結果 (数値計算);  $f_1 = 15.4$  GHz,  $\Delta f = 30$  MHz,  $N = 20$ ,  $M = 6$ ,  $d = 6$

Fig. 4 Estimation results of the waveguide length using the post-weighted modified Root-MUSIC algorithm (numerical results);  $f_1 = 15.4$  GHz,  $\Delta f = 30$  MHz,  $N = 20$ ,  $M = 6$ ,  $d = 6$ .

後処理方式では各根の挙動が補正関数の変化に対して規則的に変化する(図4)ため, 周波数特性をもたない波(#1, #2)と, 周波数特性を有する波(#3)との識別は容易である。更に, #3に対応する根の軌跡より管の長さを約30 cmと推定できる。しかし,  $l=30$  cmで補正を行ったときに根間の距離は最小となっておらず, 正確な長さの推定結果は得られていない。

両方式の推定結果の違いは, SSPの誤差の違いによるものである。前処理方式ではSSPを適用する前に補正を行うため, 推定対象とする信号の周波数特性が完

全に除去された場合には、その信号に対し SSP が正確に動作し、周波数特性の検出における誤差の影響が最も少なくなる。このことは、図 3 において #3 に対応する根が  $l = 30$  cm のとき単位円周上に存在することから確認できる。しかし、それ以外の場合には SSP による誤差が顕著となり、その影響は各補正時で異なる。導波管の管内伝搬波のように周波数特性の変化が大きい場合には、生じる誤差も大きくなり、その誤差が各根の出現位置に強く影響を及ぼす。そのため、各根の挙動が不規則になる。

後処理方式では SSP を適用した後に補正を行うため、常にある一定量の誤差の影響を受けることになる。これが、図 4 において #3 に対応する曲線が  $l = 30$  cm で最小にならない理由と考えられる。しかし、SSP の適用が一度のみであるため誤差の影響は各補正時で一定であり、各根の挙動が規則的となっている。すなわち、補正関数の変化を比較的正しく反映している。少ない計算量で良い点に加え、この点が後処理方式のもう一つの特徴である。

後処理方式における推定精度は、ノッチフィルタを併用することにより改善可能である。ノッチフィルタを併用した結果を図 5 に示す。ヌルを向ける遅延時間は表 2 の値を用いた。#3 に対応する曲線は  $l = 30$  cm で最小となっており、ノッチフィルタにより推定精度が改善されていることがわかる。また、#1、#2 に関しても、フィルタを用いない場合と同様の正しい推定結

果が得られている。

## 6. 実験結果

電波暗室内においてネットワークアナライザ (HP8720C) を用いて円形導波管の後方散乱測定を行った。測定条件を表 3 に示す。なお、ここでは導波管の始端が原点となるように実験データを校正している。表 4 に推定された伝搬遅延時間を、図 6 に前処理方式、図 7 に後処理方式での長さの推定結果を示す。図 6、図 7 の推定結果において、両方式とも各信号に対応する根間の距離の最小値が 0 となっていないが、これは実験時の雑音等の影響のためである。

前処理方式を用いた図 6 では、雑音等の影響により

表 3 測定条件  
Table 3 Measurement conditions.

アンテナ, 導波管間の距離	80 cm
導波管の長さ	30 cm
半径	6.3 mm

表 4 改良型 Root-MUSIC 法による伝搬遅延時間の推定結果 (実験); 使用周波数帯域 15.4 ~ 16.12 GHz (帯域幅 720 MHz) ,,

Table 4 Estimation results of delay times using the modified Root-MUSIC algorithm (experimental results); the used frequency band 15.4 ~ 16.12 GHz (720 MHz span).

	推定値
#1 signal	0.01 ns
#2 signal	1.91 ns
#3 signal	4.32 ns

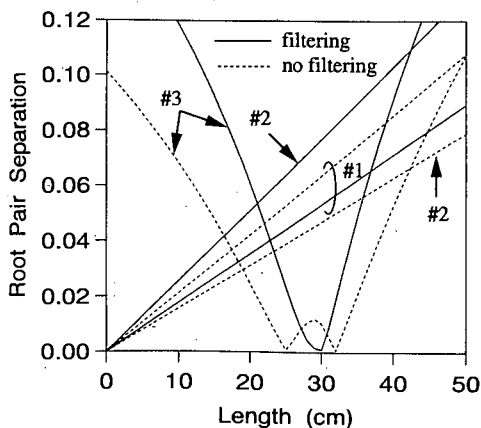


図 5 ノッチフィルタを併用した後処理方式での導波管の長さの推定結果 (数値計算);  $f_1 = 15.4$  GHz,  $\Delta f = 30$  MHz,  $N = 20$ ,  $M = 6$ ,  $d = 6$

Fig. 5 Estimation results of the waveguide length using the post-weighted modified Root-MUSIC algorithm with the notch filter processing (numerical results);  $f_1 = 15.4$  GHz,  $\Delta f = 30$  MHz,  $N = 20$ ,  $M = 6$ ,  $d = 6$ .

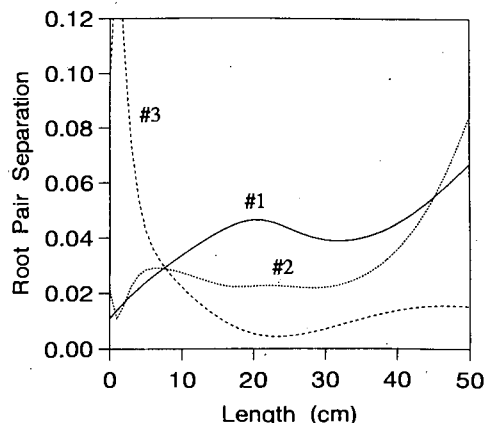


図 6 前処理方式での導波管の長さの推定結果 (実験);  $f_1 = 15.4$  GHz,  $\Delta f = 30$  MHz,  $N = 20$ ,  $M = 8$ ,  $d = 8$

Fig. 6 Estimation results of the waveguide length using the pre-weighted modified Root-MUSIC algorithm (experimental results);  $f_1 = 15.4$  GHz,  $\Delta f = 30$  MHz,  $N = 20$ ,  $M = 8$ ,  $d = 8$ .

根間の距離の最小値を与える長さが実際のターゲットと一致しておらず、各波の性質を、対となる根間の距離の最小値を与える長さから推定することが不可能であった。

一方、後処理方式を用いた図7では、#1, #2は周波数特性をもたない波として検出されている。また、#3は周波数特性を有する波として検出され、それに対応する曲線は  $l=30$  cm 付近で最小となっている。これはターゲットの特性とほぼ一致している。

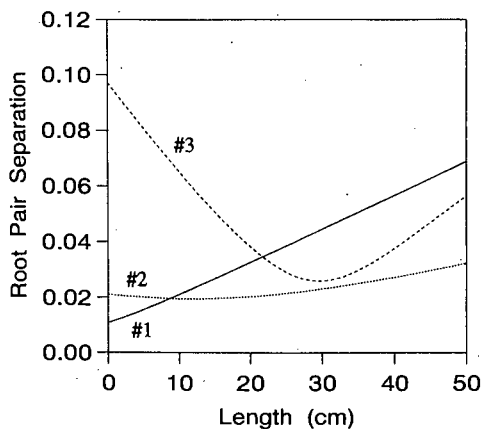


図7 後処理方式での導波管の長さの推定結果 (実験);  $f_1 = 15.4$  GHz,  $\Delta f = 30$  MHz,  $N = 20$ ,  $M = 8$ ,  $d = 8$

Fig.7 Estimation results of the waveguide length using the post-weighted modified Root-MUSIC algorithm (experimental results);  $f_1 = 15.4$  GHz,  $\Delta f = 30$  MHz,  $N = 20$ ,  $M = 8$ ,  $d = 8$ .

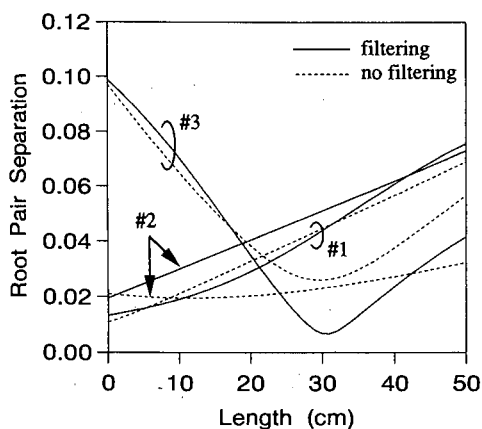


図8 ノッチフィルタを併用した後処理方式での導波管の長さの推定結果 (実験);  $f_1 = 15.4$  GHz,  $\Delta f = 30$  MHz,  $N = 20$ ,  $M = 8$ ,  $d = 8$

Fig.8 Estimation results of the waveguide length using the post-weighted modified Root-MUSIC algorithm with the notch filter processing (experimental results);  $f_1 = 15.4$  GHz,  $\Delta f = 30$  MHz,  $N = 20$ ,  $M = 8$ ,  $d = 8$ .

図8にノッチフィルタを併用した結果を示す。ヌルを向ける遅延時間は表4の値を用いた。明らかにノッチフィルタにより #2, #3 の推定精度の改善が認められる。

以上の結果より、実際の散乱現象に対しても後処理方式、時間領域ノッチフィルタが有効であることが確認された。

## 7. むすび

本論文では、周波数分散性を有する散乱波を含む円形導波管からの後方散乱に対して改良型 Root-MUSIC法を適用することにより、各散乱波の伝搬遅延時間、周波数特性の推定が可能であることを示した。特に、周波数分散性を有する散乱波を扱う場合には、時間領域ノッチフィルタを併用した後処理方式が有効であることが数値計算、実験により明らかとなった。

以上の結果より、本手法を用いて、他の周波数分散性を有する散乱波を発生する任意形状物体の解析も可能であると予想される。推定精度の定量的な評価、および上記以外の散乱波への適用等は、今後の課題である。

## 文 献

- [1] R.O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Trans. Antennas & Propagat.*, vol.AP-34, no.3, pp.276-280, March 1986.
- [2] B.D. Rao and K.V.S. Hari, "Performance analysis of root-music," *IEEE Trans. Antennas & Propagat.*, vol.37, no.12, pp.1939-1949, Dec. 1989.
- [3] A. Moghaddar, Y. Ogawa, and E.K. Walton, "Estimating the time-delay and frequency decay parameter of scattering components using a modified MUSIC algorithm," *IEEE Trans. Antennas & Propagat.*, vol.42, no.10, pp.1412-1418, Oct. 1994.
- [4] T.J. Shan, M. Wax, and T. Kailath, "On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals," *IEEE Trans. Acoust., Speech, and Signal Process.*, vol.ASSP-33, no.4, pp.806-811, Aug. 1985.
- [5] 小川恭孝, 大島功三, 伊藤精彦, "改良型 Root-MUSIC法を用いた導波管の高分解能不連続点検出," *信学*, '94春大, B-86, 1994.
- [6] H. Yamada, Y. Yamaguchi, and M. Sengoku, "A Time-Domain Filtering Scheme for the Modified Root-MUSIC Algorithm," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E79-B, no.4, pp.595-601, April 1996.
- [7] H. Yamada, M. Ohmiya, Y. Ogawa, and K. Itoh, "Superresolution techniques for time-domain measurements with a network analyzer," *IEEE Trans. Antennas & Propagat.*, vol.39, no.2, pp.177-182, Feb. 1991.

付 録

測定データを  $r(f)$ , 補正関数を  $w(f)$  とする。従来の方法である前処理方式における補正データ  $r^{(w)}(f)$  は次式で表される。

$$r^{(w)}(f) = r(f)/w(f) \quad (\text{A}\cdot\text{1})$$

2. での定式化と同様に次のような行列形式で表す。

$$r^{(w)} = W r \quad (\text{A}\cdot\text{2a})$$

$$r^{(w)} = [r^{(w)}(f_1), \dots, r^{(w)}(f_L)]^T \quad (\text{A}\cdot\text{2b})$$

$$W = \text{diag} \left[ \frac{1}{w(f_1)}, \dots, \frac{1}{w(f_L)} \right] \quad (\text{A}\cdot\text{2c})$$

$$r = [r(f_1), \dots, r(f_L)]^T \quad (\text{A}\cdot\text{2d})$$

式 (A-2a) の補正データの相関行列  $R^{(w)}$  は

$$\begin{aligned} R^{(w)} &= E[r^{(w)} r^{(w)H}] \\ &= W E[rr^H] W^H \\ &= W R W^H \\ &= W E \Sigma E^H W^H \end{aligned} \quad (\text{A}\cdot\text{3a})$$

$$\Sigma = \text{diag}[\lambda_1, \dots, \lambda_L] \quad (\text{A}\cdot\text{3b})$$

$$E = [e_1, \dots, e_L] \quad (\text{A}\cdot\text{3c})$$

と表現される。ここで、 $\lambda_i, e_i (i=1, \dots, L)$  は、それぞれ、相関行列  $R$  の固有値、固有ベクトルである。更に、式 (5) の性質より固有値、固有ベクトルは、信号成分 ( $\Lambda_S, E_S$ ) と雑音成分 ( $\Lambda_N, E_N$ ) に分割することができる。

$$\Sigma = \text{diag}[\Lambda_S \mid \Lambda_N] \quad (\text{A}\cdot\text{4a})$$

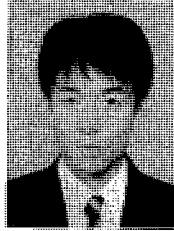
$$E = [E_S \mid E_N] \quad (\text{A}\cdot\text{4b})$$

式 (A-3a), (A-4a), (A-4b) より次式が得られる。

$$\begin{aligned} R^{(w)} &= W [E_S \Lambda_S E_S^H + E_N \Lambda_N E_N^H] W^H \\ &= W E_S \Lambda_S E_S^H W^H + W E_N \Lambda_N E_N^H W^H \end{aligned} \quad (\text{A}\cdot\text{5})$$

式 (A-2a), (A-5) より測定データに加えた補正は、固有値解析により得られた雑音固有ベクトルに作用することがわかる。よって、測定データを直接補正する方式と、固有値解析により得られた雑音固有ベクトルを補正する方式は、等価であることがわかる。

(平成 9 年 10 月 1 日受付, 10 年 3 月 4 日再受付)



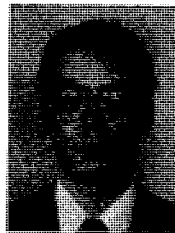
板羽 直人 (学生員)

平 9 新潟大・工・情報卒。現在、同大大学院修士課程在学中。スーパーゾリューション法を用いた散乱測定に関する研究に従事。



山田 寛喜 (正員)

昭 63 北大・工・電子卒。平 5 同大大学院博士課程了。同年新潟大・工・助手、現在、同大・工・情報・助教授。この間、スーパーゾリューション法を用いた電磁波計測、室内伝搬推定、地中探査レーダに関する研究に従事。工博。平 3 IEEE AP-S 東京支部 Young Engineer Award, 平 9 年度本会学術奨賞受賞。IEEE 会員。



山口 芳雄 (正員)

昭 51 新潟大・工・電子卒。昭 53 東工大大学院修士課程了。同年新潟大・工・助手、現在、同大・工・情報・教授。トンネル内等損失媒質での電波伝搬、地中・雪中用 FM-CW レーダ、マイクロ波リモートセンシング、ポラリメトリの研究に従事。工博。IEEE シニア、日本雪工学会各会員。