

電磁波散乱推定における Root-MUSIC 法の散乱パラメータ推定精度に関する検討

山田 寛喜[†] 山本 一晶[†] 山口 芳雄[†] 仙石 正和[†]

Considerations on Scattering Parameter Estimation Accuracy of Root-MUSIC Algorithms in the Electromagnetic Wave Scattering Measurements

Hiroyoshi YAMADA[†], Kazuaki YAMAMOTO[†], Yoshio YAMAGUCHI[†],
and Masakazu SENGOKU[†]

あらまし 電磁波散乱データの解析に対するスーパーレゾリューション法の適用は、幾何光学的近似理論の実験的検証、多重波伝搬経路の解析等に有効となるものと期待されている。スーパーレゾリューション法には数多くの手法が存在するが、適用の際には個々のアルゴリズムの特性を理解したうえでの適切な選択が望まれる。それらの手法として、周波数に対して指数関数的に減衰する信号の取扱いを可能とした Root-MUSIC 法、更に任意の周波数特性を考慮した改良型 Root-MUSIC 法等が提案されている。本論文では、Root-MUSIC 法および改良型 Root-MUSIC 法を散乱推定に用いた際の散乱中心・減衰係数の推定精度に関する検討を行っている。ここでは導体球の後方散乱データを対象とし、計算機シミュレーションにより SNR およびスナップショット数に対する散乱パラメータの推定精度の変化に関する検討を行っている。その結果、低 SNR、少スナップショット時には改良型 Root-MUSIC 法の推定精度が通常の Root-MUSIC 法に比べ著しく良好であることを明らかにした。更に実験結果に関する報告もしている。

キーワード スーパーレゾリューション、Root-MUSIC アルゴリズム、改良型 Root-MUSIC アルゴリズム、電磁波散乱、散乱中心、クリーピング波

1. はじめに

高周波帯での電磁波散乱現象では、全散乱波は近似的にいくつかの散乱中心から発せられた局所的散乱波の総和として表現可能となる。また、これらの局所的散乱波は物体の形状に応じて特徴的な周波数依存性を有することが知られている [1]。従って、局所的散乱波の散乱中心および周波数特性などの散乱パラメータを推定することは、ターゲットの形状、伝搬経路の特定に関する重要な手がかりとなる。

周波数領域の散乱データの解析手法の一つとしてスーパーレゾリューション法 (MUSIC アルゴリズム [2]) の適用が提案されており、従来のフーリエ変換およびゲーティングを用いた手法 (FFT-Gate 法) による解析 [3] に比べ狭帯域な測定系での散乱中心推定が可能であることが報告されている [4], [5]。この手法はレー

ダ応用のみならず、多重波伝搬経路の推定等にも適用可能である [6]。更には本手法の高分解能性により、幾何光学的近似理論等により新たに導出された回折係数の実験的検証に有効となるものと期待される。

MUSIC アルゴリズムの定式化では、本来、周波数特性を有する入射波の取扱いが考慮されていない [5] が、それを発展させた Root-MUSIC [7] 法を用いることにより周波数に対して指数関数的に減衰する波を含めた推定が可能となる。すなわち Root-MUSIC 法では各入射波の散乱中心 (伝搬遅延時間) と減衰係数が同時に推定可能となる。Moghaddar, Ogawa らは Root-MUSIC 法に更に改良を加え、近似的に、任意の周波数特性を有する入射波の推定が可能となる改良型 Root-MUSIC 法を提案している [8], [9]。このように手法により取扱い可能なモデルの範囲が異なるため、適用の際には目的に応じたアルゴリズムの選択が必要になる。周波数に対して指数関数的に減衰する信号および周波数特性をもたない信号が混在すること

[†]新潟大学工学部情報工学科, 新潟市
Faculty of Engineering, Niigata University, Niigata-shi, 950
21 Japan

が予想されるデータに対してスーパーレゾリューション法を適用する場合、通常の Root-MUSIC 法、改良型 Root-MUSIC 法の双方とも適用可能である。そのような場合における双方の手法の推定精度の比較検討は現在のところ報告されていない。

一般に、スーパーレゾリューション法の分解能特性/パラメータ推定精度は、SNR、スナップショット数、入射信号数およびそれらの位置関係（遅延時間差）、アルゴリズムにおける各種パラメータ（帯域幅、サンプル点数等）等に依存し、網羅的な解析は困難である。従って、通常基本的な状況（例えば入射信号数を 2 波に制限）において検討されている [10]~[12]。そこで本論文では、周波数特性を持たない正規反射波と指数関数的に減衰するクリーピング波の二つの主要な局所的散乱波を有する導体球の後方散乱を取り上げ、それらの波の散乱中心（伝搬遅延時間）、減衰係数の推定結果を用いて、従来の Root-MUSIC 法と改良型 Root-MUSIC 法の散乱パラメータ（散乱中心、減衰係数）推定精度の比較検討を行う。散乱測定への適用を考えた場合、一般に多数のスナップショットの取得および広いダイナミックレンジの実現が困難であるため、特に少スナップショット、低 SNR 時の特性が重要である。従って、まず計算機シミュレーションにより SNR、スナップショットが変化した場合の両手法のパラメータ推定結果について検討し、その結果より従来法に比べ改良型 Root-MUSIC 法の推定精度が優れていることを明らかにしている。更に実験による検証を行っている。

2. 問題の定式化

ネットワークアナライザにより得られる周波数 f_j におけるデータを $r(f_j)$ と表す。高周波電磁波散乱測定の場合、 d 個の散乱中心を有するターゲットの全散乱波の周波数データは近似的に次のようなモデルで表現される。

$$r(f_j) = \sum_{i=1}^d u_i(f_j) e^{-j2\pi f_j t_i} + n_j \quad (1)$$

ここで、 $u_i(f_j)$ 、 t_i はそれぞれ i 番目の散乱中心の散乱波、伝搬遅延時間（散乱中心の位置に対応）である。また n_j は平均 0、分散 σ^2 の雑音とする [5]。

さて、ここで $u_i(f_j)$ が指数関数的な周波数減衰特性を有する場合を考える。このとき $u_i(f_j)$ は、

$$u_i(f_j) = s_i e^{-\alpha_i f_j} \quad (i = 1, 2, \dots, d) \quad (2)$$

と表現される。以下、本論文では α_i を減衰係数と呼ぶこととする。従って式 (1) は次のように表される。

$$r(f_j) = \sum_{i=1}^d s_i e^{-(\alpha_i + j2\pi t_i) f_j} + n_j \quad (3)$$

L 個の等間隔（サンプリング周波数 Δf ）な周波数データの場合、行列表示により式 (3) は以下のように簡略化される。

$$\mathbf{r} = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (4a)$$

$$\mathbf{r} = [r(f_1), r(f_2), \dots, r(f_L)]^T \quad (4b)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(t_1), \mathbf{a}(t_2), \dots, \mathbf{a}(t_d)] \quad (4c)$$

$$\mathbf{a}(t_i) = [e^{-(\alpha_i + j2\pi t_i) f_1}, e^{-(\alpha_i + j2\pi t_i) f_2}, \dots, e^{-(\alpha_i + j2\pi t_i) f_L}]^T, \quad i = 1, 2, \dots, d \quad (4d)$$

$$\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_d]^T \quad (4e)$$

$$\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_L]^T \quad (4f)$$

ここで、 T は転置である。

3. Root-MUSIC 法、改良型 Root-MUSIC 法を用いた時間領域推定法

3.1 Root-MUSIC 法

ネットワークアナライザにより得られた周波数領域データでは、すべての局所的散乱波は互いにコヒーレントであるため、本論文では通常の MUSIC 法と同様に空間スムージング前処理 (SSP) [13] を施す [5]。このため式 (4a) の L 次元の散乱データベクトル \mathbf{r} から M 個の N 次元のデータベクトル \mathbf{r}_k 、

$$\mathbf{r}_k = [r(f_k), r(f_{k+1}), \dots, r(f_{k+N-1})]^T \quad (k = 1, 2, \dots, M) \quad (5)$$

をつくる。信号相関抑圧されたデータ相関行列 \mathbf{R}_{SSP} は次式のように定義される。

$$\mathbf{R}_{SSP} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \mathbf{R}_m \quad (6a)$$

$$\mathbf{R}_m = E[\mathbf{r}_m \mathbf{r}_m^H] \quad (6b)$$

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。実際には式 (6b) のアンサンブル平均として、同様の実験を繰り返し、得られた個々のスナップショットのデータベクトルから計算される $\mathbf{r}_m \mathbf{r}_m^H$ の平均値を用いる [5]。

式 (6a) の \mathbf{R}_{SSP} は、 $M \geq d$ のとき次の二つの性質を有する [5], [13]。

(1) R_{SSP} の固有値の大きさは、雑音電力 σ^2 に等しい $(N-d)$ 個の固有値 (雑音固有値) とそれより大きな d 個の固有値という分布を示す。

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_d > \lambda_{d+1} = \dots = \lambda_N \quad (= \sigma^2)$$

(2) 雑音固有値に対応する固有ベクトル ($e_j, j = d+1, \dots, N$) は式 (4d) で示される信号のモードベクトル $a(t_i)$ と直交する。

$$\{a(t_1), a(t_2), \dots, a(t_d)\} \perp \{e_{d+1}, e_{d+2}, \dots, e_N\}$$

(1) より散乱中心の個数 d , (2) の関係から散乱中心 t_i , 局所散乱波の減衰係数 α_i が推定可能となる。Root-MUSIC 法では t_i, α_i の検出において以下のような手法を用いる。

まず、次のような関数 $S_n(z)$ を定義する。

$$S_n(z) = z^T e_n \quad (n = d+1, d+2, \dots, N) \quad (7a)$$

$$z = [1, z^{-1}, z^{-2}, \dots, z^{-(N-1)}]^T \quad (7b)$$

このとき多項式 $Q(z)$,

$$Q(z) = \sum_{n=d+1}^N S_n(z) S_n^*(1/z^*) \quad (8)$$

では、(1), (2) の性質より、

$$Q(z = e^{-(\alpha_i + j2\pi t_i)\Delta f}) = 0 \quad (9)$$

が成立する。すなわち方程式 $Q(z) = 0$ の根を求め、それらの偏角より散乱中心 (t_i) が、根の大きさより減衰係数 (α_i) が得られる。式 (8) における * は複素共役である。式 (8) は $2N-2$ 次の多項式であり、根は $2N-2$ 個出現する (重根を含む)。このうち $N-1$ 個の根は z 平面上の単位円の内部に、対を成す他の $N-1$ 個の根は単位円外部に出現する [8]。入射信号に関する d 個の根 (対を含めると $2d$ 個) のうち、周波数特性をもたない信号に対応する根は z 平面の単位円周上に、指数関数的な減衰を有する信号のものはその近傍に出現する。他のスプリアス根は単位円の円周より大きく離れて存在する。従って、小さな α を有する信号との識別は容易である。また、信号とスプリアス根の判別が困難な場合には、解析時のパラメータ ($N, \Delta f$) を変化させ、各々の根から導出される遅延時間、減衰定数を比較することが有効である、実在する信号のパラメータ (t, α) は解析時の MUSIC 法のパラメータ ($N, \Delta f$) に対して不変である。

更に、式 (4e) における s は、推定された各散乱波の散乱中心、減衰係数を用いて、次式から計算される。

$$s = (A^H A)^{-1} A^H E[r] \quad (10)$$

掃引型の関数を用いて散乱中心位置のみを推定する従来の MUSIC 法 [5] に比べ、Root-MUSIC 法では減衰係数の推定が可能ばかりでなく、根の導出には汎用の数値演算パッケージが利用できるため高速な計算が可能であるという利点を有している。また、アレーアンテナによる空間スペクトル推定において、本手法は MUSIC 法に比べ高分解能性を有することが報告されている [7]。周波数データに対する適用においても同様の特性を示すことは容易に類推できる。

3.2 改良型 Root-MUSIC 法

改良型 Root-MUSIC 法では、事前にデータの周波数特性の重み付けを行う点が先に示した Root-MUSIC 法との大きな違いである。一例として、次のような重み関数 $w(f_j)$,

$$w(f_j) = e^{-\alpha_k f_j} \quad (11)$$

で式 (3) を補正した $r^{(k)}(f_j)$ を考える。

$$r^{(k)}(f_j) = r(f_j)/w(f_j) \quad (12)$$

このとき、 $w(f_j)$ の周波数特性が i 番目の入射波の周波数特性に一致したならば、すなわちこの例では $\alpha_k = \alpha_i$ ならば、その入射波の散乱係数は周波数に対して一定となる。従って、 $\alpha_k = \alpha_i$ とした式 (11) に対し前節の Root-MUSIC 法を適用した場合^(注1)、 i 番目の散乱中心の根は単位円周上に出現することになる。

式 (12) の $w(f_j)$ には近似的に任意の関数を用いることができる [9] ため、任意の周波数特性の推定が可能である。しかしながら、この手法では重み関数 $w(f_j)$ が個々の入射信号の周波数特性に一致するまで変化させながら (式 (11) では α_k) 式 (7a) 以降の Root-MUSIC の処理を繰り返すため、従来の Root-MUSIC 法に比べ計算量は増大する。

4. 計算機シミュレーションによる特性評価

Root-MUSIC 法、改良型 Root-MUSIC 法のパラメータ推定精度評価用ターゲットとして、ここでは厳密解の計算可能である導体球の後方散乱データを用いる。

(注1)：周波数の重み付けにより雑音電力の周波数特性が変化する。従って固有値解析においては、これを考慮するため一般化固有値解析が用いられる [8]。

導体球に、直径に比べ波長の短い平面波が入射したときの後方散乱波は、周波数特性をもたない正規反射波と周波数に対して指数関数的に減衰する散乱波として近似可能なクリーピング波という二つの主要な局所的散乱波で構成される。

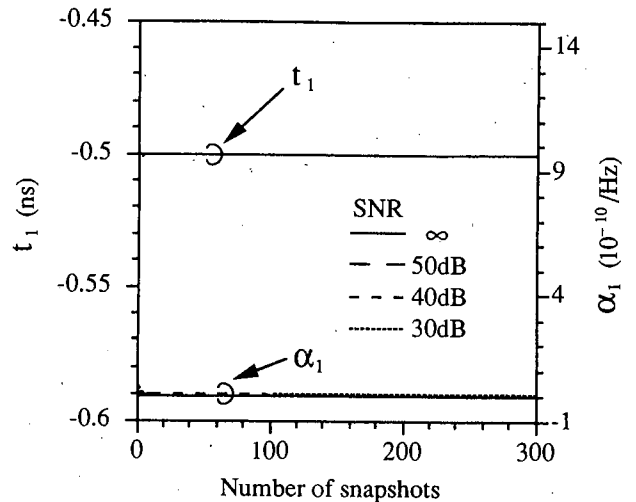
ここでのシミュレーションでは、半径 7.5 cm の導体球の後方散乱数値計算結果に対し、ガウス雑音を付加したスナップショットデータを用いた。シミュレーションデータにおける SNR は、次式のように雑音電力に対する正規反射波電力 ($|s_1|^2 = \pi a^2$, a は導体球半径) の比により定義されるものとする。

$$(\text{SNR of data}) = 10 \log \frac{\pi a^2}{\sigma^2} \quad (\text{dB})$$

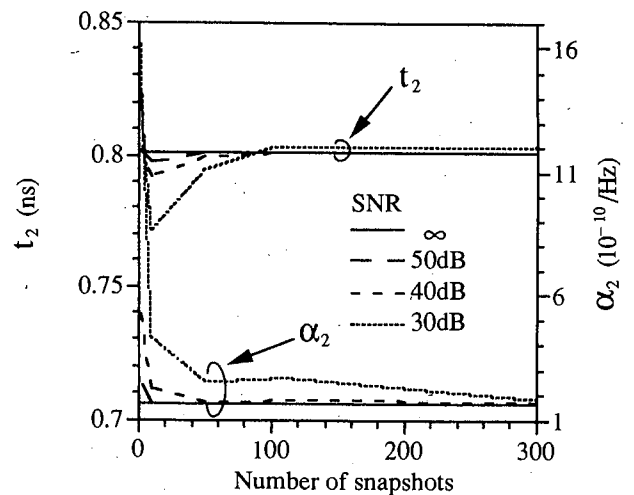
MUSIC 法では、スナップショット数が無限ならば雑音 (SNR) に依存しない高分解能性が実現され、散乱中心、減衰係数の推定結果は SNR に無関係となる。しかしながら、実際には無数のスナップショットを得ることは不可能である。特に散乱測定では、しばしば数個のスナップショットでの推定が必要となる。従って、Root-MUSIC 法および改良型 Root-MUSIC 法の散乱パラメータ推定精度を比較する際には、SNR、スナップショット数による特性変化を把握することが不可欠である。

図 1, 図 2 に SNR をパラメータとして、Root-MUSIC 法および改良型 Root-MUSIC 法による正規反射波、クリーピング波の散乱中心 (t_1, t_2), 減衰係数 (α_1, α_2) の推定結果のスナップショット数による変化を示す。ここでスナップショット数は、1, 10, 50, 100, 200, 300 の各場合に関して計算を行っている。雑音が無い場合 (SNR = ∞) においては両手法ともに正規反射波の散乱中心 $t_1 = -0.500$ ns, 減衰係数 $\alpha_1 = 0.000/\text{Hz}$, クリーピング波の散乱中心 $t_2 = 0.801$ ns, 減衰係数 $\alpha_2 = 1.635 \times 10^{-10}/\text{Hz}$ であった。これらの推定結果は 6 GHz (7.2~13.2 GHz) の周波数帯域幅を用いたフーリエ変換法による結果と一致した。ここで用いた周波数帯域幅は 1.65 GHz である。この周波数帯域幅では双方の散乱波が時間領域において分離不可能なため、FFT-Gate 法の適用は不可能である。Root-MUSIC 法および改良型 Root-MUSIC 法では、いずれの場合においても、より狭い周波数帯域幅での散乱中心検出が可能である。

本論文の目的は、周波数帯域幅による分解能特性の変化を明らかにすること、すなわち信号相関抑圧の程度に対する個々のアルゴリズムの特性変化の検討では



(a)



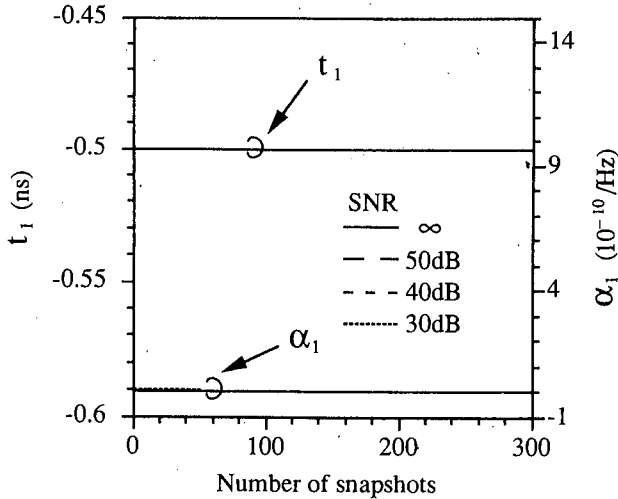
(b)

図 1 Root-MUSIC 法による散乱中心および周波数減衰係数の推定結果 (シミュレーション結果). $f_1 = 9.2$ GHz, $\Delta f = 50$ MHz, $N = 30$, $M = 5$, $d = 2$.

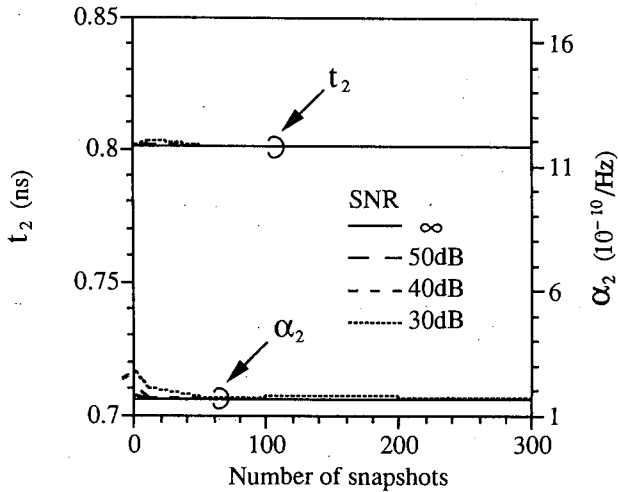
Fig. 1 Estimation results of scattering center and frequency decay parameter using the Root-MUSIC algorithm (simulation results). $f_1 = 9.2$ GHz, $\Delta f = 50$ MHz, $N = 30$, $M = 5$, $d = 2$.

なく、確保可能な周波数帯域幅での推定された散乱体の信号パラメータが SNR およびスナップショットに対してどのように変化するかを明らかにすることである。この周波数帯域での上記の帯域幅 (1.65 GHz) は、標準ゲインホーンアンテナを用いた散乱測定系においても十分に実現可能なものである。

図 1(a), 図 2(a) に示す正規反射波の散乱中心 (t_1), 減衰係数 (α_1) の推定結果では、SNR を 30 dB まで低下させ、スナップショット数を減少させた場合であっても両手法とも良好な推定が実現されており、推定精



(a)



(b)

図2 改良型 Root-MUSIC 法による散乱中心および減衰係数の推定結果 (シミュレーション結果). $f_1 = 9.2$ GHz, $\Delta f = 50$ MHz, $N = 30$, $M = 5$, $d = 2$.

Fig.2 Estimation results of scattering center and decay parameter using the modified Root-MUSIC algorithm (simulation results). $f_1 = 9.2$ GHz, $\Delta f = 50$ MHz, $N = 30$, $M = 5$, $d = 2$.

度の大きな差は認められない。一方、クリーピング波の推定結果を示した図 1(b), 図 2(b) では, 散乱中心 (t_2), 減衰係数 (α_2) とも Root-MUSIC 法に比べ改良型 Root-MUSIC 法の推定精度が明らかに優れていると言える。この周波数帯では正規反射波とクリーピング波の電力レベル差がほぼ 30 dB あるため, シミュレーションにおける SNR = 30 dB では, クリーピング波と雑音の電力レベルはほぼ等しく, 極めて推定の困難な状況と言える。1 スナップショット時の推定結果を見ると Root-MUSIC 法では散乱中心においてほぼ

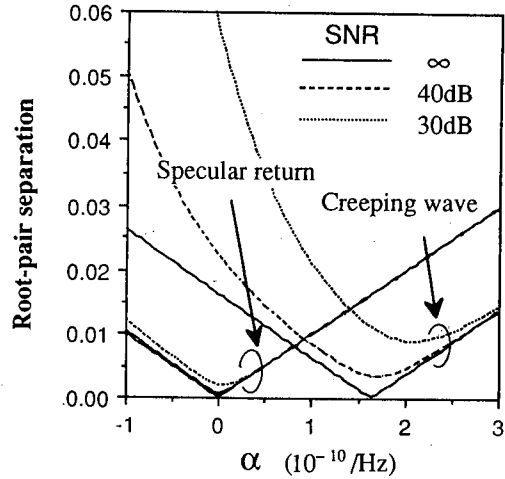


図3 改良型 Root-MUSIC 法における信号に対応する根の距離と周波数減衰係数の関係. $f_1 = 9.2$ GHz, $\Delta f = 50$ MHz, $N = 30$, $M = 5$, $d = 2$, 10 スナップショット.

Fig.3 Root-pair separation of the signal roots versus frequency decay parameter α . $f_1 = 9.2$ GHz, $\Delta f = 50$ MHz, $N = 30$, $M = 5$, $d = 2$, 10 snapshots.

0.024 ns の誤差があり, 減衰係数に関しては真値の 10 倍もの値を示している。一方, 改良型 Root-MUSIC 法では SNR が 30 dB, 1 スナップショットの場合であっても, 散乱中心推定誤差はほぼ 0.001 ns であり, 減衰係数の推定値も真値の 2 倍程度の値が得られている。SNR が 40 dB (クリーピング波の SNR は約 10 dB) 以上では減衰係数の推定誤差は 0.49×10^{-10} /Hz 以下であった。

参考のため図 3 には, 改良型 Root-MUSIC 法における信号に対応する根の距離と減衰係数 (式 (11)) の関係を示した。正規反射波に対応する根は 0/Hz 付近に, クリーピング波に対応する根は 1.65×10^{-10} /Hz 付近に極小を有している。スナップショット数が有限である場合には, 重み関数が推定対象としている散乱波の周波数特性に一致する場合であっても低 SNR 時には極小時の根の距離が零とはならないことに注意されたい [8]。

以上の検討は, ある特定の解析パラメータ (N , M , Δf) に対するものである。一般に, これらのパラメータを変化させると信号相関抑圧効果が変化する [4] ため, 図 1, 図 2 の結果も変化する。例えば, スナップショットが少ない場合には, 両手法とも式 (6b) における相関行列が正確に推定されないため, 一般に解析パラメータ (N , M , Δf) による推定結果の変化が大きくなる (雑音相関行列が正確に推定されないことに

加え、信号と雑音の相関項が残存することが特性に大きな影響を与える)。本検討結果は解析パラメータを固定したものであるが、SNR、スナップショット数を変化させ特性を調べた結果から、分離可能限界に近いほど改良型 Root-MUSIC 法の性能が良好であると言える。相関抑圧効果を変化させ分離可能限界に近付けた場合においても同様な議論が成立するものと予想される。

さて、本手法により得られた散乱中心、減衰係数を式 (10) に代入すると s_1, s_2 が得られる。これにより式 (3) でモデル化した局所的散乱波のすべてのパラメータが明らかとなる。各手法により推定された正規反射波、クリーピング波の周波数特性を図 4 に示す。これは 1 スナップショット、SNR が 40 dB の場合の推定値を用いた結果である。このときの Root-MUSIC 法、改良型 Root-MUSIC での α_2 の推定値はそれぞれ 5.61, 2.12 ($\times 10^{-10}$ /Hz) である。改良型 Root-MUSIC 法では、6 GHz の帯域幅を用いた FFT-Gate 法の推定結果にほぼ一致するクリーピング波の周波数特性が得られていることがわかる。

以上のように、本シミュレーションにより Root-MUSIC 法および改良型 Root-MUSIC 法は、非常に類似なアルゴリズムであるにもかかわらず、低 SNR、少スナップショット時ほど改良型 Root-MUSIC 法の性能

が良好であるという興味深い結果が導かれた。その統計手法を用いた定量的な特性解析は今後の課題であるが、式 (12) に示すように改良型 Root-MUSIC 法では周波数ごとに異なる重み付けを行い、更にそれらを変化させ計算を行っていることがより大局的で正確な解を得ることに役立っているものと考えられる。このような処理は、 z -平面における根の分布の軸方向成分の誤差の減少 (α の推定精度の向上) に特に寄与しているのではないかと考えられる。

5. 実験結果

実験はネットワークアナライザ (HP 8720 C) および送受信アンテナ共に標準ゲインホーンアンテナ (安藤電気 HOR-10S 型 8.2~12.4 GHz) により構成された Quasi-monostatic RCS 測定系を用い、電波無響室内で行われた。図 5 は本測定系により得られた半径 7.5 cm の導体球の後方散乱データを逆フーリエ変換した時間領域波形である。これより、 $t = 0$ ns 付近にターゲットマウントの影響が残存しているものの、理論値とほぼ一致し、良好な測定が実現されていることがわかる。

Root-MUSIC 法および改良型 Root-MUSIC 法による推定ではシミュレーションと同様に 9.2 ~ 10.85 GHz の周波数帯域データを用いた。両 MUSIC 法の解析パ

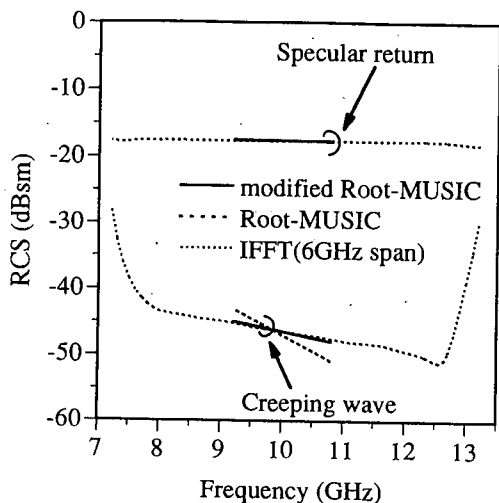


図 4 推定された正規反射波とクリーピング波の周波数特性 (シミュレーション結果). $f_1 = 9.2$ GHz, $\Delta f = 50$ MHz, $N = 30$, $M = 5$, 1 スナップショット, SNR 40 dB.

Fig. 4 Estimated frequency characteristics of the specular return and creeping wave (simulation results). $f_1 = 9.2$ GHz, $\Delta f = 50$ MHz, $N = 30$, $M = 5$, 1 snapshots, SNR 40 dB.

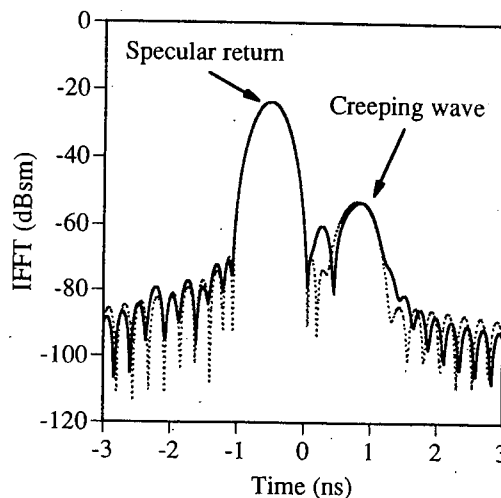


図 5 IFFT 法による導体球の後方散乱時間領域推定結果 (使用周波数帯域 7.2~13.2 GHz, 導体球の半径 7.5 cm. 実線: 実験結果, 点線: 数値計算結果)

Fig. 5 Estimation results of time-domain estimation of back-scattered signals from a conductive sphere using the IFFT (the used frequency band is from 7.2 to 13.2 GHz. Radius of the sphere is 7.5 cm. The solid line expresses a experimental result and the dotted line shows a numerical result).

表1 Root-MUSIC法および改良型Root-MUSIC法により推定された散乱パラメータ一覧。 $f_1 = 9.2 \text{ GHz}$, $\Delta f = 50 \text{ MHz}$, $N = 30$, $M = 5$.

Table 1 List of the scattering parameters estimated by the Root-MUSIC and the modified Root-MUSIC algorithm. $f_1 = 50 \text{ MHz}$, $N = 30$, $M = 5$.

手法	正規反射波		クリーピング波	
	t_1 (ns)	α_1 (10^{-10} /Hz)	t_2 (ns)	α_2 (10^{-10} /Hz)
Root-MUSIC (数値解)	-0.500	0.000	0.801	1.635
Root-MUSIC (実験結果)	-0.501	0.086	0.846	3.711
改良型 Root-MUSIC (実験結果)	-0.501	0.000	0.844	1.861

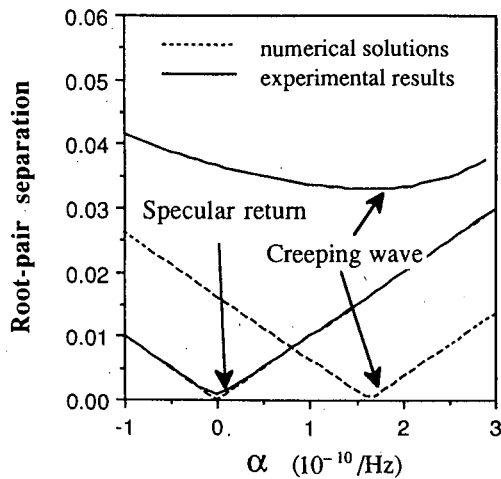


図6 改良型Root-MUSIC法における、信号に対応する根の距離と周波数減衰係数の関係(実験結果)。 $f_1 = 9.2 \text{ GHz}$, $\Delta f = 50 \text{ MHz}$, $N = 30$, $M = 5$, 1スナップショット。

Fig.6 Root-pair separation of the signal roots versus frequency decay parameter α (experimental results). $f_1 = 9.2 \text{ GHz}$, $\Delta f = 50 \text{ MHz}$, $N = 30$, $M = 5$, 1 snapshot.

ラメータ (N, M, etc) の設定もすべて同じとした。各手法により推定された正規反射波およびクリーピング波の散乱中心、減衰係数を表1に示した。SNRが無限大の場合、Root-MUSIC法および改良型Root-MUSIC法による推定結果は一致する(図1, 図2参照)。同表には導体球の後方散乱の数値解(雑音無し)に対してRoot-MUSIC法を適用した際に得られた散乱中心、減衰係数も示している。この数値解が広帯域データを用いたFFT-Gate法による解を十分に近似していることは図4(および図2)の結果から容易に予想される。同表より、正規反射波の推定結果は、両手法とも数値解にほぼ一致しているが、特にクリーピング波の減衰係数の推定結果において大きな違いが認められる。数値解との比較から明らかに改良型Root-MUSIC法の

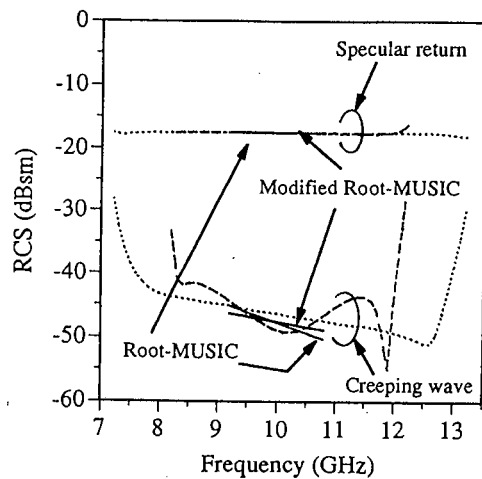


図7 推定された正規反射波とクリーピング波の周波数特性(実験結果)。MUSIC法での推定はともに $f_1 = 9.2 \text{ GHz}$, $\Delta f = 50 \text{ MHz}$, $N = 30$, $M = 5$ 。点線: FFT-Gate法 (7.2~13.2 GHz, 数値計算結果), 破線: FFT-Gate法 (8.2~12.2 GHz, 実験結果)

Fig.7 Estimated frequency characteristics of the specular return and creeping wave (experimental results). The parameters, $f_1 = 9.2 \text{ GHz}$, $\Delta f = 50 \text{ MHz}$, $N = 30$, $M = 5$ are used in the both Root-MUSIC algorithms. The dotted lines express numerical results of FFT-Gate method with 6GHz span frequency data (7.2~13.2 GHz), the broken lines express experimental results of the method with 4GHz span frequency data (8.2~12.2 GHz).

推定結果がより正確であったと言える。図6に改良型Root-MUSICでの重み関数の減衰係数の変化に対する、各々の散乱波の根の距離(対となって現われる根の距離)の関係を示した。同図に示した数値計算結果は図3におけるSNRが無限大(雑音無し)の場合の計算結果である。

図3のシミュレーション結果と比較するとSNRが30 dBの場合より劣化していることがわかる。これは、電波無響室壁面等からのクラッタ状の微弱な散乱波が

混入した等の測定誤差 [5] が根の距離をより大きくしているものと考えられる。

図 4 に対応する測定結果における正規反射波およびクリーピング波の周波数特性を図 7 に示した。改良型 Root-MUSIC 法によるクリーピング波の推定結果には全体に約 -1 dB の誤差が生じているが、周波数特性の変化は数値計算結果とほぼ一致した。このとき用いた周波数帯域幅は 1.65 GHz である。一方、本実験においては 4 GHz の帯域幅のデータに対して FFT-Gate 法 (Gate center: 0.856 ns, Gate span: 1.0 ns) を適用した場合、近接するターゲットマウントの影響を完全には除去できず、同図に示すように数値計算と大きく異なる結果となった。FFT-Gate 法では、ゲート幅を狭くすることにより近傍の誤差成分の影響の軽減が可能であるが、ゲーティング誤差が増大する。本測定データにおいてはクリーピング波の周波数特性を正確に抽出するゲートの選択は不可能であった。

6. む す び

本論文では、導体球の後方散乱推定を評価用ターゲットとして用い、Root-MUSIC 法と改良型 Root-MUSIC 法のパラメータ推定精度の比較検討を行った。計算機シミュレーション結果より、一般に低 SNR、少スナップショットでの散乱中心検出、散乱係数推定が必要とされる散乱推定では、改良型 Root-MUSIC 法による散乱中心および減衰係数の推定結果がともに、通常の Root-MUSIC 法による結果より高精度であることを明らかにした。実験データに対する適用においても同様の傾向が示されており、シミュレーションにおける考察結果の妥当性が確認された。

従って、周波数特性を有しない散乱波および指数関数的に減衰する散乱波が混在することが予想されるデータに対する MUSIC 法の適用では、対象となる散乱波がすべて理論上は Root-MUSIC 法の適用可能なモデルである場合であっても、各種パラメータの推定精度の点から改良型 Root-MUSIC 法の適用が望ましいと言える。推定法としての厳密な性能評価には散乱パラメータ推定値の平均、分散を含めた文献 [10], [11] のような統計解析が必要である。そのような理論的、定量的な評価は今後の課題である。

文 献

- [1] G.L. James, Geomartical Theory of Diffraction for Electromagnetic Waves, 3rd edition, Peter Peregrinus, UK, 1986.
- [2] R.O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," IEEE Trans. Antennas and Propagat., vol.AP-34, no.3, pp.276-280, March 1986.
- [3] A.K. Dominek, L. Peters, and W.D. Burnside, "A time domain technique for mechanism extraction," IEEE Trans. Antennas and Propagat., vol.AP-35, no.3, pp.305-312, March 1987.
- [4] H. Yamada, M. Ohmiya, Y. Ogawa, and K. Itoh, "Superresolution techniques for time-domain measurements with a network analyzer," IEEE Trans. Antennas and Propagat., vol.39, no.2, pp.177-183, Feb. 1991.
- [5] 山田寛喜, 小川恭孝, 伊藤精彦, "スーパーレゾリューション法を用いた導体球の散乱中心推定," 信学論 B-II, vol.J77-B-II, no.3, pp.139-148, March 1994.
- [6] 菊間信良, 安西 睦, 小川 勝, 山田幸一, 稲垣直樹, "室内無線通信のための MUSIC 法による多重波の到来方向と遅延時間の推定," 信学論 B-II, vol.J73-B-II, no.11, pp.786-795, Nov. 1990.
- [7] B.D. Rao and K.V.S. Hari, "Performance analysis of Root-Music," IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing, vol.ASSP-37, no.12, pp.1939-1949, Dec. 1989.
- [8] 小川恭孝, 大島功三, 伊藤精彦, "指数関数的な振幅周波数特性を有する信号へのスーパーレゾリューション法の適用," 信学技報, A-P94-17, no.6, pp.9-16, June 1994.
- [9] A. Moghadder, 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 and Propagat., vol.42, no.10, pp.1412-1418, Oct.1994.
- [10] P. Stoica and A. Nehorai, "MUSIC, maximum likelihood, and Cramer-Rao bound," IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing, vol.37, no.5, pp.720-741, May 1989.
- [11] S.U. Pillai and B.H. Kwon, "Performance analysis of MUSIC-type high resolution estimators for direction finding in correlated and coherent scenes," IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing, vol.37, no.8, pp.1176-1189, Aug. 1989.
- [12] H.B. Lee and M.S. Wengrovitz, "Resolution threshold of beamspace MUSIC for two closely spaced emitters," IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing, vol.38, no.9, pp.1545-1559, Sept. 1990.
- [13] 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 Processing, vol.ASSP-33, no.4, pp.806-811, Aug. 1985.
- [14] E.K. Walton and J.D. Young, "The Ohio state university compact rader cross-section measurement range," IEEE Trans. Antennas and Propagat., vol.AP-32, no.11, pp.1218-1223, Nov. 1984.

(平成 7 年 2 月 8 日受付, 5 月 30 日再受付)



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、新潟大・工・情報・講師。この間、高分解能時間領域測定法を用いた電磁波回路、アンテナ、散乱測定に関する研究に従事。工博。IEEE 会員。



山本 一晶 (准員)

平6新潟大・工・情報卒。現在、同大大学院修士課程在学中。高分解能時間領域測定法を用いた散乱測定に関する研究に従事。



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、新潟大・工・情報・教授。トンネル内等損失媒質での電波伝搬、FM-CW レーダ、ポーラリメトリの研究に従事。工博。IEEE Senior, 日本雪工学会各会員。



仙石 正和 (正員)

昭42新潟大・工・電気卒。昭47北大大学院博士課程了。同年北大・工・電子助手。現在、新潟大・工・情報・教授。回路理論、グラフ・ネットワーク理論とその応用、情報伝送、移動体通信の研究に従事。工博。平3年度論文賞受賞。著書：「演習グラフ理論」(共著)。情報処理学会、IEEE 各会会員。