

アレー信号処理による高分解能到来方向推定技術

High-Resolution DF Techniques using Array Signal Processing

UDC 621.396.677.3 : 621.396.663

成瀬 尚史

Naofumi Naruse

研究所 情報セキュリティ技術プロジェクトチーム

村上 徹

Tohru Murakami

研究所 情報セキュリティ技術プロジェクトチーム

1 まえがき

近年、携帯電話をはじめとする移動体通信の加入者数は増加しており、電波の不法利用による公衆通信システムへの悪影響の排除や、さらなる電波の有効利用を可能とする技術の開発が待望されている。

郵政省では電波の監視および不法無線局・違法無線局の探査などを行うための電波監視システム（DEURAS）の整備をしている。DEURASでは不法無線局などの位置を特定するために、電波の到来方向推定技術を用いている。

また、次世代の移動体通信システムにおいては、所望の方向の電波だけを受信して不要波を除去するシステムが望まれる。この技術はアダプティブアレーと呼ばれ、同一セル内で同一チャンネルを使用できるため、周波数の効率的利用を図ることができる」と期待されている。

到来方向推定やアダプティブアレーは複数個のアンテナを配列したアレーアンテナを用いて実現される。おのおののアンテナから出力される信号の振幅および位相データに信号処理を施すことにより、所望の指向性パターンを作ることや、各到来波の到来方向、電力レベル、伝搬遅延時間、偏波、相互相関などの信号パラメータを推定することが可能となる。以下にアレー信号処理による高分解能到来方向推定技術について述べ、各到来方向推定アルゴリズムの性能評価の結果を示す。

2 高分解能到来方向推定技術

2.1 到来方向推定技術の歴史

単一到来波の到来方向推定は従来干渉計（interferometer）の原理を用いた推定方法が知られている。これは2素子アレーの位相差から推定を行うもので、装置も比較的簡易な構成ですむために現在でもよく使用される。一方、多重到来波の到来方向推定ではフーリエ変換と同じ原理であるビームフォー

マ法（beamformer）が従来の方法として知られていた。これはアレーアンテナのメインローブを走査して、電力が大きくなる方向を探す方法である。その後、アレーアンテナのヌルを走査して方向推定を行うことにより分解能を向上させた線形予測法（LP）が登場した。これはメインローブはある幅をもっているのに対して、ヌルは鋭いという性質を利用して高い角度分解能を実現したものである。1980年代からは超分解能（super resolution）と呼ばれるアレー入力的相关行列の固有値展開を利用した MUSIC¹⁾や ESPRIT³⁾が提案され、現在ではそれらを改良した推定法⁵⁾⁶⁾が数多く提案されている。これらの推定法の特徴を表1に示す。

表1 到来方向推定技術
DF techniques

推定法	適用範囲	基本原理	主な計算
interferometer	単一波	干渉計	方向サーチ
beamformer	多重波	ビーム走査	方向サーチ
LP	多重波	ヌル走査	方向サーチ
MUSIC	多重波	ヌル走査	固有値展開 方向サーチ
ESPRIT	多重波	多次元干渉計	固有値展開

2.2 interferometer（干渉計）による到来方向推定

干渉計の原理に基づき、2素子アレーの受信信号の位相差から単一到来波の到来方向を推定することができる。図1のような素子間隔 d の2素子アレーに波長 λ の平面波が角度 θ から到来しているとき、アンテナ素子 #1, #2 で受信される複素信号をそれぞれ $x_1(t)$; $x_2(t)$ とすると、 $x_2(t)$ は

$$x_2(t) = x_1(t) \exp(-j 2\pi d \sin \theta / \lambda) + n(t) \quad (1)$$

$$= x_1(t) \exp(-j \phi) + n(t) \quad (2)$$

となり、 $x_2(t)$ より位相が ϕ だけ遅れているものと表すことができる。ここで、 $n(t)$ は白色ガウス雑音を表す。この位相差

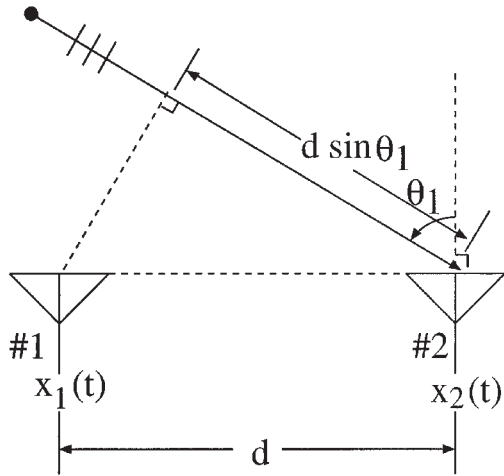


図1 2素子アレー
Array composed of 2 sensors

はアンテナ #1 とアンテナ #2 の伝搬経路が $d \sin \theta_1$ だけ異なるために生じるものであり、次式から求めることができる。

$$= \arg [E [x_1(t) x_2(t)^*]] = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_1 \quad (3)$$

ここで、 $*$ は複素共役を表す。また、 $E[\cdot]$ は期待値を表し、実際の推定に用いる評価式では時間平均としている。 $\arg[\cdot]$ は複素数の位相成分を表す。位相差 $\Delta \phi$ が求まれば到来方位 θ_1 を計算により求めることができるが、推定精度を向上させるために次のような方法をとる。何組かの2素子アレーを用い、素子 i の角度 θ_i からの到来波に対する複素受信応答 $a_i(\theta)$ をあらかじめ求めておいてから、次の評価関数を導入する。 $R(\theta)$ が最大となる角度が到来方向 θ_1 と一致する。

$$R(\theta) = \frac{1}{\sum_{i,j} \frac{E [x_i(t) x_j(t)^*]}{E [x_i(t)^2] E [x_j(t)^2]}} \frac{a_i(\theta) a_j(\theta)^*}{a_i(\theta) a_j(\theta)} \quad (4)$$

2.3 MUSIC による到来方向推定

MUSIC (Multiple Signal Classification) は相関行列の固有値と固有ベクトルを用いた推定法である。図2のように素子間隔 d の M 素子等間隔リニアアレーに平面波が K 波到来していて、各到来波の信号波形と到来角が $F_k(t)$ 、 θ_k ($k=1, 2, \dots, K$) と表されるとき、各素子における各到来波の位相応答を表す方向ベクトル $\alpha_k(\theta)$ は

$$\alpha_k(\theta) = [1, \exp(-j^2 d \sin \theta_k), \dots, \exp(-j^2 (M-1) d \sin \theta_k)]^T \quad (5)$$

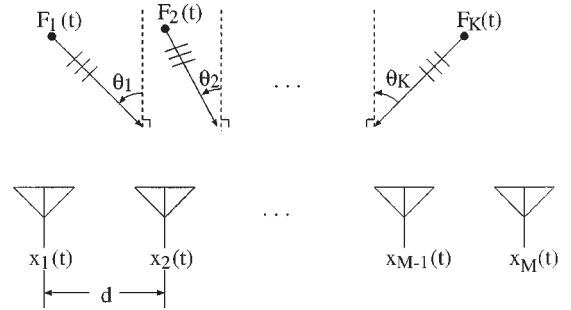


図2 M素子等間隔リニアアレー
Uniform linear array composed of M sensors

で与えられる。ここで、上添字 T は転置を表す。よって、入力ベクトルは次式で表される

$$X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T \quad (6)$$

$$= \sum_{k=1}^K F_k(t) \alpha_k(\theta_k) + N(t) \quad (7)$$

$$= A F(t) + N(t) \quad (8)$$

$$A = [\alpha_1(\theta_1), \alpha_2(\theta_2), \dots, \alpha_K(\theta_K)] \quad (9)$$

$$F(t) = [F_1(t), F_2(t), \dots, F_K(t)]^T \quad (10)$$

上式において $N(t)$ は熱雑音ベクトルであり、その成分は平均が0で分散(電力)が σ^2 の独立な複素ガウス過程である。このとき、素子間の相関特性を表す相関行列は次式で与えられる。

$$R_{xx} = E [X(t) X^H(t)] = A S A^H + \sigma^2 I \quad (11)$$

$$S = E [F(t) F^H(t)] \quad (12)$$

ここで、上添字 H は複素共役転置を表す。到来波が互いに無相関であれば信号相関行列 S のランクは K となる。また、方向行列 A もランクは K である。したがって、この場合の相関行列 R_{xx} はランク K の非負定値エルミート行列となる。この行列の固有値 λ_i ($i=1, 2, \dots, M$) は実数となり、

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_K \geq \lambda_{K+1} = \dots = \lambda_M = \sigma^2 \quad (13)$$

という関係をもつ。したがって、相関行列の固有値を求め、熱雑音電力 σ^2 より大きい固有値の数から到来波数 K を推定することができる。また、固有値 λ_i ($i=1, 2, \dots, M$) に対応する固有ベクトルを e_i ($i=1, 2, \dots, M$) とすると、 M 次元のエルミート空間の正規直交基底ベクトルとして扱われる。この空間は信号空間 $\text{span}\{e_1, \dots, e_K\}$ と雑音空間 $\text{span}\{e_{K+1}, \dots, e_M\}$ の二つの部分空間に分けることができ、信号空間と雑音空間は互いに直交補空間の関係にある。 $\text{span}\{e_1, \dots, e_M\}$ はベクトル e_i ($i=1, \dots, M$) で張られる空間とする。また、信号空間は方

向ベクトルを用いて $\text{span}\{\alpha(1), \dots, \alpha(K)\}$ と表すことができる。したがって、熱雑音電力に等しい固有値に対応する固有ベクトルはすべて到来波の方向ベクトルと直交することになる。そこで、次式のような評価関数を定義する。

$$P(\lambda) = \frac{\sum_{i=K+1}^M |a_i^H(\lambda) \alpha(\lambda)|^2}{\sum_{i=K+1}^M |a_i^H(\lambda)|^2} \quad (14)$$

これは MUSIC スペクトラムと呼ばれ、 λ に対するスペクトラムの K 個のピークが到来方向 θ_k ($k=1, 2, \dots, K$) となる。なお、式 (13) からわかるように、熱雑音電力に等しい最小固有値が少なくとも一つ必要なため、アレーの素子数は $M \geq K + 1$ が必要条件となる。

2.4 Root-MUSIC による到来方向推定

Root-MUSIC²⁾ は、MUSIC のスペクトラム関数の解をピークサーチせずに数値計算により求める方法である。MUSIC は任意のアレーに適用できるが、Root-MUSIC は等間隔のリニアアレーに限定される。そこで、先程と同じく図 2 のように素子間隔 d の K 素子等間隔リニアアレーで到来波数が K の場合について考える。まず、方向ベクトル $a(\theta)$ を次式のように変形する。

$$a(\theta) = [1, \exp(-j^2 d \sin \theta), \dots, \exp(-j^2 (M-1) d \sin \theta)]^T \quad (15)$$

$$= [1, z, z^2, \dots, z^{(M-1)}]^T \quad (16)$$

$$= p(z) \quad (17)$$

$p(z)$ を使って、次の Root-MUSIC 多項式を定義する。

$$Q(z) = \frac{\sum_{i=K+1}^M p^T(z^{-1}) e_i e_i^H p(z)}{\sum_{i=K+1}^M |p_i(z)|^2} \quad (18)$$

式 (14) の分母は $z = 1$ のとき、式 (18) に一致する。そこで、 $Q(z)$ の解を求め、単位円 ($|z| = 1$) 上にある 2 重根 z_k ($k=1, 2, \dots, K$) を求める。

$$z_k = \exp(-j^2 d \sin \theta_k) \quad (k=1, 2, \dots, K) \quad (19)$$

から、到来方向 θ_k ($k=1, 2, \dots, K$) を求めることができる。

2.5 ESPRIT による到来方向推定

ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) を用いて到来方向推定を行うには、まったく同じように配列構成されたアレーアンテナを二つ必要とする。これらの二つのアレーをサブアレーと呼び、一方の

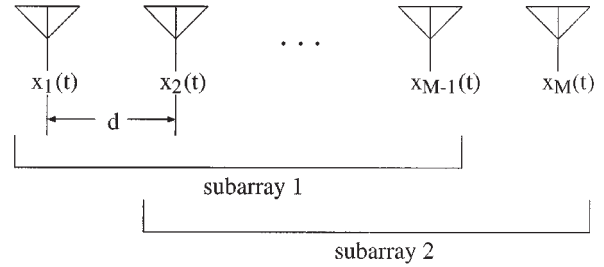


図3 M素子等間隔リニアアレーにおける二つのサブアレー
Two subarrays chosen from ULA composed of M sensors

アレーをある距離だけ移動させたときに他方のアレーと重なるとすると、この移動によるアレーの位相回転量を求めることにより到来方向を推定する。サブアレーは任意のアレーでよいが、ここでは図 2 のような素子間隔 d の M 素子等間隔リニアアレーを用いて推定を行うとし、到来波数は K 波であるとす。アレーの入力ベクトルは式 (8) と同様に、

$$X(t) = AF(t) + N(t) \quad (20)$$

で表される。M 素子等間隔リニアアレーでは図 3 のように二つのサブアレーで構成されていると考えることができる。それらの方向ベクトルは $\exp(-j^2 d \sin \theta)$ だけ異なるため、次式ようになる。

$$J_1 A = J_2 A \quad (21)$$

$$= \text{diag}[\exp(-j^2 d \sin \theta_1), \exp(-j^2 d \sin \theta_2), \dots, \exp(-j^2 d \sin \theta_K)] \quad (22)$$

ここに J_k は K 次の対角行列を表す。また、行列 J_1 と J_2 はそれぞれ行列 A の 1 行目から $K-1$ 行目を抽出する操作、行列 A の 2 行目から K 行目を抽出する操作を意味している。したがって、 $J_1 A$ はサブアレー 1 の方向行列を表し、 $J_2 A$ はサブアレー 2 の方向行列を表している。

まず、MUSIC と同様に相関行列の固有値 λ_i ($i=1, 2, \dots, M$) を求めると熱雑音電力値より大きい固有値の数から到来波数 K を推定することができる。また、信号の固有値 λ_i ($i=1, 2, \dots, K$) に対応する固有ベクトル e_i ($i=1, 2, \dots, K$) が張る部分空間 $\text{span}\{e_1, \dots, e_K\}$ および方向ベクトルが張る部分空間 $\text{span}\{\alpha(1), \dots, \alpha(K)\}$ はどちらも信号部分空間となるため

$$E_s = AT \quad (23)$$

$$E_s = [e_1, e_2, \dots, e_K] \quad (24)$$

となる K 次の正則な行列 T が唯一存在する。ここで、行列 E_s

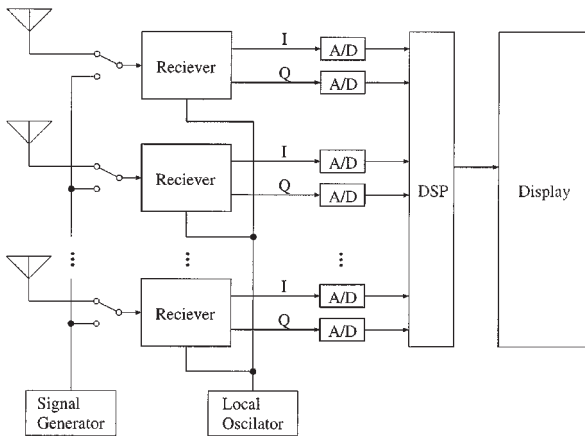


図4 到来方向推定装置系統図
Block diagram of DF system

の1行目から $M - 1$ 行目までと2行目から M 行目までなる二つの $(M - 1) \times K$ 次の部分行列 E_x, E_y を取り出すと次式のように表される。

$$E_x = J_1 A T \quad (25)$$

$$E_y = J_2 A T = J_1 A T \quad (26)$$

式 (25) と式 (26) から、次式の関係が得られる。

$$E_y = E_x \quad (27)$$

$$= T^{-1} T \quad (28)$$

式 (27) から K 次の行列 T を求める。この求め方には正方行列でない E_x の逆行列である擬逆行列を用いて式 (27) を解く LS (Least-Squares) -ESPRIT[3]と、 E_x, E_y 両方に含まれる誤差の影響を最小にする TLS (Total-Least-Squares) -ESPRIT[3]があるが、通常は精度の高い TLS-ESPRIT が使用される。このようにして得られた T の固有値 $\lambda_k (k=1, 2, \dots, K)$ を求めれば、それが T の対角成分となる。そのため、到来方向 θ_k を式 (22) から求めることができる。

2.6 到来方向推定装置

図4に到来方向推定装置の系統図を示す。このような到来方向推定装置に適用される受信機は広帯域、広ダイナミックレンジの基本要件性能の他に、各受信システムにおいて位相変動が異ならないように、局部発信器を共通にする必要がある。また、アンテナと受信機などの電気長誤差や受信フィルタ特性の経時変化などによる位相誤差を校正するために、アンテナ入力に試験信号を供給する校正用信号発生器が必要である。

3 性能評価

各到来方向推定アルゴリズムの性能を計算機シミュレーションにより評価した。アレー構成は8素子半波長等間隔リニアアレーとした。相関行列は100個のデータサンプル値を用いて時間平均により求めた。このサンプル値の数をスナップショット数と呼ぶ。スナップショット数を増やせば推定精度は良くなるが、相関行列を求めるための処理に時間がかかる。例えばスナップショット数を10倍にすると、SNRを10dB改善するのと同じ効果があるが、相関行列を求める処理時間が10倍となる。この処理は各アルゴリズムに共通である。信号の電力値は1とし、SNRは雑音の電力値²に対する第1波の電力値、すなわち、 $SNR = 10 \log(1/\sigma^2)$ [dB]で定義した。それ以外のパラメータはそれぞれの評価によって異なる。interferometerはすべてのアンテナの組み合わせの平均により推定を行い、ESPRITはTLS-ESPRITを使用した。また、interferometerおよびMUSICのスペクトラムは0.1度単位で求め、Root-MUSICおよびESPRITは上記の二つのアルゴリズムと推定桁数を合わせるために、推定値の小数点第2位を四捨五入した。

3.1 処理速度評価

まず、各アルゴリズムの処理時間を測定した。到来波が1波から5波までの場合の各アルゴリズムの処理時間を図5に示す。ただし、interferometerについては到来波が1波のときにしか推定を行うことができないため、1波のときの処理時間のみを示している。処理時間はPentium MMX 200MHzのPCで100回試行したときの平均値とした。到来波が1波のときにはESPRITに対してRoot-MUSICは10倍、MUSICは60倍、

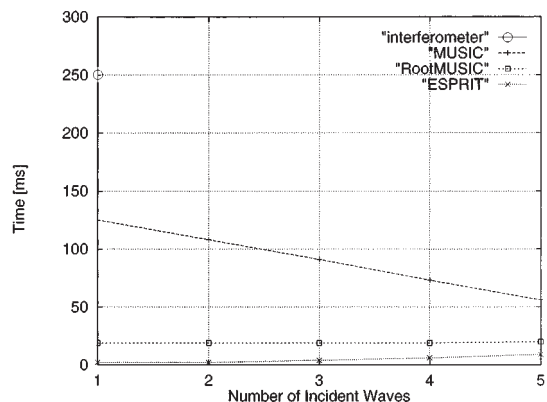


図5 到来波数に対する処理時間
Processing time as function of number of incident waves

interferometerは120倍の処理時間となった。到来波数が多くなると各アルゴリズムの処理時間の差は少なくなり、到来波が5波のときにはESPRITに対してRoot-MUSICは2倍、MUSICは6倍となる。interferometerはすべてのアンテナの組み合わせの平均により推定を行っているため処理時間が長い。しかし、推定精度は犠牲になるが組み合わせの数を減らすか、方向サーチの角度ステップを大きくしてやれば処理時間を短縮することができる。MUSICは到来波数が増えると処理時間が少なくなっていく。これはスペクトラムを算出するときに使用する雑音の固有ベクトルの数が少なくなっていくためであり、それに伴い平均効果が少なくなるので推定精度が劣化する。MUSICも方向サーチの角度ステップを大きくすれば処理時間を短縮することができる。相関行列の固有値分解の処理時間よりも方向サーチするためのスペクトラムを算出する処理時間のほうが支配的な場合には、角度ステップ単位を10倍にすれば処理時間は1/10となる。すなわちMUSICスペクトラムを1度単位で求めた場合には、図5のMUSICの処理時間が約1/10になる。Root-MUSICは到来波数に関係なくほぼ一定の処理時間となる。また、Root-MUSICでは方向サーチを行わず方程式を直接解くために、MUSICに比べて処理時間が短い。ESPRITはすべてのアルゴリズムの中で最も高速であるが、到来波数が多くなると処理時間は長くなる。ESPRITは到来波数と同数の信号の固有ベクトルを用いて推定を行うためである。MUSICやESPRITでの相関行列の固有値分解やRoot-MUSICでの多項式の解の算出は反復法のため、使用するアルゴリズムや収束条件により処理時間は異なる。ここでは相関行列の固有値分解にはユニタリ行列によって3重対角化をした後に、QR法により収束させるアルゴリズムを使用して、8次の行列の固有値分解を約2msで行っている。

3.2 到来方向に対する性能評価

サーキュラーアレーのような平面アレーでは-180度から180度まで到来方向を推定することができるが、リニアアレーでは原理的に-90度から90度までしか推定することができない。また、到来方向によって推定精度が変化する。そこで、各アルゴリズムの到来方向に対する性能を評価した。到来波は1波とし、SNRは20dBとした。このときに到来方向を0度から90度まで変化させたときの到来方向推定結果のRoot Mean Squared Error (RMSE)を求めた。図6に結果を示す。どのアルゴリズムも70度を超えるあたりから急激に誤差が大きくなっている。これは到来方向に対して式(3)からわかる

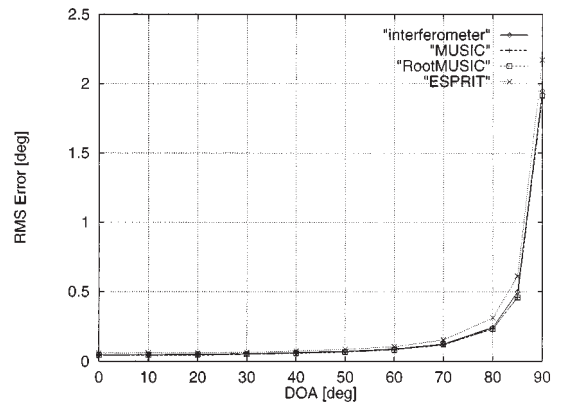


図6 到来方向に対するRMSE
RMSE as function of DOA

ように各アンテナの位相応答が \sin に比例するためである。0度付近では \sin の変化が大きいため推定精度が良いが、90度付近では \sin の変化がほとんどないために推定精度が劣化する。到来方向が80度でもRMSEは0.3度程度であるので、1度の誤差を許容できるアプリケーションであれば問題はない。しかし、SNRが小さい場合やアンテナ配置誤差がある場合などではさらに推定精度は劣化するため、できるだけ0度付近で使用するようアレーの配置を行ったほうが良い。

3.3 SNRに対する性能評価

到来波が1波で45度から到来しているときの各アルゴリズムのSNRに対する性能を評価した。図7に結果を示す。到来方向を45度としたが、到来方向に対する性能評価の結果からわかるように、60度以内であれば推定精度の違いはほとんどないと思われる。どのアルゴリズムもSNRが-5dB程度で推定が困難となった。例えば、interferometerやMUSICでは真の到来方向を示すピークが鈍ってしまうため、偽像が示す方向

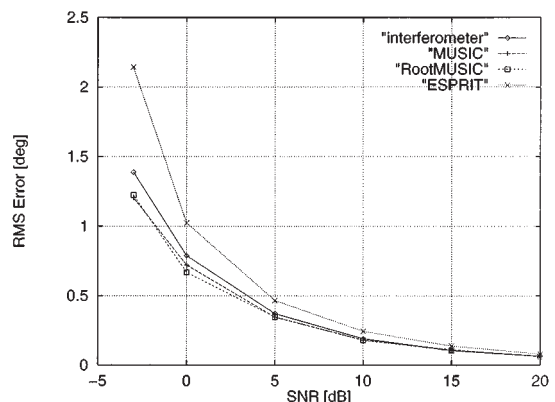


図7 SNRに対するRMSE
RMSE as function of SNR

を到来方向と推定してしまう。また、MUSICやESPRITなどの相関行列の固有値分解を利用するアルゴリズムでは信号の固有値と雑音の固有値の区別がつきにくく到来波数を正確に推定することが困難となるが、ここでは到来波数は間違いなく推定できたものとして処理を行った。SNRが0dBのときには1度程度の推定誤差はあるものの100%推定することができた。ESPRITは他のアルゴリズムに比べ、1.3倍ほど推定誤差が大きくなった。MUSICとESPRITについて推定精度の違いについて考察してみる。この評価ではアンテナ8本、到来波1波であるため、MUSICでは式(14)の評価関数において7個の雑音の固有ベクトルを用いて推定を行っているが、ESPRITでは1個の信号の固有ベクトルだけで推定を行っている。そのため、MUSICは平均の効果により、ESPRITに比べて推定精度が良くなる。しかし、到来波数が多くなると、雑音の固有ベクトルの数が減るためにMUSICの推定精度は劣化し、ESPRITとの推定精度差が小さくなると考えられる。

3.4 アンテナ配置誤差に対する性能評価

ミリ波などの高周波では波長が短いため、アレーアンテナの素子間隔を非常に小さくしなければならない。そのため、高精度にアンテナを配置することが要求されるが、実際にはアンテナ配置に誤差が生じてしまう。そこで、アンテナ配置誤差の推定精度に対する影響を調べた。到来波は1波で到来方向は45度とし、SNRは20dBとした。等間隔としている各アンテナの素子間距離が0%から10%の一様分布で誤差をもつときの推定結果のRMSEを図8に示す。アンテナ配置誤差が10%のときには、1度以上の推定誤差となってしまうことがわかる。ESPRITおよびinterferometerはアンテナ配置誤差の影響が大きいのに対して、MUSICおよびRoot-MUSICは影響が

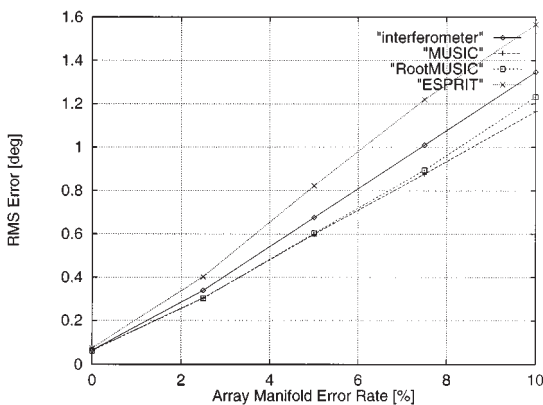


図8 素子間距離の誤差に対するRMSE
RMSE as function of array manifold error rate

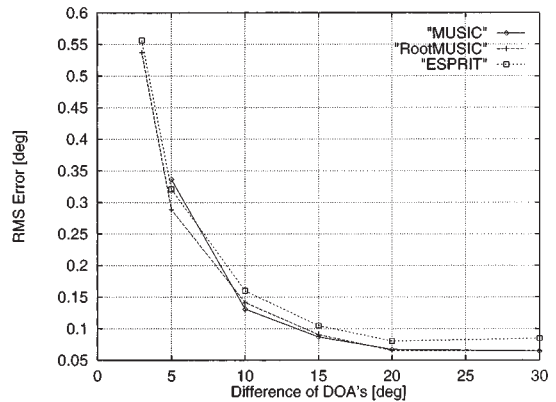


図9 2波の到来方向差に対するRMSE
RMSE as function of difference of DOAs

小さい。interferometerやMUSICではアレーアンテナの応答値をあらかじめ測定しておくことでアンテナ配置誤差の影響を除去することができる。しかし、Root-MUSICやESPRITでは等間隔リニアアレーであることを前提としているので、アンテナ配置誤差の影響は無視できない。そのため、アンテナ配置誤差を極力なくす必要がある。

3.5 2波の到来方向差に対する性能評価

到来波が2波の場合の到来方向差に対する性能評価を行った。第1波は45度から到来しているとし、第2波の到来方向を15度から42度(到来方向差30度から3度)まで変化させた。到来波間の相関はなく、電力は等しいものとし、第1波に対するSNRを20dBとした。第1波の推定結果に対するRMSEを図9に示す。到来方向差が10度以上ときには、すべてのアルゴリズムで同じカーブとなっている。到来方向差が10度以下になるとMUSICの推定誤差が次第に大きくなった。到来方向差が3度ときには、MUSICは30%以上の確率でMUSICスペクトラムの二つのピークが重なってしまい、2波を分離できなくなった。そのため、MUSICは到来方向差が5度以上の場合に対してRMSEを示した。一方、Root-MUSICおよびESPRITは到来方向差が3度ときでも100%分離することができた。MUSICは方向サーチをする角度ステップにより分解能力が決まってしまうのに対して、Root-MUSICおよびESPRITは方向サーチを必要とせず、直接数値計算により値を求めることができるために高い分解能となる。

3.6 2波の相関に対する性能評価

到来波間の相関に対する性能評価を行った。第1波は45度、第2波は15度から等電力で到来し、第1波に対するSNRを20dBとした。相関係数を変化させたときの第1波の推定結果

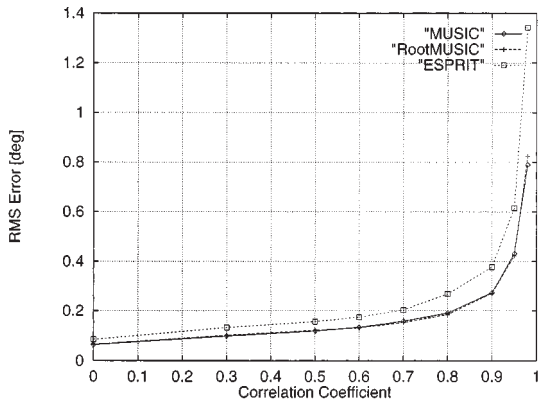


図10 相関係数に対するRMSE
RMSE as function of correlation coefficient

に対するRMSEを図10に示す。ここで、相関係数 ρ は以下の式で定義される。

$$\rho = \frac{E[F_1(t)F_2^*(t)]}{E[F_1(t)^2]E[F_2(t)^2]} \quad (29)$$

相関係数が1に近づくほど、どのアルゴリズムも誤差が大きくなり、相関係数が1のときに推定できなくなった。これはMUSICやESPRITは到来波間の相関がないことを前提としたアルゴリズムであるためである。とくにESPRITは相関が高いほど推定誤差が大きくなった。相関がないときのESPRITの推定誤差はMUSICの1.3倍であるのに対して、相関係数が0.98のときには1.7倍に悪化した。

同一波源からの信号でなければ、スナップショット数を増やすことで各到来波間の相関を0に近付けることができる。しかし、反射、散乱、回折などによって起こるマルチパス環境では各到来波は完全相関 (coherent, 相関係数1) となり推定はできない。このような場合には相関行列に空間平均法⁴⁾を用いて各到来波間の相互相関を抑圧すると、これらのアルゴリズムによって到来方向を推定することができる。

4 むすび

アレー信号処理による高分解能到来方向推定技術について

ここに述べた。各アルゴリズムの性能評価を計算機シミュレーションにより行ったところ、8素子半波長等間隔リニアアレーで到来波が1波および2波の環境においては、ESPRITよりもMUSICの方が推定精度が良く、とくにRoot-MUSICは全般的に優れているという結果となった。ESPRITは推定精度の面では他のアルゴリズムに劣ったが、処理が高速であるため、方位角と仰角の同時推定⁶⁾などの多次元の推定では優位性がある。

今後は実験によりアルゴリズムの有効性や、実際のアンテナで生じる反射、回折等が推定精度にどのような影響を与えるのかについて確認し、製品への応用を図って行きたい。

参考文献

- 1) R.O.Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation," IEEE Trans., vol. AP-34, No.3, pp.276-280 (Mar.1986)
- 2) B.D.Rao and K.V.S.Hari, "Performance Analysis of Root-MUSIC," IEEE Trans., Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-37, No.12, pp.1939-1949 (Dec. 1989)
- 3) R.Roy and T.Kailath, "ESPRIT-Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques," IEEE Trans., vol. ASSP-37, pp.984-995 (July 1989)
- 4) T.J.Shan, et al., "On Spatial Smoothing for Direction-of-Arrival Estimation of Coherent Signals," IEEE Trans., vol. ASSP-33, pp.806-811 (Aug.1985)
- 5) M.Haardt and J.A.Nossek, "Unitary ESPRIT: How to Obtain Increased Estimation Accuracy with a Reduced Computational Burden," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 43, No.5, pp.1232-1242 (May 1995)
- 6) M.D.Zoltowski, M.Haardt, and C.P.Mathews, "Closed-Form 2-D Angle Estimation with Rectangular Arrays in Element Space or Beamspace via Unitary ESPRIT," IEEE Trans., vol. SP-44, No.2, pp.316-328 (Feb.1996)
- 7) S.U.Pillai, "Array Signal Processing," Springer-Verlag New York Inc. (1989)
- 8) 菊間, "アレーアンテナによる適応信号処理," 科学技術出版, 平成10年