

素子間相互結合の影響を考慮した DOA 推定の研究

原 芳明, 陳 強, 澤谷 邦男 (東北大学大学院工学研究科),

概要: アレーアンテナを用いて平面波の到来方向 (Direction of Arrival, DOA) の推定を行う高分解能アルゴリズムとして, MUSIC(Multiple Signal Classification) 法が知られている. しかしアレー素子間の相互結合の影響により, MUSIC 法のような高分解能アルゴリズムを用いても, 推定精度が劣化するという問題がある. また, 素子間相互結合の補償方法として, USV(Universal Steering Vector) を用いた手法が非常に有効な手法として知られているが, 受信アレーアンテナ付近に未知の散乱体が存在する場合には適用が困難になってしまう. そこで本報告では, 受信アレーアンテナ付近に散乱体が存在している場合に適用可能な USV を実験的手法により生成しその推定精度について計算により求めたので報告する.

キーワード: MUSIC 法, DOA, USV, MoM

1. まえがき

MUSIC 法は超高分解能到来方向推定手法の一つとして知られている [1][2]. MUSIC 法では, 空間に複数個配置された素子で信号を受信し, その受信電圧の位相差から到来方向を推定する. しかしながら通常, MUSIC 法で用いられているステアリングベクトルはアレーアンテナの素子位置のみを考慮した CSV(Conventional Steering Vector) であり, 素子間相互結合の影響については考慮していない. そのため, 実際の受信電圧とステアリングベクトルとの間でずれが生じてしまい, 正確な推定が困難となる問題がある. そこでアレー素子間の相互結合を補償, または低減するために様々なアレーキャリアレーションの方法が研究されている.

Gupta 氏らは, 給電ポート間の相互インピーダンスを用いて相互結合の影響を含む受信電圧ベクトルから相互結合の影響を含んでいない開放電圧ベクトルを厳密に求め, 正確な DOA 推定を可能とした [3]. しかしながら, アンテナ素子の形状が複雑な場合やアンテナ素子の電気長が大きい場合は, 開放電圧の定義が困難となり, ポート上の開放電圧ベクトルと受信電圧ベクトル間の関係は, 給電ポート間の相互インピーダンスだけでは表現できない問題が残っている.

また, 複雑な形状のアンテナにも対応した補償方法として, ステアリングベクトルを変化させることで素子間相互結合を補償するという手法として, USV(Universal Steering Vector) が挙げられる [4][5]. USV はまず, モーメント法 (Method of Moment, MoM) の概念を利用して, アレーアンテナをセグメントに分割し, セグメント間の結合から導出されたポート部分のアドミタンス行列を用いることで, 任意のアレーアンテナの実際の受信電圧を生成する. 次に, 生成した受信電圧を USV と定義して, CSV の代わりにステアリングベクトルとして用いることで正確な到来方向推定を任意のアレーアンテナでも可能にするという手法である. この手法は, Gupta 氏らの手

法では補償が困難であった複雑な形状のアンテナにも適用が可能である.

しかしながら, 実環境のように受信アレーアンテナ付近に未知の散乱体がある場合には, 散乱体を考慮した正確な USV の生成が困難となるので精度が劣化してしまうという問題がある. 本報告では, 実験的手法により散乱体の影響を考慮した新しい USV を生成し, 到来方向推定精度比較を行ったので報告する.

2. CSV と USV

2.1 CSV

まず, 図 1 に示すような M 素子のアレーアンテナに L 波の平面波が到来した例をとって, MUSIC 法の原理を説明する. 一般にアレーアンテナの受信信号ベクトルは

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}\mathbf{F} + \mathbf{N}_M \quad (1)$$

と表すことができる. ここで, \mathbf{X} は M 次元の受信信号ベクトル, \mathbf{A} はアレーアンテナの $M \times L$ のステアリング行列, \mathbf{F} は L 次元の入射電圧ベクトル, \mathbf{N}_M は M 次元の雑音ベクトルである. \mathbf{X} は測定により得られるので既知であり, 平均雑音電力を σ^2 と定義したとき σ^2 も測定により得られるため既知である. 一方, \mathbf{A} は到来波の到来方向に依存するため未知である. このとき \mathbf{F} を直接求めるのではなく, \mathbf{F} の相関行列 \mathbf{S} に着目する. 入射波と無相関な雑音のみを想定した場合, \mathbf{X} の相関行列 R_{xx} は,

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

$$\mathbf{S} = E[\mathbf{F}\mathbf{F}^H] \quad (3)$$

と表すことができる. ただし, $E[\]$ は複数回サンプリングしたときのアンサンブル平均を表し, 上付きの H はエルミート共役を表している. また, アンサンブル平均のためのサンプリング数をスナップショット数という. R_{xx} を固有値展開することにより, M 個の固有値 $\lambda_i (i = 1, 2, \dots, M)$ とそれぞれの固有値に対応する M 次元の固有ベクトル $\mathbf{e}_i (i = 1, 2, \dots, M)$ が得られる. その固有値は実数で,

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_L > \lambda_{L+1} = \dots = \lambda_M = \sigma^2 \quad (4)$$

という関係を持つ. このとき, L が到来波の数を表しており, 平均雑音電力 σ^2 より大きい値を持つ固有値に対応する固有ベクトルが張る部分空間は信号に関する部分空間であり, σ^2 と対応する固有ベクトルが張る部分空間は雑音に関する部分空間である. 今回は到来波の数 L が分かっているとすると, 式 (2) より, 雑音部分空間を張る固有ベクトル $\mathbf{e}_i (i = L+1, L+2, \dots, M)$ は全て到来方向のステアリングベクトルに直交するので, この関係を用い

てステアリング行列を求めることができる．具体的には，ポートにおける電流は，MUSIC スペクトラム $P_{MU}(\theta, \phi)$ を

$$P_{MU}(\theta, \phi) \equiv \frac{[A^c(\theta, \phi)]^H [A^c(\theta, \phi)]}{\sum_{i=L+1}^M |e_i^H [A^c(\theta, \phi)]|^2} \quad (5)$$

$$= \frac{[A^c(\theta, \phi)] [A^c(\theta, \phi)]}{[A^c(\theta, \phi)] [E_N] [E_N]^H [A^c(\theta, \phi)]} \quad (6)$$

と定義し， θ, ϕ に対する P_{MU} の L 個のピークを探すことにより，入射波の到来方向を求めることができる．ここで， $[A^c(\theta, \phi)]$ は CSV を表しており，受信アレーアンテナに等間隔リニアアレーを用いて xy 平面を走査した場合，

$$[A^c(\theta, \phi)] = [1, e^{-jk_0 d \sin \phi}, \dots, e^{-j(M-1)k_0 d \sin \phi}]^H \quad (7)$$

と表すことができる．このとき d はアレー素子間隔， k_0 は自由空間の波数である．また， E_N は

$$E_N = [e_{L+1}, \dots, e_K] \quad (8)$$

と表される．

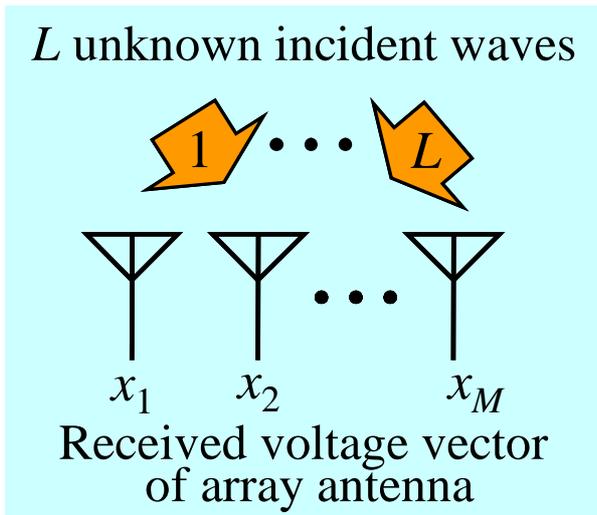


図 1: L 波到来 M 素子アレーアンテナ．

2.2 USV

ここでは USV について述べる．モーメント法概念を取り入れ，図 2 に示すように任意形状のアレーアンテナを合計 N 個のセグメントに分割する．その際，各セグメント間の自己・相互インピーダンス行列を $[Z]$ とすると，

$$[Z][I] = [V^{inc}(\theta, \phi)] \quad (9)$$

となる．ここで， $[I]$ は各セグメントを流れる電流ベクトルであり， $[V^{inc}(\theta, \phi)]$ は各セグメントへの入射波を表す長さ N の電圧ベクトルである．式 (9) からアレー素子の

$$[I^{ter}] = [Y^{ter}][V^{inc}(\theta, \phi)] \quad (10)$$

と表すことができる．ここで $[I^{ter}]$ はアレー素子数 M の長さを持つベクトルとなり， $[Y^{ter}]$ は $[Z]$ の逆行列 (アドミタンス行列) $[Y]$ の中， M 個の受信ポートと N 個のセグメントとのアドミタンスに対応する $M \times N$ の行列である．アレー素子の付加インピーダンスを Z_i とすると，受信ポートにおける受信電圧ベクトル，すなわち USV は

$$[A^u(\theta, \phi)] = Z_i [Y^{ter}][V^{inc}(\theta, \phi)] \quad (11)$$

と求められる．以上より求められた USV を CSV の代わりに用いることで，素子間相互結合の影響を考慮した DOA 推定が可能となる．

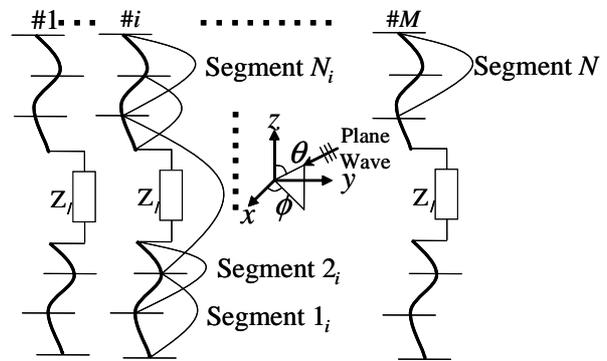


図 2: セグメントに分割したアレーアンテナ．

2.3 CSV と USV の解析結果

解析モデルを図 3 に示す．素子間相互結合が強く，Gupta 氏の手法が適用できないモデルとして今回は 1 波長ループアレーアンテナを用いた．図中の点線は今回散乱体としてランダムに傾きを与えた長さ $\lambda/2$ のケーブルである．ケーブルはアンテナポート部分から $\lambda/4$ 離れた位置に配置している．散乱体を含まない解析モデルではこの散乱体は加えられておらず，アレーアンテナのみで構成されている．解析パラメータは表 1 に示す．

まず，散乱体を含まない場合での DOA 推定精度結果を図 4 に示す．USV1 は，散乱体を含んでいないモデルの USV であり，素子間相互結合の影響を考慮しているため散乱体がないモデルでは非常に高精度な推定が可能となっている．また，散乱体を含んでいないモデルであっても CSV では推定が困難となっていることが確認できた．これは CSV では素子間相互結合の影響を考慮していないためと考えられる．

次に，散乱体を含むモデルについて DOA 推定精度の比較を行った．その結果を図 5 に示す．ここで，USV1 は散乱体を含まないモデルでの USV であり，USV2 は散乱体を含んだモデルでの USV である．散乱体がないときには高精度な推定が可能であった USV1 だが，散乱体があ

わかることで非常に精度が劣化していることが確認できる。USV2 では、正確な推定が可能となっているが、散乱体の形状が未知の実環境では USV2 の生成は困難である。

この結果から、ケーブルのような散乱体を含む実環境では USV の適用は困難だと考えられる。そこで、散乱体を含む実環境に対応した新しい USV(Estimated-USV:E-USV) の生成とその解析結果について次の章で述べる。

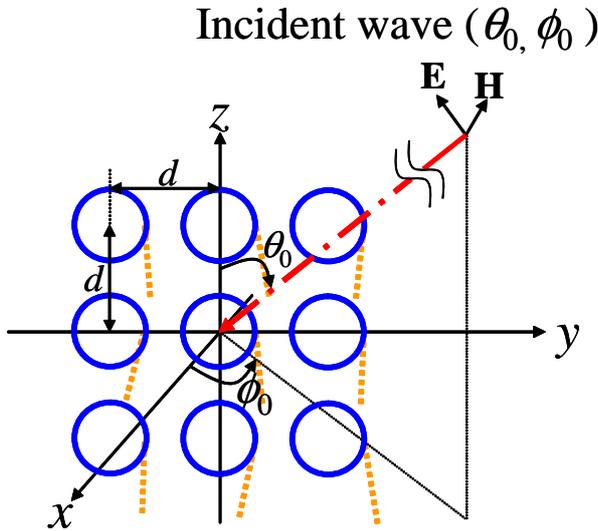


図 3: 3 × 3 素子 1 波長ループアレーアンテナ。

表 1: MUSIC 法パラメータ

Frequency	$f = 300\text{MHz}$
Total number of antenna elements	$M = 3 \times 3$
Total number of antenna segments	$N = 8 \times 9$
Total number of scatterer segments	$N_S = 0, 3 \times 9$
Spacing between antenna elements	$d = 0.5\lambda$
Number of arrival signals	$L = 2$
SNR	20 dB
Number of snapshots in MUSIC	$K_M = 50$

3. E-USV(Estimated-USV)

3.1 E-USV の生成方法

散乱体加わることで USV を用いても正確な DOA 推定が困難になることは既に述べた。そこで、未知の散乱体を含んだ既知のアレーアンテナに既知の角度から 1 波ずつ参照波を入射していき散乱体の影響を考慮した USV を生成する。この新しく生成した USV を E-USV(Estimated-USV) として以下で図 6 を用いて生成方法について説明する。まず、既知の角度 (θ_1, ϕ_1) から参照波を 1 波入射

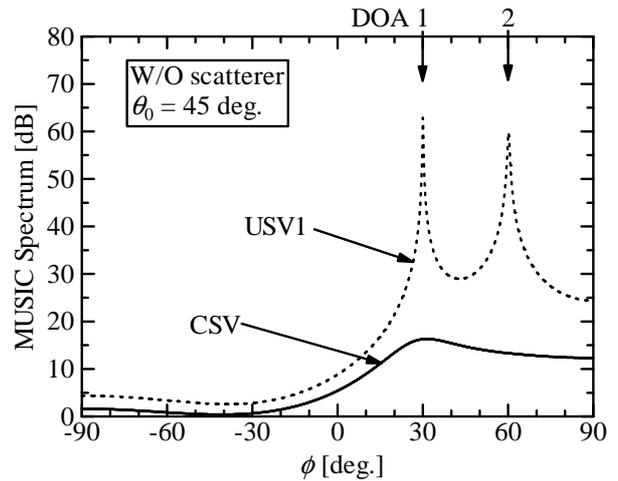


図 4: 散乱体を含まないときの MUSIC スペクトラム (CSV,USV1)。

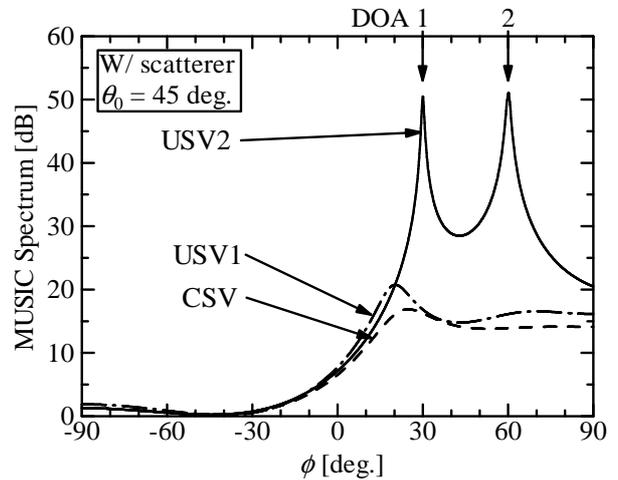


図 5: 散乱体を含むときの MUSIC スペクトラム (CSV,USV1,USV2)。

するとアレーアンテナのポート部分を流れる電流は

$$[I^{ter}(\theta_1, \phi_1)]_M = [Y^{ter}]_{M \times N} [V^{inc}(\theta_1, \phi_1)]_N \quad (12)$$

と表すことができる。ここで、 $[I^{ter}(\theta_1, \phi_1)]$ は測定により計測可能な大きさ M のベクトル。 $[V^{inc}(\theta_1, \phi_1)]$ はアンテナ形状と参照波の入射角度によって決まる大きさが N のベクトルである。ここで未知となっているのは、大きさが $M \times N$ の行列 $[Y^{ter}]$ でありこれは散乱体の影響を含んだものとなっている。この $[Y^{ter}]$ を求めることができれば、散乱体を考慮した USV の生成が可能となり、散乱体がある状態でも正確な推定が可能となる。そこで、先ほどと同様に複数の角度から 1 波ずつ参照波を入射していくことで式 (13) を複数生成する。

$$[I^{ter}(\theta_i, \phi_j)]_M = [Y^{ter}]_{M \times N} [V^{inc}(\theta_i, \phi_j)]_N \quad (13)$$

このとき参照波の数を L_E , また参照波の θ 成分の数を I , ϕ 成分の数を J とすると $1 \leq i \leq I, 1 \leq j \leq J$ となり,

$$L_E = I \times J \quad (14)$$

がなりたつ . すると複数次 (L_E) の式 (13) をひとつの式にまとめると

$$[I^{ter}]_{M \times L_E} = [Y^{ter}]_{M \times N} [V^{inc}]_{N \times L_E} \quad (15)$$

となる . この式 (15) の一般化逆行列

$$[Y^{ter}] = [I^{ter}] ([V^{inc}]^H [V^{inc}])^{-1} [V^{inc}]^H \quad (16)$$

$(L_E < N)$

$$[Y^{ter}] = [I^{ter}] [V^{inc}]^H ([V^{inc}] [V^{inc}]^H)^{-1} \quad (17)$$

$(L_E \geq N)$

を解くことで E-USV 用の散乱体の影響を考慮した $[Y^{ter}]$ が生成できる . 以上の方法で生成された $[Y^{ter}]$ を用いることで,

$$[A^e(\theta, \phi)] = Z_l [Y^{ter}] [V^{inc}(\theta, \phi)] \quad (18)$$

と E-USV が生成される .

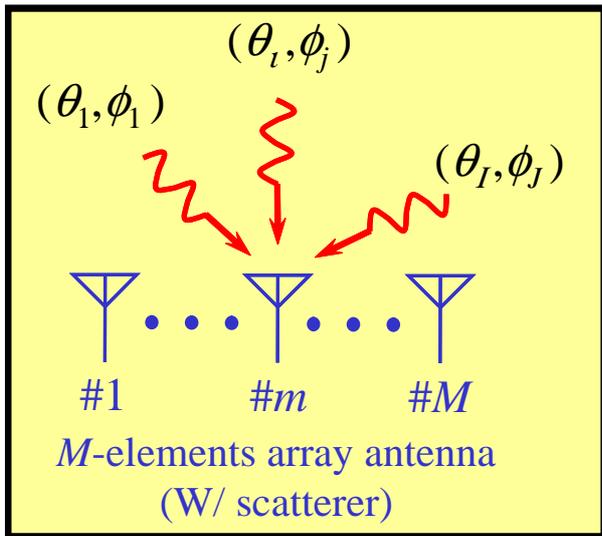


図 6: E-USV 生成.

3.2 参照波の数 (間隔)

次に E-USV 生成の際に用いる参照波の数 (間隔) による DOA 推定精度比較を検討する . 解析モデルは先ほどと同様に図 3 を用いる . E-USV 生成のパラメータはそれぞれ, 表 2 と表 3 に示す .

まず, 参照波の間隔が大きい場合 (サンプル 1) の結果を図 7 に示す . 到来波の角度が大きいときには DOA 推定精度が劣化していることが確認できる . また, 到来波の入射角度が大きいときは, 振動が起こってしまいピー

ク位置が分かりにくくなっている . 次に参照波の間隔を小さくしたときの結果を図 8 に示す . 参照波の間隔を細かく取ることによって, 2 波の分離が可能となり, 到来波の入射角度が大きい場合での推定精度は向上しているが, 依然振動は大きなままである .

表 2: E-USV 生成パラメータ (サンプル 1)

Total number of reference waves	$L_E = 49$
Elevation angle	$\theta_i = 30, \dots, 150$ $\Delta\theta_i = 20 \text{ deg.}$
Azimuth angle	$\phi_j = 0, \dots, 60, 300, \dots, 340$ $\Delta\phi_j = 20 \text{ deg.}$
SNR	20 dB
Number of snapshots in calibration	$K_L = 50$

表 3: E-USV 生成パラメータ (サンプル 2)

Total number of reference waves	$L_E = 169$
Elevation angle	$\theta_i = 30, \dots, 150$ $\Delta\theta_i = 10 \text{ deg.}$
Azimuth angle	$\phi_j = 0, \dots, 60, 300, \dots, 350$ $\Delta\phi_j = 10 \text{ deg.}$
SNR	20 dB
Number of snapshots in calibration	$K_L = 50$

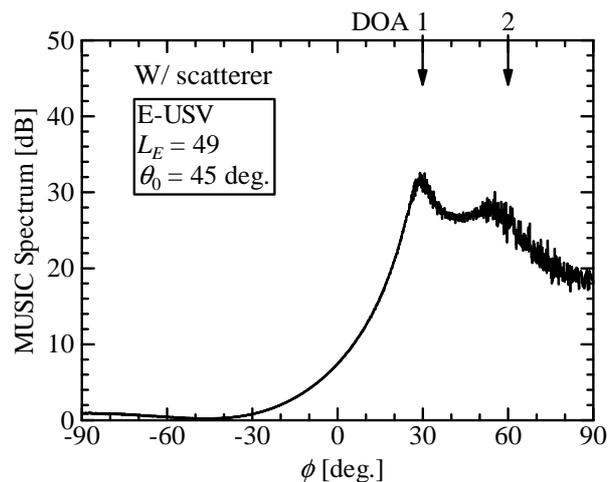


図 7: MUSIC スペクトラム (E-USV(サンプル 1)).

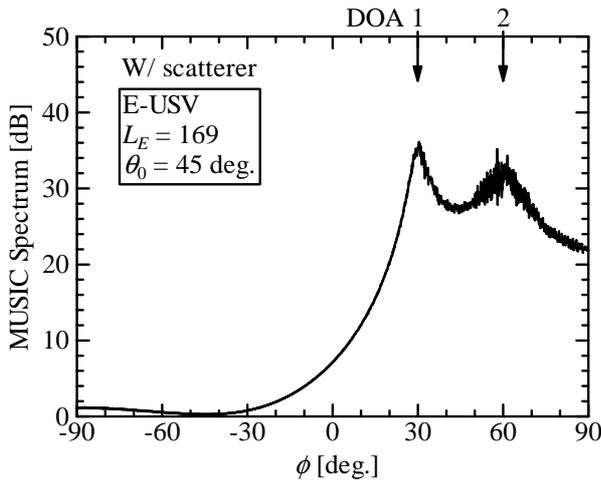


図 8: MUSIC スペクトラム (E-USV(サンプル 2)).

3.3 キャリブレーション回数の比較

次に E-USV 生成の際に行うキャリブレーション回数の違いによる DOA 推定精度比較を検討する. E-USV 生成のパラメータはそれぞれ, 表 4 と表 5 に示す. 今回は, キャリブレーションの回数: K_L を 50 と 1000 での比較を行った.

参照波の間隔が大きい場合での比較 (サンプル 3) の結果を図 9 に示す. キャリブレーションの回数を多くとっても大きな角度からの到来波では振動が収まらず推定が困難となっている. また, 参照波の数を増やした場合と比較しても推定精度はあまり向上してないことが確認できる. 一方, 参照波の間隔を細かく取り行ったキャリブレーション回数の比較 (サンプル 4) の結果を図 10 に示す. キャリブレーションの回数を増やすことで大きな角度からの到来波について振動が小さくなり, DOA 推定精度が向上していた.

このことから, 散乱体を含むモデルについて E-USV を用いて DOA 推定をするには, 参照波の数を多く取り (間隔を細かく取り) かつキャリブレーションを多くとることが重要だとわかる.

表 4: E-USV 生成パラメータ (サンプル 3)

Total number of reference waves	$L_E = 49$
Elevation angle	$\theta_i = 30, \dots, 150$ $\Delta\theta_i = 20$ deg.
Azimuth angle	$\phi_j = 0, \dots, 60, 300, \dots, 340$ $\Delta\phi_j = 20$ deg.
SNR	20 dB
Number of snapshots in calibration	$K_L = 50, 1000$

表 5: E-USV 生成パラメータ (サンプル 4)

Total number of reference waves	$L_E = 169$
Elevation angle	$\theta_i = 30, \dots, 150$ $\Delta\theta_i = 10$ deg.
Azimuth angle	$\phi_j = 0, \dots, 60, 300, \dots, 350$ $\Delta\phi_j = 10$ deg.
SNR	20 dB
Number of snapshots in calibration	$K_L = 50, 1000$

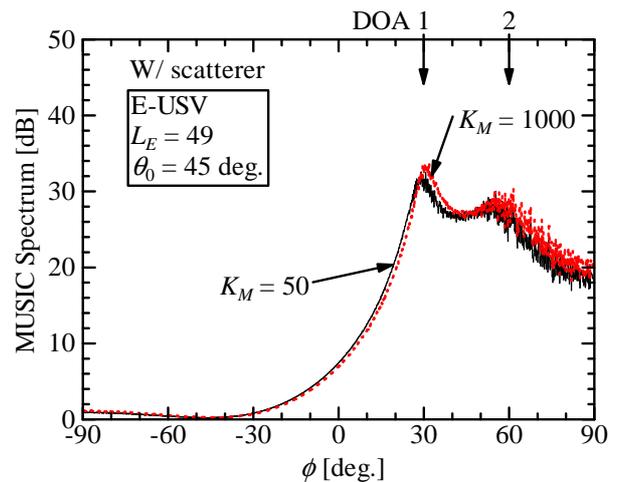


図 9: MUSIC スペクトラム (E-USV(サンプル 3)).

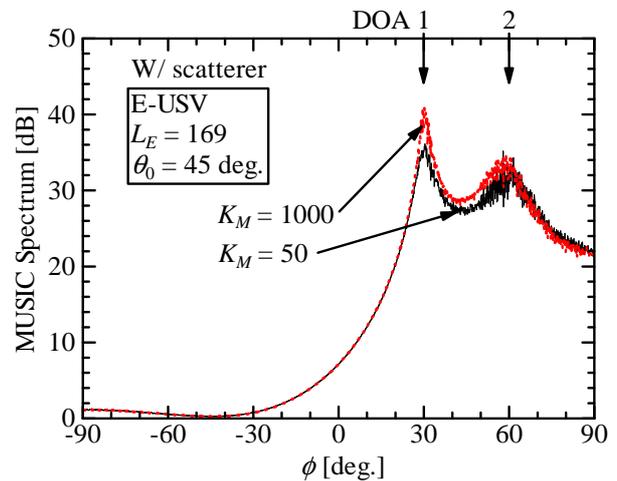


図 10: MUSIC スペクトラム (E-USV(サンプル 4)).

4. むすび

本報告では, MUSIC 法に従来用いられていたステアリングベクトル (CSV, USV) では, 未知の散乱体を含むようなモデルでの到来方向推定が困難となることを示した. そこで, 未知の散乱体を含むモデルに対応したステアリ

ングベクトルとして E-USV を提案し, その導出方法を述べた. また, 解析により散乱体を含んだモデルについて E-USV で DOA 推定をするために必要な条件を求め, その DOA 推定精度を明らかにした.

参考文献

- [1] R.O. Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation," IEEE Trans. Antennas and Propag., vol.AP-34, no.3, pp.276-280, March 1986.
- [2] R.O. Schmidt and R.E. Franks, "Multiple Source and Signal Processing: An experimental system," IEEE Trans. Antennas and Propag., vol.AP-34, no.3, pp.281-290, March 1986.
- [3] I.J. Gupta and A.A.KSIENSKI, "Effect of Mutual Coupling on the Performance of Adaptive Arrays," IEEE Trans. Antennas and Propag., vol.AP-31, no.5, Spt 1983.
- [4] Q. Yuan, Q. Chen, and K. Sawaya, "Accurate DOA Estimation Using Array ANtenna With Arbitrary Geometry," IEEE Trans. Antennas and Propag., vol.53, no.4, pp.1352-1357, April 2005.
- [5] Q. Yuan, Q. Chen, and K. Sawaya, "Experimental Study on MUSIC-Based DOA Estimation by Using Universal Steering Vector," IEICE Trans. Commun., vol.E91-B, no.5, pp.1575-1580, MAY 2008.
- [6] 菊間信良, アダプティブアンテナ技術, オーム社, 2003.