■ 研究

周囲雑音を用いた無音物体探知における 高分解能アレイ信号処理手法の比較

森 和義, 横山 智樹, 長谷川 秋雄 (防衛大学校) *¹

kmori@nda.ac.jp

(2004年10月18日原稿受付)

Abstract :

Much attention has been paid to the new idea of detecting objects by using ocean ambient noise affirmatively. This concept is called acoustic daylight imaging. The authors have tried to detect a silent target object using ambient noise by employing a wide-band beam former consisting of an array of receivers. In experimental results obtained in air, we have applied the delay-sum array (DSA) method and the multiple signal classification (MUSIC) method to successfully detect a silent target object in an acoustic noise field generated by a large number of transducers by using a wide-band beam former. In this paper, we applied the minimum variance (MV) method to detect silent targets as one of the promising high resolution technique of the array signal processing method. The relative power levels near the target obtained with MV and MUSIC were compared with those obtained by DSA. Then, the effectiveness of the MV and MUSIC method was evaluated according to the rate of increase and the direction in the maximum relative power levels.

分 類 : 海中雑音, 信号処理, 観測, 計測等

キーワード : 周囲雑音, 無音物体探知, アレイ信号処理, 遅延和法, 最小分散法, MUSIC法, 音響昼光法

1. はじめに

海中における物体探知において, 周囲雑音は計測対象の音響特性を乱し, 探知を妨げるものと考えられてきた。ところが, 海中周囲雑音を物体探知に積極的に利用しようとする新しい考え方が注目されている。この考え方はBuckinghamらの研究グループが提案しており, Acoustic Daylight Imagingと呼ばれている。この手法は海中での自然周囲雑音を音源として物体からの反射波や散乱波を検出し, その強度を各方位ごとに白黒濃

淡や疑似カラーなどで色分けして物体映像を得る計測手法である。これは, アクティブ方式でもパッシブ方式でもない第3の新しいソーナー方式である¹⁾。

筆者らは, この手法が様々な方向に向けた受波ビームによって周囲雑音の強度の変化を計測する手法であることから, 受波器アレイによる広帯域ビームフォーマを利用して無音物体探知を試みてきた。これまでに, 複数の送波器によって生成される模擬雑音場中に無音ターゲット物体を配置し, アレイ信号処理に遅

Comparison of High-Resolution Techniques for Array Signal Processing Method in Silent Target Detection Using Ambient Noise

*¹ Kazuyoshi MORI, Tomoki YOKOYAMA, Akio HASEGAWA (National Defense Academy)

遅延和法を適用して模擬雑音の様々な方向性において探知を行った。その結果、前方照明においては物体方向付近で相対パワーレベル（ターゲットがある場合と無い場合の差）が強くなり、逆に後方照明においては弱くなることがわかった²⁾。また、遅延和法における受波器数を変化させ、受波ビーム幅に対する物体探知の影響を調査した。その結果、計測点から見たターゲット物体に対する角度が、受波ビームのビーム幅に最も近づくとき、ターゲット有無による受信パワーレベル差が最も大きくなる傾向にあることがわかった³⁾。

遅延和法は古典的ビームフォーマとも呼ばれ、ノンパラメトリックな方向推定法である。近年では、パラメトリックな手法によるアレイ信号処理がいくつか開発され、高分解能な方向推定が可能となっている。筆者らは、その代表的な手法の一つであるMUSIC法を適用し、遅延和法に比べてターゲット有無による受信パワーレベル差が大幅に増加し、高コントラストな探知結果が得られることを確認している。しかし、MUSIC法では信号部分空間の次元を設定する必要があり、到来する音波の数を既知数として与えなければならない。周囲雑音の音源数を想定するのは容易でなく、設定によっては誤探知を起こす欠点があることも確認している⁴⁾。

もう一つの代表的な高分解能アレイ処理アルゴリズムに、最小分散法がある。最小分散法は注目する方向以外から到来する音を最小化する適応型アレイを用い、MUSIC法のように既知数として到来音波の数を与える必要もなく、取り扱いが簡単な利点がある。本研究では、これまで検討されてきた遅延和法・MUSIC法に加えて、最小分散法を用いた無音物体の探知を試みる。ここでは、複数の送波器によって生成される模擬雑音場中に無音ターゲット物体を配置して探知を行う空中模擬実験を行い、遅延和法、最小分散法およびMUSIC法による結果を比較する。

2. アレイ信号処理アルゴリズム⁵⁾⁻⁷⁾

2.1 遅延和法(Delay-Sum Array : DSA)

直線配列アレイにおける i 番目の受波器の入力信号を $z_i(t)$, $i = 1, 2, \dots, M$ (M は受波器数)とすると、そのSTFT(Short-Time Fourier Transform)は

$$x_i(t, \omega) = \int_{-T}^T z_i(t - \tau) W(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (1)$$

となる。ただし、 $W(t)$ は入力信号 $z_i(t)$ を有限区間で切り取る時間窓関数である。ここでは次のハニング窓を用いた。

$$W(t) = \begin{cases} 0.5 \{1 - \cos(2\pi t/T)\} & (|t| \leq T) \\ 0 & (|t| > T) \end{cases} \quad (2)$$

θ_L の方向に受波ビームを向ける場合、 i 番目の受波器信号のSTFTである $x_i(t, \omega)$ に対する遅延時間 $D_i(\theta_L)$ は

$$D_i(\theta_L) = (i-1)\tau_L(\theta_L), \quad \tau_L(\theta_L) = \frac{d \sin \theta_L}{c} \quad (3)$$

となる。ただし、 d は受波器間隔、 c は音速である。ここで、次のベクトルと行列を定義する。

$$\mathbf{d}(\omega, \theta_L) = [e^{-j\omega D_1(\theta_L)}, e^{-j\omega D_2(\theta_L)}, \dots, e^{-j\omega D_M(\theta_L)}]^H \quad (4)$$

$$\mathbf{x}(t, \omega) = [x_1^*(t, \omega), x_2^*(t, \omega), \dots, x_M^*(t, \omega)]^H \quad (5)$$

$$\mathbf{R}(\omega) = \int \mathbf{x}(t, \omega) \mathbf{x}(t, \omega)^H dt \quad (6)$$

H は共役転置、 $*$ は複素共役を表す。 $\mathbf{d}(\omega, \theta_L)$ は方向制御ベクトルと呼ばれ、アレイの指向方向を制御する。また、 $\mathbf{R}(\omega)$ は受音した信号ベクトル $\mathbf{x}(t, \omega)$ の受波器間の共分散行列となる。これらより、遅延和法における到来信号のパワーは

$$\begin{aligned} P_{\text{DSA}}(\omega, \theta_L) &= \int |\mathbf{d}(\omega, \theta_L)^H \mathbf{x}(t, \omega)|^2 dt \\ &= \int \mathbf{d}(\omega, \theta_L)^H \mathbf{x}(t, \omega) \mathbf{x}(t, \omega)^H \mathbf{d}(\omega, \theta_L) dt \\ &= \mathbf{d}(\omega, \theta_L)^H \mathbf{R}(\omega) \mathbf{d}(\omega, \theta_L) \end{aligned} \quad (7)$$

となる。

2.2 最小分散法(Minimum Variance : MV)

最小分散法は、注目している方向 θ_L 以外から到来する音の影響を最小にする推定方法である。そのためには、目的音(方向 θ_L から到来する音)の大きさを変化さ

せずに雑音(方向 θ_L 以外から到来する音)を最小化する適応型アレイが利用される。この条件を満たす適応型アレイのフィルタにおいて、角周波数 ω および方向 θ_L に対するゲインを $\mathbf{w}(\omega, \theta_L)^H = [w_1(\omega, \theta_L), w_2(\omega, \theta_L), \dots, w_M(\omega, \theta_L)]$ とすると、 $\mathbf{w}(\omega, \theta_L)^H \mathbf{d}(\omega, \theta_L) = 1$ となるように $\mathbf{w}(\omega, \theta_L)^H \mathbf{R}(\omega) \mathbf{w}(\omega, \theta_L)$ を最小化させるゲイン $\mathbf{w}(\omega, \theta_L)$ の解は

$$\mathbf{w}(\omega, \theta_L)^H = \frac{\mathbf{R}(\omega)^{-1} \mathbf{d}(\omega, \theta_L)}{\mathbf{d}(\omega, \theta_L)^H \mathbf{R}(\omega)^{-1} \mathbf{d}(\omega, \theta_L)} \quad (8)$$

となる。このゲインを用いるとアレイ出力は、

$$y(t, \omega, \theta_L) = \mathbf{w}(\omega, \theta_L)^H \mathbf{x}(t, \omega) \quad (9)$$

となり、そのパワーは、

$$\begin{aligned} P_{MV}(\omega, \theta_L) &= \int |\mathbf{w}(\omega, \theta_L)^H \mathbf{x}(t, \omega)|^2 dt \\ &= \mathbf{w}(\omega, \theta_L)^H \left\{ \int \mathbf{x}(t, \omega) \mathbf{x}(t, \omega)^H dt \right\} \mathbf{w}(\omega, \theta_L) \\ &= \mathbf{w}(\omega, \theta_L)^H \mathbf{R}(\omega) \mathbf{w}(\omega, \theta_L) \\ &= \frac{1}{\mathbf{d}(\omega, \theta_L)^H \mathbf{R}(\omega)^{-1} \mathbf{d}(\omega, \theta_L)} \end{aligned} \quad (10)$$

となる。

2.3 MUSIC法

MUSIC(Multiple Signal Classification)法は、受波器アレイの入力信号の共分散行列を固有値分解することにより到来信号の方向を推定する方法である。MUSIC法による到来信号のパワーは次のように求めることができる。

$$P_{MUSIC}(\omega, \theta_L) = \frac{1}{\mathbf{d}(\omega, \theta_L)^H \mathbf{R}_n(\omega) \mathbf{d}(\omega, \theta_L)} \quad (11)$$

Eq.(10)とEq.(11)を比べると、 $P_{MV}(\omega, \theta_L)$ における $\mathbf{R}(\omega)^{-1}$ の代わりに、 $P_{MUSIC}(\omega, \theta_L)$ では $\mathbf{R}_n(\omega)$ となっている。この $\mathbf{R}_n(\omega)$ は、 $\mathbf{R}(\omega)$ の小さい L 個の固有値に対応する固有ベクトルを $\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_L$ とするとき、

$$\mathbf{R}_n(\omega) = \sum_{i=1}^L \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H \quad (12)$$

と定義される。ただし、 N は信号部分空間の次元であり、到来音波の数を与える。よって、固有値の個数は $L = M - N$ となり、MUSIC法では到来音波の数が既知である必要がある。

Fig. 1 に3方向に音源がある場合について遅延和法、最小分散法およびMUSIC法によって到来音波のパワーレベルを推定した例を示す。ここでは、受波器数 $M=48$ 、受波器間隔 $d=0.02$ m とし、周波数2000 Hzで音源1は方向 -60 degで -10 dB、音源2は方向 10 degで 0 dB、音源3は方向 20 degで -5 dBのパワーレベルを持つこととした。Fig. 1(a)は3つの手法を

(a) DSA, MV and MUSIC

(b) MUSIC at various dimensions N of signal subspace

Fig. 1 Examples of the power of arrival signals estimated using DSA, MV and MUSIC method. Here, the number of receivers is $M=48$, the separation of receivers is $d=0.02$ m, and the frequency is 2000 Hz. There are three sound sources. First, -60 deg, -10 dB; second, 10 deg, 0 dB; and third, 20 deg, -5 dB.

比較したものであるが、遅延和法では音源2と音源3の区別が付かないのに対して、最小分散法とMUSIC法では音源2と音源3で鋭いピークを形成し、両音源の区別を可能とする高分解能を有していることがわかる。しかし、音源方向とそれ以外の方向のパワーレベルの差は、最小分散法に比べてMUSIC法の方が大きくなっている。また、Fig. 1(b)はMUSIC法において信号部分空間の次元 N を様々に変化させた例である。 $N=3$ では到来音波の数と一致しているので、音源方向で3つの鋭いピークを形成しているが、 $N=2$ ではパワーレベルの大きい音源2と音源3だけで選択的にピークを形成している。また、 $N=46$ では -20 degや 60 deg付近に音源以外の不必要なピークを形成していることがわかる。このように、遅延和法は他手法に比べて分解能が悪く、MUSIC法では信号部分空間の次元 N を適切に選ばなければならない不便さがある。最小分散法ではMUSIC法と同等の分解能を有し、MUSIC法のような設定の不便さはない。

3. 実験システム

実験システムをFig. 2に示す。間隔 $d=0.02$ m で48個の受波器を直線配列し、その中心から3.3 m離れたところに球形のターゲット物体を配置した。球形ターゲットとして、直径0.60 mをターゲットA、直径0.45 mをターゲットBとする。海中周囲雑音を空中で模擬するために、雑音源は球形ターゲットの中心から半径5.5 mの円周上に配置された。ここで、模擬雑音源には8個の送波器が用いられ、それぞれ4個ずつのGroup1とGroup2に分けられた。これらの送波器は36個の辺に分割された円周上の各辺に配置し、Group1はNo. 1～18、Group2はNo. 19～36を移動させた。このように模擬雑音源の位置を変えながら、受波器信号をそれぞれ記録した。模擬雑音のペリオドグラム(最大値で正規化)の例をFig. 3に示す。これより、1000～7000 Hzでほぼ一様に分布していることがわかる。

また、各アレイ処理においては、計測された48個の受波器信号の一部分を取り出し、受波器数 M をパラメータとして、 $M=18, 24, 30, 36, 42, 48$ について比較することとした。また、MUSIC法においては信号部分

空間の次元を $N=10, 20, 30$ として比較することとした。計測された信号はサンプリング周波数15 kHz、量子化ビット数12 bitでA/D変換されて計算機に取り込まれ、各々のアレイ信号処理が行われた。ただし、どのアレイ信号処理においても、STFTにおける窓関数の大きさは64点で、さらに64点のゼロ詰めを行い128点でFFTを順次行った。窓関数の移動幅は16点とし、窓の移動回数は100回とした。これは、1回の測定で1680点、すなわち0.112秒間測定された信号を解析したことになる。また、ビームの指向角度は ± 90 degの範囲を180分割した。ここでは、測定を10回行ってアレイ処理した後に、これらを平均した到来音パワーを

Fig. 2 Experimental arrangement.

Fig. 3 Example of normalized periodogram of a noise source.

求めている。さらに、周囲雑音の方向性は、ターゲット物体から見て前方に模擬雑音源が存在すると想定し、No. 4～10とNo. 27～33で模擬雑音を発生させ、各受波器信号を時間軸で合成することで実現した。

4. 実験結果

本研究ではターゲット物体が存在する場合と存在しない場合のパワーのレベル差を計算し、相対パワーレベルを評価の対象とした。ターゲット物体が存在する場合のパワーを $P_{\text{target}}(\omega, \theta_L)$ 、存在しない場合のパワーを $P_{\text{non}}(\omega, \theta_L)$ とすると、相対パワーレベル $10\log_{10} P_d(\omega, \theta_L)$ は次のように計算される。

$$\begin{aligned} 10\log_{10} P_d(\omega, \theta_L) \\ &= 10\log_{10} P_{\text{target}}(\omega, \theta_L) - 10\log_{10} P_{\text{non}}(\omega, \theta_L) \\ &= 10\log_{10} \frac{P_{\text{target}}(\omega, \theta_L)}{P_{\text{non}}(\omega, \theta_L)} \end{aligned} \quad (13)$$

以下に示す図においては、横軸がビームの指向方向 θ_L deg, 縦軸が周波数 $f = \omega/2\pi$ Hz, そして、疑似カラーが相対パワーレベル $10\log_{10} P_d(\omega, \theta_L)$ dB を示している。

Fig. 4にターゲットAにおける相対パワーレベルの実験結果の例を示す。(a)は $M=42$ における遅延和法の結果を示しており、方向2.0 deg, 周波数3750 Hzで1.74 dBの最大相対パワーレベルが得られている。(b)は同じく $M=42$ における最小分散法の結果を示しており、方向0.0 deg, 周波数6445 Hzで2.40 dBの最大相対パワーレベルが得られている。遅延和法に比べて、最小分散法は37.9 %の増加率である。(c)は、 $M=42, N=20$ におけるMUSIC法の結果を示しており、方向2.0 deg, 周波数3984 Hzで3.58 dBの最大相対パワーレベルが得られている。この条件のMUSIC法は遅延和法に比べて105.7 %の増加率である。(d)は、 $M=30, N=10$ におけるMUSIC法の結果を示しており、周波数2813 Hzで3.25 dBの最大相

(a) DSA Method ($M=42$)

(b) MV Method ($M=42$)

(c) MUSIC Method ($M=42, N=20$)

(d) MUSIC Method ($M=30, N=10$)

Fig. 4 Examples of relative power level at target A.

対パワーレベルが得られているものの、その方向は 26.0 deg となりターゲット方向と大きく異なっていることから誤探知といえる。

Table 1 にターゲット A における相対パワーの最大レベル (a)、最大相対パワーレベルの増加率 (b)、最大相対パワーレベルにおける方向 (c) および周波数 (d) を示している。増加率は、遅延和法の最大相対パワーレベル $L_{\text{DSA}}^{\text{max}}$ を基準として計算した。最小分散法および MUSIC 法の最大相対パワーレベルをそれぞれ $L_{\text{MV}}^{\text{max}}$ 、 $L_{\text{MUSIC}}^{\text{max}}$ とすると、増加率はそれぞれ $(L_{\text{MV}}^{\text{max}} - L_{\text{DSA}}^{\text{max}})/L_{\text{DSA}}^{\text{max}}$ 、

$(L_{\text{MUSIC}}^{\text{max}} - L_{\text{DSA}}^{\text{max}})/L_{\text{DSA}}^{\text{max}}$ となる。ここで、探知方向 (最大相対パワーレベルが得られる方向) が実際のターゲット方向より ± 5 deg 以上の場合を誤探知と定義した。表の網掛け部分は誤探知の場合を示している。Table 1 (c) より、遅延和法および最小分散法ではいずれの条件でも 3.0 deg 以下となっており、誤探知はない。それに比べて、MUSIC 法では 14 例中 7 つの条件で誤探知を起こしており、特に $N=10$ で誤探知が集中している。ただし、Table 1 (b) の最大相対パワーレベルの増加率においては、最小分散法では最高で

Table 1 Comparison of maximum relative power level obtained by DSA, MV and MUSIC method in case of target A.

(a) Maximum relative power level

Array Processing Method		Maximum relative power level [dB]					
		M=18	M=24	M=30	M=36	M=42	M=48
DSA		1.97	1.94	1.93	1.87	1.74	2.12
MV		2.22	2.14	2.45	2.08	2.40	2.26
MUSIC	N=10	5.81	5.53	3.25	4.02	6.94	3.65
	N=20		6.52	3.26	3.94	3.58	4.24
	N=30				4.35	2.65	2.91

(b) Rate of increase of maximum relative power level standardized by DSA results

Array Processing Method		Rate of increase [%]					
		M=18	M=24	M=30	M=36	M=42	M=48
MV		12.7	10.3	26.9	11.2	37.9	6.6
MUSIC	N=10	194.9	185.1	68.4	115.0	298.9	72.2
	N=20		236.1	68.9	110.7	105.7	100.0
	N=30				132.6	52.3	37.3

(c) Direction at maximum relative power level

Array Processing Method		Direction [deg]					
		M=18	M=24	M=30	M=36	M=42	M=48
DSA		2.0	1.0	1.0	1.0	2.0	2.0
MV		2.0	2.0	0.0	3.0	0.0	0.0
MUSIC	N=10	5.0	3.0	26.0	11.0	5.0	4.0
	N=20		69.0	0.0	0.0	2.0	3.0
	N=30				1.0	7.0	7.0

(d) Frequency at maximum relative power level

Array Processing Method		Frequency [Hz]					
		M=18	M=24	M=30	M=36	M=42	M=48
DSA		6445	6445	6563	6563	3750	3750
MV		6445	6563	6445	7383	6445	6445
MUSIC	N=10	4336	3281	2813	2461	1758	1523
	N=20		3281	5039	4102	3984	3281
	N=30				6797	4453	4336

も37.9 %であるのに対し、MUSIC法では100 %を超えるものが多く、増加率は最小分散法に比べてMUSIC法が大きい。

Fig. 5にターゲットBにおける相対パワーレベルの実験結果の例を示す。(a)は $M=48$ における遅延和法の結果を示しており、方向1.0 deg、周波数6445 Hzで1.22 dBの最大相対パワーレベルが得られている。(b)は同じく $M=48$ における最小分散法の結果を示しており、方向1.0 deg、周波数6445 Hzで1.91 dBの最大相対パワーレベルが得られている。遅延和法に比べて、最小分散法は56.6 %の増加率である。(c)は、 $M=42$ 、 $N=20$ におけるMUSIC法の結果を示しており、方向0.0 deg、周波数3633 Hzで3.30 dBの最大相対パワーレベルが得られている。この条件のMUSIC法は遅延和法に比べて189.5 %の増加率である。(d)は $M=18$ 、 $N=10$ におけるMUSIC法の結果を示しており、周波数4102 Hzで5.50 dBの最大相

対パワーレベルが得られているものの、その方向は18.0 degとなりターゲット方向と大きく異なっていることから誤探知といえる。

Table 2にターゲットBにおける相対パワーの最大レベル(a)、最大相対パワーレベルの増加率(b)、最大相対パワーレベルにおける方向(c)および周波数(d)を示している。Table 2(c)より、遅延和法および最小分散法ではいずれの条件でも3.0 deg以下となっており、ターゲットが小さくなくても誤探知はない。それに比べて、MUSIC法では全条件の半数で誤探知を起こしており、 $N=10$ で誤探知が集中しているのもTable 1(c)の結果と同様である。また、Table 2(b)の最大相対パワーレベルの増加率において、MUSIC法は最小分散法に比べて大きいこともTable 1(b)と同様である。ただし、ターゲットが小さくなっていることから、Table 2(a)の最大相対パワーレベルはTable 1(a)に比べて小さいことが分かる。

Fig. 5 Examples of relative power level at target B.

Table 2 Comparison of maximum relative power level obtained by DSA, MV and MUSIC method in case of target B.

(a) Maximum relative power level

Array Processing Method		Maximum relative power level [dB]					
		M=18	M=24	M=30	M=36	M=42	M=48
DSA		1.04	1.18	1.14	1.14	1.14	1.22
MV		1.48	1.76	1.54	1.61	1.73	1.91
MUSIC	N=10	5.50	4.41	4.55	3.62	3.29	3.82
	N=20		6.14	2.33	3.89	3.30	2.68
	N=30				3.43	2.42	2.25

(b) Rate of increase of maximum relative power level standardized by DSA result

Array Processing Method		Rate of increase [%]					
		M=18	M=24	M=30	M=36	M=42	M=48
MV		42.3	49.2	35.1	41.2	51.8	56.6
MUSIC	N=10	428.8	273.7	299.1	217.5	188.6	213.1
	N=20		420.3	104.4	241.2	189.5	119.7
	N=30				200.9	112.3	84.4

(c) Direction at maximum relative power level

Array Processing Method		Direction [deg]					
		M=18	M=24	M=30	M=36	M=42	M=48
DSA		1.0	1.0	3.0	0.0	1.0	1.0
MV		2.0	1.0	2.0	0.0	1.0	1.0
MUSIC	N=10	18.0	-27.0	1.0	-4.0	8.0	7.0
	N=20		2.0	-25.0	9.0	0.0	4.0
	N=30				0.0	1.0	-11.0

(d) Frequency at maximum relative power level

Array Processing Method		Frequency [Hz]					
		M=18	M=24	M=30	M=36	M=42	M=48
DSA		6563	6563	6563	4570	4453	6445
MV		6563	6563	6563	6797	6445	6445
MUSIC	N=10	4102	3164	2461	2109	1992	1523
	N=20		6563	4922	4102	3633	3281
	N=30				5156	4453	4570

5. おわりに

本研究では、複数の送波器によって生成される模擬雑音場中に無音ターゲット物体を配置して探知を行う空中模擬実験を行い、遅延和法、最小分散法およびMUSIC法による結果を比較した。これより、次のような結果が得られた。

- ・ 最小分散法は遅延和法に比べて、ターゲット方向での相対パワーレベルが増加し、より高コントラストな探知結果を得られることが分かった。

- ・ 最小分散法および遅延和法は、今回の実験で試したすべての条件において誤探知がなかった。
- ・ MUSIC法は信号部分空間の次元 N の設定により誤探知を起こすことが多く、今回の実験で試した条件の半数で誤探知がみられた。
- ・ MUSIC法は、誤探知がない場合には、遅延和法および最小分散法に比べてターゲット方向での相対パワーレベルが極端に増加することがわかった。

以上のように、最小分散法はMUSIC法ほどの高コン

トラスト化は得られないが, MUSIC法における N の設定による不安定さが無く, 安定した結果が得られている. その点で最小分散法は, 周囲雑音を用いた無音物体探知において導入が容易な高分解能アレイ信号処理手法であるといえる. MUSIC法においては, 信号部分空間の次元 N の決定方法を開発することが大きな課題といえる. 今後は, 後方照明や全周囲照明などの模擬雑音の様々な方向性における検討が必要である.

参考文献

- 1) M. J. Buckingham, B. V. Verkhout and S. A. L. Glegg, "Imaging the Ocean with Ambient Noise," *Nature*, **356**, 327-329 (1992).
- 2) K. Mori, M. Matsuda and S. Ozaki, "Passive Detection of Silent Target Object by Ambient Noise: Some Experimental Results using Wideband Beamformer by an Array of Receivers," *J. Marine Acoust. Soc. Jpn.*, **29**(4), 43-51 (2002).
- 3) K. Mori, T. Yokoyama, A. Hasegawa and M. Matsuda, "Effect of Received Beam Width on Passive Detection of Silent Target Using Ambient Noise," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **42**(5B), 3200-3205 (2003).
- 4) K. Mori, T. Yokoyama, A. Hasegawa and M. Matsuda, "Applying the Multiple Signal Classification Method to Silent Target Detection Using Ambient Noise," *Jpn. J. Appl. Phys.*, **43**(5B), 3146-3153 (2004).
- 5) 大賀寿朗, 山崎芳男, 金田 豊, 音響システムとデジタル処理, (電子情報通信学会, 東京, 1995) p. 199-209.
- 6) 田中雅史, 金田 豊, 小島順治, "音源方向推定法の室内残響下での性能評価," *日本音響学会誌*, **50**(7), 540-548 (1994).
- 7) 沖田芳雄, "信号処理の将来動向," *海洋音響学会誌*, **27**(4), 202-204 (2000).