

μ -LMS 알고리즘의 적응 안테나 시스템에의 應用에 관한 研究

(A Study on Applying the μ -LMS Algorithm to the Adaptive Antenna Systems)

辛 潤 焄*

(Yoon Ki Shin)

要 約

LMS 알고리즘을 이용한 적응 어레이(adaptive array) 안테나는 beam-forming과 null-steering을 탄력성 있게 수행할 수 있는 장점이 있지만 일반적으로 收斂速度가 느린 경향이 있기 때문에 실제 應用에서는 사용상의 제약을 받고 있다. 本 論文에서는 이 점을 보완하기 위해 μ -LMS 알고리즘¹⁾을 이용하여 적응 어레이의 收斂速度를 높이는 方案에 대해 연구하였고 그 결과를 LMS 알고리즘을 이용한 경우와 자세히 비교하였다. 그 결과 특히 狹帶域 적응 어레이의 경우 그 차이점이 두드러졌다.

Abstract

The adaptive array antenna with the LMS algorithm has the advantage in that it can perform train't because of its slower convergencerate. In this paper, the μ -LMS algorithm is applied to the adaptive array so that the convergence rate can be improved, and the performance of the adaptive array by the μ -LMS algorithm is compared to, that of the LMS adaptive array. It is shown that the adaptive array by the μ -LMS algorithm is superior to the LMS adaptive array in the narrow frequency band.

I. 序 論

電磁氣波 안테나나 sonar sensor로써 임의의 特定信號를 受信하고자 할 때, 각 안테나나 sensor 에서 유기되는 不規則 雜音(random noise)도 함께 檢出되므로 해서 出力 信號의 SNR(Signal-to-Noise Ratio)을 감소시키게 된다. 이러한 雜音은 周波數 領域上

에서의 필터링으로써 어느 정도 除去할 수 있다.

그러나 안테나 혹은 안테나群은 空間領域에서 指向性を 가지게 되므로 願하지 않는 方向에서 들어오는 信號들이 안테나 메인 로우브(main lobe)나 사이드 로우브(side lobe)로 入射해 들어옴으로 해서 受信하고자 하는 원하는 方向(look direction)의 信號에 대해 雜音 効果를 가지게 되어 안테나의 出力 SNR을 감소시키게 된다. 이러한 원하지 않는 方向에서 入射하는 信號를 干涉信號(interference signal)라 한다. 따라서 안테나 시스템은 원하는 方向의 信號에 대해서는 beam-forming을 수행하고 간섭 信號에 대해서는 null-steering을 이루어 안테나 出力의 SNR이 最大가 되

*正會員, 서울大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Seoul National Univ.)
接受日字: 1985年 9月 15日

도록 하여야 한다. 즉 null steering과 beam-forming을 동시에 수행하기 위해서는 안테나 시스템은 周波數領域 뿐만 아니라 空間 領域에서의 필터링도 동시에 수행하여야 한다. 그러나 一般的으로 單一 안테나로서는 이 두 기능을 동시에 수행하기 힘들기 때문에 여러개의 안테나를 적당한 형태로 配列한 후 각 안테나에 유겨된 信號들을 여러개의 지연신호들로 나눈다음 각 지연신호들을 적정한 값으로 weighting한 후 合함으로써 소기의 目的을 달성할 수 있다. 실제의 경우 간섭 신호의 入射 方向이 계속 변함에 따라 각 안테나의 무게 계수(weight coefficient)들을 最適值로 조정하여 beam-forming 및 null-steering 두가지 기능을 자동적으로 수행할 수 있는 안테나 시스템을 적응 어레이(adaptive array)라 한다. 따라서 이댕티브 어레이에서는 안테나의 配列 形態 및 간섭 신호에 대한 事前知識 정도에 따라 여러가지 형태의 프로세서가 提示되어 왔다.^{1)~7)}

그러나 일반적으로 적응 어레이는 行列의 逆과 같은 복잡한 계산이 필요치 않는 대신 定常 狀態에 도달하는 收斂 速度가 느린 단점이 있다. 本論文中에서는 參考文獻⁸⁾에서 提示한 알고리즘을 적응 어레이의 알고리즘으로 채택하여 LMS 알고리즘에 비해 약간의 計算量의 증가만으로서도 적응 어레이의 收斂 速度를 改善할 수 있음을 보이고자 한다. 적응 어레이를 狹帶域 및 廣帶域 信號 處理用으로 나누어 시뮬레이션 하였으며 각 시뮬레이션 결과, 안테나오차 출력 신호의 수렴 상황 및 적응 회수에 따른 指向性변화를 LMS 알고리즘에 의한 결과와 비교 검토하였다.

II. 탭 지연線(tapped-delay line)을 이용한 적응 어레이와 最適무게 벡터

적응 어레이로써 空間領域上的 필터링을 수행하기 위해서, 각 안테나에 유겨된 신호를 탭 지연線을 이용하여 여러개의 지연된 신호들을 얻은 다음 각각의 遲延信號들을 적당한 값으로 weighting하여 합함으로써 각 안테나에 유겨된 신호들의 振幅과 位相들을 임의대로 조절할 수 있다. 그림 1은 탭 지연선을 이용한 적응 어레이의 데이터 프로세서를 나타낸다.

그림 1에서 무게 계수들인 $\{w_{ij}, i=1, \dots, N, j=1, \dots, N\}$ 는 통계상의 平均 自乘 誤差인 $E\{e^2(t)\}$ 가 최소가 되도록 구한다. 여기서 $E\{\cdot\}$ 는 平均을 나타낸다. Widrow¹¹⁾ 등에 의하면 $E\{e^2(t)\}$ 를 최소로 하는 最適 무게 벡터는 아래와 같이 주어진다고 증명된다.

$$W = \Phi^{-1}P \quad (1)$$

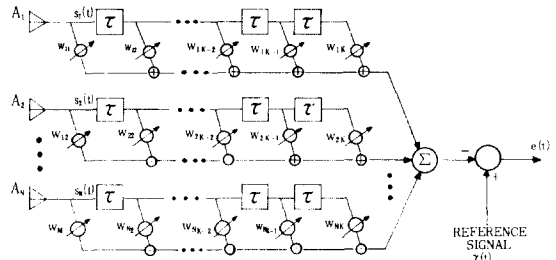


그림 1. 탭 지연선을 이용한 적응 어레이의 데이터 프로세서

Fig. 1. Data processor of the adaptive array using the tapped delay line.

여기서 $W = \begin{bmatrix} w_{11} \\ w_{12} \\ \vdots \\ w_{1k} \\ w_{21} \\ \vdots \\ w_{2k} \\ \vdots \\ w_{N1} \\ \vdots \\ w_{Nk} \end{bmatrix}$ k taps (2)

$\Phi = E(SS^T)$: 入射 信號의 autocorrelation 함수 (3)

$P = E(r(t)S)$: 入射信號와 reference信號와의 crosscorrelation 함수 (4)

$S = \begin{bmatrix} s_1(t) \\ \vdots \\ s_1(t - (k-1)\tau) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_2(t - (k-1)\tau) \\ \vdots \\ s_N(t) \\ \vdots \\ s_N(t - (k-1)\tau) \end{bmatrix}$: 入射信號로 구성된 벡터 (5)

를 각각 나타낸다.

式 (1)에 의하여 最適 무게 벡터를 구하기 위해서는 긴 期間 동안 수집한 데이터 신호들의 統計的 特性 Φ, P 를 구해야하며 동시에 逆行列 Φ^{-1} 도 구해야하므로 實時間 處理가 힘들며 또한 데이터 신호를 수집하는 도중에 간섭 신호의 入射 方向이 수시로 변할 수 있으므로 환경 변화에 따른 자동적인 null-steering이 힘들게 된다. 따라서 實時間 處理가 가능하고 信號에 대한 統計的 特性이 요구되지 않는 적응 어레이

이가 많이 提示되어 왔다.⁽¹⁻⁷⁾적용 어레이에 入射한 신호들이 中心 周波數에 비해 帶域幅이 좁은 狹帶域信號와 帶域幅이 넓은 廣帶域信號임에 따라 아래와 같이 信號處理를 달리하여 分析한다. 또한 여러가지 가능한 안테나 配列 중에서 本論文에서는 平面的인 구조를 가진 圓形 配列을 이용하여 시뮬레이션을 하였다.

(1) 狹帶域 적응 어레이(narrowband adaptive array)
본 논문에서 사용한 狹帶域 어레이의 구체적인 배치가 그림 2에 나타나 있다.

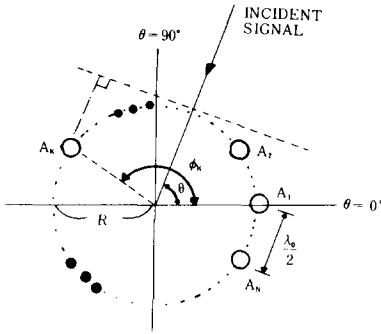


그림 2. 狹帶域 적응 어레이의 구조
Fig. 2. Geometry of the narrowband adaptive array.

그림 2에서 θ 는 임의의 신호에 대한 入射角이며 N은 안테나의 갯수, λ_0 는 中心 周波數에 대한 波長, R은 어레이의 半徑을 나타낸다. 임의의 기준 안테나에 대한 l번째 안테나의 位相 遲延 Δ_l 는 R, ϕ_l , $L_l \theta$ 들로부터 아래와 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} \Delta_l &= \frac{L_l}{\lambda_0} \cdot 2\pi \\ &= \frac{R \cdot \{1 - \cos(\phi_l - \theta)\}}{\lambda_0} \cdot 2\pi \\ &= \frac{\pi}{2 \sin(\pi/N)} \left\{ 1 - \cos\left(\frac{L-1}{N} \cdot 2\pi - \theta\right) \right\} \quad (6) \end{aligned}$$

또한 그림 2에서 원하는 신호의 입사방향을 편위상 $\theta = 0$ 으로 정하고 그 밖의 간섭 신호들은 미지의 方向에서 입사하는 것으로 한다. 單一 周波數로 구성된 정현파의 振幅과 位相을 임의대로 조절하기 위해서는 신호를 in-phase 및 quadrature 두가지 成分으로 나누어서 처리하면 충분하므로 狹帶域 적응 어레이의 프로세서는 그림 1에서 각 안테나의 遲延 素子를 하나로 하고 中心 周波數에 대한 位相 遲延을 90° 로 한다. 또한 식 (6)에서 $\theta = 0$ 로 하여 구한 Δ_l 는 기준 안테나(A_1)에 대한 l번째 안테나의 원하는 신호에 대한

位相 遲延을 나타내며 이 값들은 사전에 계산상으로 구할 수 있기 때문에 원하는 신호에 대한 안테나의 출력은 실제의 안테나를 사용하지 않고 局部 信號 發生器로부터 나오는 단일 정현파로 구성된 파일럿 신호(pilot signal)을 Δ_l 만큼씩 遲延하여 안테나에 注入함으로써 얻을 수 있다.⁽¹⁾ 이상의 事項들을 종합하여 아래의 그림 3과 같이 狹帶域 어레이를 구성할 수 있다. 그림 4는 그림 3에서 하나의 안테나 소자를 좀더 구체적으로 그린 것이다.

그림 4에서 $S_i(t)$ 및 $\hat{S}_i(t)$ 는 각각 l번째 안테나에 수신된 간섭신호와 불규칙 잡음의 합 및 그의 90° 지연된, 즉 Hilbert 變換된 신호를 나타내며, $P_l(t)$ 및 $\hat{P}_l(t)$ 는 l번째 안테나에 수신될 원하는 신호를 대신하는 지연된 파일럿 신호 및 그의 Hilbert 變換된 신호를 나타낸다. 여기서 안테나에 수신된 간섭신호들의 線形的인 疊은 最小가 되게 하고(null steering)

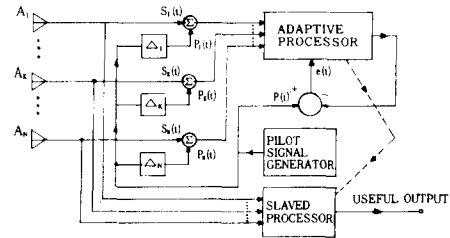


그림 3. 狹帶域 적응 어레이
Fig. 3. Narrowband adaptive array.

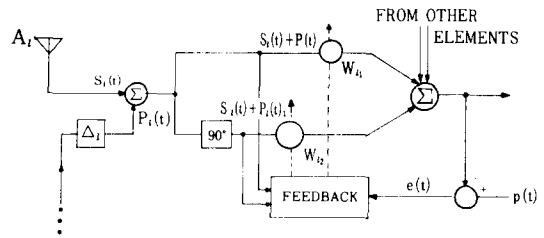


그림 4. In-phase와 quadrature 成分
Fig. 4. In-phase and quadrature components.

동시에 파일럿 신호의 遲延 信號들의 線形的인 疊은 基準 信號 P(t)에 가능한한 가깝게 되도록 (beam-forming) 각 안테나의 무게 계수들을 조정해야 한다. $P_l(j)$, $\hat{P}_l(j)$, $S_l(j)$, $\hat{S}_l(j)$ 들은 신호를 디지털로 처리하기 위한 $P_l(t)$, $\hat{P}_l(t)$, $S_l(t)$, $\hat{S}_l(t)$ 각각의 標本化된 값으로 할때, j번째 標本化 순간에서 원하는 신호에

대한 안테나의 出力 誤差 $e_p(j)$ 및 간섭신호에 대한 안테나의 出力 誤差 $e_s(j)$ 는 각각 아래와 같이 주어진다.

$$e_p(j) = P(j) - W_j^T P_j \quad (7)$$

$$e_s(j) = 0 - W_j^T S_j = -W_j^T S_j \quad (8)$$

여기서

$$W_j = [w_{11}(j), w_{12}(j), w_{21}(j), w_{22}(j), \dots, w_{N1}(j), w_{N2}(j)]^T \quad (9)$$

$$P_j = [p_1(j), \hat{p}_1(j), p_2(j), \hat{p}_2(j), \dots, p_N(j), \hat{p}_N(j)]^T \quad (10)$$

$$S_j = [s_1(j), \hat{s}_1(j), s_2(j), \hat{s}_2(j), \dots, s_N(j), \hat{s}_N(j)]^T \quad (11)$$

로 주어진다. 따라서 원하는 신호에 대한 beam-forming 및 간섭 신호에 대한 null을 同時に 형성하기 위해서는 총 出力 誤差 自乘이 $e^2(j) = e_p^2(j) + e_s^2(j)$ 를 最小가 되도록 W 를 적응시켜 나간다.

$$e^2(j) = e_p^2(j) + e_s^2(j) = (p(j) - W_j^T P_j)^2 + (-W_j^T S_j)^2 \quad (12)$$

W_j 에 대한 기울기 벡터 (gradient vector)를 구하기 위해 $e^2(j)$ 를 벡터 W_j 로 편미분 한다.

$$\frac{\partial e^2(j)}{\partial W_j} = -2e_p(j) P_j - 2e_s(j) S_j = -\hat{\nabla}_j \quad (13)$$

steepest descent 方法에 의해 벡터 W_j 는 아래와 같이 적응되어진다.

$$W_{j+1} = W_j + \mu_j' (-\hat{\nabla}_j) = W_j + \mu_j (e_p(j) P_j + e_s(j) S_j), (\mu_j = 2\mu_j') \quad (14)$$

式 (13)에서 기울기 벡터 $\hat{\nabla}_j$ 는 $e^2(j)$ 의 平均인 $E\{e^2(j)\}$ 에 대한 기울기 벡터가 아니라 매 순간마다의 $e^2(j)$ 에 대한 時的인 推定 기울기 벡터이므로 $\hat{\nabla}_j$ 는 실제 기울기 벡터에 대한 매 순간마다의 推定值에 불과하다. 따라서 適應 利得 μ_j 를 어떤 값으로 設定하느냐에 따라 다음 순간에의 推定 誤差 $e^2(j+1)$ 에 영향을 미치게 된다. 따라서 순시적인 기울기 벡터 $\hat{\nabla}_j$ 가 실제 기울기 벡터 방향과 일치하는 정도가 클수록 μ_j 를 크게 설정하고 반대의 경우에는 μ_j 를 적게 하여 가능한한, 벡터 W_j 가 그릇된 方向으로 교정되는 것을 막아야 한다. 즉 $e^2(j+1)$ 이 최소의 方向으로 향하도록 μ_j 를 결정할 필요가 있다.^[1]에서 提示한 μ -LMS 알고리즘의 原理에 의해 $e^2(j+1)$ 을 μ_j 로 편미분하여 $e^2(j+1)$ 에 대한 μ_j 의 기울기를 다시 구한다.^[1]

$$\begin{aligned} \frac{\partial e^2(j+1)}{\partial \mu_j} &= \frac{\partial}{\partial \mu_j} \{ [p(j+1) - W_{j+1}^T P_{j+1}]^2 \\ &\quad + [-W_{j+1}^T S_{j+1}]^2 \} \\ &= \frac{\partial}{\partial \mu_j} \{ [p(j+1) - W_j^T P_{j+1} - \mu_j (e_p(j) P_j + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &e_s(j) S_j]^T P_{j+1}]^2 + [-W_j^T S_{j+1} - \mu_j (e_p(j) P_j + \\ &e_s(j) S_j)^T S_{j+1}]^2 \} \\ &= -2e_p(j+1) (e_p(j) P_j + e_s(j) S_j)^T P_{j+1} \\ &\quad - 2e_s(j+1) (e_p(j) P_j + e_s(j) S_j)^T S_{j+1} \\ &= -2(e_p(j) P_j + e_s(j) S_j)^T (e_p(j+1) P_{j+1} + \\ &e_s(j+1) S_{j+1}) = -2 \hat{\nabla}_j^T \hat{\nabla}_{j+1} \quad (15) \end{aligned}$$

$e^2(j+1)$ 은 μ_j 에 대하여 유니모달(unimodal) 함수이므로 무게 벡터 W_j 와 마찬가지로 μ_j 도 steepest descent 方法에 의해 아래와 같이 교정된다.

$$\begin{aligned} \mu_{j+1} &= \mu_j + \mathcal{G} \left(-\frac{\partial e^2(j+1)}{\partial \mu_j} \right) \\ &= \mu_j + \mathcal{G} \hat{\nabla}_j^T \hat{\nabla}_{j+1} \quad (16) \end{aligned}$$

이상의 式 (14), (15), (16)으로 부터 아래의 適應 알고리즘이 구해진다.

$$\left. \begin{aligned} W_{j+1} &= W_j + \mu_j (-\hat{\nabla}_j) \\ \mu_{j+1} &= \mu_{j-1} + \mathcal{G} \hat{\nabla}_{j-1}^T \hat{\nabla}_j \\ \hat{\nabla}_j &= -(e_p(j) P_j + e_s(j) S_j) \\ e_p(j) &= p(j) - W_j^T P_j \\ e_s(j) &= -W_j^T S_j \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

알고리즘 (17)에서 $\mathcal{G} = 0$ 로 하면 잘 알려진 LMS 적응 어레이 알고리즘이 된다. 알고리즘 (17)에서 μ_j 의 初期值 및 \mathcal{G} 의 값이 전체의 適應 알고리즘의 收斂性에 미치는 영향에 대해서는 參考文獻^[1]을 參照하기 바란다.

(2) 廣帶域 적응 어레이(wideband adaptive array) 狹帶域 적응 어레이에 사용한 90° 位相 遷移는 周波數에 무관하므로 周波數 帶域이 넓은 신호의 振幅과 位相을 조절하기 위해서는 여러개의 遲延 素子를 사용해야 한다. 그림 5는 本論文에서 시뮬레이션에 사용한 廣帶域 적응 어레이의 안테나 배치를 나타내며 그림 6은 각 안테나에 검출된 廣帶域 信號의 振幅과 位相을 조절하기 위해 冪-遲延線으로 구성된 트랜스버설필터(transversal filter) 및 적응 프로세서(adaptive processor)를 나타내고 있다.

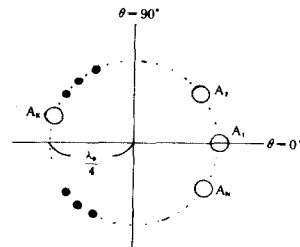


그림 5. 廣帶域 적응 어레이 구조
Fig. 5. Geometry of the wideband adaptive array.

그림 5에서 λ_0 는 廣帶域 信號의 中心 周波數에 대한 波長을 나타내며 그림 6에서 遲延線 간의 位相遲延을 적체하고 遲延 素子들의 갯수를 늘릴수록 안테나에 검출된 信號들의 位相과 振幅을 더욱 精確히 調整할 수 있다.¹¹⁾ 廣帶域 적응 어레이에 대한 알고리즘도 式 (17)과 동일하며 다만 벡터 W_j , P_j , S_j 는 아래와 같이 定義된다.

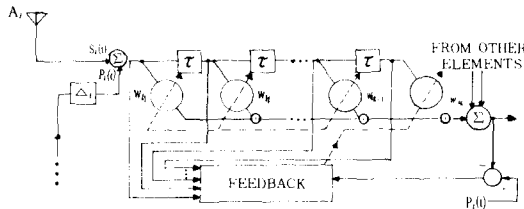


그림 6. 廣帶域 적응 프로세서
Fig. 6. Wideband adaptive processor.

$$W_j = [w_{11}(j), w_{12}(j), \dots, w_{1k}(j), \dots, w_{N1}(j), w_{N2}(j), \dots, w_{Nk}(j)]^T \quad (18)$$

$$P_j = [p_1(j), p_1(j-\tau), \dots, p_1(j-(k-1)\tau), \dots, p_N(j), p_N(j-\tau), \dots, p_N(j-(k-1)\tau)]^T \quad (19)$$

$$S_j = [s_1(j), s_1(j-\tau), \dots, s_1(j-(k-1)\tau), \dots, s_N(j), s_N(j-\tau), \dots, s_N(j-(k-1)\tau)]^T \quad (20)$$

Ⅲ. 電算 시뮬레이션

알고리즘 (17)을 이용하여 狹帶域 및 廣帶域 적응 어레이의 수행 능력을 電算 시뮬레이션을 통하여 實驗하여 보았다. 각 실험마다 원하는 信號의 入射角을 0°로 고정하였고 원하는 信號 및 간섭 信號 성분외에도 각 안테나에 不規則 雜音 成分도 포함시켜 시뮬레이션을 해보았다.

1) 狹帶域 적응 어레이

① 單 · 간섭파의 경우

그림 2에서의 안테나 갯수를 12개로 하였고 정현파로 된 단일 간섭파의 入射角을 45°로 하였다. 각각의 원하는 信號 및 간섭 信號의 周波數, 振幅은 表 1에 나타나 있고, 각 안테나에 검출된 잡음은 平均이 0이며 variance $a^2=0.1$ 인 白色雜音으로 하였다. 본문분의 잡음은 FACOM 기종의 package subroutine인 random noise generator는 이용하여 발생시켰다. 式 (17)에서 $\mu_0=10^{-4}$, $\varrho=0$ (LMS)인 경우와 $\mu_0=10^{-4}$, $\varrho=2 \times 10^{-6}$ (μ -LMS)인 각각의 경우, 적응 어레이의 총 출력 오차 자승(式 (12))을 판단 기준으로 한 적응 어레이의 收斂 狀態가 그림 7에 도시되어 있다. 그림 8

에서는 適應 回數가 100번, 500번, 1000번, 2500번 경과한 후의 적응 어레이의 指向性(directivity) 變化를 나타내고 있다.

표 1. 각 입사신호들의 특성

	주파수 ($\omega_0 T$)	진폭	입사각
원하는 信號	$\frac{\pi}{4}$	1.0	0°
간섭 信號	$\frac{\pi}{4}$	1.0	45°

그림 7, 8에서 보는 바와 같이 μ -LMS 알고리즘은, LMS 알고리즘을 사용한 경우보다 收斂 速度가 빠르며 또한 適應 回數가 1000번이 경과하면 μ -LMS 알고리즘의 경우에는 거의 精確한 방향에 null이 형성된 반면, LMS 알고리즘의 경우에는 2500번의 適應후에도 null의 방향이 약 6.7°의 오차가 있음을 알 수 있다.

② 多數 간섭신호의 경우

모두 4 군데의 방향에서 간섭신호가 入射하고 있는 것으로 하였고 각 信號들에 대한 제반 특성은 表 II에 나타나 있다. 이 경우도 역시 $\mu_0=10^{-4}$, $\varrho=0$ (LMS) 및 $\mu_0=10^{-4}$, $\varrho=2 \times 10^{-6}$ (μ -LMS)로 설정하였고 안테나에 유기된 雜音의 variance $a^2=0.16$ 로 하였다. 그림 9는 適應 回數에 따른 총 출력 오차 자승을, 그림 10은 適應 回數 100번, 500번, 1000번, 2500번에 따른 적응 어레이의 指向性(directivity)를 도시하고 있다.

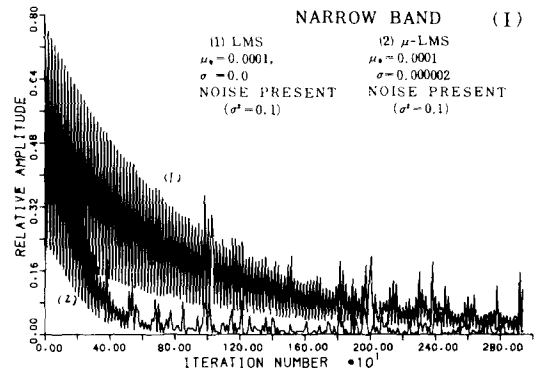


그림 7. 총 출력 오차 자승의 변화 양상
Fig. 7. Transient behavior of total output error square.

표 2. 각 입사신호들의 특성

	주파수 ($\omega_0 T$)	진 폭	입사 각
원하는 신호	$\frac{\pi}{4}$	$1 \cdot \phi$	0°
간섭신호 1	$\frac{\pi}{4}$	0.5	45°
간섭신호 2	$\frac{\pi}{4} \times 0.95$	0.5	120°
간섭신호 3	$\frac{\pi}{4} \times 1.05$	0.5	-170°
간섭신호 4	$\frac{\pi}{4} \times 1.05$	0.5	-75°

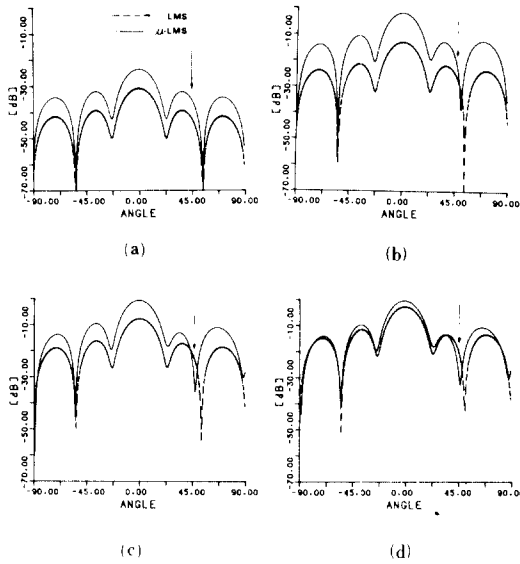


그림 8. 指向性 特性의 變化 : (a) 100번 適應後 (b) 500번 適應後, (c) 1000번 適應後, (d) 2500번 適應後
 Fig. 8. Variation of directivity pattern : after (a) 100 iterations, (b) 500 iterations, (c) 1000 iterations, (d) 2500 iterations.

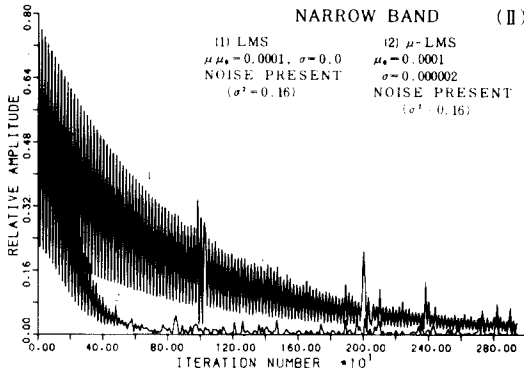


그림 9. 총 출력 오차 자승의 변화 양상
 Fig. 9. Transient behavior of total output error square.

그림 10에서 나타난 바와 같이 μ -LMS의 경우에는 1000번의 適應 후에는 이미 모든 null이 정확한 방향에 형성 되었으나, LMS의 경우에는 2500번의 適應이 경과한 후에도 각 null의 방향에 오차가 있으며 특히 -75° (285°)에서는 null 대신 beam이 형성되어 있음을

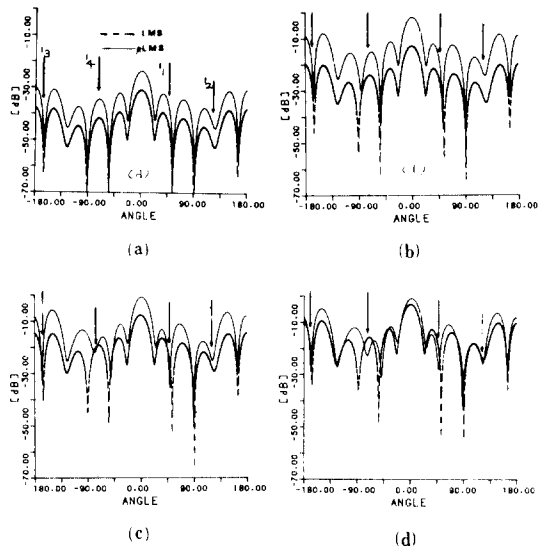


그림 10. 指向性 特性의 變化 : (a) 100번 適應後, (b) 500번 適應後, (c) 1000번 適應後, (d) 2500번 適應後
 Fig. 10. Variation of directivity pattern : after (a) 100 iterations, (b) 500 iterations, (c) 1000 iterations, (d) 2500 iterations.

알 수 있다.

2) 廣帶域 적응 어레이

廣帶域 간섭 신호의 入射角 및 中心 周波數는 表 3에, 각 신호들의 스펙트럼은 그림 11에 나타나 있다. 각 신호의 스펙트럼은 모두 7개의 등간격 주파수를 가진 정현파의 합으로 구성하였으며 그 식은 $H_1 |0.5 |1 - \cos(\omega/\omega_{01})|$ 로 하였다. ($H_1=1, H_2=0.9, H_3=0.7$) 이 실험에서는 白色雜音의 variance $\cdot a^2 = 0.04$ 로 하였고 $\mu_0 = 10^{-4}, \rho = 0$ (LMS) 및 $\mu_0 = 10^{-4}, \rho = 2 \times 10^{-6}$ (μ -LMS)로 설정하여 각각의 경우에 대하여 適

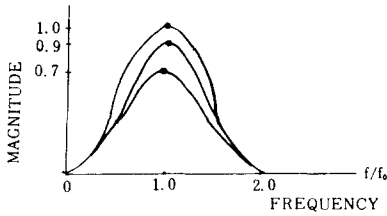


그림 11. 스펙트럼 분포
Fig. 11. Spectrum distribution.

應 回數에 따른 총출력 오차 자승 및 指向性的 變化가 그림 12와 13에 각각 도시되어 있다. 여기서는 안테나 갯수를 5 개로 하였고 각 안테나의 weighting 수는 9 개로 하였다. 雜音 信號 역시 FACOM 기종의 package subroutine을 이용하여 발생시켰다.

廣帶域 적응 어레이는 處理하는 信號가 廣帶域이라는 特徵때문에 狹帶域 적응 어레이에 비해 전체적으로 성능이 劣勢함을 알 수 있다. 그러나 이 경우에도 역

표 3. 각 입사신호들의 특성

	중심주파수 ($\omega_s T$)	입 사 각
원하는 신호	$\frac{\pi}{4} \times 1.0$	0°
간섭신호 1	$\frac{\pi}{4} \times 1.0$	45°
간섭신호 2	$\frac{\pi}{4} \times 0.95$	135°

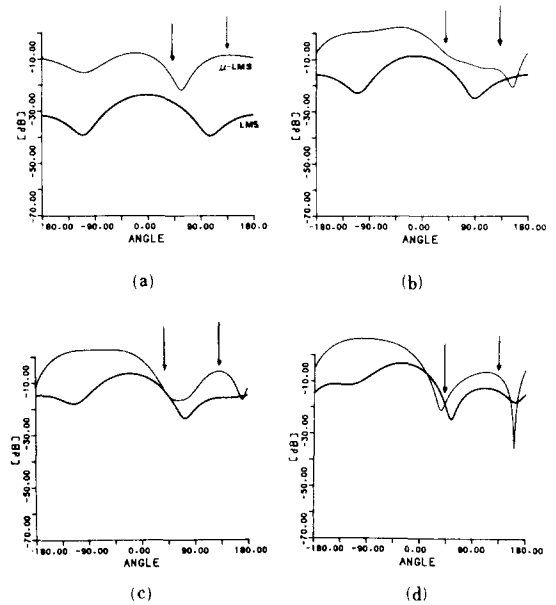


그림 13. 指向性 特性의 變化 : (a) 100 번 適應後, (b) 500 번 適應後, (c) 1000 번 適應後, (d) 2500 번 適應後

Fig. 13. Variation of directivity pattern : after (a) 100 iterations, (b) 500 iterations, (c) 1000 iterations, (d) 2500 iterations.

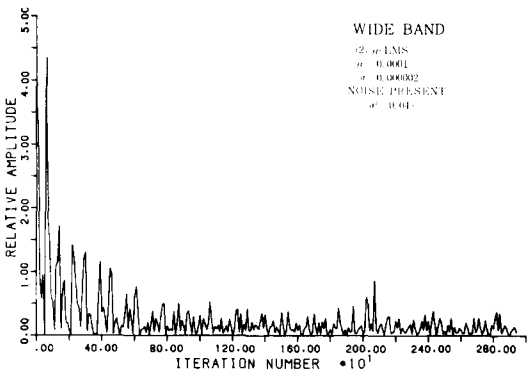
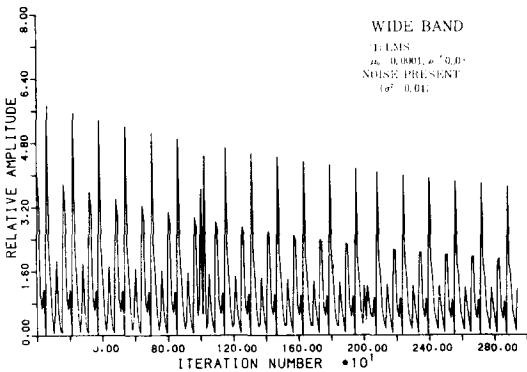


그림 12. 총 출력 오차 자승의 변화 양상
Fig. 12. Transient behavior of total output error square.

시 μ -LMS 알고리즘이 LMS 알고리즘에 비해 收斂速度면에서 우세함을 알 수 있다.

IV. 檢討 및 結論

LMS 알고리즘과 μ -LMS 알고리즘에 의한 적응 어레이의 收斂 狀態를 狹帶域 적응 어레이 및 廣帶域 적응 어레이의 각각의 경우에 대하여 서로 比較하여 보았다. 그 결과 Ⅲ節의 시뮬레이션 결과로부터 알 수 있듯이 μ -LMS 알고리즘은 LMS 알고리즘에 비해 약간의 計算量의 증가로도 적응 어레이의 收斂速度를

많이 向上시킬 수 있었다. 計算量에서는, 안테나의 갯수를 N , 각 안테나의 遲延 素子 갯수를 K 라 할때, LMS 알고리즘은 매 적응 순간마다 $5NK$ 의 곱셈이 필요한 반면 μ -LMS 알고리즘은 $6NK+1$ 의 곱셈이 필요하다. 따라서 μ -LMS 알고리즘은 무게 계수의 수가 많으며, 환경이 수시로 변하는 상황에서의 적응 어레이의 알고리즘으로 적당하다고 볼 수 있다. 끝으로 본 논문의 simulation에서는 원하는 신호가 입사하지 않은 상태에서 간섭신호에 대한 null steering을 형성하고, 원하는 신호에 대한 beam forming은 pilot 신호를 이용하여 형성하였음을 밝혀둔다.

參 考 文 獻

- [1] B. Widrow, P.E. Mantey, L.J. Griffiths, B.B. Goode, "Adaptive antenna systems," *Proc. of the IEEE*, vol. 55, no. 12, Dec. 1967.
- [2] Sidney P. Applebaum, "Adaptive arrays," *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, vol. AP-24, no.5, pp. 585-598 Sep. 1976.
- [3] I.S. Reed, J.D. Mallett, L.E. Brennan, "Rapid convergence rate in adaptive arrays," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems* vol. AES-10, no.6, pp. 853-863, Nov. 1974.
- [4] William F. Gabriel, "Adaptive array-an introduction," *Proc. IEEE* vol. 64, no.2, Feb. 1976.
- [5] Richard T. Lacoss, "Adaptive combining of wideband array data for optimal reception," *IEEE Trans. Geoscience Electronics*, vol. GE-6, no.2, May 1968.
- [6] G.O. Young, J.E. Howard, "Application of space-time decision and estimation theory to antenna processing system design," *Proc. IEEE*, vol. 58, no.5 May 1970.
- [7] Robert L. Riegler, Ralph T. Compton, JR, "An adaptive array for interference rejection," *Proc. IEEE*, vol. 61, no.6, June 1973.
- [8] 辛潤然, 李鍾珏, "LMS 適應 필터 設計를 위한 高速收斂 알고리즘에 관한 研究" 電子工學會誌 第 19卷 第 5號 pp. 13-19, 10月 1982年.