

## 출력오차방법의 다채널 IIR 적응 빔 형성 알고리즘

正會員 金 達 洙\* 正會員 朴 義 烈\*\*

Multichannel Adaptive IIR Beamforming  
Algorithm of Output Error MethodDal Soo Kim\*, Ui Yul Park\*\* *Regular Members*

## 要 約

적응안테나에서는 최근 Gooch에 의하여 방정식 오차 방법을 이용한 새로운 적응 시스템이 제시 되었다. 그러나 이 방법에서는 pole부에 대한 역모델이 필히 요구되며 이로 인하여 안정성을 보장 받지 못한다.

본 논문에서는 Popov의 초안정성 이론을 바탕으로한 새로운 알고리즘을 제안하였다. 또한 출력오차방법의 적응 시스템도 개발하였다. 제안한 알고리즘을 출력오차방법의 시스템에 적용하여 Gooch의 결과와 비교 검토하였다.

## ABSTRACT

In adaptive antenna, recently Gooch suggested a new adaptive system using equation error method, but the system demands inverse model about the pole part and thus does not guarantee stability.

In this paper, algorithm is proposed that has a basis on Popov's extra-stability theory. And system is developed of output error method. In addition, the result obtained by applying proposed algorithm to system of output error method is compared with that of Gooch model.

## I. 서 론

1959년 Widrow와 Hoff가 LMS 알고리즘을 개발한 후 여러가지 응용분야에서 주로 all-zero모델(적응 FIR필터)이 사용되었다.<sup>[1-2,10]</sup> 이것은 알고리즘 형태가 간단할 뿐만 아니라 전달함수가 비순환 형태이며 안정되기 때문이었다. 그러나 all-zero 모델은 pole-zero 모델에 비해 계산량이 너무 많은 것이 흠이다.

pole-zero 필터 알고리즘은 그 유도하는 방법에 따라 방정식 오차 방법과 출력오차 방법을 이용한 두 가지 종류로<sup>[2,4]</sup> 구별 되고 있다. 방정식 오차를 사용하는 주된 동기는 pole과 zero 다항식 계수들이 둘 다 선형함수이므로 LMS나 RLS 기타 다른 최소자승(least square) 알고리즘을 사용할 수 있을 뿐만 아니라 단봉(unimodal)하며 총체적 극소점 만을 가짐으로 수렴속도 또한 빠르게 할 수 있다.<sup>[3]</sup> 그러나 방정식 오차 방법에서는 측정잡음을 받을 경우 편차적 수렴(biased convergency)을 하기 때문에 정상상태에서 시스템의 잡음특성이 좋지 않은 것으로 알려져 있다.<sup>[2,4,8,9]</sup>

\*東義工業專門大學  
\*\*釜山大學校 電子工學科  
論文番號 : 93-54

출력오차 방법에서는 무편차적 수렴(unbiased convergency)을 하기에 백색잡음이 들어와도 비교적 잡음특성은 좋아지나 안정성은 낮다. 이 안정성을 개선하기 위하여 1978년 C.R.Johnson<sup>[2,4]</sup>은 시스템이 V. M.Popov가 제안한 초안정성이론의 SPR(Strictly Positive Real) 조건을 만족하면 그 시스템은 근사적으로 수렴한다는 것을 증명하였으며 그 안정도 문제를 개선시키기 위한 수단으로 보상기(compensator : 혹은 오차완화필터 : error smoothing filter)라는 것을 사용하여 HARF(Hyperstable Adaptive Recursive Filter) 알고리즘을 발표하였다.<sup>[4,7]</sup> 그러나 보상기를 설계하기 위해서는 식별해내고자하는 미지의 기준시스템(reference system)의 분모 파라미터에 대한 사전지식이 필요하게되는 모순에 부딪히게 되어 HARF 알고리즘이 실제적으로 응용되는데 장애 요인이었다.<sup>[2,4,5]</sup>

본 논문에서는 HARF 알고리즘에서의 보상기 설계상의 난점을 해소하기 위해 시스템이 항상 SPR 조건을 만족하도록 오차완화필터의 파라미터를 자동으로 조절할 수 있을 뿐만 아니라 미지의 기준 시스템에 대한 사전 지식이 전혀 필요 없는 새로운 적응 알고리즘을 제시하고 이를 적용 시스템에 응용하여 그 타당성을 보이고자 한다.

## II. 각종 빔 형성기

그림 1은 Griffiths-Jim 빔 형성기를 근간으로한 Gooch가 제안한 방정식 오차 방법의 시스템이다.<sup>[3]</sup> 이 시스템에서는 최적필터로 적용하여 가는 동안 필터의 pole들이 우연히 단위원 밖으로 나가 존재하는 경우가 있으며 그 원인으로 역모델이 발산시스템이 되어 시스템이 불안정하게 될 수 있는 큰 어려움이 있다.

출력오차 방법의 Griffiths-Jim 빔 형성기에는 다음과 같은 두 가지 조건이 만족되어야 한다. 첫째, 간섭신호나 기타 잡음에 의한 추정오차의 자승평균이 최소가 되는 방향으로 적응필터의 파라미터 벡터가 최적치로 수렴해야 한다. 둘째, 복구된 신호인 추정오차는 원하는 신호에 수렴해야 한다. 그러나 파라미터 벡터의 최적치에로의 수렴과 추정오차의 원신호로의 수렴은 서로 상충되는 관계가 있음을 알 수 있다. 즉 추정오차가 원신호로 수렴하면 파라미터 벡터는 최적치로부터 일정한 양만큼 계속 변동하는 편차

적 수렴(biased convergency)을 하게 마련이며 반면 파라미터 벡터가 최적치로부터 변동이 없기 위해서는 추정오차가 0으로 수렴해야 한다. 따라서 우리가 원하는 두가지 목적이 동시에 이루어질 수 없으며, 이로 인하여 출력의 SN비는 감소하게 된다.

이와 같은 문제를 해결하기 위하여 본 논문에서는 출력오차 방법의 그림 2와 같은 시스템을 제안하였다.

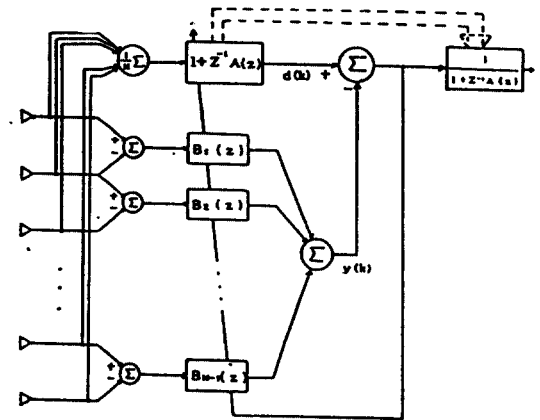


그림 1. 방정식오차방법의 배열 시스템  
Fig. 1. Array system of equation error method

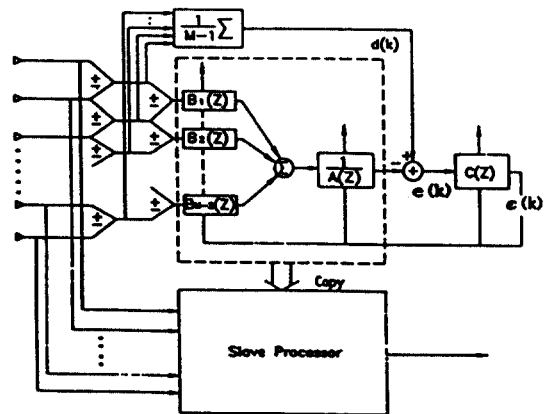


그림 2. 제안된 출력오차방법의 배열 시스템  
Fig. 2. Proposed array system of output error method

그림 2는 Griffiths-Jim 빔 형성기를 근간으로 하고 있으나 pole-zero 모델을 적용하였으며 또한 보상기를 채용하였다. 여기서 보상기 C(Z)는 적응 필터에 의해 발생하는 추정오차 신호를 완화(smoothing)하는 역할을 하며 이렇게 완화된 신호로써 적응 필터 계수를 조정함으로써 수렴 속도를 희생시키지 않고 안정되게 적용시킬 수 있다. 또한 보상기 C(Z)는 시스템이 항상 초안정성이론의 SPR조건을 만족하도록 보상기의 파라미터들을 자동으로 조절하는 역할을 한다.

### Ⅲ. 적응 보상기를 가지는 출력오차 방법의 제안된 알고리즘

먼저 추정 출력  $y(k)$ , 사후추정출력(a posteriori estimated output)  $y^\circ(k)$ 를 다음과 같이 정의 한다.

$$y(k) = A^t(k)Y(k) + \sum_{j=0}^{N_z} B_j^t(k)X_j(k) \quad (1)$$

$$y^\circ(k) = A^t(k-1)Y(k) + \sum_{j=0}^{N_z} B_j^t(k-1)X_j(k) \quad (2)$$

여기서  $X_j^t(k)$ 는 입력 데이터 벡터,  $X^t(k)$ 는 입력 데이터 벡터에 column벡터를 곱한 데이터 벡터,  $D^t(k)$ 는 원하는 출력 벡터,  $Y_j^t(k)$ 는 추정출력 벡터,  $Y^t(k)$ 는 추정출력에 column 벡터를 곱한 데이터 벡터,  $E^t(k)$ 는 추정오차 벡터, 그리고  $I_M^t$ 은 column벡터라 정의 한다. 이들은 각각

$$X_j^t(k) = [x_1(k-j), \dots, x_m(k-j), \dots, x_M(k-j)] \quad (3)$$

$$X^t(k) = [X_1^t(k) I_M, \dots, X_1^t(k) I_M, \dots, X_{N^p}^t(k) I_M] \quad (4)$$

$$D^t(k) = [d(k-1), \dots, d(k-i), \dots, d(k-N_p)] \quad (5)$$

$$Y_j^t(k) = [y_1(k-i), \dots, y_m(k-i), \dots, y_M(k-i)] \quad (6)$$

$$Y^t(k) = [Y_1^t(k) I_M, \dots, Y_1^t(k) I_M, \dots, X_{N^p}^t(k) I_M] \quad (7)$$

$$E^t(k) = [e(k-1), \dots, e(k-i), \dots, e(k-N_c)] \quad (8)$$

$$I_M^t(k) = [1, 1, \dots, 1] \quad (9)$$

이다.

또한 가중치 벡터를  $A^t(k)$ 와  $B_j^t(k)$  그리고  $C^t(k)$ 라 정의하며 이들은 각각 다음과 같다.

$$A^t(k) = [a_1(k), \dots, a_i(k), \dots, a_{N^p}(k)] \quad (10)$$

$$B_j^t(k) = [b_{1j}(k), \dots, b_{mj}(k), \dots, b_{M_j}(k)] \quad (11)$$

$$C^t(k) = [c_1(k), \dots, c_i(k), \dots, c_{N_c}(k)] \quad (12)$$

여기서 각각의 가중치  $A(z)$ 와  $B_m(z)$ , 그리고 보상기 가중치  $C(z)$ 는

$$A(z) = 1 - \sum_{i=1}^{N^p} a_i(k) z^{-i} \quad (13)$$

$$B_m(z) = \sum_{j=0}^{N_z} b_{mj}(k) z^{-j} \quad (14)$$

$$C(z) = 1 - \sum_{i=1}^{N_c} c_i(k) z^{-i} \quad (15)$$

를 나타낸다.

그리고 추정오차를  $e(k)$ , 사후추정오차(a posteriori estimation error)를  $e^\circ(k)$ , 추정오차  $e(k)$ 가 보상기를 통과한 추정오차, 사후추정오차를 각각  $\epsilon(k)$ ,  $\epsilon^\circ(k)$ 라 정의하며 각각 다음과 같다.

$$e(k) = d(k) - y(k) \quad (16)$$

$$e^\circ(k) = d(k) - y^\circ(k) \quad (17)$$

$$\epsilon(k) = e(k) - \sum_{i=1}^{N_c} c_i(k) e(k-1) = e(k) - C^t(k)E(k) \quad (18)$$

$$\epsilon^\circ(k) = e^\circ(k) - \sum_{i=1}^{N_c} c_i(k-1) e(k-1) = e^\circ(k) - C^t(k-1)E(k) \quad (19)$$

식 (1), 식 (16) 등으로 부터 매 순간 순간의  $e^2(k)$ 를 최소로 할 뿐만아니라  $\epsilon^2(k)$  또한 최소로 하는 다음과 같은 cost function을 정의하고 이를 최소로 하는 알고리즘을 유도한다.

$$J(k) = \alpha \epsilon(k)^2 + (1-\alpha) e(k)^2 + \mu^{-1} \|A(k) - A(k-1)\|^2 + \rho^{-1} \sum_{i=0}^{N_z} \|B_j(k) - B_j(k-1)\|^2 + \lambda^{-1} \|C(k) - C(k-1)\|^2 \quad (20)$$

여기서  $\mu$ ,  $\rho$ ,  $\lambda$ 는 적응이득이다.

cost function  $J(k)$ 를 벡터  $A(k)$ ,  $B_j(k)$ ,  $C(k)$ 로써 각각 편미분하여 0으로 두면 식(21)~(23)을 얻을 수 있다.

$$A(k) = A(k-1) + \mu\{\alpha\epsilon(k) + (1-\alpha)e(k)\} Y(k) \quad (21)$$

$$B_j(k) = B_j(k-1) + \rho\{\alpha\epsilon(k) + (1-\alpha)e(k)\} X_j(k) \quad (22)$$

$$C(k) = C(k-1) + \lambda\alpha\epsilon(k) E(k) \quad (23)$$

식 (21)~(23)에서  $e(k)$  및  $\epsilon(k)$ 는 noncausal 형태이다. 이를 causal 형태로 바꾸기 위해 다음과 같은 과정을 거친다. 먼저 식 (17), (19), (2)를 다시 쓰면 식 (24)~(26)과 같다

$$\epsilon^\circ(k) = e^\circ(k) - C^t(k-1)E(k) \quad (24)$$

$$e^\circ(k) = d(k) - y^\circ(k) \quad (25)$$

$$y^\circ(k) = A^t(k-1)Y(k) + \sum_{j=0}^{N_x} B_j^t(k-1)X_j(k) \quad (26)$$

식 (1)에다 식 (21)과 (22) 그리고 (26)을 대입하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y(k) &= A^t(k)Y(k) + \sum_{j=0}^{N_x} B_j^t(k)X_j(k) \\ &= A^t(k-1)Y(k) + \sum_{j=0}^{N_x} B_j^t(k-1)X_j(k) \\ &\quad + \mu\{\alpha\epsilon(k) + (1-\alpha)e(k)\} Y^t(k)Y(k) \\ &\quad + \rho\{\alpha\epsilon(k) + (1-\alpha)e(k)\} \sum_{j=0}^{N_x} X_j^t(k)X_j(k) \\ &= y^\circ(k) + \mu\{\alpha\epsilon(k) + (1-\alpha)e(k)\} Y^t(k)Y(k) \\ &\quad + \rho\{\alpha\epsilon(k) + (1-\alpha)e(k)\} \sum_{j=0}^{N_x} X_j^t(k)X_j(k) \quad (27) \end{aligned}$$

식(16)에다 식 (27)과 (25)를 대입하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} e(k) &= d(k) - y(k) \\ &= e^\circ(k) - \mu\{\alpha\epsilon(k) + (1-\alpha)e(k)\} Y^t(k)Y(k) \\ &\quad - \rho\{\alpha\epsilon(k) + (1-\alpha)e(k)\} \sum_{j=0}^{N_x} X_j^t(k)X_j(k) \quad (28) \end{aligned}$$

식 (18)에다 식 (24)과 식 (28)을 대입하면  $\epsilon(k)$ 는

$$\begin{aligned} \epsilon(k) &= e(k) - C^t(k)E(k) \\ &= e(k) - C^t(k-1)E(k) - \lambda\alpha\epsilon(k)E^t(k)E(k) \\ &= e^\circ(k) - C^t(k-1)E(k) - \mu\{\alpha\epsilon(k) + (1-\alpha)e(k)\} Y^t(k)Y(k) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &- \rho\{\alpha\epsilon(k) + (1-\alpha)e(k)\} \sum_{j=0}^{N_x} X_j^t(k)X_j(k) \\ &- \lambda\alpha\epsilon(k)E^t(k)E(k) \\ &= \epsilon^\circ(k) - \mu\{\alpha\epsilon(k) + (1-\alpha)e(k)\} Y^t(k)Y(k) \\ &- \rho\{\alpha\epsilon(k) + (1-\alpha)e(k)\} \sum_{j=0}^{N_x} X_j^t(k)X_j(k) \\ &- \lambda\alpha\epsilon(k)E^t(k)E(k) \quad (29) \end{aligned}$$

이 된다. 식 (28)에서

$$\begin{aligned} &[1 + (1-\alpha)\{\mu Y^t(k)Y(k) + \rho \sum_{j=0}^{N_x} X_j^t(k)X_j(k)\}] e(k) \\ &= e^\circ(k) - \alpha\epsilon(k)\{\mu Y^t(k)Y(k) + \rho \sum_{j=0}^{N_x} X_j^t(k)X_j(k)\} \quad (30) \end{aligned}$$

이 되고, 식 (29)에서

$$\begin{aligned} &[1 + \alpha\{\mu Y^t(k)Y(k) + \rho \sum_{j=0}^{N_x} X_j^t(k)X_j(k) - \lambda\alpha E^t(k)E(k)\}] \epsilon(k) \\ &= \epsilon^\circ(k) - (1-\alpha)e(k)\{\mu Y^t(k)Y(k) + \rho \sum_{j=0}^{N_x} X_j^t(k)X_j(k)\} \quad (31) \end{aligned}$$

이 된다. 식 (30)과 (31)을 행렬로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(k) \\ \epsilon(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^\circ(k) \\ \epsilon^\circ(k) \end{bmatrix} \quad (32)$$

여기서 단,

$$M_{11} = 1 + (1-\alpha)\{\mu Y^t(k)Y(k) + \rho \sum_{j=0}^{N_x} X_j^t(k)X_j(k)\} \quad (33)$$

$$M_{12} = \alpha\{\mu Y^t(k)Y(k) + \rho \sum_{j=0}^{N_x} X_j^t(k)X_j(k)\} \quad (34)$$

$$M_{21} = (1-\alpha)\{\mu Y^t(k)Y(k) + \rho \sum_{j=0}^{N_x} X_j^t(k)X_j(k)\} \quad (35)$$

$$\begin{aligned} M_{22} &= 1 + \alpha\{\mu Y^t(k)Y(k) + \rho \sum_{j=0}^{N_x} X_j^t(k)X_j(k) \\ &\quad + \lambda E^t(k)E(k)\} \quad (36) \end{aligned}$$

이다.

식 (32)로부터  $e(k)$  및  $\epsilon(k)$ 는 다음과 같이 구할

수 있다.

$$\begin{bmatrix} e(k) \\ \epsilon(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{M_{11}M_{22}-M_{12}M_{21}} \begin{bmatrix} M_{22} & -M_{12} \\ -M_{21} & M_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{\circ}(k) \\ \epsilon^{\circ}(k) \end{bmatrix} \quad (37)$$

이상의 결과를 본 논문에서는 UMOP(Unconstrained Multichannel Output Process) 알고리즘이라 부르기로 한다.

#### IV. 시뮬레이션

Gooch가 제안한 시스템인 그림1에 기존의 LMS 알고리즘을 적용한 경우와 본 논문에서 제안한 UMOP 알고리즘을 그림2의 빔 형성기에 적용하여 적응어레이의 수행능력을 비교하여 보았다. 편의를 위하여 앞의 경우를 G-LMS, 뒤의 경우를 D-UMOP 라 부른다.

각 입사신호들의 특성을 표1와 같이 하였으며 필터 차수 5차로 하고 안테나 갯수는 6개로 하였다. 적응 이득은 G-LMS 일때 극점 이득  $10^{-6}$ 영점 이득  $10^{-6}$ , D-UMOP는 극점 이득 0.1 영점 이득 0.01 보상기 이득 0.01로 하였고 전체적으로 불규칙 잡음은 없는 것으로 하였다.

표 1. 각 입사신호들의 특성

Table 1. Characteristic of incident signals

	중심주파수	대역폭	파워	입사각
원하는 신호	500 Hz	500 Hz	1	0°
간섭신호	500 Hz	500 Hz	10	30°

적응 어레이의 수렴상태를 알아보기 위하여 출력 오차자승의 변화 모양을 그림 3에 나타내었다. 제안한 알고리즘을 사용한 경우의 수렴속도가 훨씬 빠른 것을 알 수 있으며 그림 3의 (b)는 iteration 500번 이상에서 간섭신호가 거의 제거되고 있는데 비하여 (a)는 아직도 매우 큰 값의 고정된 출력잡음이 계속 존재하고 있음을 알 수 있다. 또한 LMS의 경우는  $\mu$ 값을  $10^{-6}$ 보다 크게 할수록 출력값은 차츰 큰 값을 가짐을 알 수 있었는데 비하여 제안한 알고리즘의 경우는  $\mu$ 값을  $10^{-2}$ 보다 크게 하여도 발산하지않을 뿐만 아니라 안정된 값을 가짐을 알 수 있었다.

그림 4는 각종 빔 형성기 및 알고리즘의 변화에 따른 출력 스펙트럼이다. LMS 알고리즘을 적용한 경

우인 그림 4는 간섭신호를 충분히 제거하지 못했음을 알 수 있으며 UMOP 알고리즘을 적용한 (d)의 경우 간섭신호는 완전히 제거하고 원하는 신호만을 깨끗이 얻고 있음을 볼 수 있다.

그림5는 주파수 변화에 따른 수렴된 전력이득의 값을 나타낸 것이다. 원하는 방향에서의 주파수응답은 두 가지 경우 모두 다 평탄한 값을 갖고 있다. 간섭방향에서 (1-b)는 중심주파수와 동떨어진 부분에 -10 [dB] 내외의 감쇠가 있을 뿐이다. 그러나 (2-b)는 간섭신호 대역폭 250-750 Hz에 걸쳐 -30[dB] 정도의 깊고 폭넓은 감쇠가 잘 이루어지고 있음을 볼 수 있다. 이 결과로 미루어 볼때 LMS 알고리즘을 적용한 경우 보다 UMOP 알고리즘을 적용한 경우가 전체 시스템 수행특성이 훨씬 우수하다고 할 수 있겠다.

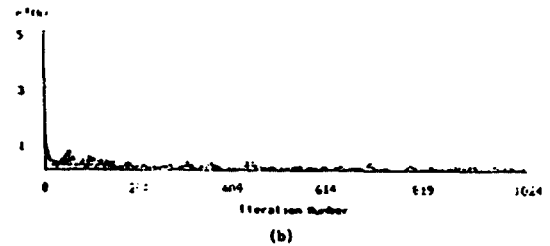
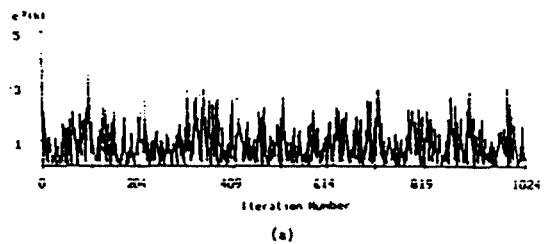
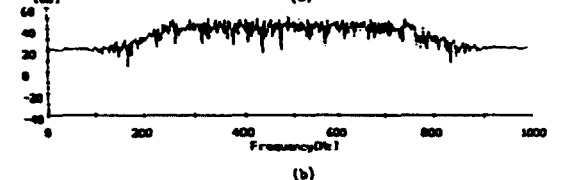
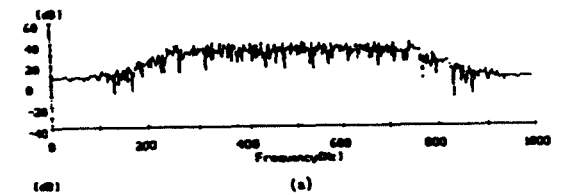


그림 3. 총 출력오차자승의 변화 모양

Fig. 3. Transient behavior of total output error square (a)G-LMS (b)D-UMOP



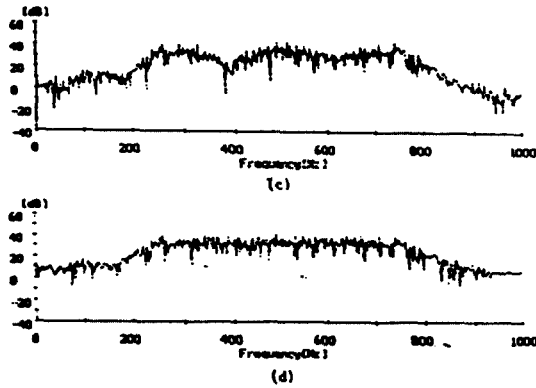


그림 4. 출력 스펙트럼  
 (a)신호 스펙트럼 (b)간섭 스펙트럼  
 (c)G-LMS 출력 스펙트럼 (d)D-UMOP 출력 스펙트럼  
 Fig. 4. Output spectrum  
 (a)Signal spectrum (b)Interference spectrum  
 (c)G-LMS output spectrum  
 (d)D-UMOP output spectrum

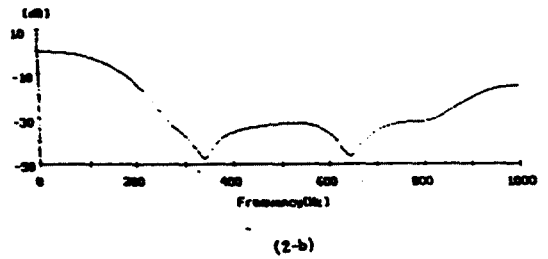
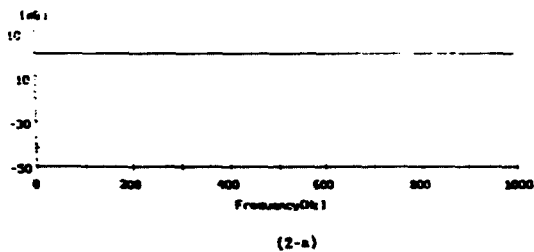
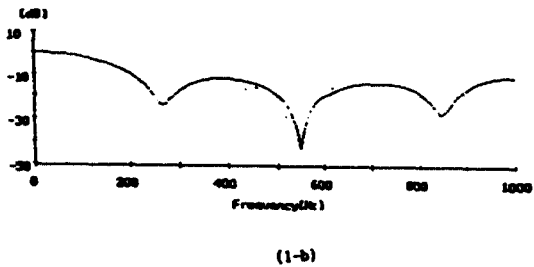
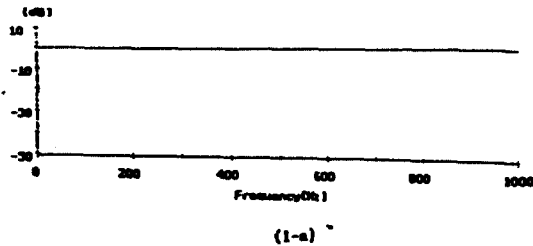


그림 5. 원하는 방향 및 간섭방향에서의 주파수응답  
 (1-a)원하는 방향(G-LMS) (1-b)간섭방향(G-LMS)  
 (2-a)원하는 방향(D-UMOP) (2-b)간섭방향(D-UMOP)  
 Fig. 5. Frequency response in look direction and inter-  
 ference direction  
 (1-a)Look direction(G-LMS)  
 (1-b)Interference direction(G-LMS)  
 (2-a)Look direction(D-UMOP)  
 (2-b)Interference direction(D-UMOP)

## V. 결 론

안테나나 센서로써 신호를 수신할 때 불규칙 잡음이나 간섭신호들도 함께 검출되므로 출력신호의 SNR을 감소시키게 된다. 이를 개선하기 위하여 최근 pole-zero 모델에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

본 연구에서는 Popov의 초안정성이론을 바탕으로 한 pole-zero 모델의 새로운 알고리즘을 제안하였다. 또한 적응필터의 출력오차 전력을 최소화 할 수 있는 보상기를 삽입한 새로운 시스템도 개발하였다. 제안한 알고리즘을 이 시스템에 적용해 본 결과 Gooch가 적용한 방정식오차방법 보다 평균 20[dB] 이상의 깊은 Null을 형성할 수 있음을 확인하였다.

## 참 고 문 헌

1. B. Widrow, J. R. Glover, JR., J. M. MoCool, "Adaptive noise cancelling : Principles and Application," *Proc. IEEE*, vol.63, no.12, Dec. 1975.
2. M. G. Larimore, J. R. Treichler, C. R. Johnson, JR., "SHARF : An algorithm for adapting IIR digital filter," *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process.*, vol. ASSP-28, pp.428, Aug. 1980.
3. R. P. Gooch, "Adaptive pole-zero filtering : The equation error approach," *Stanford University, Stanford California*, June 1983(Ph.D. thesis)

4. C. R. Johnson, Jr., "A convergence proof for a hyperstable adaptive filter," *IEEE Trans. Inform Theory*, vol.IT-2, no.6, November 1978.
5. C.R. Johnson, Jr., M. G. Larimore, J. R. Treichler and B.D. O. Anderson, "SHARF convergence properties," *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Proces.*, vol. ASSP-29, pp.659 June 1981.
6. C. R. Johnson, Jr., "Adaptive IIR filtering: current results and open issues," *IEEE Inform. Theory*, vol. ITR-30, no.2, pp.237-250, March 1984.
7. V. M. Popov, Hyperstability of automatic control systems, Springer, New York, 1973.
8. Goodwin, K. S. Sin, Adaptive filtering prediction and control, Prentice-Hall, 1984.
9. I. D. Landau, "A survey of model reference adaptive techniques-theory and applications," *Automatica*, vol.10, pp.353-379, Pergamon Press, 1974.
10. 김달수, 신윤기, 박의열, "최소자승법을 이용한 Constrained Multi-channel FIR 적응 빔 형성 알고리즘," 대한전자공학회 논문집-A, 제 28권, A편 제9호, pp.671-679, 1991년 9월.



金 達 洙(Dal Soo Kim) 正會員

1953년 11월 8일생  
1976년 2월 : 부산대학교 전자공학과 졸업(학사)  
1982년 2월 : 부산대학원 전자공학과 졸업(석사)  
1992년 8월 : 부산대학원 전자공학과 졸업(박사)

1979년 3월 ~ 현재 : 동의공업전문대학 부교수

※주관심분야 : 적응신호처리, 디지털신호처리, 수중통신

朴 義 烈(Ui Yul Park)

正會員

- 현재 : 부산대학교 전자공학과 교수
- 주관심분야 : 회로 및 시스템, 정밀측정
- 논문지 제17권 제2호 참조