

적응 다채널 디지털 필터와 적응 비임 형성기

윤대희* · 이봉환**

*(연세대학교 전자공학과 조교수)

** (한국전기통신공사 연수원 연구원)

1. 서 론

최근 급속히 발전하고 있는 적응 디지털 신호 처리 (adaptive digital signal processing) 기술은 디지털 통신, 음성 신호 처리, 어레이 신호 처리 등에 많은 공헌을 하고 있으며 특히 디지털 신호 처리 전용 칩이 개발되면서 더욱 활발히 연구가 진행되고 있다. 적응 디지털 신호 처리는 적응 디지털 필터 (adaptive digital filter; ADF)를 이용하여 수신한 신호를 원하는 방향으로 처리해 나가는 기술이며, 단일 채널 디지털 필터에 대한 기본 이론은 이미 기고된 바 있다.¹⁾ 따라서 본 기고에서는 적응 다채널 디지털 필터 (adaptive multichannel digital filter) 및 그 응용 분야인 적응 비임 형성 (adaptive beamforming)에 대하여 살펴 보기로 한다.

잡음이 섞여있는 신호로부터 원하는 신호를 추출해내기 위해 센서 (antenna, hydrophone, microphone, geophone 등) 어레이를 원하는 신호가 입사하는 방향으로 조종하여 출력단에서 잡음 신호의 효과를 최소화시키는 기술이 적응 비임 형성법이다. 이러한 기술은 Radar, Sonar^{2, 3)} 및 지진파 신호 처리⁴⁾ 등과 같이 원하는 방향에서의 신호만을 요하는 분야에 널리 응용되고 있다.

Frost⁵⁾는 선형 제한 조건을 만족시키는 LMS (least mean square) 알고리즘을 제안하였다. 이 알

고리즘은 미리 정한 스펙트럼 및 방향 특성을 갖는 신호만을 통과시키게 하는 선형 제한 조건하에서 필터 계수를 계산 한다.

최근 Griffiths와 Jim⁶⁾, Byun과 Gang⁷⁾는 Frost의 알고리즘을 실현하는 다른 방법들을 제안하였다. 이 방법을 이용하면 Frost의 선형 제한 조건을 갖는 비임 형성기로부터 제한 조건을 제거하여 일반적인 적응 다채널 잡음 제거법^{8), 9)}을 적용하여 다채널 필터 계수를 계산해 낼 수 있게 된다. 이 적응 비임 형성기는 적응 다채널 TDL 필터 (adaptive multichannel tapped-delay-line filter)로 구현되는데 본 기고에서는 적응 다채널 LAT (lattice) 필터 및 적응 다채널 ESC (escalator) 필터를 사용하여 구현해 보기로 한다. TDL 필터의 계수는 LMS 알고리즘으로 구할 수 있으나 수렴 속도가 늦으며, 이는 입력 자기 상관 행렬 (input autocorrelation matrix)^{9), 10), 11)}의 고유치분포율 (eigenvalue spread ratio)에 따르게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 LMS 알고리즘에 의해 국부 오차 (local error)의 평균 자승값을 최소화시키도록 필터 계수가 계산되는 다채널 LAT 및 ESC 필터를 사용하여 다채널 필터를 구현한다. 따라서 적응 LAT 필터 및 적응 ESC 필터의 수렴 속도는 Gram Schmidt 직교화 특성에 따라 자기 상관 행렬의 고유치 분포율에 각각 부분적으로 그리고 완전히 따르지 않게 된다.

본 기고에서는 간섭 신호원이 정지하고 있는 경우와 움직이는 경우 Griffiths등이 제안한 적응 비임 형성기를 적응 다채널 TDL, LAT 및 ESC 필터를 사용하여 구현한 후 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 그 성능을 고찰해 보기로 한다.

2. 적응 다채널 필터에 의한 비임 형성기

2.1 다채널 TDL 필터를 사용한 적응 비임 형성기

4 개의 등간격 센서들의 선형 어레이를 갖는 적응 비임 형성기 (adaptive beamformer)의 블록도는 그림 1과 같고 각 센서는 동일한 특성을 가지며 왜곡(distortion)이 없다고 가정한다. 또한 입력 신호에 대하여 다음과 같은 가정을 둔다.

첫째, 센서들의 어레이에 입사되는 각 신호는 평면파이고 원하는 신호 $s(k)$ 의 입사각과 스펙트럼은 알고 있으며 간섭신호 $n_i(k)$ 의 입사각과 스펙트럼은 모르는 것으로 한다.

둘째, $s(k)$ 와 $n_i(k)$, $i=1,2,\dots$ 는 서로 상관 관계가 없고 $s(k)$ 와 $n_0(k)$ 는 같은 각도로 입사되며, $n_i(k)$, $i \neq 0$ 는 $s(k)$ 및 $n_0(k)$ 와는 다른 각도로 입사된다.

셋째, $s(k)$ 와 $n_0(k)$ 의 파워 스펙트럼은 서로 겹치지 않는 반면 $s(k)$ 와 $n_i(k)$, $i \neq 0$ 의 파워 스펙트럼은 겹쳐도 무방하다. 그리고 원하는 신호와 간섭 신호는 시간에 따라 각각 통계적인 특성이 변해도 되며, 이러한 환경의 예로서 신호원이 움직이는 경우를 들 수 있다.

센서 출력 신호 $x_j(k)$ 는 δ_j 샘플 만큼 시간이 지연되어 원하는 신호 방향에서 서로 같은 위상을 갖게 되며, j 번째 센서 출력 $x_j(k)$ 와 이를 시간 지연시킨 $\bar{x}_j(k)$ 는 각각 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$x_j(k) = s(k + \delta_j) + n_0(k + \delta_j) + n_i(k + \delta_j), \quad 1 \leq j \leq 4 \quad (2-1)$$

$$\bar{x}_j(k) = s(k) + n_0(k) + n_i(k + \delta_j - \delta_j), \quad 1 \leq j \leq 4 \quad (2-2)$$

여기서

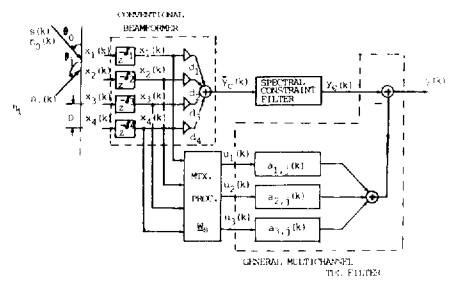


그림 1. 다채널 TDL 필터를 사용한 적응 비임 형성기

$$\delta_j = \frac{(1-j)D \cos(\theta_0)}{uT_s} \quad (2-3)$$

$$\delta_j = \frac{(1-j)D \cos(\theta_1)}{uT_s} \quad (2-4)$$

u : 신호의 전파속도

D : 센서간의 거리

θ_0 : $s(k)$ 및 $n_0(k)$ 의 입사각

θ_1 : $n_i(k)$ 의 입사각

T_s : 표본화 간격

이 적응 비임 형성기는 고전 비임 형성기 (conventional beamformer), 스펙트럼 제한 필터 (spectrum constraint filter), 매트릭스 프로세서 (matrix processor) 및 적응 다채널 TDL 필터로 이루어진다. 센서가 4 개인 경우 ($N=4$)를 고려해 보면 j 번째 센서 출력 $x_j(k)$, $1 \leq j \leq 4$ 는 δ_j 샘플 만큼 시간 지연되어 계수 d_j 가 곱하여 지고 아들을 합하여 고전 비임 형성기의 출력 $\bar{y}_c(k)$ 가 된다. 즉,

$$\bar{y}_c(k) = \sum_{j=1}^4 d_j x_j(k - \delta_j) \quad (2-5)$$

d_j 값을 구하는 여러가지 방법이 있으며¹² 그림 2에는 신호 방향이 센서 어레이에 수직한 경우 즉, $\theta_0 = 90^\circ$, $\delta_j = 0$, $d_j = \frac{1}{4}$, $D/\lambda_0 = 0.5$ 인 경우 비임 패턴을 나타내었다. 여기서 λ_0 는 원하는 신호의 중심 주파수에서의 파장이다. $d_j = 1/4$ 과 식 (2-1)을 식 (2-7)에 대입하면 다음 식을 얻는다.

$$\bar{y}_c(k) = s(k) + n_0(k) + \bar{n}_1(k) \quad (2-6)$$

여기서

$$\bar{n}_1(k) = \frac{1}{4} \sum_{j=1}^4 n_1(k + \tau_j), \quad (2-7)$$

특집 : 회로 및 신호처리

$$\tau_j = \bar{\delta}_j - \delta_j, \quad 1 \leq j \leq \quad (2-8)$$

이제 고전 비임 형성기의 출력 $\tilde{y}_c(k)$ 가 스펙트럼 제한 필터에 가해지면 이 필터의 크기 응답(amplitude response)은 원하는 신호의 주파수 대역에서는 1 이고 다른 영역에서는 0 이 된다. 따라서 필터의 출력은 다음과 같다.

$$y_c(k) = s(k) + \tilde{n}_1(k) \quad (2-9)$$

여기서 $\tilde{n}_1(k)$ 는 $\tilde{n}_i(k)$ 를 스펙트럼 제한 필터에 가하여 얻은 출력이다.

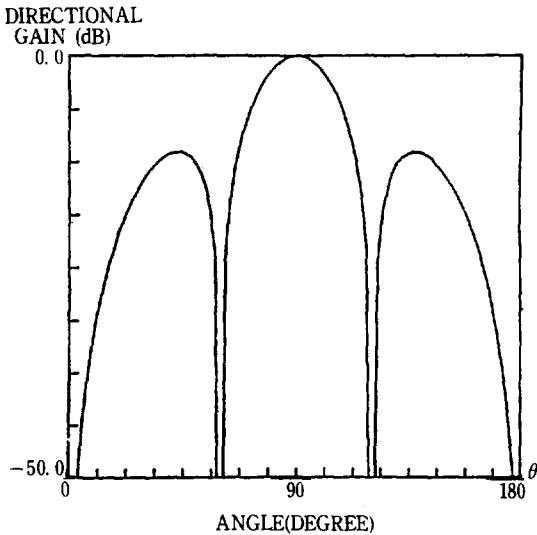


그림 2. 고전비임 형성기의 비임 패턴 ($N=4, D/\lambda_0 = 0.5$)

식 (2-9)로부터 원하는 신호 방향에서 입사되는 간섭 신호는 스펙트럼 제한 필터에 의해 제거됨을 알 수 있다.

한편 매트릭스 프로세스는 $N \times 1$ 의 입력 벡터 $\tilde{X}(k)$ 가 $(N-1) \times N$ 의 변환 매트릭스 W_s 에 의해 제거됨을 알 수 있다.

한편 매트릭스 프로세스는 $N \times 1$ 의 입력 벡터 $\tilde{X}(k)$ 가 $(N-1) \times N$ 의 변환 매트릭스 W_s 에 의해 변환되었을 때 $(N-1) \times 1$ 의 벡터 $U(k)$ 를 출력한다. 여기서 변환 매트릭스 W_s 의 각 행은 서로 독립이고 각 행의 성분의 합은 0 이 되도록 해야 하는데 여기서는 Walsh ordered Walsh function을 사

용하였다. 즉, — —

$$W_s = \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad N=4 \quad (2-10)$$

따라서 $\tilde{X}(k)$ 를 변환시키면 다음과 같다.

$$U(k) = W_s \tilde{X}(k) \quad (2-11)$$

$$\text{여기서 } U^T(k) = [u_1(k) \quad u_2(k) \quad u_3(k)], \quad (2-12)$$

$$\tilde{X}(k) = \begin{bmatrix} \tilde{x}_1(k) \\ \tilde{x}_2(k) \\ \tilde{x}_3(k) \\ \tilde{x}_4(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s(k) + n_0(k) + n_1(k + \tau_1) \\ s(k) + n_0(k) + n_1(k + \tau_2) \\ s(k) + n_0(k) + n_1(k + \tau_3) \\ s(k) + n_0(k) + n_1(k + \tau_4) \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

식 (2-10)과 식 (2-11)에 대입하여 정리하면 정리하면 $U(k)$ 는 다음과 같다.

$$U(k) = \begin{bmatrix} u_1(k) \\ u_2(k) \\ u_3(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_1(k + \tau_1) + n_1(k + \tau_2) \\ n_1(k + \tau_1) - n_1(k + \tau_2) \\ n_1(k + \tau_1) - n_1(k + \tau_2) \\ -n_1(k + \tau_3) - n_1(k + \tau_4) \\ -n_1(k + \tau_3) + n_1(k + \tau_4) \\ +n_1(k + \tau_3) - n_1(k + \tau_4) \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

식 (2-14)에서 $u_i(k), 1 \leq i \leq 3$ 는 원하는 신호 방향이 아닌 방향으로부터의 간섭 신호 성분만으로 이루어짐을 알 수 있고, 그림 1에 도시한 바와 같이 스펙트럼 제한 필터 출력 $\tilde{y}_c(k)$ 와 매트릭스 프로세스 출력 $u_i(k), 1 \leq i \leq 3$ 는 적음 다채널 필터의 주입력 및 i 번째 참고 입력으로 가해진다. 식 (2-9) 및 식 (2-14)에서 $\tilde{n}_i(k)$ 와 $u_i(k)$ 는 간섭 신호들만의 선형 결합이므로 상관 관계(correlation)가 있게 된다. 따라서 다채널 TDL 필터를 평균 자승 출력 $E\{y^2(k)\}$ 가 최소화되도록 설계하면 출력 $y(k)$ 는 원하는 신호 $s(k)$ 에 가장 근사하게 된다. 이는 매우 잘 알려진 잡음 제거 문제^{9,10}이며 TDL 필터의 계수를 계산해 내는 방법중의 하나는 추정한 기울기 (estimated gradient)를 사용하는 steepest descent 법을 실현하는 LMS 알고리즘이다. 즉,

$$a_{i,j}(k+1) = a_{i,j}(k) + \mu_i(k) y(k) u_i(k-j),$$

$$1 \leq i \leq N-1, 0 \leq j \leq L-1 \quad (2-15)$$

여기서 $a_{i,j}(k)$ 는 시간 k 에서 i 번째 TDL 필터의 j 번째 계수를 나타내고 $\mu_i(k)$ 는 시변 수렴 파라메타로서 다음 식으로 표현할 수 있다.

$$\mu_i(k) = \frac{(1-\beta)}{\beta \sigma_{u_i}^2(k-1) + (1-\beta) u_i^2(k)}, \quad 0 < \beta < 1 \quad (2-16)$$

윗 식에서 $u_i(k)$ 의 추정된 분산값인 $\sigma_{u_i}^2(k)$ 를 계산하기 위해 단순 극점 (simple pole)을 갖는 지역 필터가 사용되었으며 스무딩 파라메타 (smoothing parameter) β 가 이 지역 필터의 시정수 (time constant)를 결정한다.

선형 제한 조건을 갖지 않는 LMS 알고리즘을 사용하여 다채널 TDL필터 계수를 잘 계산할 수 있으나 정상 상태 (steady state)에서는 매우 큰 추정 오차가 발생하고 자기 상관 매트릭스¹³의 고유치 분포에 따라 수렴 속도가 늦어지게 된다. 이러한 단점을 보완하기 위해 적응 다채널 LAT 및 ESC 알고리즘을 적응 다채널 필터 문제에 적용시킨다.

2. 다채널 LAT 필터를 사용한 적응 비임 형성기

적응 다채널 LAT 필터를 사용한 적응 비임 형성기를 구현하여 $N = 4$ 이고 $L = 5$ 인 경우 그림3에도 시하였다. 여기서 스펙트럼 제한 필터의 출력 $y_c(k)$ 와 i 번째 매트릭스 프로세서 출력 $u_i(k)$ 가 각각 적응 다채널 LAT 필터의 주 입력 및 i 번째 참고 입력으로 가해진다. 그림 4에는 다채널 LAT 필터의 i 번째 스테이지 (stage)를 도시하였다. 그림 3과 그림 4에서 $F_i(k)$ 와 $B_i(k)$, $1 \leq i \leq L-1$ 는 i 번째 스테이지에서 $(N-1) \times 1$ 의 전방 및 후방 예측 오차 벡터를 나타내며 $\underline{W}_i^f(k)$ 와 $\underline{W}_i^b(k)$, $1 \leq i \leq L-1$ 는 $(N-1) \times (N-1)$ 의 전방 및 후방 계수 매트릭스이다. 이 계수들은 LMS 방법으로 $F_i(k)$ 와 $B_i(k)$ 의 평균 자승 norm을 각각 최소화시켜 나가면서 계산되고 $G_i(k)$, $0 \leq i \leq L-1$ 는 $(N-1) \times 1$ 의 계수 벡터로서 $i-1$ 번째 스테이지에서의 오차 신호 $e_{i-1}(k)$ 와 후방 예측 오차 벡터 $B_i(k)$ 와의 차이값인 $e_i(k)$ 의 평균 자승값을 최소화시켜 나가면서 반복적으로 계산된다. 여기서 $e_{i-1}(k)$ 가 그

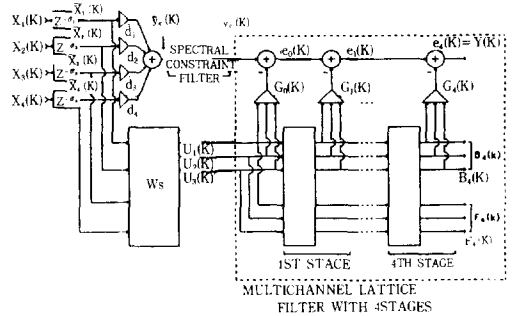


그림 3. 적응 다채널 LAT 필터를 사용한 적응 비임 형성기

림 1에서 출력 $y(k)$ 가 된다. 이 관계식을 요약하면 다음과 같다.

$$F_0(k) = B_0(k) = U(k) \quad (2-17)$$

$$F_i(k) = F_{i-1}(k) - \underline{W}_i^f(k) B_{i-1}(k-1), \quad 1 \leq i \leq L-1 \quad (2-18)$$

$$B_i(k) = B_{i-1}(k-1) - \underline{W}_i^b(k) F_{i-1}(k), \quad 1 \leq i \leq L-1 \quad (2-19)$$

$$e_0(k) = y_c(k) - G_0^T(k) B_0(k) \quad (2-20)$$

$$e_i(k) = e_{i-1}(k) - G_i^T(k) B_i(k), \quad 1 \leq i \leq L-1 \quad (2-21)$$

후방 예측 오차가 서로 직교 한다는 사실은 입증되어 있다!¹⁶ 즉,

$$E\{B_i(k) B_j(k)\} = \begin{cases} 0, & i \neq j \\ \Sigma_i, & i = j, \quad 1 \leq j \leq L-1 \\ \dots & \dots \end{cases} \quad (2-22)$$

여기서 Σ_i 는 i 번째 후방 예측오차 벡터인 $B_i(k)$ 의 상관 매트릭스이다. 식(2-22)로부터 각 스테이지에서 발생하는 오차는 다른 스테이지에서 발생하는 오차와 상관관계가 없음을 알 수 있다. 이제 계수 매트릭스와 계수 벡터를 계산하는 LMS 알고리즘을 정리해 보면 다음과 같다.

$$G_i(k+1) = G_i(k) + \Delta_i^g(k) e_i(k) B_i(k), \quad 0 \leq i \leq L-1 \quad (2-23)$$

$$\underline{W}_i^{fT}(k+1) = \underline{W}_i^{fT}(k) + \Delta_i^f(k) B_{i-1}(k-1) F_i^T(k), \quad 1 \leq i \leq L-1 \quad (2-24)$$

$$\underline{W}_i^{bT}(k+1) = \underline{W}_i^{bT}(k) + \Delta_i^b(k) F_{i-1}(k) B_i^T(k),$$

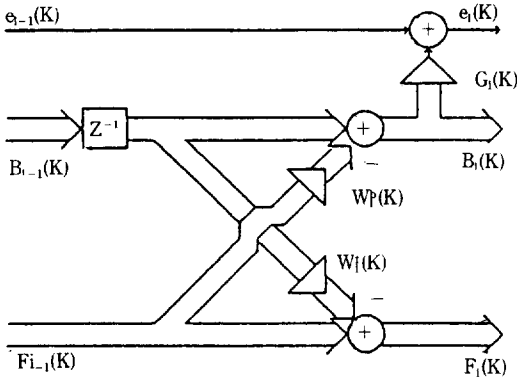


그림 4. 적응 다채널 LAT 필터의 i번째 스테이지
 $1 \leq i \leq L-1 \quad (2-25)$

여기서

$$B_i^T(k) = [b_{i,1}(k) \ b_{i,2}(k) \ \dots \ b_{i,N-1}(k)], \quad (2-26)$$

$$F_i^T(k) = [f_{i,1}(k) \ f_{i,2}(k) \ \dots \ f_{i,N-1}(k)] \quad (2-27)$$

그리고 Δ_i^e , Δ_i^f 및 Δ_i^b 는 j번째 대각선 성분이다. 각각 다음과 같이 표시되는 대각 행렬 (diagonal matrix)이다.

$$\mu_{i,j}^e(k) = \frac{(1-\beta)}{\beta v_{i,j}^e(k-1) + (1-\beta) b_{i,j}^2(k)} \quad (2-28)$$

$$\mu_{i,j}^f(k) = \frac{(1-\beta)}{\beta f_{i,j}^2(k-1) + (1-\beta) b_{i-1,j}^2(k-1)} \quad (2-29)$$

$$\mu_{i,j}^b(k) = \frac{(1-\beta)}{\beta u_{i,j}^b(k-1) + (1-\beta) f_{i-1,j}^2(k)} \quad (2-30)$$

식 (2-28) ~ 식 (2-30)에서 $0 < \beta < 1$ 은 스무딩 파라메타이고 $u_{i,j}^e(k)$, $u_{i,j}^f(k)$ 및 $u_{i,j}^b(k)$ 는 각각 $b_{i,j}(k)$, $b_{i-1,j}(k-1)$ 및 $f_{i-1,j}(k)$ 의 분산 (variance)를 추정한 값이다. 직교화 과정을 계속해 나가면 각 스테이지는 다른 스테이지와 독립이므로 수렴율은 다음 식으로 표시되는 $L(N-1) \times L(N-1)$ 의 자기 상관 행렬 Σ_u 의 고유치 분포에 따르지 않고 Σ_u 의 차원보다 낮은 $(N-1) \times (N-1)$ 의 $B_i(k)$ 와 $0 \leq i \leq L-1$ 의 상관 행렬의 고유치 분포에 따른다.

$$\Sigma_u = E\{\underline{U}(k) \underline{U}^T(k)\} \quad (2-31)$$

여기서

$$\underline{U}^T(k) = [\underline{U}^T(k) \ \underline{U}^T(k-1) \ \dots \ \underline{U}^T(k-1) \ \dots \ \underline{U}^T(k-L+1)] \quad (2-32)$$

이러한 특성으로 인하여 수렴 속도는 TDL 필터를 사용한 경우 보다 더 빨라진다. 그러나 다채널 LAT 필터에서 후방 예측 오차 벡터는 서로 상관 관계가 없으나 각 스테이지에서의 예측 오차들은 서로 상관 관계를 갖는다. 다시 말하면 참고 입력 신호들이 부분적으로만 직교 하게 된다. 따라서 다채널 LAT 필터의 수렴 속도는 후방 예측 오차 벡터의 자기 상관 행렬의 고유치 분포에 따른다. 이 문제를 해결하기 위해 참고 입력 신호들을 완전하게 직교화시키는 ESC 필터 구조가 제안되었다.¹⁵⁾

2.3 다채널 ESC 필터를 사용한 적응 비임 형성기

다채널 ESC 필터는 Gram Schmidt 직교화 과정을 실현하여 완전하게 직교하는 신호를 생성한다.^{8), 9), 15)} 다채널 TDL 필터가 2개의 참고 입력을 가지고 각 TDL 필터가 2개의 계수를 계수를 갖는 경우에 상당하는 4 section으로 이루어진 다채널 ESC 필터를 그림2-5에 도시하였다. 여기서 $p(k)$ 는 주 입력이고 $r_i(k)$, $i=1,2$ 는 i번째 참고 입력 신호이다. ESC 필터에 대한 관계식은 다음과 같다.

$$y_{i,j}(k-m) = y_{i-1,j+1}(k-m) - \alpha'_j(k) y_{i-1,j}(k-m) \quad (2-33)$$

$$y_{0,N_s+1}(k+1) = p(k), \quad y_{i,j}(k+1) = e_i(k) \quad (2-34)$$

$$y_{a,j}[k-(pL+q)] = r_u(k-q) \quad (2-35)$$

여기서

$$1 \leq i \leq N_s, \quad 1 \leq j \leq N_s - i + 1, \quad m = N_s - i - j, \\ n = N_s - i, \quad u = p+1, \quad q \geq 0$$

윗 식에서 $e_i(k)$ 는 i번째 section에서의 오차 신호이고, N_s 는 section의 수를 나타낸다. 국부 오차 신호의 평균 자승값 $E\{y_{i,j}^2(k-m)\}$ 을 최소화시키 나가면서 필터 계수 $\alpha'_j(k)$ 를 구하는 LMS 알고리즘은 다음과 같다.

$$\alpha'_j(k+1) = \alpha'_j(k) + \mu_i(k) y_{i,j}(k-m) y_{i-1,j}(k-n) \quad (2-36)$$

여기서

$$\mu_i(k) = \frac{(1-\beta)}{\beta u_{y_i}^i(k-1) + (1-\beta) y_{i-1,1}^i(k-n)}$$

ESC 필터는 참고 입력 신호들을 완전히 직교 화시키므로¹⁹ 모든 필터 계수들은 독립적으로 구 할 수 있으며 적응 다채널 ESC 필터의 수렴 속도는 참고 입력의 상관 행렬의 고유치 분포에는 무 관하다.

스펙트럼 제한 필터의 출력 $y_c(k)$ 와 매트릭스 프 로세서의 출력 신호 $u_i(k-j)$, $0 \leq j \leq L-1$ 을 각 각 주 입력과 보조 입력으로 하여 적응 다채널 ESC 필터를 사용한 적응 비임 형성기를 구하였다. $N = 4$ 이고 $L = 5$ 인 경우 그림 6에 도시하였다.

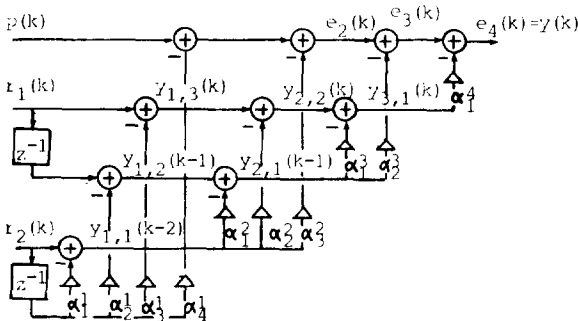


그림 5. 4 section 적응 다채널 ESC 필터

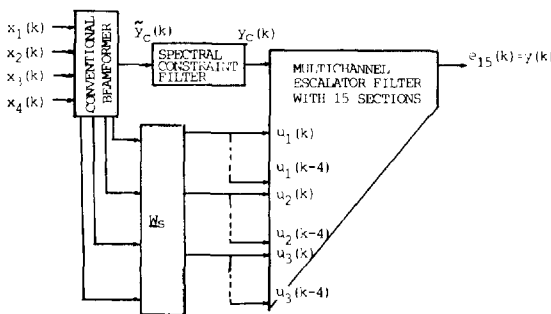


그림 6. ESC 필터를 사용한 적응 비임 형성기

3. 적응 비임 형성기의 성능

간섭 신호원이 정지하고 있는 경우와 움직이는 경 우 LAT 및 ESC 필터를 사용한 적응 비임 형성

기의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 TDL 필 터를 사용한 비임 형성기의 성능과 비교하였다.

원하는 신호 $s(k)$ 와 간섭 신호 $n_1(k)$ 및 $n_2(k)$ 는 백색 가우시안 랜덤 신호(white Gaussian ran dom sequences)를 4차 Butterworth 대역 필터 에 통과시켜 생성하였다. 이 때 대역 필터의 저역 차단 주파수와 고역 차단 주파수는 각각 8Hz 및 11Hz이며 표본화 주파수는 200Hz로 하였다. 따라 서 중심 주파수는 9.5Hz가 된다. 한편 각 신호들 의 분산 및 입사각을 표 1에 나타내었다. 여기서 원하는 신호 방향으로 입사되는 간섭 신호 $n_0(k)$ 는 생략하였는데 이는 $n_0(k)$ 가 적응 비임 형성기 에 있는 스펙트럼 제한 필터와 매트릭스 프로세스 에 의해 제거되어 전체 시스템의 성능에 영향을 미치지 않기 때문이다.

		원하는 선 $s(k)$	간섭신호-1 $n_1(k)$	간섭신호-2 $n_2(k)$
CASE-1	입사각 θ	90°	45°	145°
	분 산	0.008	1.0	4.0
CASE-2a	입사각 $\theta(k)$	90°	45°~55°	135°~125°
	분 산	0.008	1.0	4.0
CASE-2b	입사각 $\theta(k)$	90°	70°~80°	110°~100°
	분 산	0.008	1.0	4.0

표1. 각 신호의 분산 및 입사각

선형 어레이에 입사되는 각 신호는 적절히 시간 지연되어 4 개의 센서에서의 수신 신호 $x_j(k)$, $1 \leq j \leq 4$ 가 된다. 이 때 시간 지연값이 실수이므 로 보간법(interpolation method)¹⁶을 이용하여 지 연된 신호를 생성하였으며, delay-and-sum방법¹²을 사용하여 $d_j = 1/4$ 로 두고 고선 비임 형성기의 출 력 $y_c(k)$ 를 얻는다. 여기서 원하는 신호 $s(k)$ 가 선형 어레이와 90°의 각도로 입사되므로 시간 지 연 δ_j , $1 \leq j \leq 4$ 는 0이 된다. 또한 벡터 신호 $\bar{X}(k)$ 를 매트릭스 프로세서에 가하여 $U(k)$ 를 얻 는다. 한편 센서 출력에는 원하는 신호 방향에서 부터 간섭 신호가 포함되어 있지 않으므로 전역 필 터를 사용하여 스펙트럼 제한 필터를 구현하여 $y_c(k) = \bar{y}_c(k)$ 를 얻는다. 마지막으로 스펙트럼 제 한 필터의 출력 $y_c(k)$ 와 매트릭스 프로세서의 출 력 $u_i(k)$, $1 \leq i \leq 3$ 를 적응 다채널 TDL, LAT

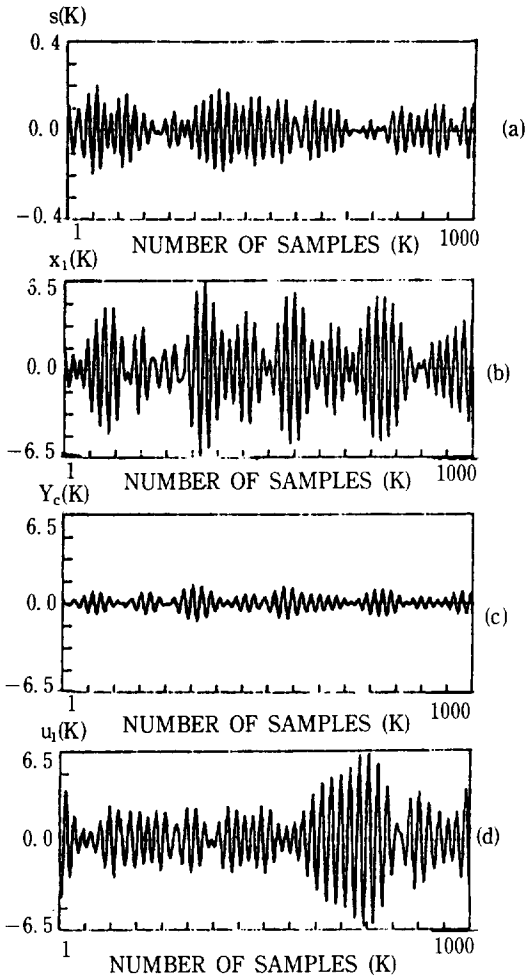


그림 7. (a) 원하는 신호 $s(k)$, (b) 센서출력 $x_1(k)$, (c) 고전 비임 형성기 출력 $\bar{y}_c(k)$, (d) 매트릭스 프로세서 출력 $u_1(k)$

및 ESC 필터의 주 입력과 참고 입력으로 각각 가한다. 여기서 3개의 TDL 필터들은 각각 5개의 계수를 가지며 ($L=5$), LAT 필터와 ESC 필터는 각각 4개의 스테이지와 15개의 section으로 이루어져 세 필터는 동등한 조건을 갖게 된다.

3.1 간섭 신호원이 정지하고 있는 경우 (CASE -1)

원하는 신호 $s(k)$, 센서 출력 $x_1(k)$, 고전 비임 형성기 출력 $\bar{y}_c(k)$ 및 매트릭스 프로세스 출

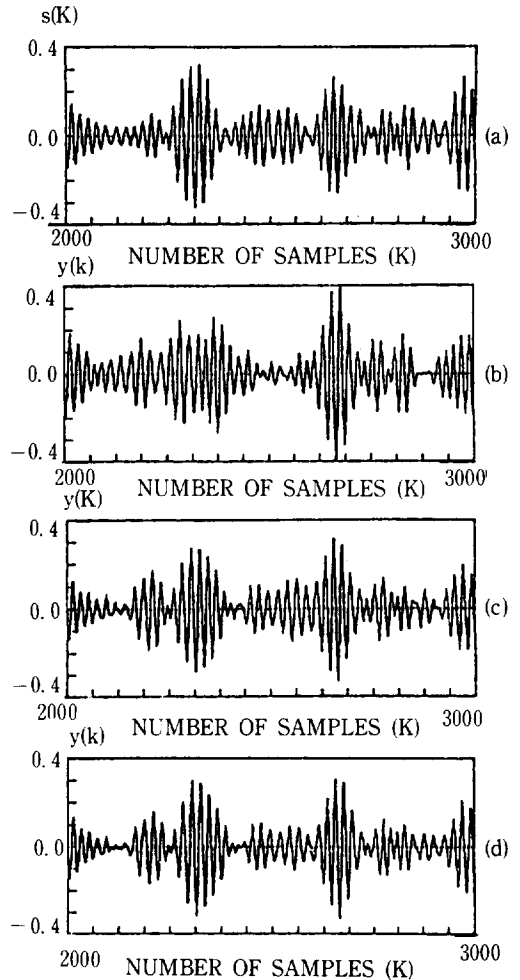


그림 8. (a) 원하는 신호, (b) TDL 필터에 의한 추정 신호, (c) LAT 필터에 의한 추정 신호, (d) ESC 필터에 의한 추정 신호

력 $u_1(k)$ 를 각각 1000 샘플씩 그림 7 (a)~(d)에 도시하였다. 또한 $2000 \leq k \leq 3000$ 일 때 원하는 신호 $s(k)$ 와 TDL, LAT 및 ESC 필터를 사용한 적응 비임 형성기의 출력 $y(k)$ 를 그림 8 (a)~(d)에 도시하였다.

이 결과들로부터 ESC 필터를 사용한 경우 비임 형성기의 성능이 가장 좋고 LAT 필터를 사용한 경우가 TDL 필터를 사용한 경우 보다 더 좋다는 사실을 알 수 있다.

적응 비임 형성기의 성능을 조사하는 다른 방법

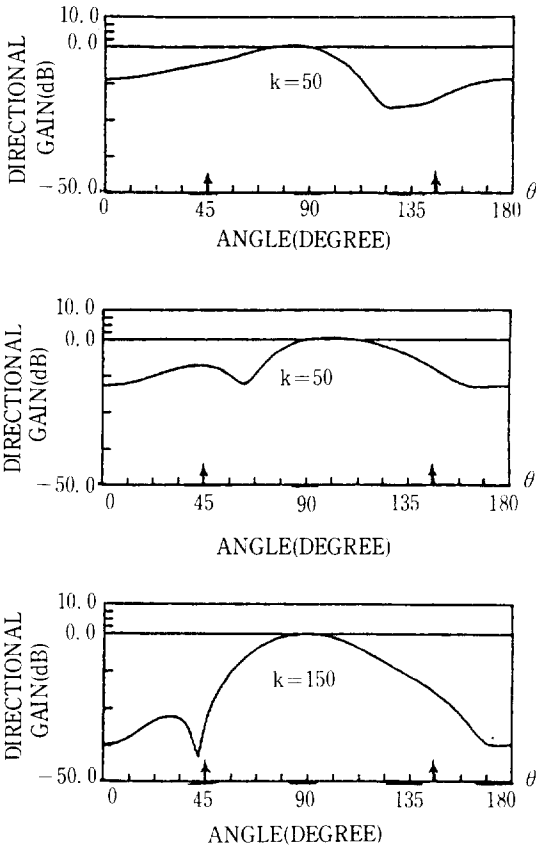


그림 9. TDL 필터를 사용한 적응 비임 형성기의 비임 패턴

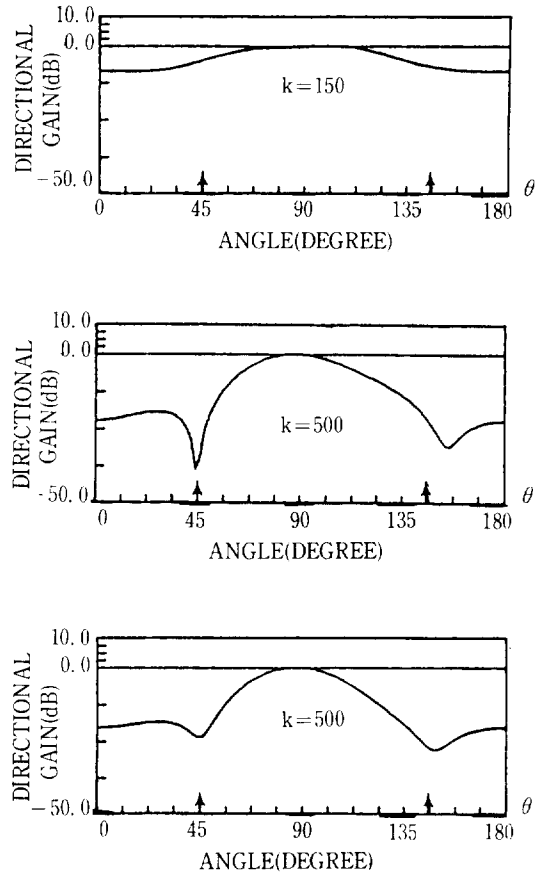


그림 10. LAT 필터를 사용한 적응 비임 형성기의 비임 패턴

으로 원하는 신호의 중심 주파수 ($f_0 = 9.5\text{Hz}$) 에서 비임 패턴을 비교해 본다. $k = 50, 150, 500$ 일 때 각 경우의 비임 패턴을 각각 그림 9, 그림 10 및 그림 11에 나타내었다. 이 그림에서 화살표는 간섭 신호가 입사하는 각도 ($\theta_1 = 45^\circ, \theta_2 = 145^\circ$)를 나타낸다. 이로부터 ESC 필터를 사용한 경우 가장 짧은 시간에 가장 깊은 영점을 만들고 LAT 필터를 사용한 경우가 TDL 필터를 사용했을 때 보다 대부분의 경우 더 깊은 영점을 생성함을 알 수 있다.

3.2 간섭 신호원이 움직이는 경우 (CASE-2)

간섭 신호원이 움직임에 따라 간섭 신호의 입사 각이 천천히 변하는 경우 적응 비임 형성기의 성

능을 알아보기 위해 다음 두 가지 경우로 나누어 시뮬레이션 하였다.

첫번째, 간섭 신호들이 고전 비임 형성기의 비임 패턴의 부 로부(side lobe) 영역으로 입사 될 경우 (CASE-2a) $k = 500, 1500, 2500, 3500, 4500, 5500$ 및 6500 에서 TDL, LAT 및 ESC 필터를 사용한 비임 형성기의 비임 패턴을 각각 그림 12 (a), (b) 및 (c)에 도시하였다. 또한 원하는 신호 및 각 경우의 시간 영역 신호들을 $7000 \leq k \leq 8000$ 일 때 그림 13 (a) ~ (d)에 도시하였다.

두번째, 간섭 신호들이 고전 비임 형성기의 비임 패턴의 주 로부(main lobe) 영역으로 입사될 경우 (CASE-2b) $k = 500, 1500, 2500, 3500, 4500, 5500$ 및 6500 에서 TDL, LAT 및 ESC 필터를 사용한

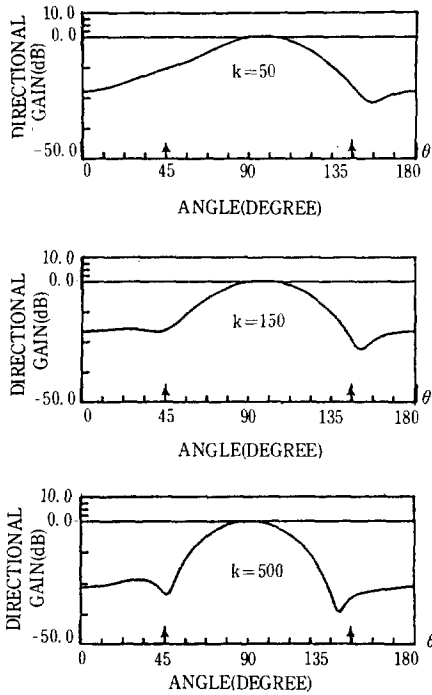


그림11. ESC 필터를 사용한 적응 비임 형성기의 비임 패턴

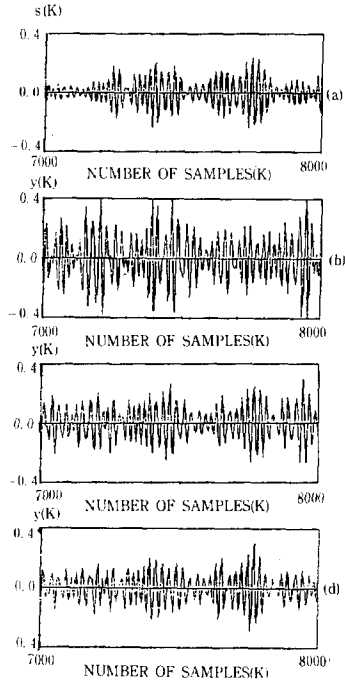


그림13. (a) 원하는 신호, (b) TDL, (c) LAT(d) ESC 실현에 의한 신호

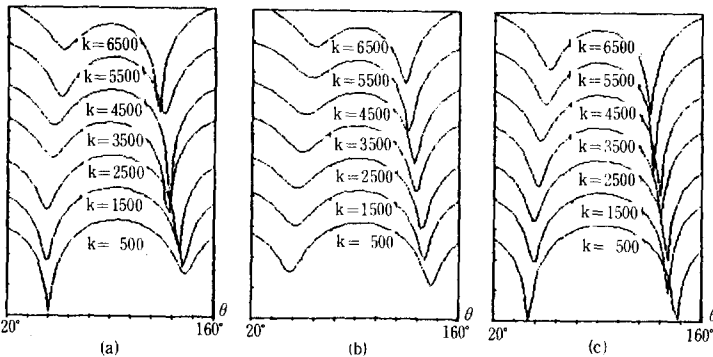


그림12. (a) TDL, (b) LAT, (c) ESC 실현에 의한 비임 패턴 (k=500, 1500, 2500, 3500, 4500, 5500 및 6500)

비임 형성기의 비임 패턴을 각각 그림14에 도시하였다. 그림 12~그림14에 도시한 결과들로부터 넌스테이셔너리(nonstationary) 환경에서 ESC 필터를 사용한 경우의 성능이 가장 우수하고 LAT 필터를 사용한 경우의 성능이 TDL 필터를 사용할 경우 보다 더 좋다는 사실을 알 수 있다.

결론적으로 시간 및 공간 영역에서 지금까지 얻은 모든 결과들을 종합해 보면 스테이셔너리 및 넌

스테이셔너리 환경에서 ESC 필터를 사용한 경우 적응 비임 형성기의 성능이 가장 좋고 LAT 필터를 사용한 경우의 성능이 TDL 필터를 사용한 경우 보다 더 좋음을 알 수 있다.

4. 맺음말

본 기고에서는 적응 디지털 필터의 응용으로서 다

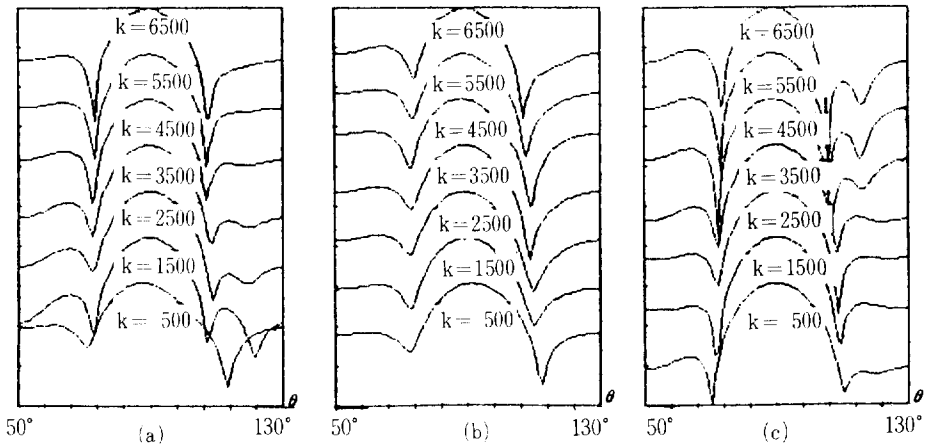


그림 14. (a) TDL, (b) LAT, (c) ESC 실험에 의한 비임 패턴 ($k=500, 1500, 2500, 3500, 4500, 5500$ 및 6500)

채널 TDL, LAT 및 ESC 필터를 사용하여 적응 비임 형성기를 구현하였으며, 시뮬레이션을 통하여 그 성능을 비교하여 보았다. 그 결과 다채널 ESC 필터를 사용한 경우 빠른 수렴 특성, 공간 영역에서 비임의 일관성등 가장 우수한 성능을 보였고 다채널 LAT 필터를 사용한 경우 TDL 필터를 사용한 비임 형성기 보다 더 나은 성능을 보임을 알았다.

참 고 문 헌

- 1) 윤대희, "적용 디지털 필터," 한국 통신학회지, 제4권 1호, 1987.
- 2) S.P. Applebaum and D.J.Champman, "Adaptive arrays with main beam constraints," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-24, No.5, pp. 650-662, Sept. 1976.
- 3) J.H.Chang and F.B.Tuteur, "A new class of adaptive array processors," J.Acoust. Soc. Am., Vol. 49, No.3, pp. 639-649, March, 1971.
- 4) R.T.Lacoss, "Adaptive combining of wideband array data for optimal reception," IEEE Trans. Geosci. Electron., Vol. GE-6, No.2, pp. 78-86, May, 1968.
- 5) O.L.Frost III, "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing," Proc. IEEE, Vol.60, No.8, pp. 926-935, August, 1972.
- 6) L.J.Griffiths and C.W.Jim, "Alternative approach to linearly constrained beamforming," IEEE, Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-30, No.1, pp. 27-34, January, 1982.
- 7) B.S.Byun and A.F.Gangi, "A constraint elimination technique for linearly constrained array processing," IEEE Trans. Geosci. and Remote Sensing, Vol. GE 19, No.1, pp. 8-15, January, 1981.
- 8) L.J.Griffiths, "Adaptive structures for multiple input noise

- cancelling applications," Proc. Int. Conf. Acoust., Speech, and Signal Proc., Washington DC, pp. 925-928, April, 1979.
- 9) D.H.Youn, N.Ahmed, and M.D.Flickner, "On an algorithm for multi-channel noise cancellation," Proc. 24th Midwest Symposium on circuit and systems, Albuquerque, NM., pp. 28-32, June, 1981.
- 10) B.Widrow, et al, "Adaptive noise cancelling : principles and applications," Proc. IEEE, Vol.63, No.12, pp. 1692-1716, December, 1975.
- 11) L.J.Griffiths, "Adaptive lattice structure for noise-cancelling applications," Proc. Int. Conf. Acoust., Speech, and Signal proc., Tulsa, OK., pp. 87-90, April, 1978.
- 12) M.Simann, "Optimum array filters for array data signal processing," IEEE Trans. Acoust., Speech, and Signal Proc., Vol. ASSP-31, No.4, August, 1983.
- 13) B.Widrow, "Adaptive filters 1 : Fundamentals," Stanford Electronics Labs., Stanford, Calif., Rept. SEL-66-126(Tech. Rept. 6764-6), December, 1966.
- 14) J.Makhoul, "A class of all zero lattice digital filters : properties and applications," IEEE Trans. Acoust., Speech, and Signal Proc., Vol. ASSP-26, No.4, pp. 304-314, August, 1978.
- 15) N.Ahmed and D.H.Youn, "On a realization and related algorithm for adaptive prediction," IEEE, Trans. Acoust., Speech, and Signal Proc., Vol. ASSP 28, No.5, pp. 493-497, October, 1980.
- 16) D.H.Youn, N.Ahmed, and G.C.Carter, "A method for generating a class of time-delayed signals," Proc. Int. Conf. Acoud., Speech, and Signal Proc., Atlanta, GA., March, 1981. * 본 연구는 한국 과학 재단의 연구지원에 의하여 이루어졌음