

JP 격자필터를 이용한 ANC-ALE 모형 설계

正會員 鄭 俊 喆* 正會員 沈 壽 輔**

A Design of ANC-ALE Model Using the JP Lattice Filter

Joon Chul CHUNG*, Soo Bo SIM** *Regular Members*

要 約 적응 필터를 이용한 잡음제거기 모형은 실제의 경우 잡음신호원 으로부터 주신호입력까지 경로 전달함수와 잡음제거기의 잡음신호입력 까지의 경로 전달함수가 모두 존재한다. 종래의 잡음제거기 모형에서 한쪽의 경로전달함수만을 고려한점을 개선하여 제안된 새 모형에서 두방향의 전달함수가 모두 존재하는것으로 하여 적응잡음제거기의 최적 전달함수를 유도하였다.

적응필터는 적응속도가 빠른 JP 격자필터를 이용하였고 ANC-ALE 모형에 의해 SNR이 더욱 개선됨을 나타내었으며 시뮬레이션을 통하여 확인하였다. 아울러 dc bias가 특별한 신호에 대해 잡음제거기에 더욱 효과적으로 작용함을 보았다.

ABSTRACT In the actual case, a model of noise canceller using adaptive filter has both a channel transfer function from noise source to main signal input and to noise canceller input.

The previous models of noise canceller have been considered to be only one side channel transfer function.

Therefore, it is proposed that a new model has two channel transfer functions and derives an optimal transfer function of adaptive noise canceller.

The adaptive filter is using the joint process lattice filter that has fast adaptive speed.

The signal noise ratio has been improved by a model of ANC-ALE and it is confirmed with computer simulation.

Besides, a dc bias is very effective for noise cancelling, especially to the particular signal.

1. 서 론

적응 디지털 필터의 광범위한 이용 가운데 특히 중요한 분야의 하나는 잡음제거기(Adaptive noise canceller)에 관한 것일 것이다. 이 분야의 대표적 연구는 1975년 Widrow등에 의해 기본 모형과 원리가 제안되었다.⁽¹⁾

이 연구에서 잡음제거의 개념과 서로다른 신호들에 대한 실제적인 이론적 해석을 제공하였으며 여러 응용면도 함께 논하였다.

그후 ANC에서의 SNR(Signal Noise Ratio)을 개선하는 방안으로 예측기 필터(predictor filter)가 협대역 신호에서 효과적으로 이용될수

있음이 알려졌다.

이에대한 대표적 연구로는 1982년 B.Friedlander 에 의해 알고리즘이 제안되었고 IIR filter 에 의해 연구된 것이었다.⁽²⁾

이와 유사한 간섭신호 제거에 관한 연구도 오래전부터 계속되었으며 반향제거기(Echo caneller) 및 안테나 축엽(side lobe)간섭제거 등이다.⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾

본 연구에서는 종래 ANC의 기본모형에서 잡음신호원으로부터 적응디지털 필터로 의 잡음 입력경로, 또는 주 신호입력으로의 잡음입력경로 중 하나의 전달함수만을 갖는 모형을 고려한 점을 개선하여 이들 두개의 경로전달함수를 모두 포함한 잡음제거기의 새로운 모형을 해석하려고 한다.⁽¹⁾⁽²⁾⁽¹⁶⁾⁽¹⁷⁾

이러한 개념은 잡음신호원의 검출이 가능해야

*安養專門大學 電子科
Dept. of Electronics Eng. Anyang Technical College.
**崇實大學校 電子工學科
Dept. of Electronics Eng. Soong Sil Univ.
論文番號 : 91-116(接受1991. 3. 21)

하며 이런 조건하에서 실제로 잡음 신호원으로부터 주 입력단자에 이르는 경로 전달함수 및 적응 디지털 필터로의 경로 전달함수가 존재하며 관측 가능한 것이기 때문이다.

제안된 모형에서 주 입력신호와 잡음신호의 자기상관함수(autocorrelation function)와 전력밀도 스펙트럼 해석에 의한 ANC에서의 잡음제거를 위한 적응 디지털 필터 전달함수의 최적치를 유도하고 ALE(adaptive line enhancer) 시스템을 부가함으로써 SNR을 개선할 수 있음을 나타내려고 한다.

본 연구에서 적응 디지털 필터는 JP 적응필터(Joint process adaptive filter)를 이용하고 LMS 알고리즘을 이용하여 수행하려고 한다.

또한 이 모형에서 dc bias가 특별한 신호에서 잡음신호의 제거에 ANC의 효과를 더욱 개선할 수 있음을 보이고자 한다.

II. Joint Process 격자필터의 LMS 알고리즘

그림 1과같은 JP적응 디지털 필터는 격자필터(Lattice filter)와 횡단 필터(Transversal filter)를 결합한 것과 같은 구조를 가진다.

격자필터에서의 임의의 필터 단계(stage)를 p라 하고 시간지표(time index)를 k라 할때 시간

영역에서 k+1일때의 p단계에서의 출력은 다음과 같이 나타낼 수 있다. ^(8X9X12X13X14X15)

$$F_{p,k+1} = F_{p-1,k} - k_{fp,k+1} B_{p-1,k+1}$$

$$B_{p,k+1} = B_{p-1,k} - k_{bp,k+1} F_{p-1,k} \quad (1)$$

여기서 k_{fp} 는 전방 반사계수(forward reflection coefficient), k_{bf} 는 후방 반사계수(backward reflection coefficient)이며 PARCOR(partial correlation)계수라고도 한다.

신호가 정지(stationary)라고 가정하면 p단계에서 시간지표 k에 대한 n번째 상관함수(correlation function)를 다음과 같이 정의하자.

$$Q_{p(n)} \triangleq E[e_{fp,k} \cdot e_{fp,k+n}]$$

$$Q'_{p(n)} \triangleq E[e_{fp,k} \cdot e_{bp,k+n}]$$

$$Q''_{p(n)} \triangleq E[e_{bp,k} \cdot e_{bp,k+n}] \quad (2)$$

$k_{fp,k} = b_{bp,k} = k_{p,k}$ 라 하면 반사계수 $k_{b,k}$ 가 최적 반사계수가 될때 다음 식(3)이 성립한다.

$$k_{p,k}^* = - \frac{Q'_{p(1)}}{Q_{p(0)}} \quad (3)$$

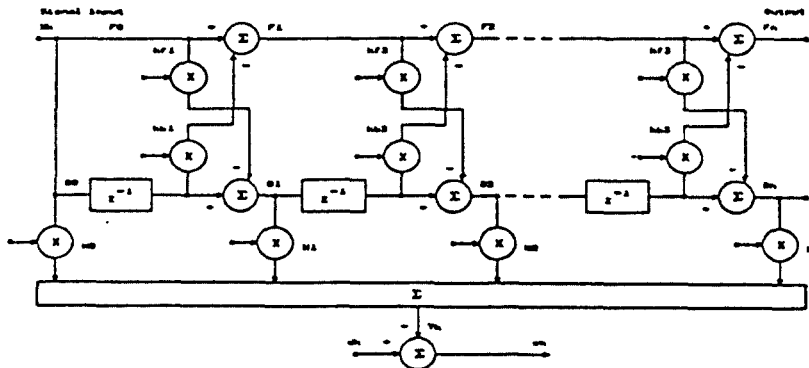


그림 1. JP격자필터의 구조.
Fig. 1. The structure of joint process lattice filter.

자승평균오차 기율기의 LMS 알고리즘은 식 (4)와 같다.

$$k_{p,k+1} = k_{p,k} - M_p \cdot \frac{\partial Q_{p+1(n)}}{\partial k_{p,k}} \\ = k_{p,k} - 2 M_p e_{p+1,k} e_{p,k-1} \quad (0 \leq p \leq n-1) \quad (4)$$

여기서 M_p 는 p 단계에서의 시불변 수렴정수를 나타내며 적응 이득상수(adaptive gain constant)이다.

오차신호가 0에 수렴하기 위해 적응 이득상수 M_p 는 다음 조건을 만족해야 한다.

$$0 < M_p < \frac{1}{2Q_{p(n)}} \quad (5)$$

식(4)의 반사계수는 $|k_{p,k}| < 1$ 일때 격자필터의 안정이 유지되는 중요한 값이다.

LMS 알고리즘에 의한 JP격자필터의 출력은 다음과 같이된다.

$$Y_k = W_{0k} \cdot B_{0k} + W_{1k} \cdot B_{1k} + W_{2k} \cdot B_{2k} + \dots + W_{nk} \\ = \mathbf{W}_{pk}^k \cdot \mathbf{B}_{pk} = \mathbf{B}_{pk}^T \cdot \mathbf{W}_{pk} \quad (6)$$

여기서

$$\mathbf{F}_{0k} = \mathbf{B}_{0k} = \mathbf{X}_k \\ \mathbf{W}_{pk} = [W_{0k} \ W_{1k} \ W_{2k} \ \dots \ W_{nk}]^T \\ \mathbf{B}_{pk} = [B_{0k} \ B_{1k} \ B_{2k} \ \dots \ B_{nk}]^T \quad (7)$$

이다.

오차신호 e_k 와 $k+1$ 번째 가중치 벡터는 각각 식(8), 식(9)와 같이 된다.

$$e_k = d_k - Y_k \\ = d_k - \mathbf{B}_{pk}^T \cdot \mathbf{W}_{pk} \quad (8)$$

$$\mathbf{W}_{p,k+1} = \mathbf{W}_{pk} - M_p \cdot \hat{\nabla}_k \\ = \mathbf{W}_{pk} + 2 M_p e_k \mathbf{B}_{pk} \quad (9)$$

. 적응 잡음 제거기(ANC)의 모형

그림 2와 같은 ANC의 모형을 생각하자. 잡음 신호원으로부터 주 신호입력경로(primary signal channel)에 유입되는 잡음신호의 경로 전달함수(channel transfer function)를 $H(z)_1$, ANC에 유입되는 입력 경로전달함수를 $H(z)_2$ 로 가정한다.

주 신호입력 경로상에서 신호측 잡음을 N_{sk} 라 하고 ANC 입력경로상의 또다른 잡음을 N_{nk} 라 하면 입력신호 S_k 의 자기 상관함수를 $R_{s(k)}$, 잡음신호 N_k 의 자기 상관함수를 $R_{n(k)}$ 이라할때 다음식으로 정의하자.

$$R_{s(k)} \triangleq E[S_k S_{k+n}] \quad (10)$$

$$R_{n(k)} \triangleq E[N_k N_{k+n}] \quad (11)$$

입력신호 및 잡음신호의 전력밀도 스펙트럼

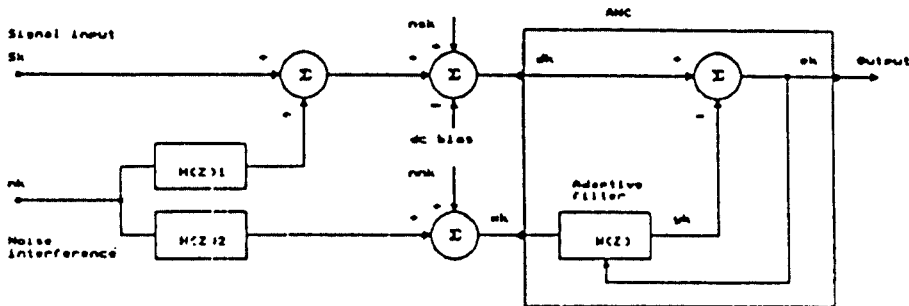


그림 2. 제안된 적응잡음제거기 모형
Fig. 2. The proposed model of adaptive noise canceller.

(power density spectrum)을 각각 $S_{sk(z)}$, $S_{nk(z)}$ 라 하면 식(12) 식(13)으로 나타낼 수 있다.

$$S_{sk(z)} = Z^{-1} [R_{sk(n)}] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{sk(n)} \cdot Z^{-n} \quad (12)$$

$$S_{nk(z)} = Z^{-1} [R_{nk(n)}] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_{nk(n)} \cdot Z^{-n} \quad (12)$$

같은 방법으로 N_{sk} 와 N_{nk} 에 대하여 자기상관함수, 전력밀도 스펙트럼을 $R_{nsk(n)}$, $R_{nks(n)}$ 및 $S_{nsk(z)}$, $S_{nks(z)}$ 를 생각할 수 있다.

여기서 유의할점은 ANC에서 적용 디지털 필터 $W(z)$ 는 입력신호 스펙트럼 $S_{sk(z)}$ 와 잡음신호 스펙트럼 $S_{nk(z)}$ 에 대하여 독립적 이므로 상관관계를 갖지 않는다.

그림 2에서 N_k 의 ANC에서의 등가 전달함수는 $H_{(z)1} - H_{(z)2} \cdot W(z)$ 이고 N_{sk} 의 경우는 $W(z)$ 이므로 오차신호 e_k 에서의 전력밀도 스펙트럼을 $S_{ek(z)}$ 라 할때 다음과 같이 정리 할 수 있다.

$$\begin{aligned} S_{ek(z)} &= [\{ H_{(z)1} - H_{(z)2} \cdot W(z) \} \\ &\quad \cdot \{ H_{(z)1}^{-1} - H_{(z)2}^{-1} \cdot W(z)^{-1} \}] \\ &\quad \cdot S_{nk(z)} + S_{sk(z)} \cdot W(z) \cdot W(z)^{-1} \\ &= \{ S_{nk(z)} + H_{(z)1} \cdot H_{(z)1}^{-1} \cdot S_{nk(z)} \} \cdot W(z) \cdot W(z)^{-1} \\ &\quad - H_{(z)1}^{-1} \cdot H_{(z)2} \cdot W(z) \cdot S_{nk(z)} - H_{(z)1} \cdot H_{(z)2} \\ &\quad \cdot W(z)^{-1} \cdot S_{nk(z)} + H_{(z)1} \cdot H_{(z)1}^{-1} \cdot S_{sk(z)} \quad (14) \end{aligned}$$

여기서

$$S_{sk(z)} = S_{nk(z)} + H_{(z)2} \cdot H_{(z)2}^{-1} \cdot S_{nk(z)} \quad (15)$$

로 두면 $S_{ek(z)}$ 는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} S_{ek(z)} &= S_{sk(z)} \cdot [\{ W(z) - \frac{H_{(z)1} \cdot H_{(z)2}^{-1} \cdot S_{nk(z)}}{S_{nk(z)}} \} \\ &\quad \cdot \{ W(z)^{-1} - \frac{H_{(z)1}^{-1} \cdot H_{(z)2} \cdot S_{nk(z)}}{S_{nk(z)}} \}] \\ &= \frac{S_{nk(z)} \cdot S_{nk(z)} \cdot H_{(z)1} \cdot H_{(z)1}^{-1}}{S_{nk(z)}} \quad (16) \end{aligned}$$

오차신호 e_k 에서의 자승평균 오차는

$$E[e_k^2] = \frac{1}{2\pi j} \int_{\gamma} S_{ek(z)} \cdot z^{n-1} dz \quad (17)$$

이므로 잡음신호 제거를 위한 오차신호 최소화 조건은 $S_{ek(z)}$ 의 최소화 이고 $W(z)$ 의 최적 필터 전달함수를 $W_{(z)}^*$ 라 할때 식(16) 으로부터 다음과 같이 됨을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} W_{(z)}^* &= \frac{H_{(z)1} \cdot H_{(z)2}^{-1} \cdot S_{nk(z)}}{S_{nk(z)}} \\ &= \frac{H_{(z)1} \cdot H_{(z)2}^{-1} \cdot S_{nk(z)}}{S_{nk(z)} \cdot H_{(z)2} \cdot H_{(z)2}^{-1} \cdot S_{nk(z)}} \quad (18) \end{aligned}$$

이로써 잡음신호에 대한 보다 세분된 경로전달함수 $H_{(z)1}$ 과 $H_{(z)2}$ 를 모두 생각할때 최적 전달함수는 식(18)에 의해 구해질수 있음을 알 수 있다.

이 모형에서 경로 전달함수 $H_{(z)1} = 1$ 이라 가정하면 Widrow등에 의해 제안된 모형과 동일한 것이된다.

$H_{(z)1} = 1$, $S_{nk(z)} = 0$ 라하면 최적 전달함수는 다음과 같이 간단하게 된다.

$$W_{(z)}^* = \frac{1}{H_{(z)2}} \quad (19)$$

IV. ANC-ALE 모형과 SNR 개선

ALE(adaptive line enhancer)는 잡음환경의 협대역 신호에서 자기동조(self tuning) 필터와 같이 작용하며 예측기 필터에 의해 실현될 수 있다. 잡음제거 시스템은 ANC 단독으로 사용될 때보다 ALE가 함께 사용될때 SNR이 개선 될수 있음이 알려져 있다.¹²⁾

ALE 알고리즘은 예측기 필터의 알고리즘에 따라 다르게 생각할 수 있다. LMS 알고리즘을 이용한 JP격자필터에 의한 그림 (3)의 ANC-ALE 모형을 생각하자. 간편한 해석을 위해 그림

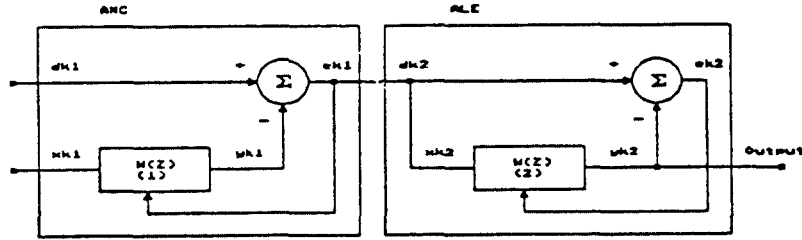


그림 3. 적응잡음제어기와 적응신호증가기 결합모형
Fig. 3. The combined model of ANC-ALE.

(2)에서 $N_{nk}=0$, $H_{(z_1)}=1$ 로 가정하면 이때 잡음 신호 N_k 가 주 신호입력 경로에 바로 유입되고 ANC에서 $W_{(z_1)}$ 로 가정하면 이때 잡음신호 N_k 가 주 신호입력 경로에 바로 유입되고 ANC에서 $W_{(z_1)}$ 은 S_k 및 N_{sk} 와 상관관계가 아니므로 제거되지 않으며 그림(3)의 ANC의 입력 d_{k1} 과 출력 e_{k1} 은 다음과 같이 된다.

$$d_{k1} = S_k + N_{sk} + N_k \quad (20)$$

$$e_{k1} = d_{k1} - Y_{k1} = d_{k1} - \hat{N}_k = S_k + N_{sk} + (N_k - \hat{N}_k) \quad (21)$$

여기서 \hat{N}_k 는 Y_{k1} 에서의 잡음신호 추정(estimation) 치이다.

ALE에서의 예측기 오차신호 e_{k2} 는

$$N_e \triangleq N_k - \hat{N}_k \quad (22)$$

라 할때 $d_{k2}=e_{k1}$ 이고 Y_{k2} 는 e_{k1} 의 추정치이므로 e_{k2} 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} e_{k2} &= d_{k2} - Y_{k2} = e_{k1} - \hat{e}_{k1} \\ &= (S_k - \hat{S}_k) + (N_{sk} - \hat{N}_{sk}) + (N_e - \hat{N}_e) \\ &= (S_k - \hat{S}_k) + (N_{sk} - \hat{N}_{sk}) + (N_k - \hat{N}_k - \hat{N}_e) \end{aligned} \quad (23)$$

식(21)과 식(23)으로 부터 N_k 에 대한 잡음성분은

$$N_k - \hat{N}_k + N_e - \hat{N}_e = N_k - \hat{N}_k - \hat{N}_e \quad (24)$$

이므로 이것은 잡음신호 N_k 가 ANC 출력 e_{k1} 보다 ALE 오차출력 e_{k2} 에서 적어짐을 의미한다. 그러므로 ALE에서의 $k+1$ 번째 출력은 식(4), 식(6)의 LMS 알고리즘에 의해 JP 적응 디지털 필터 $W_{(z_2)}$ 의 출력 $Y_{(k+1)2}$ 에서 잡음신호 N_k 의 성분은 감소하게 된다.

ALE의 알고리즘과 특성은 이미 오래전에 알려져 있다.

그림 3의 ANC-ALE 결합모형에서 적응디지털 필터 $W_{(z_2)}$ 는 적응속도가 빠른 JP적자필터를 이용하였고 ANC는 세분된 두개의 경로 전달함수 $H_{(z_1)}$, $H_{(z_2)}$ 를 모두 갖고 있으며 필요에 따라 dc bias 입력도 함께 갖는 그림 2의 제안된 모형이다.

여기서 dc bias는 특이한 신호에 대해 ANC 작용이 더 효과적으로 이용될 수 있을지 모른다. 예를 들면 잡음이 부가된 주 신호가 상하 +, - 대칭구조가 아닌 경우가 그한 예라고 생각한다.

실제로 상하 +, - 비대칭모양의 기울기가 작은 시간영역을 갖는 신호에 대해 dc bias는 ANC작용에 효과적으로 이용될수 있음을 시뮬레이션을 통해 알수 있었다.

따라서 dc bias가 특이한 신호에 대해 잡음제거에 이용될 수 있음을 확인하였다.

V. 컴퓨터 시뮬레이션과 검토

컴퓨터 시뮬레이션을 위해 주 신호입력은 약

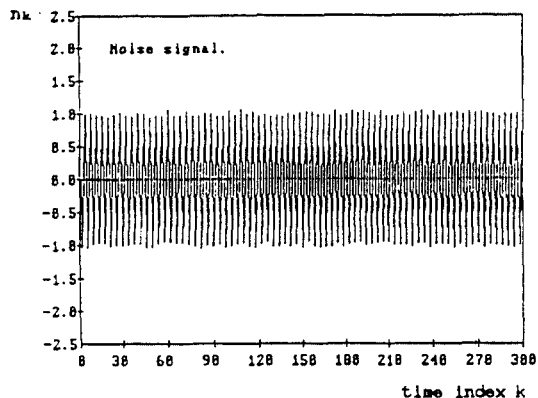


그림 4. 그림 2의 ANC 모형에서의 잡음신호 n_k .
Fig. 4. The noise signal n_k of ANC model in fig.2.

5[HZ]의 $1[V_{p-p}]$ 의 정현파를 사용하였고 잡음신호 N_k 는 그림(4)와 같이 백색 잡음신호($0.1[V_{p-p}]$, $\sigma_{n_k}^2 = \text{random}$)와 $1[V_{p-p}]$ 의 75[HZ] 코사인파와 혼합하여 이용하였다.

N_{sk} 는 편의상 없는 것으로 하고 경로전달함수 $H_{1z1} = 0.5$, $H_{1z2} = 0.3$ 로 정하여 실제로 감쇄기 역할을 한다고 가정하였다.

ANC와 ALE에서의 적응 디지털 필터는 JP 격자필터를 사용하고 LMS 알고리즘에 의해 수행하였다.

시간지표 k 에 따른 반사계수의 변화는 식(4)를 이용하였고 가중치 벡터는 식(9)를 이용하였으며 출력신호와 오차신호는 각각 식(6), 식(8)을 사용하였다.

dc bias=0일때 ANC에 유입하는 d_k 의 신호파형은 그림(5)와 같으며 이신호의 임펄스 성분은 그림(6)과 같다.

ANC에서의 출력신호는 그림(7)과 같이 얻어졌으며 $k=0$ 일때 반사계수 $k_0=0$, $k_1=0$, $k_2=0$, 가중치 벡터 $W_0=0.5$, $W_1=0.3$, $W_2=0.2$, $W_3=0$ 로 설정하였다. 이 그림에서 시간지표 k 가 약 200일때 잡음신호가 제거됨을 보이고 있다. 그림(8)은 그림(7)의 임펄스 신호를 나타낸 것이다.

반사계수의 초기치를 $k_0=0.9$, $k_1=0.5$, $k_2=0.3$ 로 할때 시간지표 k 가 약 100에서 잡음신호가

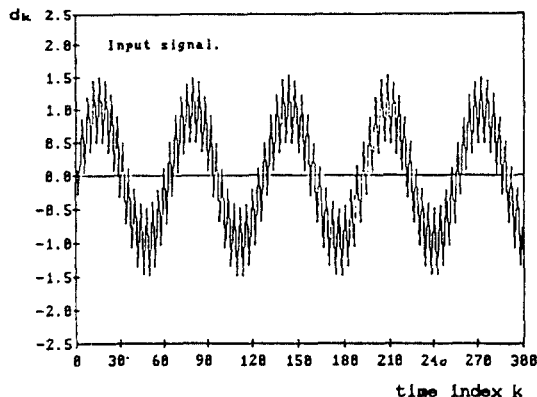


그림 5. 그림 2의 ANC 모형에서의 d_k 입력신호 파형.
Fig. 5. The input signal waveform d_k of ANC model in fig.2.

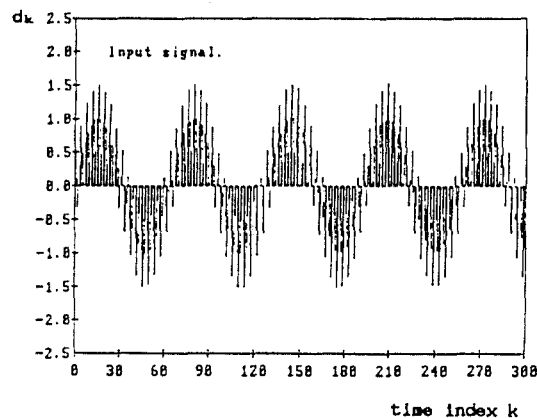


그림 6. 그림 5의 d_k 입력신호파형의 임펄스 성분.
Fig. 6. The impulse component of input signal waveform d_k in fig.5.

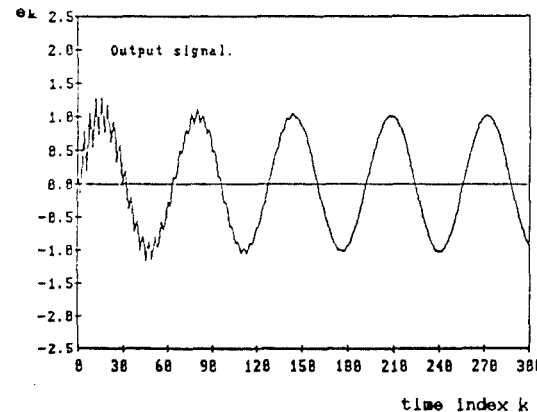


그림 7. 그림 2 ANC 모형에서의 출력 신호파형.
($k_0=0$, $k_1=0$, $k_2=0$).
Fig. 7. The output signal wave form of ANC model in fig.2. ($k_0=0$, $k_1=0$, $k_2=0$)

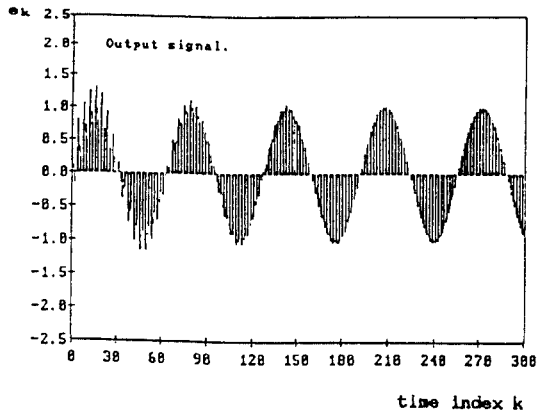


그림 8. 그림 7. 출력신호의 임펄스 성분
Fig. 8. The impulse component of output signal in fig.7.

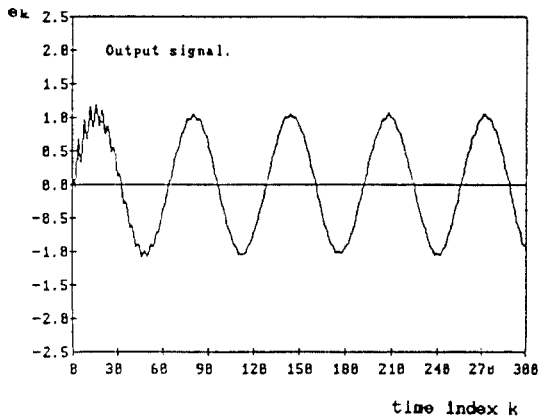


그림 9. 그림 2의 ANC 모형에서 출력신호 파형.
($k_0=9, k_1=5, k_2=3$)
Fig. 9. The output signal waveform of ANC model in fig.2

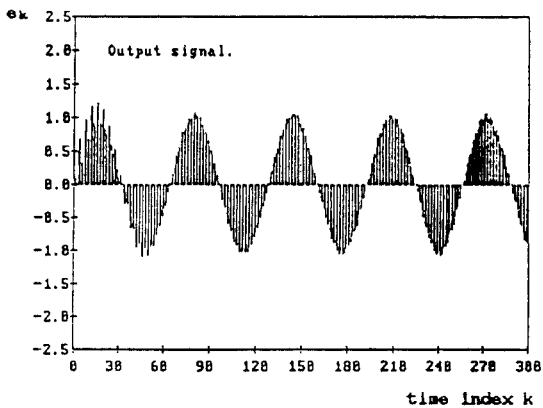


그림 10. 그림 9.의 출력신호 임펄스 성분.
Fig. 10. The impulse component of output signal in fig.9.

제거되나 불량 조정율이 커져 그림(9)와 같이 일그러짐이 발생하였다. 그림(10)은 그림(9)의 임펄스 신호이다.

그림(11)은 $1[V_{p-p}]$ 의 $30[Hz]$ 의 사인파 입력 S_k 와 큰 $1[V_{p-p}]$ 의 백색잡음 $N_k(\sigma_{nk}^2 = \text{random})$ 를 가한 경우의 입력신호이다.

이그림에서 신호의 판별이 어려우나 그림(12)에서 보인바와같이 ANC에서의 출력은 시간지표의 증가에 따라 본래의 신호가 재현됨을 알수 있다.

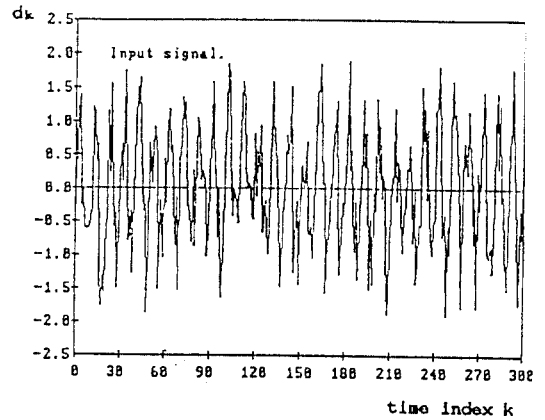


그림 11. 큰 백색잡음이 포함된 ANC 입력신호.
Fig. 11. The ANC input signal included large white noise.

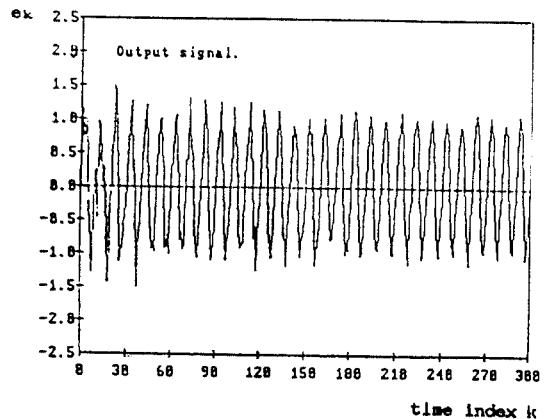


그림 12. 그림 11.의 입력신호에 대한 ANC 출력신호.
Fig. 12. The ANC output signal for the input signal of fig.11.

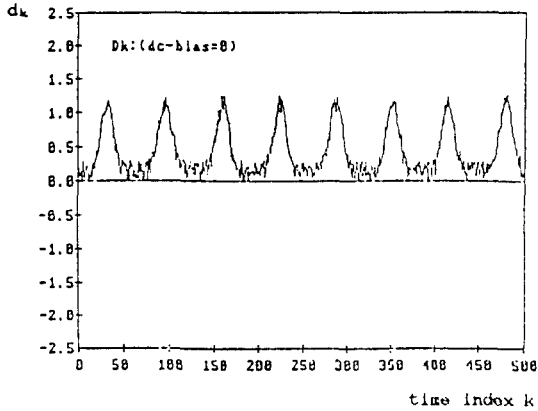


그림 13. 백색잡음이 포함된 기울기가 작은 사인형의을 갖는 ANC 입력신호.
Fig. 13. The ANC input signal which have time range of low slope and include white noise.

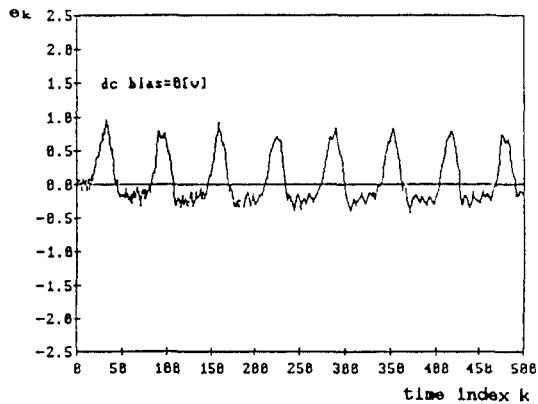


그림 14. 그림 13의 입력신호에 의한 ANC 출력신호.
(dc bias=0)
Fig. 14. The ANC output signal for the input signal of fig.13.(dc bias=0)

일반적으로 적응필터는 신호의 기울기가 작은 경우 잡음특성이 나쁘다. 그림(13)은 기울기가 작은 시간영역을 갖는 상하 +, - 비대칭모양의 신호에서 잡음특성을 시뮬레이션 하기위해 입력신호로 한것이다. 이것은 사인과 신호를 8승하여 백색잡음을 혼합하여 얻었다. $H_{(z1)}=1$ $H_{(z2)}=0.3$ 으로하고 dc bias가 없을때 ANC에서의 출력은 그림(14)와 같이 얻어졌다.

dc bias=-0.3[v]인 경우 ANC에서의 출력은 그림(15)와 같이 나타나며 dc bias 효과를 보이

고 있다. 이 효과는 잡음신호의 스펙트럼 밀도와 관계없이 잡음신호의 $V_{p,p}$ 에 일치하는 bias값에서 가장좋은 효과가 있음을 알수 있었다.

따라서 dc bias 설정에서는 잡음신호의 $V_{p,p}$ 도 고려해야할 점임을 알수 있다. ALE에 의한 SNR 개선효과를 시뮬레이션하기 위해 그림(3)의 ANC ALE모형에서 출력신호 Y_{k2} 를 얻은것이 그림(16)이다.

ANC뒤쪽에 의한 출력 그림(15)와 비교할때 잡음신호가 빠르게 제거됨을 알수 있으며 이로서

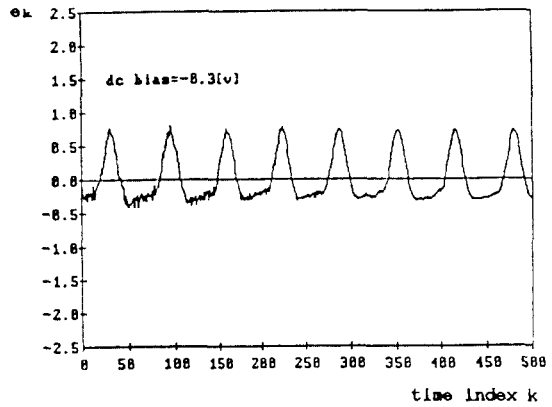


그림 15. 그림 13의 입력신호에 의한 ANC 출력신호.
(dc bias=-0.3[v])
Fig. 15. The ANC output signal for the input signal of fig.13.(dc bias=-0.3[v])

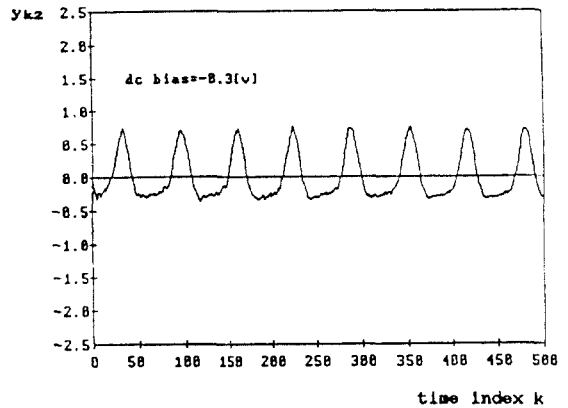


그림 16. 그림 3의 모형에서 ANC ALE 출력신호.
(dc bias=-0.3[v])
Fig. 16. The output signal of ANC ALE in the model of fig.3.(dc bias=-0.3[v])

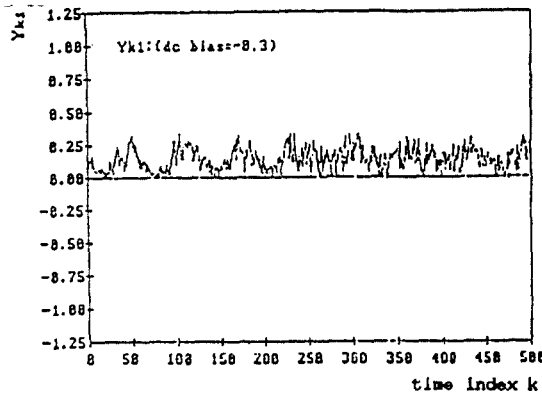


그림 17. 그림 3의 ANC-ALE 모형에서 Y_{k1} 의 잡음출력신호
Fig. 17. The noise output signal of Y_{k1} for the model of ANC-ALE in fig.3.

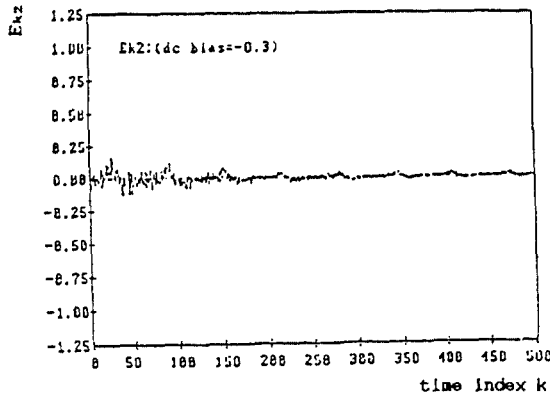


그림 18. 그림 3의 ANC-ALE 모형에서 e_{k2} 의 잡음출력신호.
Fig. 18. the noise output signal of e_{k2} for the model of ANC-ALE in fig.3.

ANC 단독으로 시스템을 구성한 것보다 SNR에서 유리함을 알 수 있다. 그림 17은 역시 그림 3의 ANC-ALE 모형에서 ANC에서의 오차신호 성분 Y_{k1} 을 나타낸 것이다. Y_{k1} 은 dc bias 설정원인으로 적응필터에 의해 잡음성분을 제거하기 위해 상대적으로 +값으로 나타남을 보여주고 있다. 시간지표 k 가 증가될때 잡음성분이 더 명확히 나타남은 k 의 증가에 따라 잡음성분이 더욱 제거됨을 의미한다.

그림 18은 ALE에서의 오차신호 성분 e_{k2} 를 나타낸 것이다. ALE에서는 dc bias가 무관하므로

상하 +, -값으로 오차성분이 나타나며 k 가 증가될때 오차신호인 잡음이 더욱 제거됨을 보이고 있다. 이들 그림 17과 그림 18을 비교할때 ALE 시스템의 부가로 잡음제거효과가 크게 나타나며 SNR이 개선됨을 알 수 있다. 좀더 검토해야할 것은 경로전달함수 $H_{(z1)}$ 및 $H_{(z2)}$ 가 실제상황에 접근한 회로망에 의해 구성되어 시뮬레이션을 행하는 것이다.

실제적 문제에서는 시스템환경에 따라 경로전달함수가 다르므로 형편에 따라 경로전달함수를 설정하고 시뮬레이션을 행하여야 할 것이다.

VI. 결 론

ANC 모형에서 보다 실제적인 환경에 적합한 시스템을 고려하여 잡음신호원으로부터 수신호 입력경로 및 적응필터의 잡음입력경로 전달함수를 모두 갖는 새로운 모형을 제안하고 이 모형에서 적응필터의 최적 전달함수를 유도하였다. 이들 경로 전달함수는 시스템 환경에 따라 적절한 등가회로망으로 설정하여 실제환경에 맞는 설계가 되어야 한다.

적응필터는 적응속도가 빠른 JP격자필터를 이용하였으며 시뮬레이션과 결과 우수한 ANC 특성을 확인할 수 있었다.

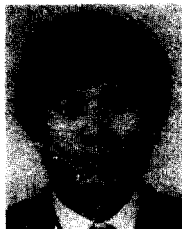
보다 개선된 시스템 구성을 위해 ANC-ALE 모형을 이용하였고 이 모형에서 SNR의 개선이 유를 설명하였다. ALE의 부가는 SNR을 더욱 개선시키며 적응 속도가 증가됨을 확인할 수 있었다.

또한 제안된 모형에서 dc bias 설정은 특별한 신호에서 ANC 효과를 더욱 가속시킬수 있음은 시뮬레이션을 통하여 보였다.

JP 격자필터는 간편성이 장점인 LMS 알고리즘을 이용하였으나 적응속도가 느린점이었다. 보다 빠른 알고리즘에 의한 이모형의 연구와 다른 적응필터에 의한 시스템 구성으로 특성을 시뮬레이션 하는것은 또다른 연구과제가 된다.

參 考 文 獻

1. B.Widrow et al., "Adaptive noise cancelling : principles and applications", Proc. IEEE, vol.63, pp.1692-1716, Dec.1975.
2. B.Friedlander, "System identification techniques for adaptive noise cancelling", IEEE Trans. ASSP, vol. 1, no.1, pp.699-709, Oct.1982.
3. David G.Messersohmitt, "Echo cancellation in speech and data transmission", IEEE J.Selected areas in comm., vol.SAC-2, no.2, pp.283-297, Mar.1982.
4. B.Widrow et al., "Adaptive antenna systems", Proc. IEEE, vol.55, no.12, pp.2143-2159, Dec.1967.
5. Otis Lamont Frost, III, "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing", Proc. IEEE, vol.60, no.8, pp.926-935, Aug.1972.
6. Sidney P.Applebaum, "Adaptive arrays", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.AP-24, No.5, pp.585-598, Sept.1976.
7. John R.Treichler, "Transient and convergent behavior of the adaptive line enhancer", IEEE Trans. ASSP, vol.ASSP-27, pp.53-62, Feb.1979.
8. John Makhoul "Stable and efficient lattice methods for linear prediction", IEEE Trans. ASSP, vol.ASSP-25, no.5, pp.423-428, Oct.1977.
9. Benjamin Friedlander, "Lattice filter for adaptive processing", Proc. IEEE, vol.70, no.8, pp.829-867, Aug. 1982.
10. William S.Hodgkiss et al., "Adaptive tracking of multiple sinusoids whose power levels are widely separated", IEEE Trans. circuit Syst., vol.CAS-28, no.6, pp.550-561, June.1981.
11. Guy R.Sohie, "Stochastio convergence properties of the adapttve gradient lattice", IEEE Trans. ASSP, vol.ASSP-32, no.1, pp.102-107, Feb.1984.
12. B.Widrow, and Samuel D.Stearns, "Adaptive signal processing", Englewood Cliffs, NJ : Prentice-Hall, 1985.
13. Michel L.Honig, and David G.Messerschmitt, " Adaptive filters", Bell communition, Research, 1984.
14. C.F.N.Cowan and P.M.Grant, "Adaptive filters", Prentice Hall, Englewood Cliffs, Newjersey, 1985.
15. 장준진, 심수보, "LMS 알고리즘을 이용한 적응필터에서의 예측기 특성 비교연구", 한국 통신학회 논문지 제15권 제9호, pp.764-773, 9, 1990.
16. 윤대희 "적응디지털 필터와 그 응용" 전자공학회잡지 Vol.12, No.5, pp.1-11, 10.1985.
17. 손경식, 김수중 "적응모상기공 체용한 주파수 영역 적응잡음제거시스템 및 알고리즘" 전자공학회논문지 제27권 제9호, pp.146-157, 9.1990.



鄭 俊 喆 (Joon Chul CHUNG) 正會員
 1970년 2월 : 광운대학교 공과대학 응용 전자공학과 졸업
 1982년 2월 : 숭실대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사)
 1991년 8월 : 숭실대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사)
 1991년 12월 : 현 안양전문대학 전자공학과 부교수



沈 薰 輔 (Soo Bo SIM) 正會員
 1931년 5월 30日生
 1958년 9월 : 서울대학교 공과대학 공학사 졸업
 1981년 8월 : 全北大學校大學院博士課程修了(工學博士)
 1970년 5월 ~ 1975년 8월 : 韓國航空大學校 助教授
 1975년 8월 ~ 1978년 8월 : 漢陽大學校工科學科大學副教授
 1978년 8월 ~ 1982년 2월 : 中央大學校工科學科大學電子工學科教授
 1982년 3월 ~ 現在 : 崇實大學校工科學科大學電子工學科教授
 本學會 名譽會長