

주기적 저주파 잡음제거를 위한 부밴드 능동잡음제어

최 훈, 박 봉 수, 윤 병 연, 김 대 성, 배 현 덕
충북대학교 전자공학과

Sub-band Active Noise Control for Periodic Low-frequency Noise Cancellation

Hun Choi, Bong-Su Park, Byung-Yoen Youn, Dae-Sung Kim, Hyeon-Deok Bae
Department of Electronics, Chungbuk National University
e-mail : eliga@eliga.homeip.net, hdbae@cbucc.chungbuk.ac.kr

Abstract

회전기에서 발생하는 소음성 잡음의 경우 능동잡음제어를 이용 진폭이 상대적으로 큰 주기성 저주파 잡음제어로 상당한 감쇄효과를 얻을 수 있다. 본 논문에서는 주기적 저주파 잡음을 효과적으로 제거하는 부밴드 능동잡음제어 구조를 제안하였다. 이 구조에서는 QMF를 이용, 진폭이 큰 주기적 저주파신호를 분리하여 적응측엽제거 원리를 적용하여 저주파 신호를 제거한다. QMF에서 발생하는 지연은 각 필터를 통과한 신호경로에 적응필터를 사용하여 보상하였다. 그리고 적응필터 성능향상을 위해 최적 적응이득을 해석적으로 구하여 사용하였다.

I. 서 론

잡음제거의 많은 분야에서 주기적인 저주파 신호를 감소하기 위해 능동잡음제어(active noise control) 기법이 이용된다. 이것은 많은 회전기나 기계진동등에 의해 발생하는 잡음은 주기적인 저주파 성분이 큰 부분을 차지하기 때문이다. 상대적으로 큰 에너지를 갖는 저주파 잡음에 장시간 사람이 노출될 경우, 집중력 저하와 피곤함이 가중된다. 이러한 현상을 방지하기 위해 흡음재나 차폐재가 사용된다. 이와 같은 수동적 잡음제거 방법은 넓은 주파수 영역에 대해 높은 감쇄특성을 갖지만, 그 물리적인 크기나 경제적인 측면에서 많은 제약을 갖게 되어 500[Hz] 이하의 저주파 잡음에 대해서는 비효율적이다. 그리고 회전기로부터 발생하는 주기적 저주파 신호는 회전기 속도에 따라 주파수가 변하게 된다.

따라서 이러한 저주파 잡음을 보다 효과적으로 제거하기 위해 적응신호처리 기법을 이용한 능동잡음제어 방법이 활발히 연구되고 있다[1]-[3]. 능동잡음제어 방법에서는 잡음 신호원을 2개 이상의 센서를 이용하여 받아들여 적응필터와 스피커를 통해 같은 크기이지만 위상이 반대인 반잡음원을 발생시켜 잡음을 상쇄시킨다[4]-[6]. 회전기로부터 발생하는 소음성 잡음은 진폭이 큰 주기적 저주파 신호와 상대적으로 크기가 작으며 주파수가 높은 신호로 이루어져 있다고 볼 수 있다. 이러한 잡음원에 대한 능동잡음제어를 이용한 감쇄는 진폭이 큰 주기적 신호만 제거하여도 상당한 효과를 얻을 수 있다.

본 논문에서는 단일 센서와 QMF(Quadrature Mirror Filter)를 이용하여 진폭이 큰 주기적 저주파 신호를 분리한 후 적응측엽제거 방법을 적용하는 부밴드 능동잡음제어(Subband Active Noise Control : SANC) 구조를 제안하고자 한다. 능동잡음제어에서는 일반적으로 잡음신호 경로를 보상하기 위해 적응 알고리즘으로 filtered-x LMS를 많이 이용하나, 일반적으로 잡음의 감소범위는 마이크로폰을 중심으로 잡음신호 파장의 0.1 범위 내로 볼 수 있으므로 실제 적용시 경로 보상에 대한 효과는 크지 않다[3, 4]. 그러므로 여기에서는 적응 알고리즘으로 LMS를 이용하며, 적응필터 성능향상을 위해 최적 적응이득을 해석적으로 구하여 사용한다.

II. 단일 입력 부밴드 능동잡음제어(SANC)

적응 측엽제거를 응용한 부밴드 능동잡음제어 시스템의 구조는 그림 1과 같다.

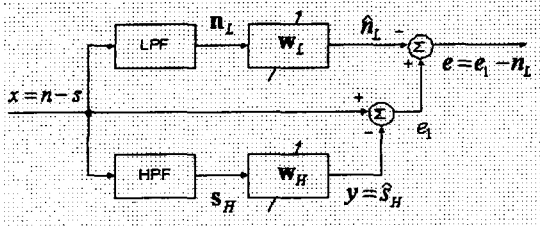


그림 1. 단일입력 부밴드 능동잡음제거 시스템 구성도

회전기에서 발생하는 신호 x 는 진폭이 큰 주기적 저주파 신호 n 과 상대적으로 진폭은 작고 주파수가 높은 신호 s 로 이루어져 있으며 이들 신호는 각각 QMF에 의해 분리된다. 각 신호의 QMF를 통과한 신호는 각각 n_L , s_H 이다. 신호분리를 위해 사용된 필터에 의한 지연은 각각의 신호경로에 예측기능과 적응기능을 수행하는 적응필터를 삽입함으로써 보상이 가능하다. 각각의 적응필터에서 계수는 오차신호 e 에 의해 갱신되므로 오차 e 가 영으로 수렴하면 오차 e_1 은 주기적 저주파 신호 n_L 의 근사신호 \hat{n}_L 가 된다. 신호 \hat{n}_L 를 위상 반전시켜 스피커를 통해 출력하여 신호원 x 와 중첩시킴으로써 주기적 저주파 신호를 감쇄할 수 있다. 적응 알고리즘으로 LMS를 사용하기 위한 비용함수 J 는 오차 e 의 순시값 자승으로 다음과 같다.

$$\begin{aligned} J &= e^2 \\ &= (e_1 - \hat{n}_L)^2 \\ &= (s + n - \hat{s}_H - \hat{n}_L)^2 \end{aligned} \quad (1)$$

적응 필터를 통해 추정된 주기적 저주파 신호와 그 외 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{s}_H = \mathbf{s}_H^T \mathbf{w}_H, \quad \hat{n}_L = \mathbf{n}_L^T \mathbf{w}_L \quad (2)$$

식(2)를 이용하여 식(1)를 정리하면,

$$\begin{aligned} J &= e^2 \\ &= (s + n - \hat{s}_H)^2 - 2(s + n - \hat{s}_H)\hat{n}_L + \hat{n}_L^2 \\ &= (s + n)^2 - 2(s + n)\mathbf{n}_L^T \mathbf{w}_L \\ &\quad - 2(s + n)\mathbf{s}_H^T \mathbf{w}_H + \mathbf{w}_L^T \mathbf{n}_L \mathbf{n}_L^T \mathbf{w}_L \\ &\quad + \mathbf{w}_H^T \mathbf{s}_H \mathbf{s}_H^T \mathbf{w}_H \end{aligned} \quad (3)$$

식(3)에서, $\mathbf{n}_L \mathbf{n}_L^T = \mathbf{A}$, $\mathbf{n}_H \mathbf{n}_H^T = \mathbf{B}$ 로 놓아, 다음처럼 정리 할 수 있다.

$$J = J_1 + J_2 \quad (4)$$

여기서,

$$J_1 = \mathbf{w}_L^T \mathbf{A} \mathbf{w}_L - 2(s + n)\mathbf{n}_L^T \mathbf{w}_L + (s + n)^2, \quad (5)$$

$$J_2 = \mathbf{w}_H^T \mathbf{B} \mathbf{w}_H - 2(s + n)\mathbf{s}_H^T \mathbf{w}_H$$

식(4)에서 J_1 과 J_2 는 계수벡터 \mathbf{w}_L 과 \mathbf{w}_H 각각에 대해서 2차 형식의 함수이므로 추정 경사벡터(estimated gradient vector)는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\nabla_{\mathbf{w}_L} (J_1) = 2e \frac{\partial e}{\partial \mathbf{w}_L} = -2e \mathbf{s}_L \quad (6)$$

$$\nabla_{\mathbf{w}_H} (J_2) = 2e \frac{\partial e}{\partial \mathbf{w}_H} = -2e \mathbf{n}_H \quad (7)$$

식(6), (7)의 결과는 각각의 계수에 대한 추정 경사벡터 $\nabla_{\mathbf{w}} (J)$ 의 결과와도 일치함을 알 수 있으며, LMS 알고리즘을 사용할 경우 다음과 같은 계수 갱신식을 얻을 수 있다.

$$\mathbf{w}_L(n) = \mathbf{w}_L(n-1) + \mu_L e \mathbf{n}_L \quad (8)$$

$$\mathbf{w}_H(n) = \mathbf{w}_H(n-1) + \left(\frac{\sigma_{s_H}^2}{\sigma_{n_L}^2} \right) \mu_H e \mathbf{s}_H \quad (9)$$

식(9)에서 σ 는 각 신호의 전력이며, 각각의 적응필터가 하나의 에러에 의해 적응되므로 각 적응필터 입력 전력의 비에 대한 영향을 고려할 필요가 있다.

$\left(\frac{\sigma_{s_H}^2}{\sigma_{n_L}^2} \right)$ 는 적응시 적응이득에 이에 대한 보상을 추가

한 파라미터이다. 즉, 각 밴드별 적응필터의 적응이득은

$$\left(\frac{\sigma_{s_H}^2}{\sigma_{n_L}^2} \right) \mu_H = \mu_L \text{와 같은 관계를 갖게 된다.}$$

적응 알고리즘에서 고정된 적응이득을 사용하는 경우, 일반적으로 추정치를 사용하며 여러 번의 시도로 적절한 값을 얻게 된다. 이점을 보완하기 위해 고정 적응이득을 사용하는 경우에도 적응 시점에 최적의 적응이득을 구하는 연구가 발표되었다[7]. 최적 고정이득을 찾는 경우 [8, 9]로부터 비용함수는 다음과 같다.

$$J(n) = J_{opt} + N \sigma_x^2 \beta(n) \quad (10)$$

여기서 J_{opt} 는 Wiener 필터 \mathbf{w}_{opt} 를 사용한 MSE(Mean Square Error)이며, N 은 적응 필터의 차수이다.

그리고 [8, 9]으로부터 계수벡터오차 $\beta(n)$ 는 다음과 같다.

$$\beta(n) = \varphi^n \beta(0) + \mu^2 \sigma_x^2 J_{opt} \sum_{j=0}^{n-1} \varphi^j \quad (11)$$

$$\varphi = 1 - 2\mu\sigma_x^2 + \mu^2\sigma_x^4(N+2) \quad (12)$$

식(10)으로부터 비용함수는 $\beta(n)$ 이 최소가 될 때 최소가 됨을 알 수 있고, 식(11)로부터 $\beta(1)$ 은 μ 가 이 차함수가 되므로 적응시점의 최적 적응이득은 $d\beta(1)/d\mu = 0$ 으로부터 구할 수 있다.

$$\frac{d\beta(1)}{d\mu} = [-2\sigma_x^2 + 2\mu\sigma_x^4(N+2)]\beta(0) + \mu^2\sigma_x^2 J_{opt} \quad (13)$$

$$= 0$$

$$\mu_{opt} = \frac{\beta(0)}{\sigma_x^2(N+2)\beta(0) + J_{opt}} \quad (14)$$

식(14)의 분모에서 두 번째 항은 첫 항에 비해 매우 작으므로 이를 이용하면

$$\mu_{opt} = \frac{\beta(0)}{\sigma_x^2(N+2)\beta(0) + J_{opt}} \quad (15)$$

$$\approx \frac{1}{\sigma_x^2(N+2)}$$

식(15)를 부밴드 능동잡음제어의 각 적응필터에 사용할 경우 적응시점에서의 적응이득은 각각 다음과 같다.

$$\mu_H = \left(\frac{\sigma_{n_H}^2}{\sigma_{n_L}^2} \right) \frac{1}{\sigma_{n_H}^2(N+2)} \quad (16)$$

$$= \frac{1}{\sigma_{n_L}^2(N+2)}$$

$$\mu_L = \frac{1}{\sigma_{n_L}^2(N+2)} \quad (17)$$

III. 모의 실험

제한한 부밴드 능동잡음제어기 성능평가를 위한 컴퓨터 시뮬레이션 환경은 다음과 같다.

1. 입력 신호 : 1 개의 고주파 정현파, 3 개의 저주파 정현파 그리고 백색잡음을 합성하여 사용하였다.

$$x = m_1 \cos(2\pi f_1 t) + m_2 \cos(2\pi f_2 t) + m_3 \cos(2\pi f_3 t) + m_4 \cos(2\pi f_4 t) + m_5 \quad (18)$$

여기서 $f = [100, 300, 500, 3000]$ [Hz] 이고 샘플링 주파수는 8 [kHz]이다.

2. 측정 잡음(m_5) : Gaussian 분포를 갖는 평균이 0 이며 분산이 40[dB]인 백색잡음.
3. QMF 필터 : 차단주파수가 2[kHz]인 17 차의 FIR 필터.
4. 적응 필터 차수 : QMF 에서 발생한 지연을 보상하기 위해 QMF 의 2 배 차수를 사용하였다.
5. 초기 스텝사이즈 : 식(16, 17)을 이용하여 각각 $\mu_L = 0.1450$, $\mu_H = 1.3651$ 을 사용하였다.

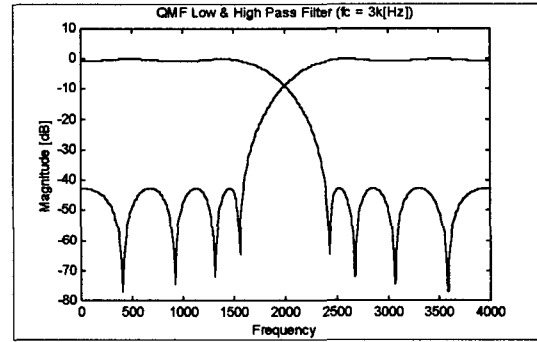


Fig. 2 Quadrature Mirror 필터 특성

Parks-McClellan 알고리즘을 이용하여 설계한 차단 주파수 2k [Hz], 17 차 저역통과 필터를 이용한 QMF 의 특성은 그림 2 와 같다.

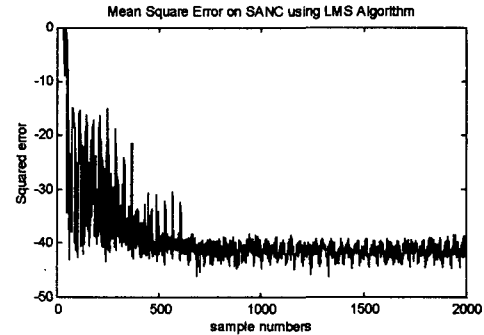


Fig. 3 SANC 의 MSE

입력신호로 식(18)의 m_1, m_2, m_3, m_4 를 조정하여 주기적 저주파 잡음과 고주파 신호 전력비를 9 : 1 로 하고 전력이 40 [dB]인 백색잡음을 부가한 경우, SANC 의

적용특성은 그림 3 과 같다. 그림 3 으로부터 SANC 의 자승오차는 약 650[sample numbers]에서 -40 [dB]로 수렴함을 알 수 있다. 그리고 해석적으로 구한 적응이득을 사용함으로써 수렴특성이 추정 적응이득을 사용한 경우보다 향상됨을 확인하였다. 부밴드에서 각 적응필터가 상호관련이 있을 때 해석적으로 적응이득을 구하는 것이 유리하다. 실험조건을 앞의 경우와 같게 한 SANC 의 저주파 잡음감쇄특성은 그림 4 와 같다. 그림 4 로부터 진폭이 큰 주기적 저주파 잡음에 대한 감쇄는 최대 60[dB]정도 이고 고주파 신호부분의 왜곡이 없음을 알 수 있다. 그림 4 에서 QMF 천이대역 근처에서 처리된 신호가 커지는 것을 보이는데 이 현상은 QMF 의 에일리어싱(aliasing)에 의한 것으로 차단특성이 좋은 QMF 를 사용할 경우 해결할 수 있다.

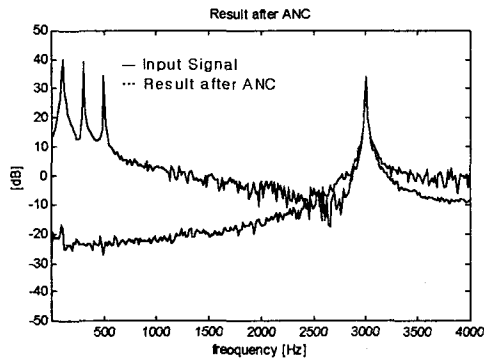


Fig. 4. SANC 의 저주파 감쇄특성

표 1. 대역별 전력비에 따른 SANC 의 저주파 감쇄성능

전력비(σ_L^2/σ_H^2)	SANC Performance[dB] 저주파 대역 감쇄	
1	9	-62.9
2	7	-61.8
3	5	-60.3
4	3	-58.0
5	1	-54.8
6	0.85	-49.2

표 1 은 고주파 신호와 저주파 신호의 대역별 전력비에 따른 부밴드 능동잡음제어의 저주파 감쇄성능을 나타낸 것이다. 여기서는 고주파 전력이 저주파에 비해 상대적으로 작을수록 잡음 감쇄 정도가 향상됨을 알 수 있다.

V. 결론

회진기에서 발생하는 상대적으로 진폭이 큰 주기적 저주파 신호를 제거하기 위한 부밴드 능동잡음제어 구조를 제안하였다. 제안한 구조는 적응측량제거 기법을 능동잡음제어에 응용한 것으로 QMF 를 이용하여 저주파 신호를 분리, 적응필터로 이의 제거가 가능함을 보였다. QMF 사용으로 인한 지연은 적응필터를 통해 보상하였다. 그리고 적응 알고리즘을 위해 최적 적응이득을 해석적으로 구하여 사용하였다. 제안한 구조의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 평가하였으며, 고주파 성분에 대한 저주파 신호의 전력의 클 수록 잡음 감쇄효과가 커짐을 보였다. 추후 과제로는 제안한 구조를 DSP 상에서 실현하여 실제 상황에 적용하는 것이며, QMF 로 IIR 필터를 사용하여 보다 낮은 차수의 적응필터를 사용하고자 한다.

참고문헌

- [1] L. J. Eriksson, M. C. Allie, and C. D. Bremigan, "Active Noise Control using Adaptive Digital Signal Processing," *Proc. ICASSP*, pp. 2594-2598, 1988.
- [2] S. J. Elliott, P. A. Nelson, "Active Noise Control," *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 12-35, Oct. 1993.
- [3] S. M. Kuo, D. R. Morgan, *Active Noise Control Systems*, New York: Wiley, 1996
- [4] S. M. Kuo, D. R. Morgan, "Active Noise Control: A Tutorial Review," *Proc. IEEE*, vol 87, pp. 943-973, June. 1999.
- [5] B. Widrow, J. R. Glover, Jr., J. M. McCool, J. Kaunitz, C. S. Williams, R. H. Hearn, J. R. Zeidler, E. Dong, Jr. and R. C. Goodlin, "Adaptive noise cancelling: Principles and applications," *Proc. IEEE*, vol 63, pp. 1692-1716, Dec. 1975.
- [6] B. Widrow, S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Englewood Cliffs, N. J.: Prentice-Hall, 1985.
- [7] L. L. Horowitz and K. D. Senne, "Performance advantage of complex LMS for controlling narrow-band adaptive arrays," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-29, pp. 722-736, June 1981.
- [8] N. J. Bershad, "On the optimum gain parameter in LMS adaptation," *IEEE Trans.* vol. ASSP-35, pp. 1065-1068, July 1987.
- [9] G. Keratiotis and L. Lind, "Optimum variable step-size sequence for LMS adaptive filters," *Proc. IEE*, vol. 146, pp. 1-6, Feb. 1999.