

능동소음제어를 위한 적응 IIR 필터

(Adaptive IIR Filters for Active Noise Control)

남 현 도*

(Hyun - Do Nam)

요 약

능동 소음제어시스템의 적응필터 알고리즘으로 FIR 구조가 많이 사용되고 있으나, FIR 필터는 IIR 필터에 비해 비슷한 성능을 얻기 위해 필터의 차수가 커져야 하므로 계산량이 많아지는 단점이 있다. IIR 필터의 경우는 항상 극점이 존재하므로 안정성에 문제가 많으며 능동 소음 제어 시스템의 작동 초기에 IIR 필터의 극점이 z평면에서 단위 원 밖으로 나가는 경우 시스템 자체가 불안정해질 수 있다.

본 논문에서는 초기에 IIR 필터의 극점을 원점방향으로 끌어당겨 안정도를 개선하고 정상상태에는 원위치를 보 내 필터성능에는 영향을 미치지 않는 안정도가 강화된 적응 IIR 필터 알고리즘을 제안한다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 제안된 안정도가 개선된 IIR필터의 성능이 우수함을 확인하였으며, 소음실에서 TMS320C6701 DSP 칩을 사용하여 소음제어 실험을 한 결과 안정되게 10dB 이상의 소음 감쇄 효과를 얻었다.

Abstract

The adaptive IIR filters is more effective than IIR filters when acoustic feedback exists, in which cause an order of a FIR filter must be very large if some of poles of the ideal control filter are near the unit circle. But the IIR filters may have stability problems especially when the adaptive algorithm is not converged.

In this paper, a stabilizing procedure for adaptive IIR filters is proposed. In the beginning of the ANC system, it improve a stability by pulling the poles of the IIR filter to the center of the unit circle, and it returns the poles to their original positions after the filter converge.

Computer simulations and experiments are performed to show the effectiveness of proposed schemes.

Key Words : active noise control, adaptive IIR filter, filtered-x algorithm, stabilization

1. 서 론

소음제어 기법은 흡음재를 사용하는 수동제어기법과 음의 간섭현상을 이용한 능동제어기법 (Active Noise Control; ANC)으로 나눌 수 있는데 500[Hz] 이하의 저주파 소음은 이를 제어하기 위하여 두꺼운 흡

* 주저자 : 단국대학교 전기전자컴퓨터공학부 교수
Tel : 709-2574, Fax : 795-8771
E-mail : hdnam@dku.edu
접수일자 : 2002년 8월 19일
1차심사 : 2002년 8월 21일
심사완료 : 2002년 9월 13일

음재나 차음재를 사용해야 하므로 실현이 어려워 능동소음제어기법을 사용하여 제어하는 것이 효과적이다[1].

능동 소음제어 시스템의 적응필터로는 안정도의 문제 때문에 FIR(Finite Impulse Responce) 구조가 많이 사용되고 있으나 같은 정도의 성능을 얻기 위해서 IIR (Infinite Impulse Responce) 구조보다 더 높은 차수의 필터가 필요하게 되어 계산량이 많은 단점이 있다[2]. IIR 구조의 필터는 적응 시스템의 작동 초기에 적응 IIR 필터의 극점이 z평면에서 단위 원 밖으로 나가는 경우 시스템 자체가 불안정해질 수 있다[3].

본 논문에서는 IIR필터를 사용한 안정된 능동 소음 제어 시스템을 제한하고자 한다. 즉, 능동 소음제어 시스템의 작동 초기에는 IIR 필터의 극점을 원점방향으로 끌어당겨 안정도를 개선하고 정상상태에는 원위치로 보내 필터성능에는 영향을 미치지 않는 안정도가 강화된 적응 IIR 필터 알고리즘을 제안한다. 컴퓨터 시뮬레이션 및 DSP 보드를 이용한 실험을 통하여 제안된 알고리즘의 성능을 확인한다.

2. 적응 필터 알고리즘

2.1 LMS 알고리즘 및 NLMS 알고리즘

LMS (Least Mean Squares) 알고리즘은 최대경사법의 일종으로 매 스텝마다 기울기 벡터를 순시자승오차를 이용하여 추정하며 이를 정리하면 다음 식과 같이 된다.

$$W(n+1) = W(n) - \bar{\mu}R^{-1} \hat{\nabla}(n) \quad (1)$$

여기에서 R은 입력상관(correlation) 벡터이며, W(n)으로부터 W(n+1) 로의 이동 기울기 벡터의 추정치의 마이너스 방향으로 이루어지므로 적응필터의 계수 벡터는 performance surface의 최대경사 경로를 따라 갱신된다. 입력의 power를 σ^2 라 두면 식 (1)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$W(n+1) = W(n) - \frac{\mu}{(P+1)\sigma^2} \hat{\nabla}(n) \quad (2)$$

요명 · 전기설비학회논문지 제16권 제5호, 2002년 9월

여기서 $0 < \mu < 1$ 이며 P는 필터의 차수이다.

$E[e^2(n)]$ 대신에 순시자승오차 $e^2(n)$ 를 이용하면 $\hat{\nabla}(n)$ 를 간편하게 추정할 수 있다.

$$\hat{\nabla}(n) = \frac{\partial e^2(n)}{\partial W(n)} = -2e(n)X(n) \quad (3)$$

식 (3)에 평균을 취하면 $E[\hat{\nabla}(n)] = \nabla$ 이 되어 unbiased gradient임을 보일 수 있다. 식(3)을 식 (2)에 대입하면

$$W(n+1) = W(n) + \frac{2\mu}{(P+1)\sigma^2} e(n)X(n), \quad 0 < \mu < 1 \quad (4)$$

이 되며 이를 NLMS (Normalized LMS) 알고리즘이라 하며 다음 식과 같이 쓸 수도 있다.

$$W(n+1) = W(n) + \frac{\mu_n}{|X(n)|} e(n)X(n) \quad (5)$$

위 식은 입력이 지나치게 작을 때는 발산하는 문제점이 생기게 되므로 다음 식과 같이 수정하여 사용할 수 있다[4].

$$W(n+1) = W(n) + \frac{\mu_n}{a + |X(n)|} e(n)X(n) \quad (6)$$

이때 σ^2 의 추정이 쉽지 않을 경우 식 (4) 대신에 다음 식을 사용한 것이 LMS 알고리즘이다.

$$W(n+1) = W(n) + 2\mu e(n)X(n) \quad (7)$$

그러나 LMS 알고리즘은 W(n+1)의 갱신식이 입력 X(n)에 바로 관계하기 때문에 입력에 잡음이 섞이는 경우 잡음의 영향을 바로 받게 된다.

LMS알고리즘은 구조가 간단하고 계산량이 적다는 장점 때문에 널리 사용되고 있으나, 음성 신호 등과 같이 참조 신호의 파워가 변하는 경우에는 수렴이 늦고 적절한 수렴 계수를 선정하는 것이 매우 어렵다.

2.2 Recursive LMS 알고리즘의 전개

IIR 필터구조를 이용한 recursive LMS 알고리즘은 Feintuch[5]에 의해서 소개되었으며, 간단한 블록 다이어그램은 그림 1과 같다. 여기서 $x(n)$ 과 $y(n)$ 은 각각 기준 입력 값과 제어필터의 출력 값이고, $d(n)$ 과 $e(n)$ 은 각각 제어를 하지 않을 때의 소음신호와 제어시의 오차값을 의미한다.

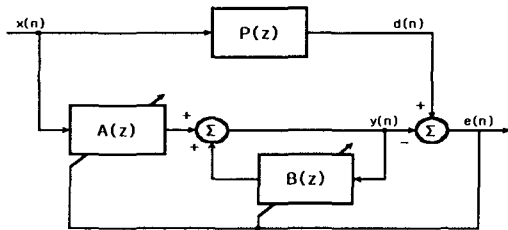


그림 1. IIR LMS 알고리즘 블록 다이어그램
Fig. 1. Block diagram of IIR LMS algorithm

$x(n)$ 과 $y(n)$ 이 입력과 출력인 전달함수 $H(z)$ 은

$$H(z) = \frac{A(z)}{1 - B(z)} \quad (8)$$

이 되며, L,M차의 $A(z)$ 과 $B(z)$ 이라 하면

$$H(z) = \frac{a_0(n) + a_1(n)z^{-1} + a_2(n)z^{-2} + \dots + a_{L-1}(n)z^{L-1}}{1 - [b_1(n)z^{-1} + b_2(n)z^{-2} + \dots + b_{L-1}(n)z^{L-1}]} \quad (9)$$

라고 할 수 있다.

또한, IIR 필터의 계수 벡터 $A(n)$ 과 $B(n)$ 을

$$A(n) \equiv [a_0(n) \ a_1(n) \ \dots \ a_{L-1}(n)]^T \quad (10)$$

$$B(n) \equiv [b_1(n) \ b_2(n) \ \dots \ b_M(n)]^T \quad (11)$$

$$X(n) = [x(n) \ x(n-1) \ x(n-2) \ \dots \ x(n-L+1)] \quad (12)$$

$$Y(n-1) \equiv [y(n-1) \ y(n-2) \ \dots \ y(n-M)]^T \quad (13)$$

라고 한다면, $A(n)$ 과 $B(n)$ 은 다음과 같은 업데이트

식으로 나뉘어 쓸 수 있다.

$$A(n+1) = A(n) + \mu_a X(n)e(n) \quad (14)$$

$$B(n+1) = B(n) + \mu_b Y(n-1)e(n) \quad (15)$$

식(14)과 식(15)을 이용하면 μ_a 와 μ_b 의 값을 각기 달리 줌으로써 분모항과 분자항을 각각 따로 제어가 가능하다.

2.3 Recursive LMS 알고리즘의 안정화 기법

Recursive LMS는 앞에서 전개한 것과 같이 항상 극점이 존재하므로 안정성에 제한이 있다. 따라서 이 알고리즘을 안정되게 수행하기 위해서는 항상 극점이 단위 원 안쪽에 있도록 극점의 위치를 확인하여 조정해야한다. 극점의 위치를 추적하는 방법으로 Kharitonov의 이론[6]이 주로 사용되고 있으나 이의 방법으로 극점의 위치를 추적하는데 많은 계산량을 필요로 하므로 실시간으로 소음제어를 하는 데에는 부적격하다. 따라서 본 논문에서는 실시간으로 소음제어를 위해서 극점의 위치를 추적하지 않고 안정하게 할 수 있는 간단한 방법을 제안한다.

일반적으로 적응신호처리 시스템에서 필터계수가 완전히 수렴하기 전에 큰 오차가 발생한다. 이 경우 수렴계수의 크기에 따라서 극점이 크게 변동한다. 따라서 소음제어 초기에 극점이 z평면의 단위 원 밖으로 빠져 나가서 발산하는 경우가 많으므로 초기에 필터 계수의 분모항의 업데이트 식에서 극점의 위치를 단위원 쪽으로 조금 옮겨 주는 전처리 과정을 거침으로써 좀 더 안정된 IIR LMS를 적용할 수 있다[7]. 이를 위해 IIR 적응필터의 전달함수 중 분모 즉 $1 - B(z)$ 대신에 다음 식을 대입한다.

$$F(z) = 1 + kb_1(n)z^{-1} + \dots + k^M b_M(n)z^{-M}, \quad 0 \leq k \leq 1 \quad (16)$$

IIR LMS의 분모항 $1 - B(z)$ 의 근을 z_1 이라 한다면

$$1 - B(z_1) = 1 + b_1(n)z_1^{-1} + \dots + b_M(n)z_1^{-M} = 0 \quad (17)$$

을 만족시키는 $F(z)$ 의 근은 kz_1 이 된다. 즉,

$$F(kz_1) = 1 + kb_1(n)(kz_1)^{-1} + k^2 b_2(n)(kz_1)^{-2} + \dots + k^M b_M(n)(kz_1)^{-M} = 0 \quad (18)$$

이 된다. 따라서 $1 - B(z)$ 을 전처리 함으로써 극점을 k 배 만큼 원점 방향으로 조정이 가능하다. 능동 소음제어 시에는 초기에 오차가 커서 극점이 크게 변동될 때에는 k 를 0에 가까운 값으로 정해 원점으로 당겨주며, 정상상태 시에는 k 를 1로하여 원래의 극점값을 주어야한다. 즉,

$$k(n+1) = \lambda k(n) + (1-\lambda), k(0) = 0, 0 \leq \lambda \leq 1 \quad (19)$$

따라서, k 값을 위와 같이 가변 시켜 가면서 IIR 필터의 분모항 $1 - B(z)$ 의 갱신 식을 전처리 함으로써 안정된 소음제어가 가능하다.

3. 컴퓨터 시뮬레이션

제안된 IIR LMS 알고리즘을 정현파 소음을 이용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션을 위한 개념도는 그림2와 같으며 이를 블록선도를 표시하면 그림 1과 같다.

그림2에서 점선 안의 부분이 데이터를 받아서 컴퓨터로 시뮬레이션을 수행하는 부분을 나타낸다. 기준 입력 신호 $x(n)$ 은 200[Hz]의 정현파 소음을 사용하였으며 IIR 필터 모델은 $A(z)$ 의 차수를 2차, $B(z)$ 의 차수를 4차로 하였다. 또한 μ_a 와 μ_b 값을 고정 값으로 주면 오차의 수렴 특성이 기준 입력 신호 $x(n)$ 의 파워에 따라 크게 변하므로 μ_a 와 μ_b 를 각각 $x(n)$ 과 $y(n)$ 의 파워, x_p 와 y_p 로 정규화하여 LMS 알고리즘에 적용 시켰다. 즉,

$$\mu_a = \frac{\mu}{1+x_p} \quad (20)$$

$$\mu_b = \frac{\mu'}{1+y_p} \quad (21)$$

여기서

$$x_p = (1-\gamma)x_p + \gamma x(n)^2, 0 < \gamma < 1 \quad (22)$$

$$y_p = (1-\gamma)y_p + \gamma y(n)^2, 0 < \gamma < 1 \quad (23)$$

을 이용하여 각각의 파워 값을 추정하였다.

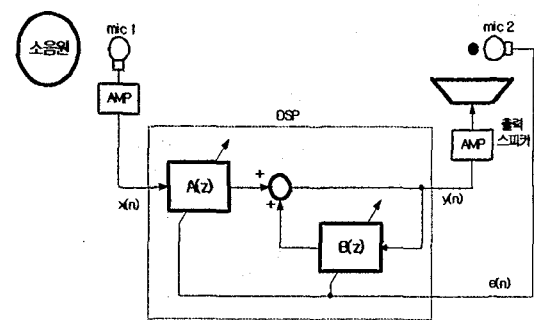


그림 2. 안정된 IIR LMS 알고리즘을 이용한 능동소음제어

Fig. 2. ANC system using stabilized IIR LMS algorithm

제안된 IIR LMS 알고리즘의 안정성을 확인하기 위하여 일반적인 IIR LMS와 비교하였다. 먼저 이번 실험에 사용한 각 파라미터의 값으로는 $\mu_a=0.01$, $\gamma=0.5$ 로 하였고 μ_b 의 값을 0.1, 0.2, 0.3으로 변화시켜 가며 두 알고리즘을 비교하였다. 이때 $\lambda=0.999$ 로 주어 시뮬레이션을 수행하였다.

일반적인 IIR LMS 알고리즘의 경우, μ_b 값을 0.2를 초과한 경우에는 시스템이 불안정하였으나 제안된 IIR LMS 알고리즘의 경우에는 0.3값을 주어도 안정된 상태를 유지하며 소음제어가 가능하였다.

그림 3과 4는 일반적인 IIR LMS 경우 μ_b 값을 0.2로 하였을 때의 오차 및 IIR 필터의 극점의 절대값의 변화를 그린 것이다. 그림 3에서 보듯이 μ_b 를 0.2로 한 경우에는 오차가 수렴하고 있으며, 극값의 절대값

능동소음제어를 위한 적응 IIR 필터

도 1을 넘지 않는 것을 알 수 있다. 그러나 μ_b 값을 0.3으로 했을 경우에는 그림 5 및 6에서 보듯이 400 step 근처에서 오차가 발산하고 극값의 절대값도 1을 넘어 불안정하게 되었다.

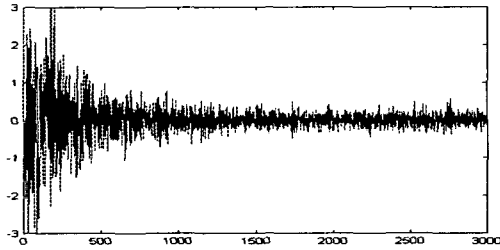


그림 3. IIR LMS ($\mu_b=0.2$ 인 경우의 오차)
Fig. 3. IIR LMS (Error when $\mu_b=0.2$)

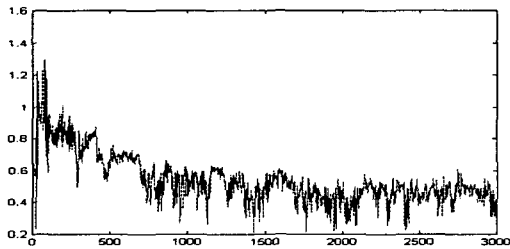


그림 4. IIR LMS ($\mu_b=0.2$ 인 경우의 극점의 변화)
Fig. 4. IIR LMS (Change of poles when $\mu_b=0.2$)

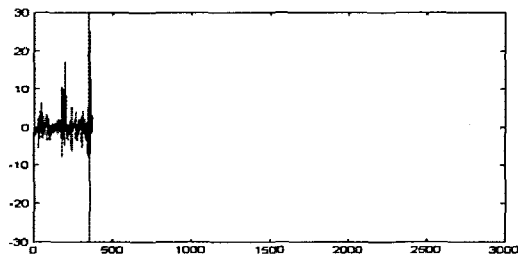


그림 5. IIR LMS ($\mu_b=0.3$ 인 경우의 오차)
Fig. 5. IIR LMS (Error when $\mu_b=0.3$)

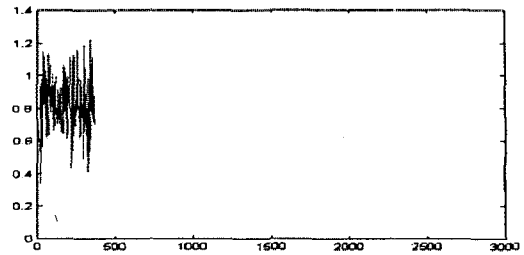


그림 6. IIR LMS ($\mu_b=0.3$ 인 경우의 극점의 변화)
Fig. 6. IIR LMS (Change of poles when $\mu_b=0.3$)

그림 7 및 8은 안정된 IIR LMS 알고리즘에서 μ_b 값을 0.3으로 준 경우이다. 그림 7에서 보듯이 오차가 안정된 상태로 잘 수렴하고 있으며, 그림 8에서 보듯이 극값의 절대값도 항상 1보다 작은 값을 유지해 단위원 내부에 있음을 알 수 있다.

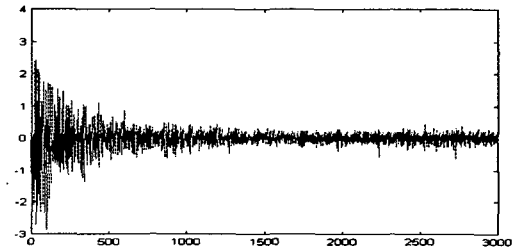


그림 7. 안정된 IIR LMS ($\mu_b=0.3$ 인 경우의 오차)
Fig 7. Stabilized IIR LMS (Error when $\mu_b=0.3$)

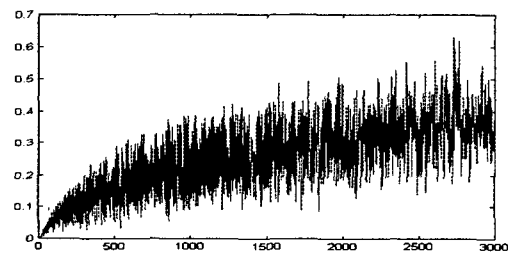


그림 8. 안정된 IIR LMS ($\mu_b=0.3$ 인 경우의 극점의 변화)
Fig 8. Stabilized IIR LMS (Pole locations when $\mu_b=0.3$)

그림 3과 7을 비교하면 μ_b 값을 0.2로 하고 일반적인 IIR LMS 알고리즘을 적용한 결과 보다 제안된 알고리즘이 빠른 수렴 특성을 가지면서도 소음제어 초기에 오차의 변동이 크지 않음을 알 수 있다.

4. 실험 및 검토

4.1 시스템 및 하드웨어 구성

능동 소음제어는 실시간 처리를 필요로 하므로 전용 프로세서인 DSP(Digital Signal Processor)를 사용하였다. 본 논문의 실험에서는 능동 소음제어 전용 프로세서로 32비트의 부동 소수점으로 고속의 연산이 가능한 Texas Instruments의 TMS320C6701 EVM 보드[8]를 이용하였다.

본 논문에서 사용한 시스템은 그림 9와 같다.

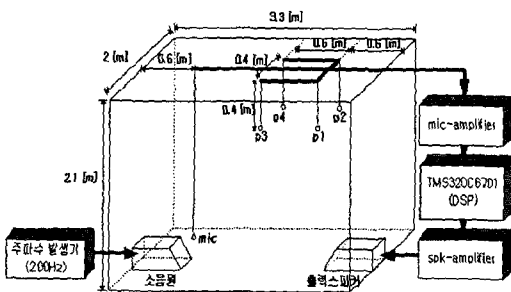


그림 9. 능동 소음 제어 전체 시스템 구성도
Fig. 9. Structure Diagram of ANC system

그림 9와 같이 소음 발생을 위한 주파수 발생기와 소음 원과 2차 음원을 위한 스피커, 소음원 측정 및 각 부분에서의 소음 감쇄를 확인하기 위한 마이크로폰, 스피커의 출력조정 및 마이크로폰의 감도 조절을 위한 증폭기, 알고리즘을 처리할 DSP를 이용하여 능동 소음제어 시스템을 구성하였다. 소음실 내부는 공명현상을 완화하기 위하여 내벽에 흡음재를 부착하였다.

주파수 발생기에서 발생된 200[Hz]의 신호를 스피커를 이용하여 소음을 발생하였으며, 발생된 소음과 소음제어 하려는 공간 p1, p2, p3, p4에서의 감쇄소음을 마이크로폰을 이용하여 감지하여 능동 소음 제어를 실행하였다. TMS320C6701 EVM 보드에 있는 16 비트 스테레오 오디오 인터페이스를 이용하여 입력 신호를 디지털 신호로 변환하여 IIR LMS 알고리즘을 수행하였다.

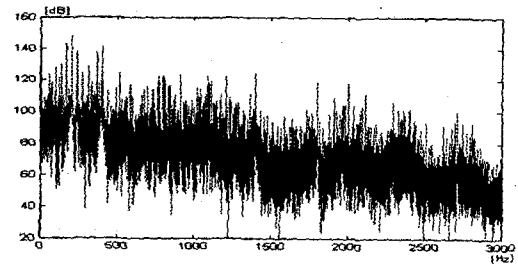


그림 11. p1 점에서 소음 제어후 주파수특성 곡선
Fig. 11. Spectrum of noise signals at p1 after control

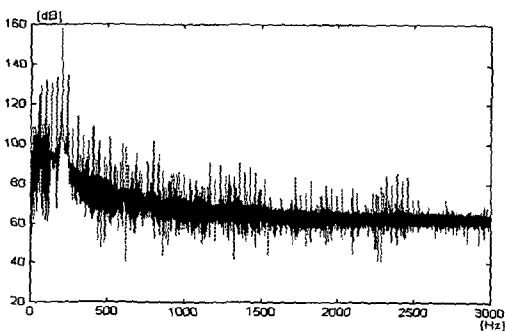


그림 10. 소음 제어전 주파수특성 곡선
Fig. 10. Spectrum of noise signals before control

4.2 실험 결과 및 검토

그림 9의 능동 소음 제어 시스템을 이용하여 밀폐된 공간 내에서 200[Hz]의 소음을 발생하여 각 공간 p1, p2, p3, p4에서의 소음 제어를 수행하였다. 소음 제어하지 않았을 때의 소음의 특성을 그림 10에 나타내었다. 또한 소음 제어를 수행하였을 때의 p1, p4에서의 측정된 소음의 크기를 그림 11 및 12에 나타내었으며 p2와 p3에서도 비슷한 결과를 얻을 수 있었다. 제안된 IIR LMS 알고리즘을 이용한 능동 소음 제어 결과 시스템이 안정하게 동작하였고 200[Hz] 부근에서 평균적으로 10[dB] 이상의 소음 감쇄 효과를 얻을

능동소음제어를 위한 적응 IIR 필터

수 있었으며, 기존의 IIR 필터를 사용하는 것과 결과에 큰 차이는 없었으나 안정적으로 동작하였다.

고주파 성분이 첨가되는 현상은 실험용 음향실의 음향특성과 마이크로폰으로 소음을 측정 시에 생기는 오차, DSP에서의 출력을 내보내는 스피커의 특성에 의한 오차 등의 요인으로 인해 발생하는 것으로 생각된다.

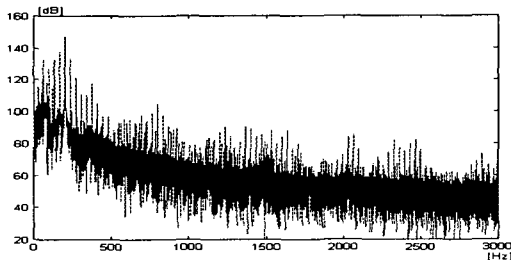


그림 12. p4 점에서 소음 제어후 주파수특성 곡선
Fig. 12. Spectrum of noise signals at p4 after control

5. 결 론

일반적으로 능동 소음 제어는 안정성을 고려하여 FIR 필터 구조를 이용하여 수행하지만, 본 논문에서는 IIR 필터 구조를 이용한 안정한 능동 소음 제어를 알고리즘을 제안하였다.

IIR 필터 구조는 동차의 FIR 필터 구조에 비하여 우수한 수렴 특성을 지니지만, 항상 극점을 포함하고 있으므로 안정성문제가 발생한다. 따라서 능동 소음 제어시, 초기에 오차의 변화가 커서 시스템이 불안정하다. 즉, 극점이 z -평면상의 단위원 바깥쪽으로 빠져나가 능동소음 제어시스템을 더욱 불안정하게 만든다. 따라서 본 논문에서는 능동 소음 제어 초기에 적응 IIR 필터의 극점을 단위원 안쪽으로 끌어 당겨 줌으로써 시스템의 안정성을 확보하고 정상 상태에는 원래의 극점을 되돌려 주는 방식의 알고리즘을 제안하였고, 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 알고리즘의 성능을 확인 하였으며 실제 간이 소음 제어시 10[dB] 이상의 소음감쇄 효과를 얻을 수 있었다.

이 연구는 2000 학년도 단국대학교 대학연구비의 지원으로 연구되었음.

Reference

- [1] S.M. Kuo and D.Morgan, "Active noise control system," John Wiley and Sons, Inc, New York, 1996.
- [2] L.J. Eriksson, "Active sound attenuation using adaptive digital signal processing techniques," IEEE Trans. on ASSP., 1985.
- [3] H.D. Nam and S.J. Elliott, "Adaptive active attenuation of noise using multiple model approaches," Mech. Systems and Signal Processing, vol.9, no.5, pp.555-567, 1995.
- [4] B.Widrow and S.D. Stearns, "Adaptive signal processing", Prentice-Hall, Inc, 1985.
- [5] P.L. Feintuch, "An adaptive recursive LMS filter," Proc. IEEE, vol.64, no.11, pp.1622-1624, 1976.
- [6] T.Brennan, "Bounding adaptive filter poles using Kharitonov's theorem," Proc. 22nd Asilomar conf. Signals, Systems, Computers, Pacific Grove, California, pp.658-662, 1984.
- [7] B.Friedlander, "A modified prefilter for some recursive parameter estimation algorithms," IEEE Transactions on automatic control, vol.AC-27, no.1, 1982.
- [8] Texas Instruments, "TMS320C62x/C67x programmer's guide", 1998.

◇ 저자소개 ◇

남 현 도 (南炫道)

1956년 3월 27일생, 1979년 서울대학교 전기공학과 졸업, 1986년 서울대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사), 1991년~1992년 Visiting fellow, ISVR, Univ. of Southampton, England, 1982년~현재 단국대학교 전기전자컴퓨터공학부 교수, 1998년~현재 단국대학교 부설산업기술연구소장.