

〈논 문〉

변압기 소음제어를 위한 다중채널 능동소음제어 시스템

A Multi-Channel Active Noise Control System for Controlling Humming Noise Generated by a Transformer

이혁재* · 박영철* · 윤대희** · 차일환*

Lee Hyuck Jae, Park Young Cheol, Youn Dae Hee and Cha Il Whan

(1999년 5월 20일 접수 ; 1999년 9월 17일 심사완료)

Key Words : Active Noise Control (ANC:능동소음제어), Multi-channel Filtered-x LMS (MFXLMS: 다중채널 Filtered-x LMS), Active Acoustic Barrier(능동소음제어 방음벽), Transformer Noise(변압기 소음), DSP(디지털 신호처리기)

ABSTRACT

Most of ANC(active noise control) researches are focused on adaptive algorithms, computer simulations and implementations of single-channel system in experimental environments. In this paper, a multi-channel ANC system based on DSP's was developed to obtain global attenuations over wide region and applied to the active control of the humming noise generated by a transformer. The developed ANC system including 24 microphones and 12 speakers was applied to the real transformer noise reduction problem. Results showed that the control system could successfully control the humming noise over the region of interest.

1. 서 론

능동소음제어(ANC:active noise control)는 2차음원을 사용하여 소음과 동일한 진폭, 반대 위상을 갖는 제어음을 발생시켜 중첩시킴으로써 소음의 음압 레벨을 줄이는 소음제어 방식이다. 이 방법은 부피와 중량이 큰 흡음재나 방음재를 사용하여 소음을 흡수, 차단하려는 수동적인 방법에 비해 차지공간과 설치무게를 줄일 수 있을 뿐 아니라 500 Hz 이하의 저주파 소음에 대한 제어성능이 우수하다는 장점이 있다. 최근에는 고성능 DSP의 개발로 인해 실시간 시스템 제작이 용이하게 되어 능동소음제어기술의 연구가 자동차나 비행기등 중량을 줄여야 하는 대상과

도관등 단방향 소음의 제어, 구조물 내부의 정음화 뿐 아니라 실외소음의 정음화로 확대되고 있다^(1~3).

특히 변압기소음과 같이 넓은 영역으로 방사해 나가는 소음을 제어하기 위해 다양한 연구가 진행되어 왔다. Sugiki⁽⁴⁾는 변압기주위에 4개의 덕트형태 능동소음제어시스템을 설치하여 소음을 제어하는 연구를 수행하였으며 Angevine⁽⁵⁾은 14개 마이크로 구성된 능동소음제어 시스템을 연구하였다. 또한 Fahline⁽⁶⁾은 제한된 조건하에서는 연속적인 monopole 스피커 배열로 소음제어가 가능함을 증명하였다.

이에 따라 국내에서도 능동소음제어에 대한 다양한 연구가 수행되고 있으나 실제로 제작되어 활용되기에는 많은 제약이 따른다. 따라서 대부분의 국내 연구는 적응필터의 계수적응 알고리즘 연구나 컴퓨터로 이루어지는 모의실험, 또는 제한된 조건의 실험실 환경에서 이루어지는 단일채널시스템 구현 등을 목표로 부분적인 연구들이 수행되어왔다. 그러나

* 연세대학교 전자공학과

** 정희원, 연세대학교 전자공학과

DSP 기술이 발달되어 많은 계산량을 실시간으로 처리할 수 있게되어 실제환경에 적용할 수 있는 실제 시스템 제작이 가능하게 되었다.

본 논문에서는 능동소음제어 시스템을 제작하여 소음을 발생시키는 실외 변압기에 실제로 적용하였다. 근거리에서 60~70 dB의 음압을 갖는 변압기 소음을 제어하기 위하여 실외에 시스템을 설치하려면 도관과 같은 단방향 소음제어나 실험실과 같은 좁은 지역의 정음화와는 달리 넓은 지역의 정음화를 목적으로 하므로 다수개의 마이크와 다수개의 스피커로 구성되는 다중채널의 제어시스템을 필요로 한다. 이를 위하여 본 논문에서는 총 24개의 마이크와 12개의 스피커 신호를 처리할 수 있으며 DSP로 구동되는 능동소음제어 시스템을 제작하여 실제 변압기에 적용시켜 변압기 소음을 제어하는 실험을 수행하였다. 제한된 조건의 이상적인 실험실 환경과는 달리 소음에 대한 참조신호를 얻기가 힘들며 스피커와 마이크사이의 전달함수를 알수 없는 환경에서 이들을 추정하기 위한 방법들을 연구하였다. 다수개의 마이크와 스피커를 설치하는 다중채널 능동소음제어 시스템의 적응알고리즘과 하드웨어의 구조설명, 시스템을 사용한 다양한 소음제어 실험을 통해 변압기소음 제어시스템의 성능에 대해 고찰과 평가를 하려 한다.

2. 다중채널 Filtered-x LMS 알고리즘

일반적으로 변압기소음은 주파수 스펙트럼과 음압 레벨이 일정하며 거의 변화가 없으므로 소음제어를 위해 수렴이 빠른 적응 알고리즘을 사용할 필요는 없다. 수렴특성이 안정되며 계산량이 적은 알고리즘을 사용하는 것이 시스템의 안정과 실시간 구현에 적합하므로 LMS(least mean square) 알고리즘에 기초한 FXLMS(filtered-x LMS)알고리즘을 사용하였다.

Fig. 1과 같이 능동소음제어에서 소음신호 $d(n)$

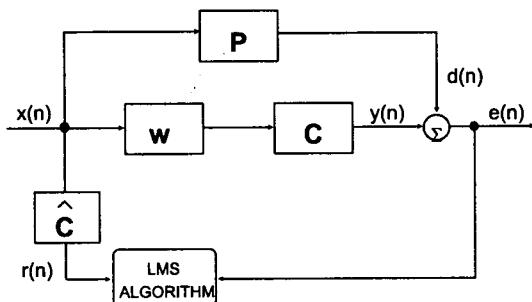


Fig. 1 Block diagram of Filtered-x LMS algorithm

을 제어하기 위한 제어음신호 $y(n)$ 은 소음원신호 $x(n)$ 을 참조신호로 삼아 적응필터 W 에 통과시켜 발생시키게 되며 이때 적응필터의 계수는 오차마이크에 입력된 오차신호 $e(n)$ 에 의해 갱신된다. 적응필터의 출력과 마이크 사이에 2차전달경로(secondary path) C 가 존재한다면 전달도중 신호의 왜곡이 발생하게되는데 위상의 왜곡은 안정도에 영향을 미치게 된다. 2차전달경로는 스피커와 마이크 사이의 음향공간 뿐 아니라 스피커와 마이크의 전기적, 기계적 특성에 의해서도 발생하는데 그로인한 왜곡을 보상해주기 위해서는 참조신호 $x(n)$ 을 2차전달경로를 모델링하는 필터 \hat{C} 에 필터링시킨 $r(n)$ 으로 계수적응을 수행하는 FXLMS 알고리즘을 사용해야 한다⁽⁷⁾. FXLMS 알고리즘에서는 적응필터 W 가 C 와 결합하여 시스템 동일화 과정(system identification)을 통해 소음의 전달경로 P 를 모델링하게 된다. 2차전달경로가 J 차의 FIR필터로 모델링된다고 하고, 적응필터의 차수가 I 라면 FXLMS 알고리즘의 계수 적응식과 오차신호 $e(n)$ 은 다음과 같다⁽⁸⁾.

$$w_i(n+1) = w_i(n) - \alpha e(n) \sum_{j=0}^{I-1} \hat{c}_j x(n-i-j) \quad (1)$$

$$= w_i(n) - \alpha e(n) r(n-i)$$

$$e(n) = d(n) + \sum_{j=0}^{J-1} c_j \sum_{i=0}^{I-1} w_i x(n-i-j) \quad (2)$$

여기서 c_j ($0 \leq j \leq J-1$)와 \hat{c}_j ($0 \leq j \leq J-1$)는 경로 C 와 \hat{C} 을 각각 모델링하는 FIR필터계수이다. 또한 α 는 수렴상수이며 $r(n-i)$ 은 필터링된 참조신호(filtered reference)로서 다음과 같이 정의된다.

$$r(n-i) = \sum_{j=0}^{I-1} \hat{c}_j x(n-i-j) \quad 0 \leq i \leq I-1 \quad (3)$$

정음화 대상영역을 확장시키기 위해서는 다수개의 오차마이크와 다수개의 스피커를 사용해야 하는데 이때는 Filtered-x LMS 알고리즘을 확장시킨 다중채널 FXLMS(MFXLMS:multi-channel filtered-x LMS) 알고리즘을 사용한다⁽⁹⁾. Fig. 2는 L개의 마이크와 M개의 스피커를 사용하는 MFXLMS 알고리즘의 블록도이다. 이 경우에는 $L \times M$ 개의 2차전달경로와 M개의 적응필터가 존재하는데 이처럼 다채널로 확장되면 필터의 계수적응이 복잡한 형태로 이루어지며 2차전달경로를 추정하기위한 방법도 다채널로 확장되어야 한다.

참조신호 $x(n)$ 이 m 번째 스피커의 I 차 적응

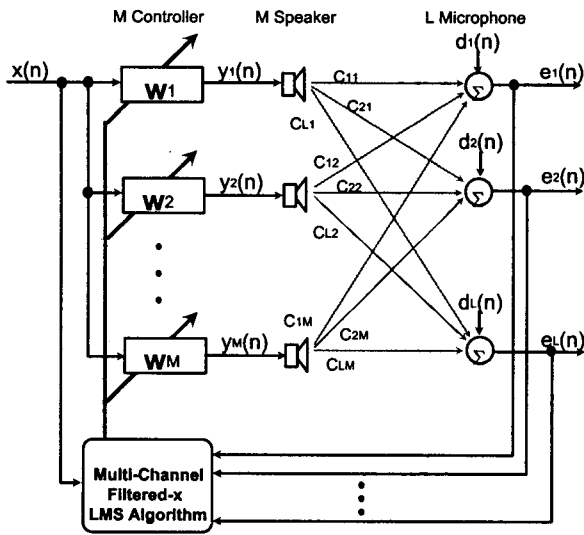


Fig. 2 Block diagram of Multi-channel Filtered-x LMS algorithm

지탈필터 W_m 을 거친 후의 출력신호 $y_m(n)$ 은 다음과 같다.

$$y_m(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w_{mi}(n) x(n-i) \quad 1 \leq m \leq M \quad (4)$$

m 번째 적응디지털필터의 출력신호가 l 번째 마이크로 전달될때까지의 2차전달경로를 J 차 FIR필터로 모델링한 것을 C_{lm} 이라 하면 l 번째 마이크에서 소음신호 $d_l(n)$ 과 전달경로를 거친후의 제어음신호들이 합쳐진 오차신호 $e_l(n)$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} e_l(n) &= d_l(n) + \sum_{m=1}^M \sum_{j=0}^{L-1} c_{lmj} y_m(n-j) \\ &= d_l(n) + \sum_{m=1}^M \sum_{j=0}^{L-1} \sum_{i=0}^{L-1} c_{lmj} w_{mi} x(n-i-j) \\ &= d_l(n) + \sum_{m=1}^M \sum_{i=0}^{L-1} w_{mi} r_{im}(n-i) \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 $r_{im}(n)$ 은 2차전달경로에 필터링된 참조신호로 다음과 같이 정의된다.

$$r_{im}(n) = \sum_{j=0}^{L-1} c_{lmj} x(n-j) \quad 1 \leq l \leq L, 1 \leq m \leq M \quad (6)$$

소음감쇠를 위해서는 L 개 오차신호 제공의 합을 최소화하도록 계수를 적응시켜야 하므로 적응디지털 필터의 계수는 다음과 같이 정의되는 cost function $J(n)$ 을 최소화하도록 갱신된다.

$$J(n) = \sum_{l=1}^L e_l^2(n) \quad (7)$$

이를 최소화하도록 Stochastic Gradient 알고리즘을

적용하여 단계적으로 계수를 적응시키면 다음과 같은 FXLMS 알고리즘의 계수적용식을 얻는다^(7,8).

$$\begin{aligned} w_{mi}(n+1) &= w_{mi}(n) - 2\alpha \sum_{j=1}^L e_j(n) r_{im}(n-j) \\ 1 \leq m \leq M, \quad 1 \leq i \leq L \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 $r_{im}(n)$ 은 참조신호 $x(n)$ 을 m 번째 스피커에서 발생시켰을때 l 번째 마이크에서 얻어지는 신호를 나타내는 것으로 2차전달경로에서 발생된 왜곡을 보상하기 위해 사용된다.

위에서처럼 MFXLMS를 구현하는 과정에서 2차전달경로 C_{lm} 에 의하여 발생된 왜곡을 보상하기 위하여 2차전달경로에 참조신호 $x(n)$ 을 콘볼루션시켜 $r_{im}(n)$ 을 얻는 과정에서 계산량이 증가하게된다. 단일 채널 FXLMS는 2차전달경로가 1개뿐이므로 단 한번의 콘볼루션 연산으로 구현할수 있지만 MFXLMS에서는 전달함수가 $L \times M$ 개 만큼 존재하므로 $L \times M$ 번의 콘볼루션 연산이 필요하여 계산량이 증가되므로 이를 실시간시스템으로 구현할 경우에는 병렬처리나 코드최적화를 통해 효율적인 연산이 이루어지도록 설계해야한다.

3. 능동소음제어 시스템의 하드웨어 구성

변압기 소음제어 시스템의 블록도는 Fig. 3과 같다. DSP96002 프로세서로 구동되는 이 시스템은 PC와의 인터페이스를 통해 적응능동소음제어와 주요계산을 수행하는 DSP시스템, 마이크 입력신호를 변환하는 A/D 변환기와 스피커 출력신호로 변환시키는 D/A변환기로 구성되는 디지털시스템, 마이크신호의 중첩현상을 제거하는 필터(anti-aliasing filter)와 입출력신호를 증폭시키는 증폭기로 구성되는 아날로그시스템으로 구성되어 있다. 디지털시스템과 아날로그시스템은 한세트당 16채널씩의 처리를 담당

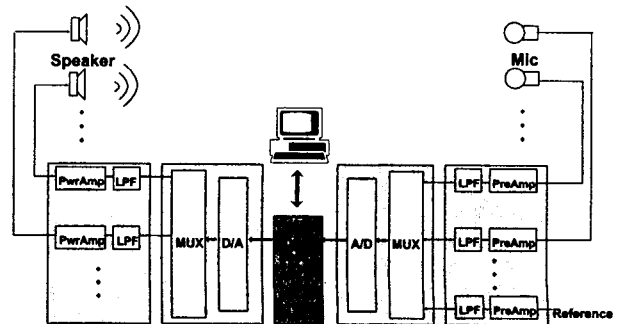


Fig. 3 Block diagram of active noise control system

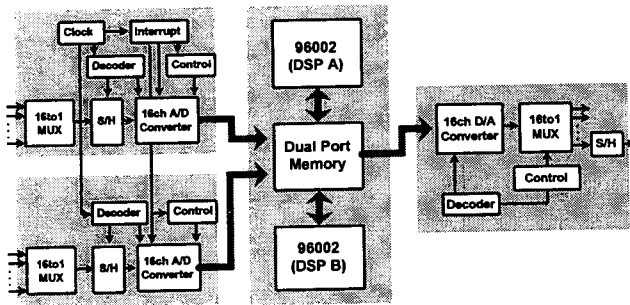


Fig. 4 Block diagram of digital system and DSP system

하므로 필요시 여러세트를 병렬로 연결하여 더 많은 채널시스템으로 확장할 수 있도록 설계되었다.

33.3 MHz 클럭으로 동작하는 부동소수점 DSP인 DSP96002는 MFXLMS 알고리즘에 의해 적응필터의 계수를 적응시키며 참조신호를 콘볼루션시켜 적응필터의 출력을 발생시키는 역할을 수행한다. 시스템 동작을 제어하기 위해 DSP와 PC와의 인터페이스를 설계하였다. PC에서는 인터페이스를 통해 DSP로 동작명령, 마이크와 스피커 수, 적응필터의 차수, 수렴상수등의 설정내용을 전달하며 DSP로부터 각종 입출력신호를 전달받아 버퍼 또는 파일로 저장하도록 설계되었다. MFXLMS알고리즘은 그 계산량이 마이크와 스피커수의 곱에 비례하여 증가하게 되므로 증가하는 채널수에 따른 계산을 분담하여 처리하도록 2개의 DSP96002를 사용하여 병렬처리로 연산을 수행하는 구조로 설계하였다.

다중채널 시스템에서는 다수개의 마이크 입력과 스피커 출력을 동시에 A/D, D/A 변환해야한다. 이때 각 채널마다 한개의 변환기를 사용하는 방식은 비효율적이므로 본 논문에서는 S/H(sample and holder)와 멀티플렉서(multiplexer)를 사용하여 하나

의 A/D, D/A 변환기가 각각 16채널 신호를 변환하도록 설계하였다. 본 시스템은 2개의 A/D 변환기와 1개의 D/A 변환기로 구성되어 최대 32개 마이크와 16개 스피커까지 수용할 수 있으며, 실험시 사용채널수는 설치공간과 실시간 구현이 가능한 계산량을 고려하여 결정한다.

Fig. 4는 디지털 시스템과 DSP 시스템의 흐름도를 그린 것이다. 16개의 마이크 신호는 MUX와 S/H에 의해 순차적으로 A/D 변환기에 입력된다. A/D변환기에서는 표본화 주파수의 16배에 해당하는 주파수로 16채널의 아날로그신호를 디지털신호로 변환시킨다. 16채널의 디지털신호가 외부포트를 이용해 DSP시스템으로 전달되면 채널확장이 어려워지므로 디코더(address decoder)를 통해 양방향 메모리(dual-port memory)에 매핑(mapping)되어 DSP에서는 일정번지의 메모리에서 데이터를 가져오고 일정번지 메모리에 데이터를 저장하는 방법으로 외부장치와의 데이터 교환을 실행한다. 2개의 DSP96002에서는 시스템의 채널수 확장으로 인해 증가된 계산량을 처리하기 위해 적응필터의 적응과 필터링, 2차 전달경로의 필터링등의 전체 계산량을 반으로 나누어 처리한다.

Table 1은 시스템을 구동시킬 때 소요되는 클럭수를 계산한 것이다. 일반식에서 보는 바와 같이 적응필터의 필터링은 스피커수에 비례하는 계산량을 가지며, 2차 전달경로 필터링과 적응필터 계수갱신 계산량은 스피커수와 마이크수의 곱에 비례한다.

능동소음제어가 500 Hz 이하의 소음을 효과적으로 제어하는 성질을 고려하여 표본화주파수(sampling frequency)를 1 kHz로 설정하였는데 1 kHz의 표본화주파수를 갖는 신호를 33.3 MHz의 클럭으로 동작하는 DSP96002로 처리하려면 1샘플당 최대 33300클

Table 1 System clock required

	일반식	System 1 8 spk / 16 mic 16 wtap / 32 ctap	System 2 12 spk / 24 mic 8 wtap / 14 ctap
입출력 및 시스템 제어	908	908	908
적응필터 필터링	spk(3 wtap+10)	464	408
2차전달경로 필터링	mic * spk(3 ctap+7)	13184	14112
적응필터 계수갱신	mic(sp(5 wtap+17)+38)	13024	17328
총 소요 클럭 수		27580 (83%)	32756 (98%)

spk : number of speakers mic : number of microphones
wtap : adaptive filter order ctap : impulse response modelling filter order

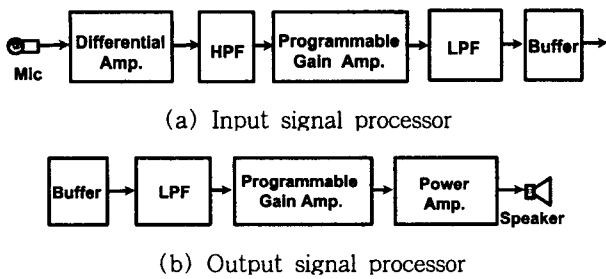


Fig. 5 Block diagram of analog system

력의 계산을 수행할 수 있으므로(33.3 MHz/1.0 kHz), 시스템 1, 2는 각각 최대 계산량의 83%와 98%로 구현됨을 알 수 있다.

Fig. 5와 같이 마이크 입력신호는 신호의 증첩현상을 막기위해 500 Hz에서 저역통과 필터(anti-aliasing filter)와 DC성분을 제거하기 위한 10 Hz고역통과 필터(high pass filter)를 거치도록 설계하였으며, A/D 변환기의 동적영역(dynamic range)을 최대한으로 활용할 수 있도록 해주는 가변이득증폭기(programmable gain amplifier)에 의해 증폭된다. 출력신호는 D/A 변환후 신호의 고주파를 제거하기 위한 저역통과 필터(smoothing filter), 스피커로 출력신호를 방사시키기 위한 75W의 파워앰프(power-amp) 등을 거쳐 스피커로 출력된다.

4. 다중채널 능동소음제어시스템의 성능시험

4.1 변압기소음 특성분석과 하모닉성분 발생기

변압기의 소음은 전송전력 파형이 코어, 코일 및 변압기 본체에 진동을 일으켜 발생한다(magnetostriction). 이때 코어는 전송전력 주파수의 2배 주파수로 진동하게되므로 소음은 2배 주파수의 하모닉 성분으로 구성된다. 국내는 60 Hz의 전송전력을 사용하므로 코어가 120 Hz로 진동하며 이의 하모닉성분인 120, 240, 360, 480 Hz등의 정현파가 섞인 소음을 방사한다⁽⁵⁾. Fig. 6은 변압기소음의 주파수 파워 스펙트럼을 그린 것이다.

변압기소음의 전파를 막기위해 방음벽을 사용하는 것은 고주파소음을 제어할 수 있으나 그림과 같이 소음의 주요성분인 저주파소음은 제어할 수 없다.

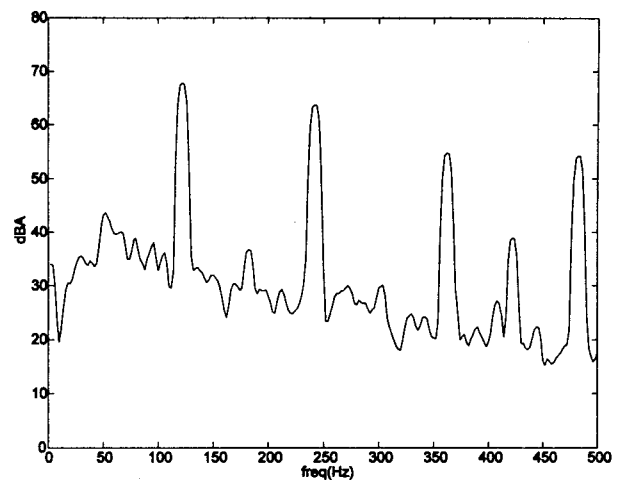


Fig. 6 Power spectrum of transformer noise

변압기소음에서 각 주파수별 크기를 비교해 보면 120, 240 Hz의 저주파가 가장 강한 음압을 갖는 것을 볼수 있다. 여러성분들의 음압레벨 크기는 변압기의 구조에 의해 결정되는데 그외의 고주파 하모닉성분은 먼거리까지 전파되지 못하고 감소되므로 저주파이며 음압이 큰 120, 240 Hz의 정현파가 섞여있는 소음성분을 능동소음제어의 대상으로 한다.

120 Hz와 240 Hz가 섞여있는 정현파 신호인 변압기 소음을 제어하기 위해서는 120, 240 Hz의 참조신호가 필요하다. 그러나 능동소음제어시스템을 구동하기 위해 얻을 수 있는 신호는 전력선의 60 Hz뿐이므로 60 Hz를 사용하여 필요한 120 Hz와 240 Hz를 얻을 수 있는 하모닉성분 발생기가 필요하다. 본 논문에서는 하드웨어를 추가로 제작하기보다는 소프트웨어로 구현하여 시스템을 단순화하고 제어대상주파수를 변화시킬 수 있도록 하였다. 변압기와 동일한 파워라인에 연결된 AC아답터를 사용하여 얻은 60 Hz 신호를 기본주파수로 설정하고 이를 제공하여 하모닉성분을 발생시키는 방법을 사용하여 적은 계산량으로 정밀한 참조신호를 얻을 수 있었다.

Fig. 7은 파워라인의 기본주파수를 사용하여 하모닉성분을 발생시키는 수학적연산을 표현한 것으로 이 연산은 DSP에서 수행된다.

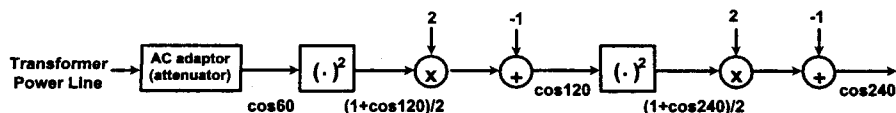


Fig. 7 Harmonics generator

4.2 전달경로 추정

변압기소음은 전달경로가 거의 변하지 않는 경우 이므로 본 논문에서는 알고리즘 사용도중 추가적인 계산이 없도록 2차 전달함수를 미리 측정하여 사용하는 오프라인(off-line) 방법을 사용하였다. 일반적으로 전달함수를 FIR 필터로 모델링할 때는 백색잡음신호를 참조신호로, 시스템에 통과되어온 신호를 주입력신호로 설정하여 적응필터나 상호상관함수(cross-correlation function)를 사용하여 전달함수를 추정한다. 그러나 이러한 방법은 계산량이 많을 뿐 아니라 변압기 소음이 음압이 큰 잡음신호로 작용하고 있으므로 전달함수를 정확히 추정하지 못하는 단점이 있다.

본 논문에서는 MLS(maximal-length sequence)⁽¹⁰⁾를 사용하여 2차전달경로를 추정하였다. MLS는 Fig. 8과 같이 정해진 차수만큼의 이동버퍼(shift buffer)로 간단히 구성할 수 있는 '1' 과 '0'의 두 값으로 구성

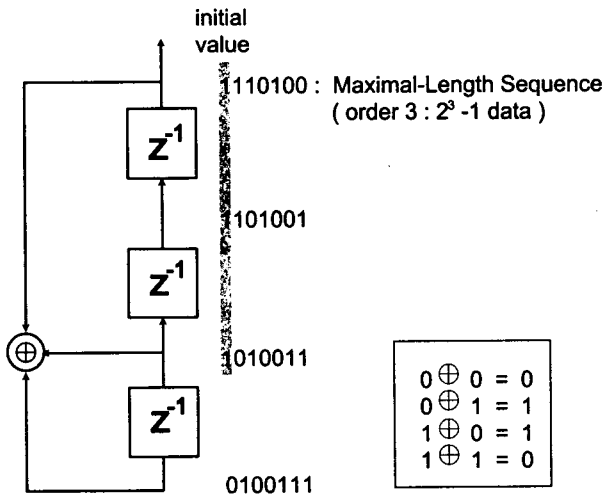


Fig. 8 Maximal-Length Sequence generator (order3)

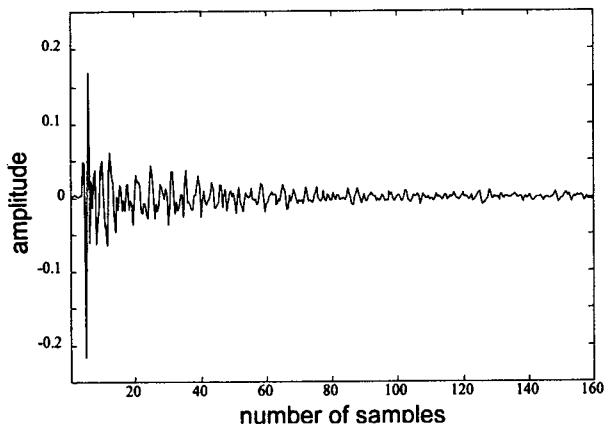


Fig. 9 Impulse response of secondary path

되는 순열(sequence)로서 백색잡음신호와 유사한 성질을 지니고 있는 유사잡음신호(pseudo random noise)이다. 백색잡음신호 대신에 사용될 경우 상호상관함수를 계산하는 과정이 곱셈없는 덧셈으로만 구성된다는 장점이 있으며 고속 Hadamard변환(fast Hadamard transform)을 사용할수 있어 더욱 적은 계산량으로 전달함수를 추정할 수 있다⁽¹⁰⁾. 또한 백색잡음신호를 사용하는 방법에 비해 외부잡음이 인가되었을 때에도 전달함수를 정확히 추정할 수 있다는 장점도 지니고 있다.

본 논문에서는 1024개의 샘플로 구성된 10차 MLS를 스피커에서 출력시키는 방법을 사용하였다. 이 신호는 전달경로를 통과하여 마이크로 입력되는데, 이러한 스피커 출력신호와 마이크 입력신호를 고속 Hadamard변환시켜 스피커와 마이크사이의 전달경로를 추정하였다. Fig. 9는 이러한 방법으로 측정된 전달경로를 나타낸것이다.

4.3 다중채널 능동소음제어시스템을 사용한 변압기 주변소음 정음화

실제의 변압기 주변소음 정음화를 위해 다중채널 능동소음제어 시스템을 변압기에 설치해 보았다. Fig. 10과 같이 변압기의 소음이 전파해가는 방향으로 제어음이 방사되도록 12개의 스피커를 설치하고 전면에는 24개의 마이크 배열(mic array)로 구성된 6 m × 2 m 크기의 장벽을 설치하였다. 소음제어시스템은 설치된 마이크 입력신호의 파워를 최소화하도록 동작하므로 전파되는 소음은 장벽에서 제어된다. 소음이 전파되는 방향으로 벽을 설치하였으므로 소

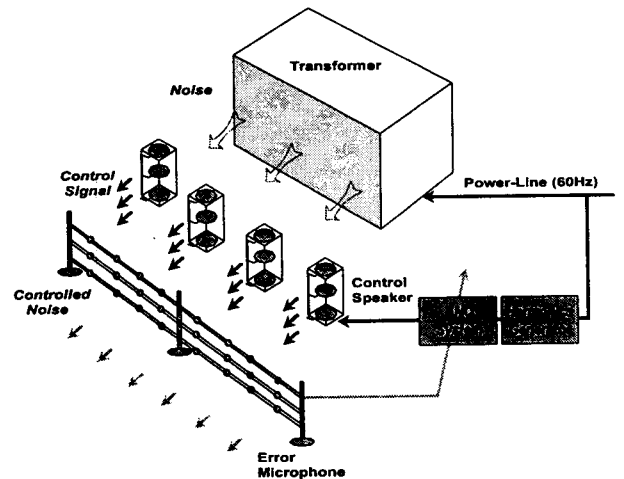


Fig. 10 Configuration of active noise control system (real environment)

음은 마이크로 구성된 벽에서 제어될뿐 아니라 장벽 뒤 쪽(downstream)으로 전파되지 못하게 된다. 즉 마이크로 배열은 소음의 전달경로를 차단시키는 능동소음제어 방

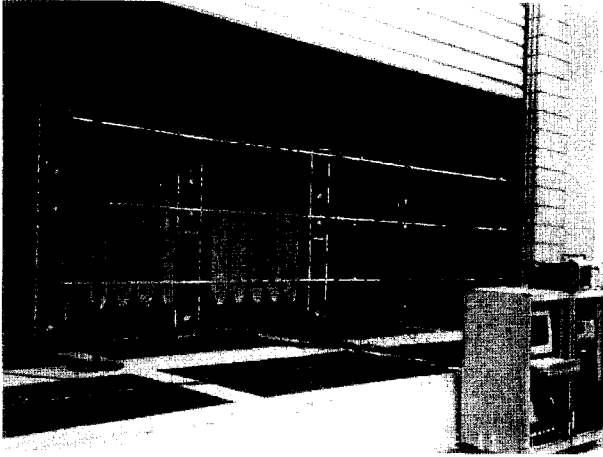
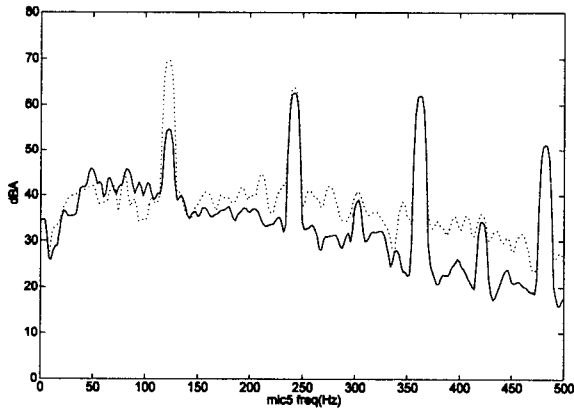
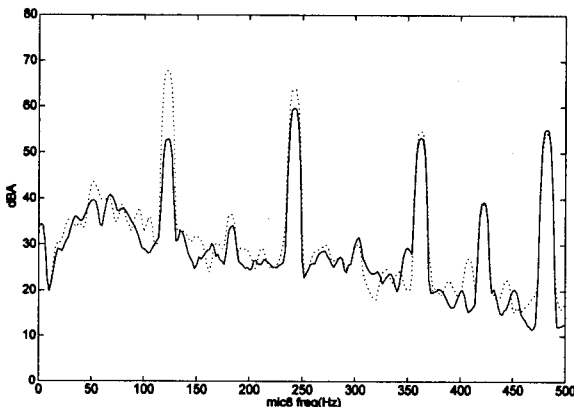


Fig. 11 Active noise control system and setting



(a) Microphone 5



(b) Microphone 8

Fig. 12 Power spectrum of noise (before and after ANC)
(..... : before ANC ——— : after ANC)

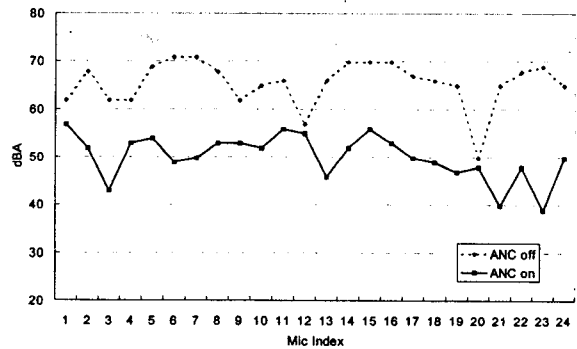
음벽(ANC acoustic barrier) 역할을 하게된다⁽⁵⁾.

Fig. 11은 제작된 능동소음제어 시스템과 스피커와 마이크로 구성된 능동소음제어 방음벽이 변압기 전면에 설치되어 소음의 전파를 차단하도록 구성된 그림이다.

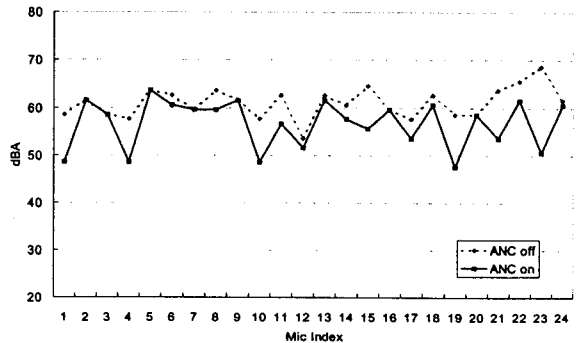
8개의 16차 적응필터를 사용하며 24×12 개의 오차경로를 14차의 FIR필터로 모델링하여 능동소음제어 시스템을 구현시킨 결과 Table 1과 같이 DSP 최대 가능계산량의 98% 계산량으로 구현되었다.

능동소음제어 방음벽의 위치를 바꿔가며 실험을 수행한 결과 변압기에 근접한 위치에서 우수한 소음제어성능을 냈다. 실험에서는 변압기로부터 1 m 위치에 제어스피커를, 2.5 m 위치에 능동소음제어 방음벽을 설치하였다. Fig. 12, 13은 시스템의 소음제어 성능을 나타낸 것이다. 실험결과 120 Hz는 평균 15 dB의 소음감쇠를, 240 Hz는 평균 4 dB의 소음감쇠를 얻었다. 능동소음제어가 저주파소음의 제어에 효과적이므로 120 Hz소음제어에서 더 높은 소음감쇠성능을 얻을 수 있었다. 이것은 능동소음제어 방음벽이 차단하는 소음제어 성능이 제어대상신호의 파장이 짧아 더 촘촘한 마이크 간격을 요구하는 240 Hz 신호부터 떨어지기 때문이다.

능동소음제어시스템은 구조적으로 오차마이크에서



(a) 120 Hz noise



(b) 240 Hz noise

Fig. 13 Attenuation of noise components

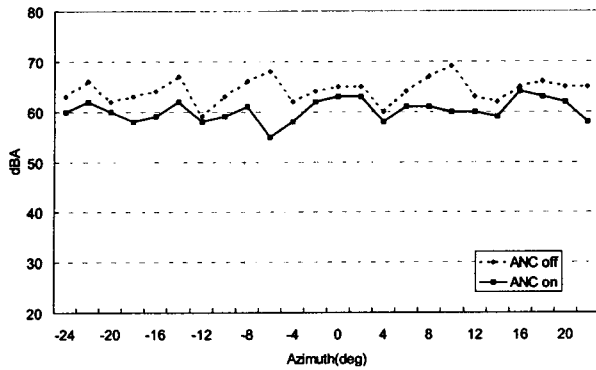


Fig. 14 Sound level attenuation

의 신호를 최소화하도록 동작하므로 오차마이크로 이루어진 능동소음제어 방음벽으로 소음전달경로를 차단하는 결과를 표현하였다. Fig. 12는 마이크 5와 마이크 8에서 능동소음제어 전후의 소음 음압변화를 나타낸 것이며 Fig. 13은 24개의 마이크에서 120, 240 Hz 소음제어 결과를 나타낸 것이다. 또한 이러한 결과를 통해 얻어지는 방음벽 뒤에서의 음압변화를 측정하였다. 방음벽 뒤의 원거리 영역(far-field)에 $-25^{\circ} \sim 25^{\circ}$ 의 각도영역을 설정하고 24개 지점에 음압측정기(sound level meter)를 설치하여 전체주파수에 대한 음압변화를 측정하였다. 그 결과 Fig. 14와 같은 원거리 음압감쇠 형태를 나타내었으며 평균 4 dB의 음압감쇠효과를 얻을 수 있었다.

5. 결 론

본 논문에서는 정현파로 구성되는 실외 변압기 소음을 제어하기 위하여 MFXLMS 알고리즘을 사용하는 다중채널 능동소음제어 시스템을 제작하여 실제 환경에 적용해 보았다. 제작된 실시간 시스템은 다중채널의 입출력신호를 변화시키는 디지털시스템과 마이크입력, 스피커출력신호를 처리하는 아날로그시스템, 2개의 DSP96002로 병렬처리되는 DSP 시스템으로 구성되었다. 24개 마이크와 12개 스피커로 구성되는 능동소음제어 방음벽을 변압기의 소음전파 경로에 설치하여 소음의 전달경로를 차단하는 방법을 사용하였다. 기존의 방법이 단일채널시스템으로 구현되어 도관과 같은 단방향의 소음제어나 좁은 영역의 정음화를 목적으로 하는데 비해 시스템을 다중채널로 구현하여 넓은 정음화 영역을 얻을 수 있었다. 구현된 시스템을 실제현장에 적용하여 120 Hz 성분에서 평균 15 dB, 240 Hz 성분에서 평균 4 dB의 소음감쇠성능을 얻었으며 원거리 영역에서 4 dB

의 음압감쇠를 얻어 제작된 시스템과 알고리즘이 소음제어에 적합함을 확인하였다.

참 고 문 헌

- (1) Elliott, S. J. and Nelson, P. A., 1993, "Active Noise Control," IEEE Signal Processing Magazine, pp. 12~35.
- (2) Tichy, J., June, 1996, "Application for Active Control of Sound and Vibration," Noise/News International, pp. 73~86.
- (3) 이승만, 류차희, 윤대회, 1995, "다중정현파 소음제어를 위한 능동소음제어 알고리즘," 한국소음진동공학회지, 제 5 권, 제 4 호, pp. 453~460.
- (4) Sugiki, Y., Sugiyama, T., Naganawa, A. and Owaki, M., 1995, "A study of noise barrier using the active noise control for electric power facilities," ACTIVE95, pp. 561~572.
- (5) Craig, S. E. and Angevine, O. L., 1993, "Active Control of Hum from Large Power Transformers-The Real World," Second Conference on Recent Advances in Active Control of Sound and Vibration, pp. 279~290.
- (6) Fahline, J. B., 1994, "Active control of the sound radiated by a vibrating body using only a layer of simple sources," J. Acoust. Soc. Am., Vol. 4, pp. 2249~2254.
- (7) Feintuch, P. L., Bershad, N. J. and Lo, A. K., 1993, "A Frequency Domain Model for "Filtered" LMS Algorithms - Stability Analysis, Design and Elimination of the Training Mode," IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 41, No. 4, pp. 1518~1531.
- (8) Boucher, C. C., Elliott, S. J. and Nelson, P. A., 1991, "Effect of errors in the plant model on the performance of algorithms for adaptive feedforward," Proc. IEE, Vol. 138, No. 4, pp. 313~319.
- (9) Elliott, S. J., Boucher, C. C. and Nelson, P. A., 1992, "The Behavior of a Multiple Channel Active Control System," IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 40, No. 5, pp. 1041~1052.
- (10) Borish, J. and Angell, J. B., 1983, "An Efficient Algorithm for Measuring the Impulse Response Using Pseudorandom Noise," J. Audio Eng. Soc., Vol. 31, No. 7, pp. 478~488.