

적응잡음제거를 위한 FDAF와 MDF 알고리즘의 실시간 구현

Real-Time Implementation of FDAF and MDF Algorithms for Adaptive Noise Cancellation

조우근, 정원용

Woo-Guen Joh and Won-Yong Chong

요 약

최근 들어 초고속 정보통신기기 소자와 디지털 신호처리 기술에 힘입어 적응잡음제거 기술이 비약적인 발전을 이룩하게 되었다. 그러나 실제로 적응잡음제거, 에코제거 등의 여러 응용에서 만족할 만한 결과를 얻기 위해서는 수천이 넘는 적응필터계수가 요구된다.

계수의 수가 많은 적응 FIR 필터의 복잡한 계산량을 줄이고 빠른 수렴을 얻기 위한 시도로 본 연구에서는 주파수영역 적응필터와 다중지연 주파수영역 적응필터 알고리즘을 실시간 처리 관점에서 서로 비교하였다. 긴 탭의 주파수영역 적응필터에서 발생하는 시간지연은 다중지연 주파수영역 적응필터를 적용하여 개선하였다.

또한 일반 적응잡음제거환경과 cross talk 환경에 주파수영역 적응필터를 적용하여 그 알고리즘의 실시간 처리 가능성을 dSPACE 1103 보드를 통하여 확인하였다.

ABSTRACT

Recently, the technologies of adaptive noise cancellation(ANC) are developed fast and widely due to the highly sophisticated digital signal processing algorithms and the high-speed communication networks and devices. But, thousand numbers of the adaptive filter taps are required to obtain the satisfying results in the fields of the adaptive noise cancellation and echo cancellation.

In the paper, performance comparisons based on the real-time processing between frequency domain adaptive filter(FDAF) and multi-delay frequency domain adaptive filter(MDF) are carried. Those algorithms provide us with the reductions of the computational burdens and the increase of the convergence rate for the lengthy FIR adaptive filters. The time delay due to the long taps of FDAF can be reduced by adopting the MDF algorithms.

The conventional ANC and cross talks ANC using FDAF are implemented on the dSPACE 1103 real-time signal processing board.

I. 서 론

주위환경으로 인한 잡음은 휴대통신기구나 정밀통신장비에 심각한 영향을 주어 정확한 정보의

전달이 어려워, 이를 위한 적응잡음제거(ANC: Adaptive Noise Cancellation)의 필요성은 최근 들어 더욱 부각되고 있다[1].

IIR 필터를 사용한 ANC는 적은 계산량과 빠른 수렴성 등 여러 가지 이점에도 불구하고 알고

리즘의 불안정, 국부 최소점 등의 잠재적인 문제들로 인해, 아직까지는 널리 사용되지 못하고 있다[2]. 반면 FIR ANC 시스템은 잘 알려진 수렴 특성과 안정성 등의 장점이 있는 반면, 통계적 컨벌루션으로 인한 필터의 수렴 속도 및 정확도가 변하는 문제점을 갖는다. 또한 환경에 따라서 수천개의 필터 탭이 요구되므로 LMS(Least Mean Square)계열의 알고리즘에서는 연산량 급증으로 실시간 처리가 어려워지는 동시에 시간지연의 문제가 발생한다.

이러한 문제를 해결하기 위해 다양한 연구들이 진행되어왔으며, 계수의 수가 많은 적응 FIR 필터의 복잡한 계산량을 줄이고 빠른 수렴을 얻기 위한 시도로 블록 LMS(BLMS:Block LMS)을 이용한 주파수영역의 적응필터를 이용하는 방법이 있다[3]. 1992년 Shynk가 overlap-save 기법을 이용한 고속 LMS의 한 종류인 주파수영역 적응필터(FDAF: Frequency Domain Adaptive Filter) 알고리즘을 제안하였다[4].

BLMS는 FIR 필터링과 계수갱신을 수행하는데 상당한 계산량이 요구된다. 이 계산을 주파수영역에서 효과적으로 처리하도록 고속푸리에변환(FFT: Fast Fourier Transform)을 사용한 것이 바로 FDAF의 핵심이다. FDAF는 시간영역의 신호를 FFT를 사용하여 주파수영역으로 변환하였고, 주파수영역의 특성을 이용하여 컨벌루션과 상관에 요구되는 방대한 계산량을 획기적으로 줄일 수 있다.

그러나 FDAF기법은 계산량은 줄일 수 있었지만, 적응필터의 차수가 길어져 긴 차수의 FFT로 인해서 시간지연이 발생하고 출력이 지연되며 하드웨어가 복잡하게 구성된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 블록의 차수를 줄일 수 있는 다중지연 주파수영역 적응필터(MDF: Multi-Delay Frequency domain adaptive filter)알고리즘을 적용한다[5].

MDF는 적응하는 필터의 입력 값을 메모리에 저장하였다가 연산함으로써 블록단위 감소로 필터가 적응하는데 소요되는 시간을 감소시킬 수 있고, FDAF의 긴 차수 FFT로 인한 ANC의 실행시간 지연 문제를 줄일 수 있어 실시간 구현에 적합하다.

따라서 본 연구에서는 잡음으로 오염된 음성신호를 대상으로 FDAF 알고리즘을 일반적인 ANC와 cross talk ANC에 적용하여 이를

dSPACE 실시간 처리보드로 실시간 시뮬레이션하였고, FDAF와 MDF 알고리즘을 ANC에 비교 적용하여 실시간 처리 가능성을 확인한다.

II. FDAF와 MDF 알고리즘

2.1 FDAF(Frequency Domain Adaptive Filter)

FDAF 알고리즘 가운데 순환컨벌루션 연산을 이용하는 순환컨벌루션 FDAF가 연산과정에서 원하지 않은 결과를 포함하므로, 이를 보정하기 위한 선형컨벌루션 FDAF는 L 탭을 갖는 블럭에 같은 수의 탭을 0으로 채워서, 그림 1과 같이 50%의 겹침을 갖는 overlap-save 기법의 $2L(=M)$ 점 FFT 변환을 한다. 여기서 $N \times 1$ 벡터 $\hat{\mathbf{W}}(k)$ 는

$$\hat{\mathbf{W}}(k) = FFT \begin{bmatrix} \hat{w}(k) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

이고, $\mathbf{0}$ 는 $L \times 1$ 의 0 벡터이다. 주파수 영역의 FFT계수, $\hat{\mathbf{W}}(k)$ 는 시간 영역에서의 탭강도벡터, $\hat{w}(k)$ 보다 zero-padding 때문에 탭 수가 두 배로 길어진다.

$$\mathbf{X}(k) = diag \left\{ FFT \begin{bmatrix} x(kL-L), \dots, x(kL-1) \\ x(kL), \dots, x(kL+L-1) \end{bmatrix} \right\}^T \quad (2)$$

앞부분의 L 개의 데이터는 $k-1$ 번째 블록 데이터이고 나머지 L 개의 데이터는 k 번째 입력 데이터 블록이다. 여기서 50%는 과거의 데이터와 겹쳐져 있다. 즉 전체 길이의 50%가 오버랩되어있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^T(k) &= [y(kL), y(kL+1), \dots, y(kL+L-1)] \\ &= IFFT[\mathbf{X}(k) \hat{\mathbf{W}}(k)] \text{의 마지막 } L \text{ 요소} \end{aligned} \quad (3)$$

즉 $\mathbf{y}(k)$ 는 뒷부분의 L 개 데이터만을 취한 시간영역의 출력 데이터이다. 이는 순환 컨벌루션의 결과에서 알 수 있는데 앞부분에서만 오류 값이

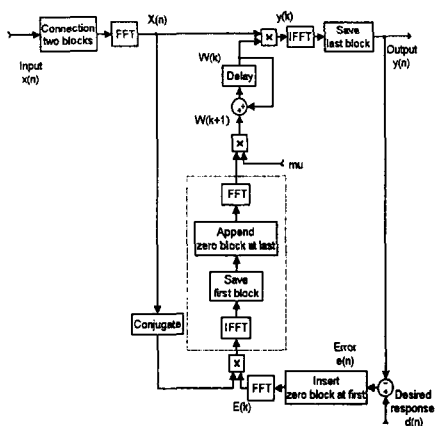


그림 1. 선형 컨벌루션 FDAF 블록 구조도
Fig. 1. Block diagram of linear convolution FDAF

발생하기 때문이다[4][6].

출력 오차 신호 역시 $L \times 1$ 의 벡터로 이루어져 있다.

$$e(k) = [e(kL), e(kL+1), \dots, e(kL+L-1)]^T = d(k) - y(k) \quad (4)$$

$e(k)$ 값을 다시 주파수영역으로 변환할 때는 선형 컨벌루션의 처음 L 개 데이터에 오류가 발생하는 것을 고려해서 다음과 같이 한다.

$$E(k) = FFT \begin{bmatrix} 0 \\ e(k) \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서 0 는 $L \times 1$ 의 0 벡터이다. 선형상관 $\phi(k)$ 는

$$\phi(k) = IFFT [X^T(k) E(k)] \text{의 처음 } L \text{ 요소} \quad (6)$$

이고 뒷부분 L 개 데이터에 오류 값이 존재한다. 마지막으로 필터 계수 갱신은

$$\hat{W}(k+1) = \hat{W}(k) + \mu FFT \begin{bmatrix} \phi(k) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

로 표현된다. 여기서 μ 는 스텝 크기이다. 이 알고리즘을 선형 컨벌루션 FDAF라고 하고 이후로 부터 FDAF는 선형 컨벌루션 FDAF를 의미한다.

2.2 MDF (Multi-Delay Frequency domain adaptive filter)

앞 절의 FDAF의 가장 큰 문제점은 긴 차수로 인한 시간 지연이다. 그러므로 블록 LMS로 적용할 때 블록 벡터 크기를 줄여야만 이 문제를 해결할 수 있다. MDF를 이용하면 메모리에 일시 저장한 데이터를 사용하여 연산함으로써 FFT 차수를 줄일 수 있고 하드웨어적으로 부담을 줄일 수 있어 실시간 구현에 적합하다[5].

MDF에서 주파수영역의 입력은 식(8)의 각 데이터 값을 대각요소로 하는 행렬이다. 각 블록 인덱스 별로 시간 영역에서 주파수영역으로 변환시키고 지연 부분의 입력 벡터는 식(9)와 같은 방식으로 메모리에 저장된다. j 는 블록 인덱스값이고, M 은 지연차수를 나타낸다. FFT 연산을 하기 위하여 식(9)과 같이 블록의 한 단계 전 블록의 값을 이용한다.

$$X(M, j) = [x_0(j-1), \dots, x_{1/2n'-1}(j-1), x_0(j), \dots, x_{1/2n'-1}(j)]^T \quad (8)$$

$$X(m, j) = X(m+1, j-1), \quad m = 1, 2, \dots, M-1 \quad (9)$$

위와 같은 방법으로 주파수영역 입력 벡터를 만들기 때문에 하드웨어적인 부담을 줄일 수 있다. 주파수영역의 출력은 식(10)과 같이 나타난다.

$$Y(j) = \sum_{m=1}^M X(m, j) W(m, j) \quad (10)$$

적용 알고리즘이 M 개 중복되어 있다는 것을 제외하면 FDAF의 전개과정과 동일하다. Overlap-save 방법에 기반을 둔 FDAF의 전개식과 별다른 차이가 없다[4][5]. 즉,

$$y(j) = IFFT [Y(j)] \text{의 마지막 } L \text{ 요소} \quad (11)$$

$$e(k) = [e(kL), e(kL+1), \dots, e(kL+L-1)]^T = d(k) - y(k) \quad (12)$$

$$E(k) = FFT \begin{bmatrix} 0 \\ e(k) \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\phi(m, j) = IFFT [X^T(m, j) E(j)]$$

의 처음 L 요소 (14)

$$W(m, j+1) = W(m, j) + \mu FFT \begin{bmatrix} \phi(m, j) \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (15)$$

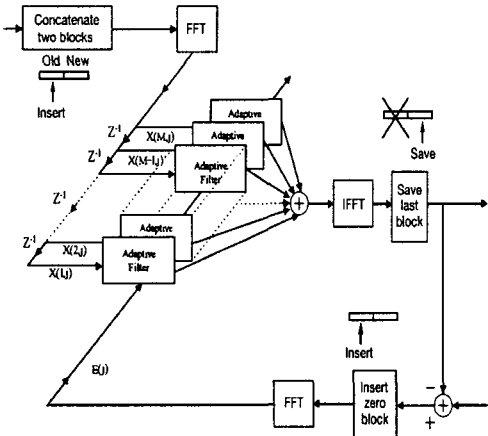


그림 2. MDF의 블록 구조도
Fig. 2. Block diagram of MDF

III. 실험 및 고찰

하드웨어로 적응필터를 사용할 경우에 DSP 칩에서 사용되는 전체 클럭 수의 70% 정도가 곱셈 연산을 하는데 사용된다. 실시간 적응잡음제거기를 하드웨어로 구성하기 위해서는 곱셈 연산량과 하드웨어 복잡도를 감소시키는 일이 매우 중요하다.

L 이 데이터 개수이고 D 가 MDF 지연차수이면 overlap-save방법을 사용한 FDAF와 MDF의 단위출력당 곱셈계산량은 각각 $10L \log_2(L) + 16L$ 과 $(4D + 6)L * \log(2L/D) + 16L * D$ 이다. FDAF의 곱셈 계산량은 동일한 탭 강도를 갖는 MDF에 비하여 0.72배 적다. 하지만, 알고리즘 전체를 수행하기 위한 메모리 측면에서 보면 적은 메모리 포인트 수를 갖는 MDF 알고리즘이 하드웨어적으로 오히려 단순하다.

ANC 실시간 시뮬레이션을 구현하기 위해 dSPACE I/O library를 이용하였다. 실제 12kHz

로 샘플링된 신호를 입력으로 인터페이스 하고 RTW(Real Time Workshop)에서 발생된 C코드를 dSPACE RTI(Real Time Interface)를 통해 실시간 하드웨어로 다운로드 한다. 이렇게 다운로드된 프로그램은 PC와는 독립적으로 dSPACE 하드웨어에서 실시간으로 계산되어 수행되며 Control Desk를 이용하여 모니터링 하거나 외부 장비로 모니터링 하면서 계수들을 조정할 수 있다.

3.1 ANC

다음 그림 3, 4는 일반적인 ANC의 블록 구조도와 실시간 simulink 시뮬레이션 블록 구성도이다. 기준신호 $d(n)$ 은, 잡음원 신호이자 참조신호인 $x(n)$ 의 영향을 받아서 원래의 파형이 잡음으로 오염된다. 출력이자 오차 신호인 $e(n)$ 과 참조신호인 $x(n)$ 에 디지털필터링과 적응알고리즘을 적용하여 만든 $y(n)$ 은, $x(n)$ 의 영향을 받은 잡음 신호 $x'(n)$ 를 모방하여 $d(n)$ 에서 $x'(n)$ 을 소거한다. 따라서 오차신호인 $e(n)$ 는

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) - y(n) \\ &= s(n) + x'(n) - \hat{x}(n) \quad (16) \\ &\approx s(n) \end{aligned}$$

로 근사할수 있어, 원래 깨끗한 신호를 오염된 신호로부터 근사적으로 추출할 수 있다.

그림 4에서 보는 바와 같이 마이크를 통해 음성신호와 함수발생기에서 생성된 500Hz 정현파 잡음 또는 백색잡음을 A/D 채널로 시스템 입력으로 실시간적으로 인가했고 FDAF를 이용해서 노이즈를 제거한 후 그 신호를 D/A 채널로 역시 실시간적으로 출력하였다.

500Hz 정현파 잡음제거 결과로, 그림 5의 위에서 차례로, 오염된 신호, 500Hz 정현파 잡음, 잡음이 제거된 결과신호를 보면 정현파와 같은 주기성을 지닌 잡음경우는 우수한 결과를 보여준다. 하지만 그림 6과 같은 랜덤프로세스인 백색잡음의 경우에는 바람직한 결과를 얻을 수 없었다.

이는 하드웨어적인 환경과 주기성이 없는 잡음이 입력으로 작용할 때 원 신호와의 상관관계가서로 영향을 주는 것으로 생각한다. 이러한 경우에도 주위의 배경잡음이 상당히 감소되어 출력되고 있

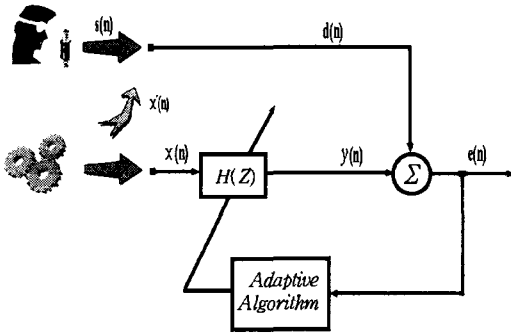


그림 3. ANC
Fig. 3. ANC

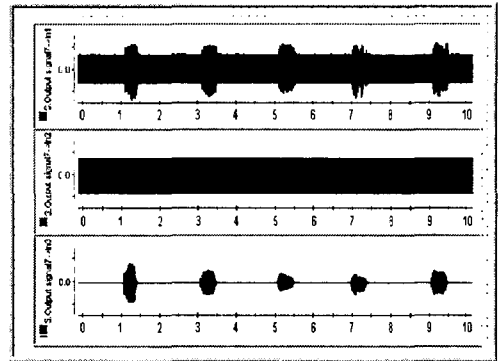


그림 5. ANC의 500Hz 정현파 잡음제거
Fig. 5. 500Hz sinusoidal noise cancellation of ANC

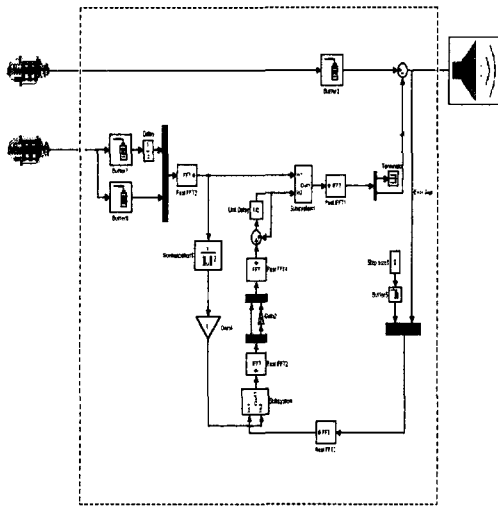


그림 4. ANC의 Simulink 블록 구성도
Fig. 4. Simulink block diagram of ANC

고, 비교적 안정되게 적응해 가고 있다. 필터를 거친 음성신호를 실제로 직접 청취해본 결과 비교적 어휘를 쉽게 분명히 구분할 수 있는 양질의 음이었다.

3.2 Cross talk ANC

일반적인 ANC의 상황은 그림 3에서 알 수 있듯이 기준 마이크는 참조 신호를 획득할 수 있으나, 참조 마이크는 어떤 물리적 장벽이나 환경에 의해서 기준 신호의 영향을 받지 않는다는 상당히 제한적인 상황이었다.

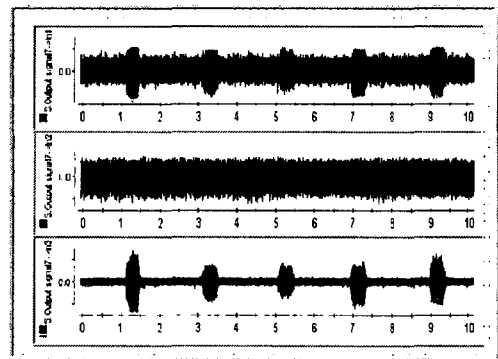


그림 6. ANC의 백색잡음제거
Fig. 6. White noise cancellation of ANC

하지만 쌍방의 신호가 영향을 주는 그림 7의 cross talk ANC인 경우는, 기준 신호 역시 참조 마이크에 영향을 준다는 것이다. 이 경우는 두번째 적응필터를 설치하여, 피드백 루프를 통해서 참조 마이크로 들어온 기준 신호를 먼저 제거한다. 그후에 또다른 적응필터를 통해 기준 마이크에 들어온 잡음을 제거하게 된다[7].

기준 마이크 들어온 신호와 참조 마이크 들어온 신호는이다.

$$\begin{aligned} y_1(n) &= s_1(n) + d_1(n) \\ y_2(n) &= s_2(n) + d_2(n) \end{aligned} \quad (17)$$

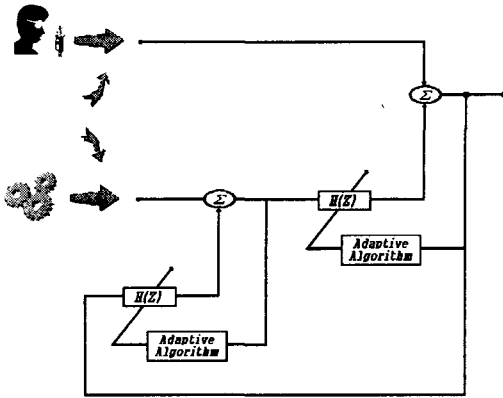


그림 7. Cross talk ANC
Fig. 7. Cross talk ANC

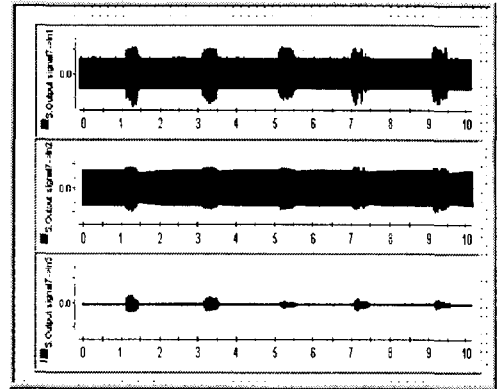


그림 9. 500Hz 정현파잡음 cross talk ANC 환경에 한 개의 적응필터를 사용한 결과
Fig. 9. 500Hz sinusoidal noise cancellation using 1 filter cross talk scheme

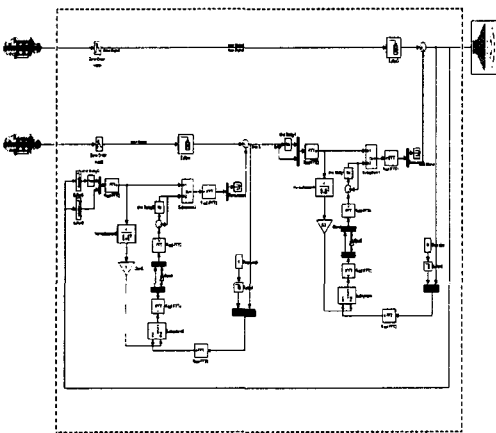


그림 8. Cross talk ANC의 블록 구성도
Fig. 8. Block diagram of cross talk ANC

여기서 $s_1(n)$ 과 $d_1(n)$ 은 기준 마이크에 들어온 음성신호와 잡음신호를 나타내고, $s_2(n)$ 과 $d_2(n)$ 는 참조 마이크에 들어온 음성신호와 잡음신호를 의미하고 있다. 일반적으로 $s_1(n) \geq s_2(n)$ 이고, $d_1(n) \leq d_2(n)$ 이라고 가정하면 두 입력 마이크에서의 신호 대 잡음비(SNR)에 대하여 $SNR_1 \gg SNR_2$ 라고 할 수 있다[8].

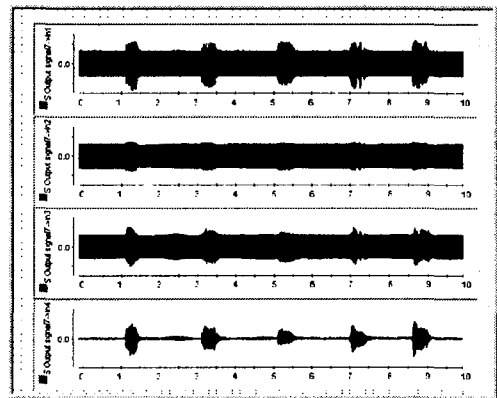


그림 10. 500Hz 정현파잡음 cross talk ANC 환경에 두 개의 적응필터를 사용한 결과
Fig. 10. 500Hz sinusoidal noise cancellation using 2 filter cross talk scheme

이러한 상황에서 참조 신호에 포함된 $s_2(n)$ 에 해당되는 간섭치를 두 번째 적응필터를 사용하여 제거함으로써 또 다른 적응필터로 들어오는 잡음의 왜곡을 최소화시키게 된다. 그후에 일어나는 상황은 일반적인 ANC 알고리즘에서와 같다.

Cross talk ANC문제를 정현파 잡음환경에서 일반적인 적응필터 한 개만을 사용하여 얻은 결과를 위에서부터 차례로 $d(n)$, $x(n)$, $e(n)$ 순서로 그림 9에 표기한다. 음성의 크기가 많이 감소했고 파형이 조금 일그러지는 모습을 보이며 만족스럽지 못한 결과를 보여주고 있다.

그림 10은 두 개의 적응필터를 이용하여 cross talk ANC를 해결한 경우이다. Cross talk가 없을 때와 비교하면 결과가 나쁜 편이지만 하나의 적응필터를 사용했을 때와 비교해보면, 특히 정현파잡음을 첨가했을 경우에 상당히 개선된 모습을 보이고 있다.

그림 10은 위에서부터 차례로 $y_1(n)$, $y_2(n)$, $\hat{d}_2(n)$, $e(n)$ 이다. 이는 각각 $s_1(n) + x_1(n)$, $s_2(n) + x_2(n)$, $\hat{d}_2(n)$, $\hat{s}_1(n)$ 을 나타내고 있다.

음성신호 개선 결과에 대한 평가는 청취자에 따라 상당히 주관적이어서 평가를 객관적으로 접근하기 위한 여러가지 방법들도 있지만, 그 또한 별로 명료하지 못하다. 주로 음성학상 음의 명료함에 대한 인식도로 평가될 수 밖에 없다.

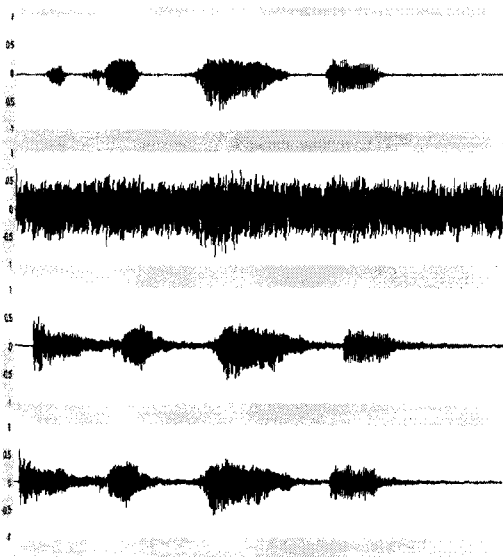


그림 11. FDAF와 MDF의 ANC 수행 결과
Fig. 11. Result waveforms of FDAF and MDF ANC

그림 11은 두 알고리즘, FDAF와 MDF로 ANC 한 결과를 나타내고 있다. 그림은 위에서부터 순서대로 원신호, 잡음과 혼합된 신호, FDAF로 처리한 신호 그리고 MDF로 처리한 신호이다. 여기서 FDAF로 처리된 신호는 탭수만큼 지연됨을 알 수 있다. 음성을 8kHz로 샘플링 했을 경우에는 $1024/8000=0.128$ 초 만큼 지연이 발생한 것이다.

반면에 MDF의 경우에는 지연차수에 반비례하

여 시간 지연이 발생한다. 즉, 실험에서는 지연차수가 4차이므로 $0.128/4=0.032$ 초 만큼의 지연만 발생되어 탭수의 증가로 인한 시스템 응답이 지연되는 현상을 개선할 수 있었고, SNR은 서로 유사한 결과를 보였다.

IV. 결 론

적용잡음제거 응용환경에서 여러종류의 적응필터중 빠른 수렴속도와 더불어 적절하며 안정된 계산량과 긴 탭 길이를 갖는 선형 FDAF가 본 연구에서 시도되었다.

시간영역의 컨벌루션 연산과 상관관계 연산이 주파수 영역의 곱 연산으로 변환되므로 FFT에 의한 빠른 연산이 가능하다는 사실에 근거한 FDAF 알고리즘을 실시간 ANC에 적용하여 본 결과 정현과 잡음과 백색 잡음 환경하에서 일반적인 ANC와 cross talk ANC에서 매우 개선된 음성신호를 얻을 수 있다는 것을 확인하였다.

한편, 긴 탭의 충격응답을 요구하는 ANC에 FDAF를 적용하면 시간지연이 발생하여 빠른 실시간 구현에 적합하지 못하다. 따라서 메모리에 일시 저장한 데이터를 사용하여 연산함으로써 FFT 차수를 줄일 수 있고 하드웨어적으로 부담을 줄일 수 있는 MDF 알고리즘을 백색잡음 환경의 음성신호에 실시간적으로 적용하여 본 결과 MDF가 FDAF의 시간지연을 상당히 줄일 수 있었다는 것을 역시 확인할 수 있었다.

이상을 종합하면, 실시간에서의 결과는 마이크와 증폭기등의 하드웨어 시스템을 거치면서 발생하는 내외부잡음으로 인해 비실시간 시뮬레이션과 같은 정밀함은 없었지만 상당히 유사한 결과를 볼 수 있었다. 하지만 초기 과도상태에서는 비실시간의 경우처럼 빠르고 안정된 수렴을 볼 수는 없었다. 약 10여초 정도의 과도현상을 볼 수 있다. 단지 이러한 결과들은 하드웨어 시스템과 주변환경에 따라 다소 달라질 수 있다는 것을 고려해야 한다.

더 정확한 실험을 위해 보다 안정적이고 수렴특성이 좋은 알고리즘의 적용과 정밀한 실험환경이 요구된다. 차후에 이러한 환경을 고려하여 알고리즘을 DSP 칩화 하면 음성통신 분야에 좋은 결과를 얻으리라 본다.

접수일자 : 2000. 9. 3. 수정완료 : 2000. 10. 16
본 연구는 1999년도 경남대학교 학술연구조성비에 의해 수행된 연구임.

참고문헌

- [1] Sen M. Kuo and Dennis R. Morgan, Active Noise Control Systems, Wiley, pp.24-43, 251-255
- [2] Simon Haykin, Adaptive Filter Theory, 3rd Edition, Prentice-Hall, 1996, pp.339-349.
- [3] B. Widrow, J.R. Glover, J. M. McCool, "Adaptive Noise Canceling: Principles and Application," Proc. IEEE, 63, 1692-1716, Dec. 1975
- [4] John J. Shynk, "Frequency-Domain and Multirate Adaptive Filtering", IEEE SP magazine. pp.14-37, January 1992.
- [5] Jia-Sien Soo and Khee K. Pang, "Multidelay Block Frequency Domain Adaptive Filter," IEEE Trans. Acoust. and Speech, Signal Processig, vol.38, pp.373-376, Feb. 1990.
- [6] Alan V.Oppenheim and Ronald W. Schaffer, Discrete-time Signal Processing, Prentice-Hall, 1989.
- [7] M. Miyoshi and Y. Kaneda, "Inverse Filtering of Room Acoustics," IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing, vol.36, pp.145-152, Feb. 1988.
- [8] R.R. Leitch and M.O. Tokhi, 1987, "Active Noise Control Systems," IEE Proc., vol.134, No.6, pp.525-546.



조우근(Woo Guen Joo)

准會員

1999년: 경남대학교 전기
공학과 (공학사)

2000년: 경남대학교
전기공학과 (공학석사)

2000년-현재: Pantech
IMT-2000팀 연구원



정원용(Won Yong Chong)

正會員

1975년 : 부산대학교 전
기공학과 (공학사)

1983년 : Florida. Inst. of
Tech. (공학석사)

1988년 : Georgia. Inst.
of Tech. (박사수료)

1992년 : 영남대 전기공학과 (공학박사)

1978년-현재 경남대학교 정보통신공학부
교수
