

論文96-33B-2-11

ADSP-2101을 이용한 실시간 처리 적응 음향반향제거기의 구현

(Realization of a Real-Time Adaptive Acoustic Echo Canceller on ADSP-2101)

金 晟 勳 *, 金 基 斗 *, 張 壽 泳 **, 金 鎮 旭 *

(Sung-Hoon Kim, Ki-Doo Kim, Soo-Young Chang, and Jin-Wook Kim)

요 약

본 연구에서는 파이프라인(pipeline) 구조 및 modified 하버드 아키텍처(harvard architecture)로 구성되어 있는 DSP 전용 프로세서 ADSP-2101을 이용하여 LMS(Least Mean Square) 알고리즘을 ADSP 전용 어셈블리 언어로 코딩하고, 이를 부트(boot) 메모리에 입력하여 프로세서를 제어함으로써 음향반향을 효과적으로 제거할 수 있는 적응 음향반향제거기의 실시간 처리 시스템을 구현하였다. 본 연구에서는 명령어 병렬 수행 프로그래밍 기법을 도입하여 시스템의 실행속도를 증가시켰으며, 비선형 양자화 기법을 사용하여 선형 양자화에 비해 적은 비트로 보다 많은 값을 표현할 수 있도록 하여 동적 범위(dynamic range)가 큰 음성신호에서의 양자화 에러를 최소화하고 연산 효율을 증가시켰다.

Abstract

This paper describes the realization of a real-time adaptive acoustic echo canceller, which adopts a microprogramming method, for removing acoustical echoes in speakerphone systems using the ADSP-2101 microprocessor with a pipeline and modified harvard architecture. We apply the LMS(Least Mean Square) algorithm to estimate the coefficients of a transversal FIR filter. For the acoustic adaptive echo canceller, we propose a parallel operation programming to improve algorithm execution speed and apply a nonlinear quantization to reduce the quantization error caused by large dynamic range of voice signal.

I. 서 론

핸드프리(hand-free) 전화기는 사용자가 사무실이 나 거실 혹은 차량내에서 자유롭게 움직이며 통화를

할 수 있는 환경을 제공한다. 그러나 핸드프리 통신방식은 스피커로부터 통화가자 위치해 있는 복잡한 실내 공간을 거쳐 마이크로폰으로 이어지는 경로를 통해 음향반향(acoustic echo) 성분이 발생되기 때문에 이러한 반향을 효과적으로 제거할 수 있는 방법이 요구된다. 적응 음향반향제거기는 반향경로를 매시간 추정하여 새로 생성된 반향성분만을 없애주는 방법으로, 기존의 다른 방법들에서 발생하는 통화의 부자연성 또는 음질의 저하등이 현저히 줄어들기 때문에 반향문제를 해결할 수 있는 궁극적인 방법이라 할 수 있다.^[1] 본 연구에서는 DSP 전용 프로세서인 ADSP-2101를 사용하여 적응 음향반향제거기를 실시간 구현하는데 중점을 두었으며, 명령어 병렬 수행 프로그래밍 기법을 도입하여 시스템의 실행속도를 증가시켰고 비선형 양

* 正會員, 國民大學校 電子工學科

(Department of Electronics Engineering, Kook-Min University)

** 正會員, 水原大學校 電子工學科

(Department of Electronics Engineering, University of Suwon)

※ 이 논문은 1995년도 한국과학재단의 핵심전문연구 과제 연구비에 의하여 연구되었음

接受日字: 1995年12月14日, 수정완료일: 1996年1月13日

자화 기법을 사용하여 동적 범위가 큰 음성신호에서의 양자화 에러를 최소화하고 연산효율을 증가시켰다. 실제로 제작한 시스템의 실시간 동작에 대한 실험결과는 비슷한 조건하에서 Mallela^[2]의 TMS320C50을 이용한 적응 음향반향제거기에 비해 ERLE(Echo Return Loss Enhancement)가 약 20dB 정도 개선된 성능을 보였다.

II. LMS 알고리즘을 도입한 적응 음향반향제거기의 구현

1. 적응 알고리즘

FIR 필터 응용으로 자주 쓰이는 필터 구조로는 트랜스버설형(transversal) 구조와 격자형(lattice) 구조가 있다. 트랜스버설 형태의 FIR 필터는 구조가 간단하여 구현이 용이하며, 이를 ADSP-2101에 어셈블리어 언어로 코딩하여 구현할 경우 코드 길이와 데이터 저장에 필요한 메모리의 용량이 격자형 구조에 비해 상대적으로 적으므로 CPU 내부 메모리만을 이용해 적응 음향반향제거기를 구현하는데 보다 더 용이하다. 표 1은 ADSP-2101 프로세서를 이용하여 트랜스버설 형태와 격자 형태에 LMS 알고리즘을 도입하여 적응 디지털 필터를 구현했을 때 필요한 명령어의 사이클 수와 메모리의 용량을 보인것이다.^[3] 여기서 N은 필터의 탭수를 의미한다.

표 1. 트랜스버설형 및 격자형 필터의 LMS 알고리즘 수행에 필요한 연산량과 메모리량

Table 1. Number of instruction cycles and memory usage required by LMS algorithm with transversal and lattice filters.

구조	매 실행당 필요한 명령어 사이클 수	필요한 메모리 용량		
		PM code	PM data	DM data
트랜스버설형	3N+8	29	N	N
격자형	11N+7	36	2N+1	N+1

한편 적응 음향반향제거기에 많이 쓰이는 알고리즘으로는 LMS 알고리즘과 RLS(Recursive Least Square) 알고리즘이 있다. RLS 알고리즘은 LMS 알고리즘에 비해 수렴특성이 우수하나 많은 연산량이 요구되며 유한어장 연산결과로 인해 수치적으로 불안정

한 단점을 가지고 있으며, 이로 인해 실시간처리 시스템에 적용하기에는 다소 문제점이 있다. 표 2는 LMS 알고리즘과 RLS 알고리즘을 트랜스버설 FIR 필터로 구현하기 위하여 ADSP 마이크로프로세서에 어셈블리어 언어로 코딩할 때 요구되는 명령어 사이클 수와 메모리의 용량을 보인 것이다.^[3]

표 2. 트랜스버설 FIR 필터의 경우 LMS 및 RLS 알고리즘 수행에 필요한 연산량과 메모리량

Tabel 2. Number of instruction cycles and memory usage of the LMS and RLS algorithms with a transversal filter.

알고리즘	매 실행당 필요한 명령어 사이클 수	필요한 메모리 용량		
		PM code	PM data	DM data
LMS	3N+8	29	N	N
RLS	3N ² +9N+20	89	2N	N2+2N

본 연구에서는 비교적 적은 연산량으로도 수렴특성이 우수하며 안정성 확보가 비교적 용이할 뿐만 아니라, 시간에 따라 그 특성이 천천히 변화하는 비정적(nonstationary) 환경에도 그 변화 추적이 가능한 LMS 알고리즘을 트랜스버설 구조에 적용하여 적응 음향반향제거기를 구현하였다.

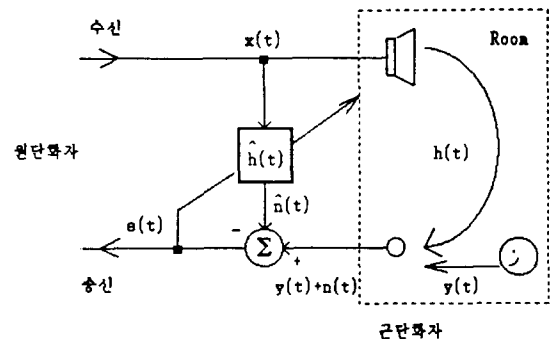


그림 1. 적응 음향반향제거기의 블럭도
Fig. 1. Block diagram of an adaptive acoustic echo canceller.

그림 1은 적응 FIR 필터의 계수를 최적화하기 위하여 LMS 알고리즘을 도입한 적응 음향반향제거기가 반향경로의 임펄스 응답을 추정한후, 이를 적응필터의 계수로 이용하여 음향반향을 제거하는 일련의 과정을 보여 준다.^[4] 그림 1에 보이는 바와 같이 시간 t에서의

음향반향 신호를 $n(t)$ 라 하고, 근단화자(near-end speaker)의 신호를 $y(t)$, 원단화자(far-end speaker) 신호를 $x(t)$, 스피커와 마이크로폰 사이의 반향경로의 임펄스 응답을 $h(k)$ 라 하면 이를 식 (1)과 같이 표현할 수 있다. 이때 N 은 임펄스 응답의 유한한 길이를 나타낸다.

$$n(t) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(t-k) \quad (1)$$

식 (2)는 N 개의 탭을 가진 트랜스버설 필터가 원단화자의 신호 $x(t)$ 와 LMS 알고리즘을 도입하여 추정된 실제 반향경로의 임펄스 응답 $\hat{h}(k)$ 를 필터의 탭 계수로 하여 음향반향을 추정해 내는 것을 표현한 것이다.

$$\hat{n}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \hat{h}(k)x(t-k) \quad (2)$$

이때 만약 $k = 0, 1, \dots, N-1$ 에서 $\hat{h}(k) = h(k)$ 이면 모든 시간 t 에서 $\hat{n}(k) = n(k)$ 이며, 이는 음향반향이 전부 제거되는 것을 의미한다. 그러나 일반적으로 시변특성을 가진 음향반향 경로의 임펄스 응답 $h(k)$ 를 알지 못하기 때문에 LMS 알고리즘을 도입하여 여러 신호의 평균제곱이 최소가 되도록 필터의 탭 계수를 결정한다. 만약 근단화자의 음성신호 $y(t)$ 가 존재하지 않을 경우 그림 1로부터 에러신호 $e(t)$ 는 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$e(t) = n(t) - \hat{n}(t) \quad (3)$$

에러항의 평균제곱값을 최소화하는 음향 반향의 임펄스 응답을 추정후, 적응필터의 계수를 구하는 식은 식 (4)와 같다.

$$\hat{h}(k+1) = \hat{h}(k) + 2\mu e(k)x(t-k) \quad (4)$$

식 (4)에서 μ 는 수렴속도를 결정하는 상수이며, 수렴 조건은 식 (5)로 표현된다.

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}} \quad (5)$$

여기서 λ_{\max} 는 참고 입력신호 자기상관행렬 R 의 고유값을 나타낸다. 스텝크기 μ 값은 적응 음향반향제거기의 출력값인 $\hat{n}(k)$ 가 평균자승 오차값 $E\{e^2(t)\}$ 를 최소화시키도록 하는 수렴 속도에 영향을 미친다.^[4] 이와는 달리 음향반향신호 $n(t)$ 와 근단화자의 음성신호 $y(t)$ 가 동시에 존재할 경우에는 적응 음향반향제거기의 동작을 중지하여 적응필터 계수의 발산을 막아야

한다.^[1] 본 연구에서는 이와 같은 적응 음향반향제거기의 효과적인 구현을 위해 직접 제작한 DSP 보드를 사용하였으며, FIR 필터링과 LMS 알고리즘을 수행하기 위해 Analog Device사의 ADSP-2101 DSP 전용 프로세서를 사용하였다. ADSP-2101에 사용된 적응 음향반향제거기의 소스 코딩은 ADSP 어셈블리 코드를 사용하였으며, 적응 반향제거기를 실시간 처리 시스템으로 구현하기에 유리하도록 음향반향 제거에 필요한 모든 명령어 및 데이터는 CPU 내부 메모리만을 이용하여 저장하였다. 또한 RISC 마이크로프로세서의 특징이라 할 수 있는 다양한 레지스터들을 충분히 활용함으로써 레지스터 상호간의 연산을 통해 연산 수행 시간을 단축시켰다. ADSP-2101의 modified 하버드 아키텍처와 상호 독립적인 ALU, 곱셈기(multiplier), 쉬프트(shifter) 등을 이용한 명령어 병렬수행 프로그래밍 기법을 도입하였고, 명령어가 서로 상호 독립적일 경우 이들 명령어들을 동시에 병렬로 수행함으로써 전체적으로 알고리즘의 수행시간을 단축시켰으며, 결과적으로 실시간처리 시스템의 적응필터의 탭 수를 늘려 보다 긴 임펄스 응답을 가진 반향을 제거할 수 있도록 하였다.

2. 실시간 처리 시스템

본 실험에서는 Analog Device사에서 사용자에게 제공하는 ADDS-21XX 시뮬레이터를 이용하여 구현할 적응 반향제거기의 동작을 예측하였다. 실험결과를 바탕으로 DSP 전용 프로세서인 ADSP-2101 마이크로프로세서로써 실제로 개발환경을 구축하였다. 제작한 DSP 보드의 boot 메모리에 ADSP 어셈블리 언어로 코딩하였고, 프로그래밍에 의한 CPU 제어를 통해 음향반향제거를 실시간으로 처리하도록 하였으며, 동시통화 상태는 고려하지 않았다.

1) ADSP-2101 마이크로프로세서

ADSP-2101은 데이터와 명령어를 동시에 읽어들이기 위해서 데이터 메모리와 프로그램 메모리를 분리하여 갖고 있는 하버드 아키텍처를 채용하고 있으며, RISC 프로세서로서 하나의 명령어를 수행하면서 다른 명령어를 페치(fetch)하거나 디코딩(decoding)할 수 있는 파이프라인 구조를 갖고 있다. 이밖에도 고속의 MAC(Multiplier-ACcumulator) 유닛을 내장하고 있어서 곱셈(multiplication)과 누산(accumulation)을 한 사이클내에 처리할 수 있으며, 반복

연산을 빠르게 처리하기 위해 zero overhead loop 기능과 순환 버퍼링(circular buffering) 및 bit reversed addressing 기능을 할 수 있도록 하드웨어가 구성되어 있다.¹⁵⁾ 또한 DSP 알고리즘을 수행하는데 많이 필요한 연산기능을 효과적으로 수행하기 위해 독립적인 ALU 블럭, MAC 블럭, Barrel 쉬프트 블럭을 가지고 있으며, 만약 명령어들이 서로 독립적이면 이들 명령어들을 단 한번의 명령어 사이클내에 동시에 수행할 수 있는 병렬 수행 개념을 도입한 진보적인 구조를 가지고 있다.^{16,17)} 그림 2는 ADSP-2101의 내부 구조를 보인 것이다.

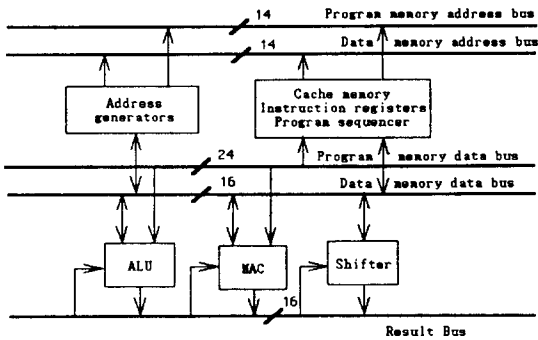


그림 2. ADSP-2101의 내부구조
Fig. 2. Architecture of the ADSP-2101.

```

MODULE fir_sub:
{
  IO : Oldest input data value in delay line
  LO : Filter length (N)
  I4 : Beginning of filter coefficient table
  L4 : Filter length (N)
  M1 MS = 1
  CNTR = Filter length - 1 (N-1)
}
}
.ENTRY fir:
fir: MR=0, MXO=DM(IO,M1), MYO=PM(I4,MS);
DO sop UNTIL CE;
sop: MR=MR+MXO+MYO(SS), MXO=DM(IO,M1), MYO=PM(I4,MS);
MR=MR+MXO+MYO(RND);
IF MV SAT MR;
RTS;
.ENDMOD:
    
```

그림 3. 명령어 병렬 수행기법을 도입한 FIR 필터 루틴

Fig. 3. FIR filter example.

ADSP-2101의 명령어 수행 사이클 시간은 16.67 MHz 클럭을 사용할때 60ns이며, 만약 8KHz로 샘플링된 입력신호가 들어올 경우, 트랜스버설 적응필터의 루틴을 실행하는데 필요한 명령어 사이클의 수는 $3N+8$ 이므로, 최대 691개의 탭수를 갖는 적응 필터로 실시간 동작시킬 수 있다.¹⁶⁾ 본 연구에서는 실제 환경에서는 불필요한 가상 음향반향경로의 모델링에 의

해 수행되는 루틴으로 인해 적응 음향반향 제거기의 탭 수를 256개로 제한하여 실험하였다. 그림 3은 ADSP-2101 어셈블리 언어를 이용하여 명령어 병렬 수행 기법을 도입한 트랜스버설 디지털 FIR 필터를 구현한 것이다. 그림 3에 보인바와 같이 트랜스버설 형태의 디지털 FIR 필터는 입력신호와 필터 계수와의 컨벌루션 식으로 표현되며, 따라서 디지털 FIR 필터를 표현하는 수식은 SOP(Sum Of Product) 형태로 표현된다. ADSP-2101 마이크로프로세서는 SOP 연산에 필요한 곱셈과 누산을 $MR = MR + MX0 * MY0(SS)$ 와 같은 명령어 사이클에서 수행할 수 있다. 본 연구에서는 ADSP -2101 프로세서의 연산속도를 보다 높이기 위하여 곱셈과 누산 이외에도 프로그램 메모리와 데이터 메모리에서 각각 디지털 FIR 필터의 계수와 필터 입력 신호를 동시에 읽어들이 3가지 명령어를 한 명령어 사이클내에 수행하는 명령어 병렬 수행 기법을 도입함으로써 결과적으로 전체적인 적응 알고리즘 및 FIR 필터링을 수행하는데 소요되는 시간을 단축시켰다.

2) 실시간 시스템 하드웨어의 구성

직접 제작한 DSP 보드는 사용자가 실시간으로 CODEC 응용을 테스트 할 수 있도록 구성되어 있으며, 그 동작에 필요한 프로그램 코드나 데이터는 64K * 8비트 EPROM으로부터 내부 프로그램 메모리로 읽어들이 시스템을 동작시키므로 사용자가 프로그램 소스 코드를 EPROM에 저장하여 이를 교환함으로써 시스템을 구동시킬 수 있도록 하였다. 그림 4는 실제 실험에 사용된 DSP 보드의 구성을 보인 것이며, ADC와 DAC가 장착되어 있고, 이를 이용하여 음성신호를 마이크로폰으로 입력받아 스피커로 출력할 수 있는 기능을 가지고 있다.

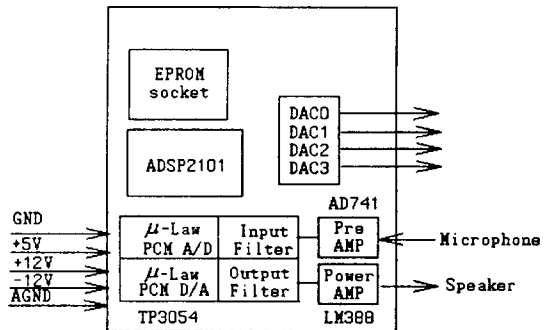


그림 4. 실시간 처리 시스템의 블럭도
Fig. 4. Block diagram of the real-time processing system.

Ⅲ. 실험 및 결과 고찰

1. 컴퓨터 시뮬레이션

적응필터의 반향제거 과정을 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 적응필터의 동작특성을 시간영역에서 확인하는 방법을 통하여 실제 DSP 보드에서의 실험결과를 예측 하므로써 실험에 적용된 알고리즘의 타당성을 검증하였다. 컴퓨터 시뮬레이션의 수행시 실제로 구현한 적응 음향반향제거기의 사양을 그대로 적용하기 위해 입력 양자화 레벨수를 256으로 하고, 샘플링을 8kHz로 하였다. 컴퓨터 시뮬레이션에 사용된 입력신호 등 여러가지 신호들은 C-언어 프로그래밍을 수행하여 데이터를 생성하였으며, 사용할 가상 음성신호는 가우시안 노이즈(Gaussian noise)를 AR(Auto Regressive) 필터로 필터링한 신호를 사용하여 모델링 하였다. 가우시안 노이즈는 Box-Muller 변환을 이용하여 C-언어 함수로 제공되고 있는 균일분포 랜덤 넘버 생성함수를 가우시안 분포로 변환시켜 생성하였다.^[8] 음성신호를 모델링 하기 위해 AR 필터의 입력으로 사용된 가우시안 노이즈의 데이터 갯수는 3600개로 하였다. 그림 5는 Box-Muller 변환을 이용하여 생성한 평균이 0, 표준편차가 100인 가우시안 노이즈를 보인 것이다.

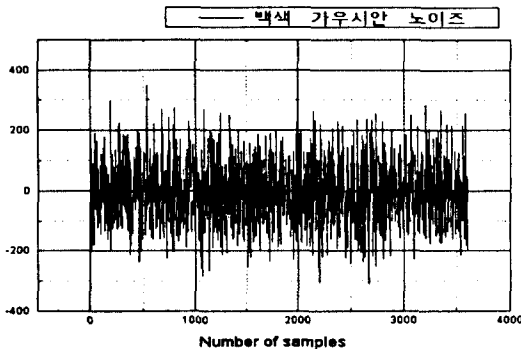


그림 5. 백색 가우시안 노이즈
Fig. 5. White Gaussian noise.

그림 6은 그림 5에 보인 가우시안 노이즈를 식 (6)의 전달함수를 갖는 AR 필터로 필터링한 출력신호를 보여준다.

$$H(z) = \frac{1}{1 - 0.99z^{-1} - 0.93z^{-2} - 0.92z^{-3}} \quad (6)$$

음성신호는 말하는 사람에 따라 억양의 강도가 크게 다르기 때문에 40 [dB] 정도의 넓은 동작범위에서 음

성신호의 통계적 성질은 불균일하다.

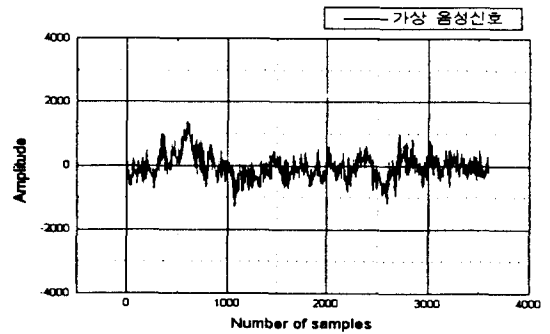


그림 6. AR 필터로 모델링한 가상 음성신호
Fig. 6. Input speech signal modelled by AR filter.

이와같은 이유로 선형 양자화보다는 비선형 양자화가 양자화 에러를 최소화하는데 보다 유리하다.^[9] 본 연구에서는 이와같은 선형 양자화에 의한 에러를 최소화 하기위해 비선형 양자화 기법인 μ -law 압신(companding) 기법을 도입하여 선형양자화에 비해 적은 비트로 보다 많은 범위의 음성신호를 효율적으로 표현할 수 있도록 하였다. 식 (7)은 μ -law 압축 공식을 나타낸다.

$$F(s) = \text{sgn}(s) \frac{\ln(1 + \mu|s|)}{\ln(1 + \mu)} \quad (7)$$

이와같은 방법으로 적응반향제거기의 입력신호를 $\mu = 255$ 로 압축하고 적응반향제거기의 출력을 다시 신장(expanding)시킴으로써 입력신호의 동적 범위가 클 경우 선형 양자화로 연산하여 처리할 때보다 연산정확도를 개선할 수 있다. 이때 8kHz 샘플링과 8비트의 압신을 채택하였고, CCITT G.711 규약을 따랐다.^[10]

컴퓨터 시뮬레이션에서 반향경로는 FIR 필터로 모델링 하였으며, FIR 필터의 계수값의 표현양식은 ADSP-2100 계열의 1.15 포맷으로 하였다.^[6] ADSP-2101은 소수(fractional number)를 계산하기에 최적화된 구조를 가지고 있으며, 1.15 포맷은 데이터 메모리의 1 word에 해당하는 16비트의 각 비트에 가중치를 두어 소수를 표현한 것으로 최소 -1로부터 최대 +1의 근사치 0.999969까지 표현이 가능하다. 식 (8)은 음향반향경로의 임펄스 응답을 모델링한 것이며, 그림 7은 FIR 필터로 모델링한 반향경로의 임펄스 응답을 보여준다. 여기서 $r(i)$ 는 평균이 0, 표준편차가 0.13인 가우시안 노이즈이다.

$$h(i) = \begin{cases} r(i)*0.4*\exp(-0.027*i) & , 1 \leq i \leq 150 \\ 0 & , \text{그외} \end{cases} \quad (8)$$

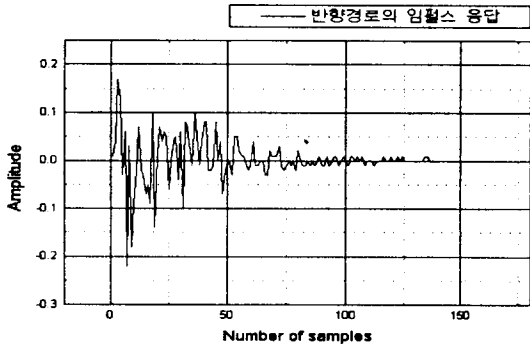


그림 7. 반향경로의 임펄스 응답
Fig. 7. Impulse response of the echo path.

적응 알고리즘의 LMS 루틴과 FIR 필터 루틴 역시 계수값에 1.15 포맷을 사용하였다.¹⁶⁾ μ -law로 인코딩된 입력신호는 FIR 필터로 모델링한 반향경로를 거쳐 음향반향을 생성하는데 이용되고 또한 적응 음향반향제거기의 참고 입력신호로 사용된다. 본 연구에서는 적응 음향반향제거기의 알고리즘 수행 과정을 모니터링하기 위해 적응필터의 에러값을 DAC를 통해 출력하므로써 에러와 적응필터의 입력력간의 관계를 보다 명확히 관찰할 수 있도록 하였다. 그림 8은 반향경로를 거친 신호와 적응 음향반향제거기의 출력신호의 차, 즉 에러 신호를 보여준다.

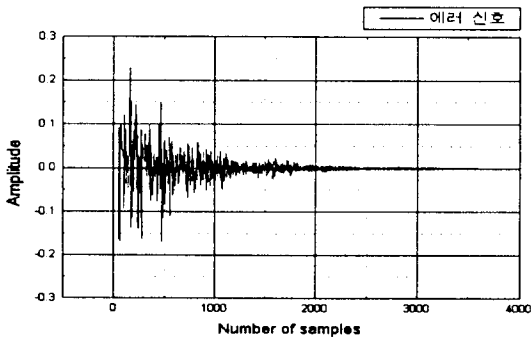


그림 8. 에러 신호
Fig. 8. Error signal.

그림 8에서 알 수 있듯이 적응필터의 계수가 시간이 지남에 따라 수렴하여 점차 에러신호가 감소함을 확인할 수 있다. 적응 음향반향제거기의 출력은 μ -law로 압축되어 있으므로 출력값을 다시 원상태로 복구하는 신장 작업이 필요하다. 그림 9는 컴퓨터 시뮬레이션에

서 얻은 적응 음향 반향제거기의 출력을 신장 작업을 거친후의 결과값을 보인 것이다.

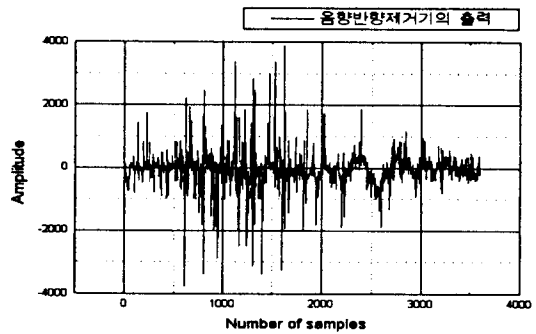


그림 9. 적응 음향반향제거기의 출력신호
Fig. 9. The output signal of an adaptive acoustic echo canceller.

그림 6과 그림 9를 서로 비교해 보면 그림 8에서 에러가 크게 발생하는 부분에서 입력신호와 출력신호에 큰 차이가 있는 것을 알 수 있다. 그러나 에러가 감소하는 2000 샘플 포인트(약 0.25초) 이후부터 적응 반향제거기의 출력신호와 입력신호의 차이가 거의 없음을 확인할 수 있다. 위에서 보인 실험결과를 보다 수치적으로 분석하기 위하여 적응 음향반향제거기의 성능을 평가하는데 일반적으로 사용되는 식 (9)의 ERLE(Echo Return Loss Enhancement)¹¹⁾를 도입하여 컴퓨터 시뮬레이션에서 적응 음향반향제거기의 성능을 평가하는데 이용하였다.

$$ERLE(n) = 10 \log \left\{ \frac{\sum_{i=0}^{N-1} h^2(n-i)}{\sum_{i=0}^{N-1} [h(n-i) - \hat{h}(n-i)]^2} \right\} \quad (9)$$

적응 음향반향제거기가 우수하게 설계되었을 때 ERLE 값이 크게 나타난다. 그림 10은 컴퓨터 시뮬레이션의 ERLE 값을 보인것이며 100번째 샘플 포인트 반복 연산 이후부터 약 40dB 정도의 우수한 특성을 나타낸다.

또한 적응 알고리즘의 수렴특성을 나타내는 곡선은 그림 11과 같다. 수렴특성 곡선은 입력신호에 대한 에러 제곱 평균(MSE: Mean Squared Error) 값을 보인 것이며, 적응 알고리즘의 수렴특성이 우수할 경우 빠른 속도로 0에 수렴한다. 따라서 실제 적응 음향반향제거기에 사용된 LMS 알고리즘 소스 코드가 적응 알고리즘을 효과적으로 수행함을 확인할 수 있다.

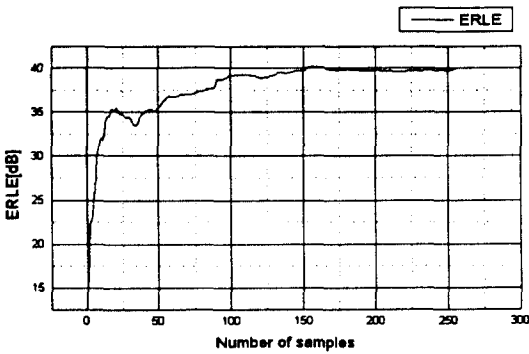


그림 10. 적응 음향반향제거기의 ERLE 곡선
Fig. 10. Echo return loss enhancement of an adaptive acoustic echo canceller.

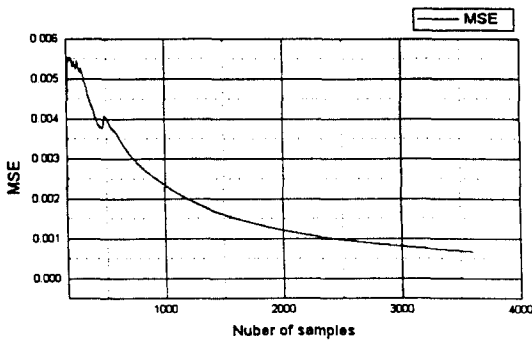


그림 11. 적응 음향반향제거기 수렴특성 곡선
Fig. 11. Convergence curve of an adaptive acoustic echo canceller.

2. 실시간 시스템을 이용한 음향반향제거 실험

펜티엄 90 IBM PC를 사용하여 사운드 카드로부터 음성신호의 PCM 데이터를 적응반향제거기의 입력신호로 사용하였고, 적응필터의 계수값을 DAC로 출력하

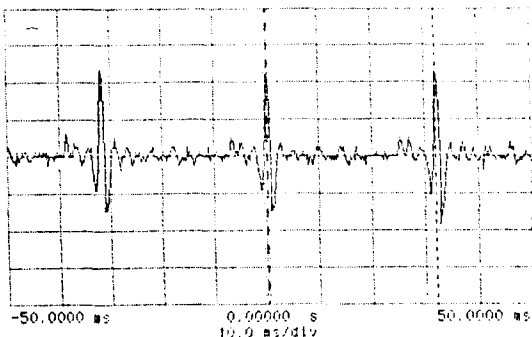


그림 12. 적응 음향반향제거기의 임펄스 응답
Fig. 12. Impulse response of an adaptive acoustic echo canceller.

여 적응필터의 계수값을 오실로스코프로 확인하였다. 그림 12는 적응 음향반향제거기의 적응필터 계수값을 보여준다.

본 연구에서는 실제의 실험을 통해 스피커로 그 결과를 출력하여 사람이 들어서 그 동작의 성능을 평가하는 주관적인 실험도 해보았으며, 적응 음향반향제거기가 성공적으로 음향반향을 실시간으로 처리하여 제거하는 것을 확인하였다.

IV. 결 론

본 논문에서는 파이프라인 구조 및 modified 하버드 아키텍처로 구성되어 있는 DSP 전용 프로세서 AD-SP-2101을 이용하여 LMS 알고리즘을 ADSP 전용 어셈블리 언어로 코딩하고, 이를 부트 메모리에 입력하여 프로세서를 제어함으로써 음향반향을 효과적으로 제거할 수 있는 적응 음향반향제거기의 실시간처리 시스템을 구현하였다. ADSP의 modified 하버드 아키텍처에서 제공되는 명령어 병렬 수행기법과 내부 캐쉬 메모리만을 이용해 연산에 필요한 데이터를 저장하는 기법을 이용하여 실시간처리 시스템의 속도를 증가시켰다. 또한 선형 양자화 에러를 최소화 하기 위해서 비선형 양자화 기법인 μ -law 압신 기법을 도입하여 선형 양자화 기법에 비해 적은 비트로 보다 많은 범위의 음성신호를 표현할 수 있도록 하였으며, 압신은 CC-ITT G.711 규약을 따랐다. 성능평가를 위해 제안된 방식의 실험 결과는, 14비트 선형 양자화 기법을 도입하고 TMS320C50 프로세서로 적응 음향반향제거기를 구현한 Mallela^[2]의 실험결과보다 비슷한 조건에서 ERLE가 약 20dB가 개선된 결과를 얻었다.

참 고 문 헌

- [1] 유재하, 윤대희, "음향반향제거기," 대한전자공학회지, vol. 22, No.5, pp. 541-551, 1995
- [2] P. P. Mallela et al., "A TMS320C5x DSP-based full-duplex speaker phone," ICSPAT' 94, pp. 1-12, Oct. 1994.
- [3] ADSP-21000 Application Handbook Volume 1. Analog Device, Inc., 1994.
- [4] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, 2nd Ed., Prentice-Hall, 1991.

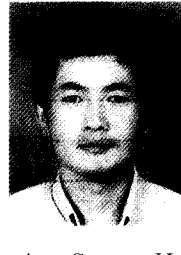
- [5] B. Widrow and S.D. Sterns, *Adaptive Signal Processing*. Prentice-Hall, 1995.
- [6] *ADSP-2100 Family User's Manual*. Prentice-Hall pp. 353-356, 1993.
- [7] A. Mar, *Digital Signal Processing Application Using the ADSP-2100 Family*. Prentice-Hall, pp. 67-139, 1990.
- [8] V. K. Ingle, *Digital Signal Processing Laboratory Using The ADSP-2101 Microcomputer*. Prentice-Hall, 1991.
- [9] P. M. Embree, *C Language Algorithms for Digital Signal Processing*. Prentice-Hall, pp. 207-213, 1991.
- [10] M. S. Roden, *Analog and Digital Communication Systems*. Prentice-Hall, pp. 336-339, 1991.
- [11] N. S. Jayant, *Digital Coding of Waveforms*. Prentice-Hall, pp. 228-249, 1984.

 저 자 소 개



金 晟 勳(正會員)

1970년 7월 16일생. 1994년 2월 국민대학교 전자공학과 졸업(학사). 1994년 3월 ~ 현재 국민대학교 대학원 석사과정. 주관심분야는 디지털 신호처리, ASIC 설계, 디지털 통신 등임



金 基 斗(正會員)

1957년 12월 17일생. 1980년 2월 서강대학교 전자공학과 졸업(학사). 1988년 8월 The Pennsylvania State University 전자공학과(석사 학위). 1990년 2월 The Pennsylvania State University 전자공학과(박사 학위). 1980년 3월 ~ 1985년 12월 국방과학연구소 연구원. 1991년 3월 ~ 현재 국민대학교 전자공학과 부교수. 주관심 분야는 디지털 신호처리 및 디지털 통신 등임



張 壽 泳(正會員)

1956년 6월 11일생. 1980년 2월 서강대학교 전자공학과 졸업(학사). 1988년 8월 The Pennsylvania State University 전자공학과(석사 학위). 1991년 5월 The Pennsylvania State University 전자공학과(박사 학위). 1980년 3월 ~ 1986년 6월 국방과학연구소 연구원. 1992년 1월 ~ 1994년 2월 LG 정보통신 책임연구원. 1994년 3월 ~ 현재 수원대학교 전자공학과 전임강사. 주관심 분야는 무선통신, 위성통신 등임



金 鎭 旭(正會員)

1992년 3월 ~ 현재 국민대학교 전자공학과(학사). 주관심 분야는 디지털 신호처리, 화상 신호처리, 디지털 통신 등임