

논문 2007-44IE-4-1

DSP를 이용한 차량용 핸즈프리 전화기의 구현

(Implementation of Hands-Free Phone in a Car Using DSP)

홍기준*, 노이주**, 정경훈***, 강동욱***, 윤기방****, 김기두***

(Ki-Jun Hong, Yi-Ju Roh, Kyung-Hoon Jeong, Dong-Wook Kang,
Kee-Bang Yun, and Ki-Doo Kim)

요약

본 논문에서는 송수화기를 사용하지 않고도 통화 가능한 핸즈프리 통화방식에서 스피커의 출력신호가 마이크로 입력되는 음향반향(acoustic echo)을 효과적으로 제거할 수 있는 음향반향 제거기가 적용된 핸즈프리 전화기의 구현에 관하여 연구한다. 적응필터만을 적용한 기존의 음향반향 제거기는 반향신호와 동시통화의 문제를 동시에 해결하는데 있어서 많은 어려움을 갖고 있다. 이를 해결하기 위해서 본 논문에서는 modified NLMS 알고리즘이 적용된 적응필터, 두 개의 독립된 망각인자(forgetting factor)를 이용하여 원단신호의 음성구간을 정확하게 검출하는 VAD, 마이크신호와 잔여반향신호의 상호상관계수를 이용하여 동시통화 구간을 신속하고 정확하게 판단하기 위한 동시통화 검출기, 그리고 VAD와 동시통화 검출기를 이용한 출력제어부로 구성된 음향반향 제거기를 제안한다. 이러한 구조의 음향반향 제거기가 적용된 핸즈프리 전화기는 기존의 핸즈프리 전화기와 차별되게 반향도 없고 동시통화도 원활한 성능을 보여준다.

Abstract

In this thesis, we study the implementation of hands-free phone in a car, taking acoustic echo canceller, in order to remove acoustic echo effectively. Conventional acoustic echo canceller used for only adaptive filtering has much difficulty to solve both echo and double-talk problem. To tackle this problem, we propose acoustic echo canceller consisting of adaptive filter using a modified NLMS, VAD to catch exact voice activity duration using two independent forgetting factors, double-talk detector to detect fast and precise double talk duration using cross-correlation between microphone signal and residual echo, and output controller using VAD and double-talk detector. The proposed hands-free phone taking acoustic echo canceller shows the performance that has not acoustic echo and guarantees full duplex.

Keywords : hands-free, echo canceller, double-talking, modified NLMS, DSP

I. 서론

보다 편안한 통화환경을 만들기 위해서 오래 전부터 송수화기(hand-set)를 사용하지 않고도 통화가 가능한 핸즈프리(hands-free) 통화방식을 연구하여 왔다. 이러

한 핸즈프리 통화방식은 원거리 회의시스템(tele-conference system), 스피커폰 시스템, 탁상용 원격회의 시스템 등의 여러 분야에 적용될 수 있는데 본 논문에서는 차량용으로 사용할 수 있는 핸즈프리를 구현하고자 한다. 핸즈프리를 사용하면 운전자가 자유롭게 움직이면서 통화를 할 수도 있고 주행 중에도 운전이 집중함으로써 교통사고의 위험을 줄일 수 있다는 장점이 있다^[1].

하지만 핸즈프리의 사용에는 음향반향 신호가 발생하여 통화의 품질을 떨어뜨린다는 문제점과 동시통화의 경우에는 음향반향 신호와 근단신호(near-end signal)가 동시에 마이크에 입력되어 원단화자가 근단화자의 신호를 인식하기 어렵다는 문제점도 있다.

* 정회원, (주)ANTS
(ANTS corp)

** 학생회원, *** 평생회원, 국민대학교 전자공학부
(Department of Electronics Engineering, Kookmin University)

**** 평생회원, 시립인천전문대학 전기공학부
(Department of Electronics Engineering, Incheon City College)

접수일자: 2007년10월26일, 수정완료일: 2007년12월3일

이러한 문제를 해결하기 위해서 최근에는 적응 알고리즘을 DSP에 적용하여 동시통화의 문제를 해결하고자 많은 노력을 하고 있다^[2~3]. 그러나 기존의 적응 알고리즘을 이용한 음향반향 제거기는 반향신호에 대한 문제와 동시통화의 문제를 함께 해결하기에는 많은 어려움이 있었다.

본 논문에서는 이러한 두 가지 문제를 동시에 해결하기 위해서 modified NLMS(Normalized Least Mean Squares) 알고리즘이 적용된 적응필터(adaptive filter), 원단신호의 음성구간을 추출하는 VAD(Voice Activity Detector), 동시통화 구간을 신속하고 정확하게 판단하기 위한 동시통화 검출기(double-talk detector), VAD와 동시통화 검출기를 이용한 출력 제어부(output controller)로 구성된 음향반향 제거기가 적용된 full duplex 핸즈프리를 구현하게 되었다.

Full duplex 핸즈프리를 구현함에 있어서 TI사의 범용 DSP인 TMS320C5401과 TLV320AC36을 사용하였다. 이러한 구조의 음향반향 제거기가 적용된 핸즈프리는 기존의 핸즈프리과 달리 반향신호도 존재하지 않고 동시통화 상태도 원활한 성능을 보였다.

II. 음향반향 신호 및 제거

2. 1 음향반향의 제거

CDMA(Code Division Multiple Access) 이동통신 시스템 환경에서 반향(Echo)은 여러 가지 현상에 의해 다양한 경로로 발생할 수 있다. 하지만 본 논문의 목적은 차량용 핸즈프리 구현이므로 음향반향에 대해서 주로 언급하고자 한다. 음향반향신호의 발생 과정을 도시하면 그림 2.1과 같다. 음향반향 신호는 차량 내의 스피커 출력신호가 마이크로 입력됨으로써 발생한다는 것을 살펴보았다. 이러한 음향반향 신호는 원단화자의 입장에서 보면 자신의 목소리를 어느 정도의 지연 후 다시 듣게 되서 통화품질에 많은 저하를 일으키게 된다. 그러므로 음향반향 신호는 차량 내 핸즈프리의 구현시 반드시 제거되어야 한다. 따라서 이를 해결하기 위해서는 동시통화 상태에서도 음향반향 신호는 반드시 제거되어야 한다.

이러한 음향반향 신호를 제거하기 위해서는 음향반향 신호를 추정할 필요가 있다. 반향신호를 제거하기 위한 추정신호는 비록 반향신호가 지연과 그 외의 환경에 의해 변할지라도 원단신호와 어느 정도 유사성이 있다는 특성을 이용한다. 즉, 반향신호를 제거하기 위한

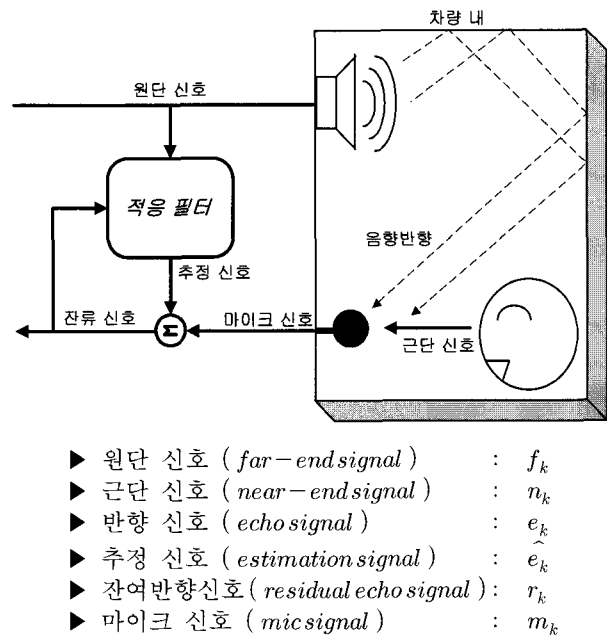


그림 2.1 음향반향신호의 제거원리

Fig. 2.1 Cancelation principle of acoustic echo signal.

추정 신호는 원단신호를 기준신호(reference signal)로 하여 일종의 FIR(Finite Impulse Response) 필터를 통해서 추정신호를 만들어 낸다.

그런데 음향반향 제거기에 사용되는 FIR 필터는 계수가 고정되면 안 된다. 그 이유는 음향반향 신호는 주위의 사소한 환경변화에 의해서도 반향신호의 세기와 반향경로(echo path)가 바뀌기 때문이다. 따라서 차량용 핸즈프리에 적용되는 필터는 매 샘플마다 음향반향 신호의 변화와 함께 같이 변할 수 있는 적응필터의 구조가 되어야 한다.

그림 2.1은 음향반향신호의 제거 원리를 나타낸다. 여기서 스피커로 출력되는 원단신호는 반향신호 e_k 가 되고 차량내 통화자의 근단신호는 n_k 가 된다.

마이크로 입력되는 마이크 신호 m_k 는 식 (2.1)과 같이 반향신호와 근단신호의 합이다.

$$m_k = e_k + n_k \tag{2.1}$$

그리고 마이크 신호 m_k 와 적응필터에서 만들어낸 추정신호 \hat{e}_k 의 차가 식 (2.2)와 같이 잔여반향신호 r_k 가 된다.

$$r_k = m_k - \hat{e}_k \tag{2.2}$$

이 잔여반향신호 r_k 는 다음 샘플을 위한 적응필터의 계수를 갱신하는데 사용된다.

앞에서 언급했듯이 반향제거기에 사용되는 적응필터

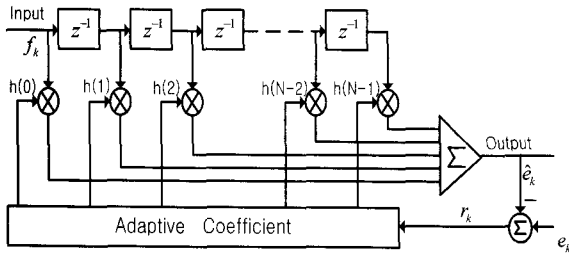


그림 2.2 트랜스버설 구조의 적응 FIR 필터
Fig. 2.2 Transversal structure for adaptive FIR filter.

는 기본적인 구조가 FIR 필터인데, 구조의 단순함과 구현상의 용이함 때문에 주로 그림 2.2와 같은 트랜스버설(transversal) 형태의 적응 FIR 필터가 사용된다.

그림 2.2를 반향제거기에 적용하게 되면 입력에 해당하는 신호는 원단신호이고 출력에 해당하는 신호는 추정신호가 된다.

이러한 반향제거를 위한 적응필터를 설계하는데 있어서 필터의 탭 수를 얼마로 정할 것인가도 중요한 문제 중 하나이다. 그림 2.2에서 N이 필터 탭 수를 의미하는데 이러한 필터의 탭 수는 메모리의 크기나 연산량을 결정하는 중요한 요소 중 하나이다. 이는 곧 프로세서의 가격과 결부되는 문제이므로 실제 구현에 있어서는 효과적인 필터 탭 수를 결정할 필요가 있다.

반향제거기에서 필터의 탭 수는 잔향시간과 밀접한 관계가 있는데 우리가 현재 고려하고 있는 실내공간이나 자동차 내부와 같은 경우에는 약 30ms의 잔향시간을 가진다^[4]. 따라서 차량용 핸즈프리를 구현하는데 있어서 반향제거기의 필터 탭 수는 8KHz 샘플링 시에는 약 256 탭을 필요로 한다.

2.2 NLMS(Normalized LMS) 알고리즘

LMS 알고리즘을 기초로 하는 NLMS 알고리즘은 LMS 알고리즘에서 μ 값을 고정시키는 것은 원단신호의 파워에 따라 필터계수를 갱신하는 부분인 $2\mu r_k F_k$ 이 급격하게 변하므로 시스템의 성능을 저하시키는 요인이다^[5]. 이를 해결하기 위해서 NLMS 알고리즘은 아래와 같이 μ_N 값을 갱신한다.

$$\mu_N = \frac{\mu}{p_k} \tag{2.3}$$

여기서, p_k 는 k번째 입력신호의 파워이고 μ 는 LMS 알고리즘에서와 마찬가지로 상수이다. 입력신호의 파워는 아래와 같이 반복적으로 계산된다.

$$p_{k+1} = (1 - \alpha)p_k + \alpha f_k^2 \tag{2.4}$$

여기서 α 는 0과 1 사이의 상수로써 망각 인자(forgetting factor)라고 한다. 이 α 값이 클수록 현재의 입력신호에 대해서 민감하게 반응하게 된다. 따라서 NLMS 알고리즘의 기본 식은 식(2.5)가 된다.

$$H_{k+1} = H_k + 2\mu_N r_k F_k \tag{2.5}$$

여기서 H_k 는 k번째 샘플의 적응필터의 계수 벡터를 나타내고, $F_k = [f_k \ f_{k-1} \ \dots \ f_{k-(N-1)}]^T$ 는 원단신호 벡터를 나타낸다.

식(2.5)를 살펴보면 이전 샘플에서 갱신되는 부분인 $2\mu_N r_k F_k$ 은 원단신호의 파워에 의해서 정규화됨을 볼 수 있다.

III. 제안한 음향반향 제거기

본 논문에서는 잔여반향 신호 문제와 동시통화에 대한 문제를 동시에 해결하기 위해서 그림 3.1과 같은 구조의 음향반향 제거기를 제안하였다.

제안된 음향반향 제거기는 원단신호의 음성구간을 검출하는 VAD, modified NLMS 알고리즘이 적용된 적응필터, 동시통화 구간을 신속하고 정확하게 판단하기 위한 동시통화 검출기, VAD와 동시통화 검출기를 이용하여 최종 출력을 결정하는 출력 제어부로 구성되어 있다.

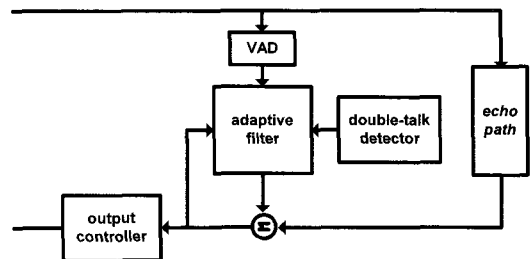


그림 3.1 제안한 음향반향 제거기의 구조
Fig. 3.1 Structure of proposed acoustic echo cancellation system.

3.1 VAD(Voice Activity Detector)

VAD는 원단신호의 파워를 측정함으로써 원단신호의 음성구간을 검출하는데 사용된다. 즉 계산된 원단신호의 파워가 임의의 임계값보다 클 경우에는 원단신호에

음성이 포함되었다고 판단한다^[6]. VAD에 사용되는 파워의 계산방법을 보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} p_{k+1} &= (1 - \alpha_{high})p_k + \alpha_{high}f_k^2, & p_k \geq p_{k-1} \\ p_{k+1} &= (1 - \alpha_{low})p_k + \alpha_{low}f_k^2, & p_k < p_{k-1} \end{aligned} \quad (3.1)$$

식(3.1)은 α_{high} , α_{low} 두 개의 독립된 망각인자를 사용한다. 하나의 망각인자만을 적용하면 그 값이 클 때는 원단신호에 대해서 너무 민감하게 반응하여 실제 원단신호가 있는 구간에도 임의의 임계값보다 작은 구간이 발생하여 실제 음성이 포함된 구간임에도 불구하고 그렇지 않다고 오판하여 시스템의 잘못된 결과를 야기시킬 수 있다.

따라서 이러한 문제를 해결하기 위해서 이전의 파워 값과 비교하여 현재의 파워 값이 더 큰 경우에는 큰 값의 망각인자인 α_{high} 를 적용하고 이전의 파워 값과 비교하여 현재의 파워 값이 더 작은 경우에는 작은 값의 망각인자인 α_{low} 를 적용함으로써 음성구간을 정확히 검출하게 된다.

이렇게 계산된 원단신호의 파워는 modified NLMS 알고리즘에서 μ_N 을 갱신하는데 적용되고 출력 제어부에서는 반향신호의 유·무를 판단하는데 사용하기도 한다.

3.2 Modified NLMS 알고리즘과 적응필터

적용필터의 구조는 전술한 것과 같이 트랜스버설 구조의 적응 FIR 필터로 되어 있으며, 매 샘플마다 필터 계수를 갱신하기 위해서는 적응 알고리즘이 적용된다. 적응 알고리즘에는 LMS, NLMS, Block Update NLMS 등 여러 가지가 있지만 본 논문에서 다루어지는 성능과 구현상의 용이함을 고려하여 NLMS를 기반으로 한 modified NLMS 알고리즘을 적용하였다.

NLMS 알고리즘은 LMS 알고리즘과 달리 수렴상수 μ 값을 고정시키지 않고 입력신호의 파워에 의해서 매 샘플마다 새로운 μ_N 값을 갱신하는데 그 성능의 우수함이 있다. 이때 최적의 μ_N 값을 구하기 위해서는 적절한 μ 값의 계산도 중요하지만 이와 더불어 적합한 입력신호의 파워 계산도 중요하다.

본 논문에서는 두 개의 망각인자를 사용하여 원단신호의 파워를 계산하는 modified NLMS 알고리즘을 적용하였다. 이러한 원단신호의 파워는 VAD에서 계산된 값을 이용하기 때문에 연산량을 줄일 수 있다.

3.3 동시통화 검출기

음향반향 제거기의 반향신호 제거능력이 갑자기 저하되는 비정상 상태는 동시통화의 경우뿐만 아니라 반향경로의 급격한 변화나 원단신호 파워의 급격한 변화에 의해서도 발생할 수 있다. 이렇게 음향반향 제거기의 반향신호 제거능력이 갑자기 저하되는 비정상 상태는 그 원인이 동시통화에 의한 것인지 아니면 그 외의 원인에 의한 것인지를 판단하여야 한다. 그래서 비정상 상태의 원인이 동시통화인 경우에는 출력 제어부에서 반향신호만 제거하여 단말기의 Tx로 출력할 것이고, 그 외의 원인에 의해서 발생된 비정상 상태라면 출력 제어부에서 묵음처리를 하여 잔여반향신호에 대한 문제를 해결해야 한다.

이처럼 동시통화 검출기는 정상 상태와 비정상 상태를 판단하는 것은 물론이고 비정상 상태의 원인이 동시통화에 의한 것인지 아니면 그 외의 원인에 의한 것인지를 신속하고 정확하게 판단할 수 있어야 한다.

동시통화 검출을 위한 방법으로는 마이크신호와 잔여반향신호간의 상호상관계수를 구하는 방법으로 그 수식을 보면 다음과 같다^[7].

$$R_{mr}(k+1) = (1 - \lambda) R_{mr}(k) + \lambda m(k) r(k) \quad (3.2)$$

여기서 R_{mr} 은 마이크신호와 잔여반향신호와의 상호상관계수를 나타내고 식 (3.2)에서와 같이 λ 는 가중치로 $0 < \lambda < 0.1$ 사이의 값을 갖는다.

그림 3.2는 마이크신호와 잔여반향신호간의 상호상관계수를 구하는 방법에 의해서 동시통화 검출을 위한 수렴특성을 본 것이다. 이 방법은 비정상 상태는 물론이고 동시통화 구간 역시 확연하게 구분이 가능하다. 그러나 이 방법 역시 동시통화 구간을 규정하는 임계값을 설정하는 것은 쉽지 않다.

VAD에서 원단신호의 파워를 계산하는데 있어서 정확한 음성구간을 검출하기 위하여 두 개의 독립된 망각인자를 사용하였는데 이 개념을 마이크신호와 잔여반향신호간의 상호상관계수를 구하는데 적용하였다. 그 수식을 보면 다음과 같다.

$$R_{mr}(k+1) = (1 - \lambda_{high}) R_{mr}(k) + \lambda_{high} m(k) r(k)$$

단, $R_{mr}(k) \geq R_{mr}(k-1)$ 일때

$$R_{mr}(k+1) = (1 - \lambda_{low}) R_{mr}(k) + \lambda_{low} m(k) r(k)$$

단, $R_{mr}(k) < R_{mr}(k-1)$ 일때

(3.3)

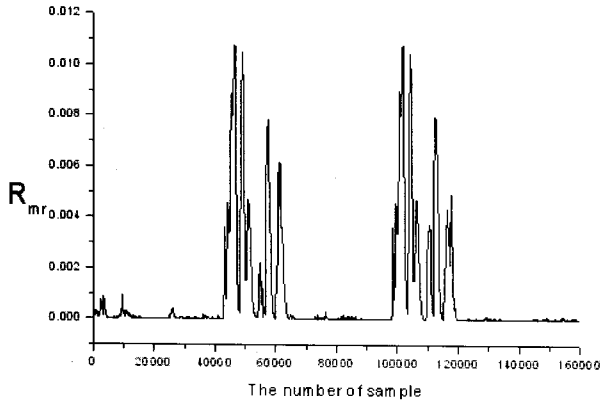


그림 3.2 마이크신호와 잔여반향신호와의 상호상관계수
Fig. 3.2 Cross-correlation coefficient between residual echo signal and microphone signal.

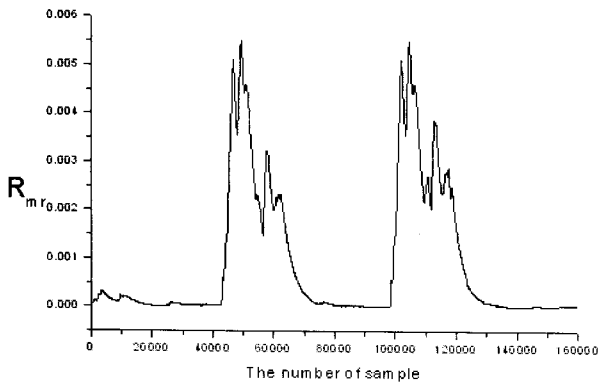


그림 3.3 제안한 마이크신호와 잔여반향신호와의 상호상관계수
Fig. 3.3 Cross-correlation coefficient between residual echo signal and proposed microphone signal.

식(3.3)을 살펴보면 이전의 상호상관계수 값과 비교하여 현재의 상호상관계수 값이 더 큰 경우에는 큰 값의 가중치인 λ_{high} 를 적용하고 이전의 상호상관계수 값과 비교하여 현재의 상호상관계수 값이 더 작은 경우에는 작은 값의 가중치인 λ_{low} 를 적용함으로써 동시통화 구간을 정확히 검출하게 된다. 그림 3.3은 식(3.3)을 적용하여 마이크신호와 잔여반향신호간의 상호상관계수를 구하는 방법에 의해서 동시통화 검출을 위한 수렴특성을 본 것이다.

그림에서 알 수 있듯이 그림 3.2와 비교해볼 때 동시통화 구간도 검출이 가능하고 동시통화 구간을 결정할 수 있는 임계값도 비교적 용이하게 결정할 수 있음을 볼 수 있다.

3.4 출력 제어부

출력 제어부는 VAD와 동시통화 검출기를 이용하여

표 3.1 출력 제어부의 동작

Table 3.1 Operation of output controller.

원단 신호	근단 신호	마이크 입력신호	최종 출력신호
○	○	반향신호 존재 근단신호 존재 (동시통화 상태)	근단신호 출력
○	×	반향신호만 존재 (잔여반향신호 존재)	묵음처리
×	○	반향신호 없음	마이크신호 출력
×	×	반향신호 없음	마이크신호 출력

표 3.1과 같이 음향반향 제거기에서 발생할 수 있는 모든 경우에 대하여 고려하여 최종 출력을 결정하게 된다.

출력 제어부는 우선 VAD를 이용하여 원단신호의 음성구간을 검출하고 반향신호의 존재 여부를 판단하게 된다. 그래서 원단신호에 음성이 포함되어 있지 않은 경우에는 마이크 입력신호를 처리하지 않고 단말기의 Tx로 출력하게 된다. 그리고 반향신호가 존재하는 경우에는 동시통화인 경우와 반향신호만 존재하는 경우로 나뉘게 된다. 그래서 반향신호만 존재하는 경우에는 묵음 처리함으로써 잔여반향신호에 대한 문제를 해결하게 되고 동시통화의 경우에는 반향신호를 제거하여 근단신호를 출력하게 된다.

IV. 실시간 음향반향 제거기

4.1 반향제거에 따른 하드웨어 구성

실시간 반향제거기는 매 샘플마다 마이크로 입력되는 반향신호를 제거하기 위해서 원단신호를 기준신호로 하여 적응필터에서 추정신호를 만들어낸다. 그림 4.1은 이러한 실시간 반향제거기가 동작하기 위한 전체적인하

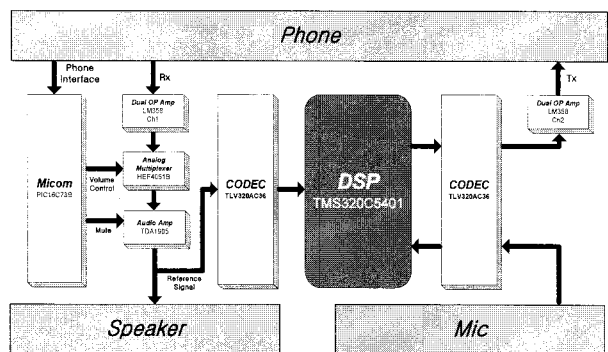


그림 4.1 반향제거를 위한 하드웨어 구조
Fig. 4.1 Hardware structure for echo acoustic canceller.

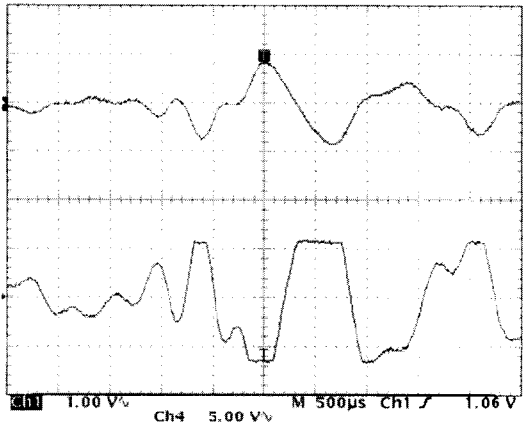


그림 4.2 Rx 신호와 스피커 출력신호
Fig. 4.2 Rx signal and speaker output signal.

드웨어 구조를 나타낸 것이다.

우선 스피커로 출력되는 원단신호의 경로를 보면 단말기로부터의 Rx 신호(원단신호)는 가장 먼저 OP Amp에서 일차 증폭된다. 그리고 analog multiplexer에서 볼륨 조절되고 오디오 앰프에서 이차 증폭하여 스피커로 출력되게 된다.

적응필터에서는 반향신호에 대한 추정신호를 생성하기 위해서 기준신호가 필요하게 되는데 Rx 신호가 바로 기준신호가 되는 것이다. 그런데 기준신호는 스피커에 출력되는 신호와 같아야 하는데 실제로 구현함에 있어서는 오디오 앰프에서 포화(saturation)가 발생하기 때문에 그림 4.2와 같이 실제로 단말기의 Rx 신호와 스피커의 출력신호가 다르게 된다. 그림 4.2에서 상단의 파형은 단말기의 Rx 신호를 나타내고 하단의 파형은 오디오 앰프에서 증폭된 스피커 출력신호를 나타낸다. 이렇게 실제 구현에 있어서는 Rx 신호와 스피커 신호가 다른 문제를 해결하기 위해서 반향제거를 위한 기준신호를 실제 스피커 출력신호인 오디오 앰프에서 포화된 신호로 설정해야 한다.

단말기의 Tx로는 마이크신호가 출력되는데 마이크신호에는 반향신호와 근단신호가 같이 존재한다. 따라서 마이크신호에서 반향신호만을 제거하여 근단신호를 단말기의 Tx 신호로 출력시킨다. 이렇게 마이크신호에서 반향신호를 제거하기 위해서는 DSP에서 반향제거기를 적용해야하는데 이를 위해서 마이크신호를 CODEC의 A/D변환기를 이용하여 디지털 신호로 변환시키고 DSP에서 반향신호가 제거된 마이크신호를 CODEC의 D/A 변환기를 이용하여 단말기의 Tx로 출력하게 된다. 이때 CODEC의 출력신호는 Tx로 출력되기 전에 OP Amp에서 증폭된다.

V. 실험 및 결과

본 논문에서는 실험방법을 두 가지로 하였는데 먼저 컴퓨터를 이용한 시뮬레이션에 대한 실험을 하였고, 그리고 나서 실제 구현된 음향반향 제거기에 대한 실험을 하였다. 두 경우 모두 샘플링 주파수를 8KHz로 하였으며 필터의 탭 수도 256으로 동일하게 하였다.

5.1 알고리즘에 대한 시뮬레이션 결과

음향반향 제거기에 대한 시뮬레이션을 위해서는 마이크신호와 반향제거를 위해서 원단신호가 필요한데 그림 5.1과 그림 5.2는 각각 시뮬레이션에 사용된 마이크신호와 원단신호를 나타낸다.

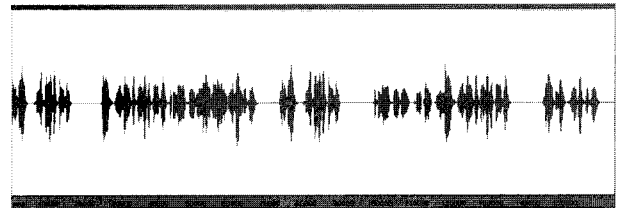


그림 5.1 마이크신호
Fig. 5.1 Microphone signal.

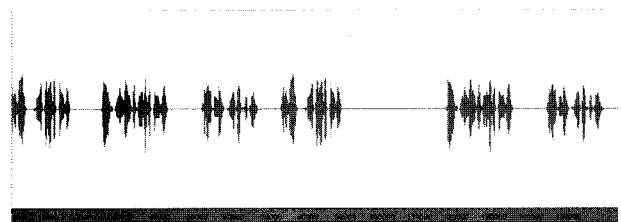


그림 5.2 원단신호
Fig. 5.2 Far-end signal.

5.1.1 적응필터만을 적용한 경우

그림 5.3은 modified NLMS만을 적용시킨 반향제거기의 시뮬레이션 결과인데 여기에는 두 가지 문제점이 있다.

첫 번째는 잔여반향신호에 대한 문제이다. 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이 아무리 modified NLMS 알고리즘에서 최적의 수렴상수 μ 값을 정하였다고 하더라도 반향신호의 크기와 수렴상수 μ 값에 따라 다르지만 잔여반향신호는 항상 존재하게 된다. 이러한 잔여반향신호는 실제구현에 있어서 OP Amp에서 증폭되기 때문에 더 심각하게 된다. 두 번째는 동시통화 구간에 있어서 적응필터의 계수 발산문제이다. 반향제거기에 적용되는 적응 알고리즘은 마이크신호와 추정신호와의 차이

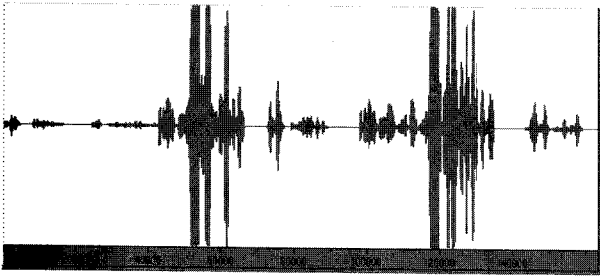


그림 5.3 적응필터만을 적용한 경우의 음성 파형
Fig. 5.3 Voice waveform when applying only adaptive filter.

인 오차를 최소화하도록 적응필터의 계수를 계속 갱신하게 되어있다. 그런데 동시통화 구간에서는 반향신호는 물론이고 근단신호도 같이 존재하게 된다. 이때 마이크신호와 추정신호와의 차이인 오차는 근단신호로 인하여 큰 값을 가질 것이다. 따라서 동시통화 구간에서 적응필터의 계수는 발산하게 되어 근단신호를 인식할 수 없게 된다. 그리고 계수가 발산한 후에는 다시 수렴하기까지 성능의 저하가 발생한다.

5.1.2 동시통화시 필터계수를 고정한 경우

앞에서 살펴본 것처럼 동시통화 구간에서의 적응필터 계수발산의 문제가 있다. 여기서 적응필터 계수발산의 문제를 해결하기 위해서 필터계수를 제어하는 방법을 고려해 보았다. 임계값1은 정상 상태와 비정상 상태를 결정하는 임계값이다.

동시통화 구간에서 필터계수가 발산한다는 문제를 해결하기 위해서는 필터계수를 갱신하지 않고 계수를 고정시켜야 하는데 이때 정상 상태의 필터계수를 사용한다. 따라서 임계값1에 의해서 정상 상태라 판단되면 이러한 고정필터계수들은 동시통화 구간에서 필터계수를 고정시키기 위해서 임의의 버퍼에 저장된다.

그리고 임계값2는 비정상 상태일 때 동시통화 상태에 의한 것인지 아니면 그 외의 원인에 의한 것인지를 결정하는 임계값이다. 상호상관계수가 임계값2보다 크

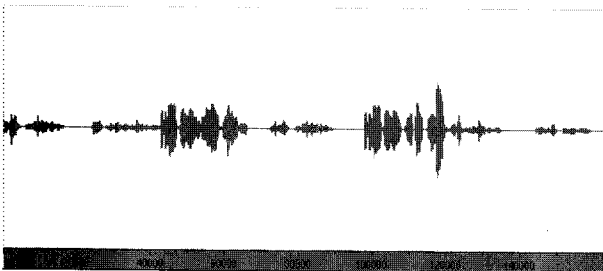


그림 5.4 동시통화를 고려한 경우의 음성 파형
Fig. 5.4 Voice waveform when considering double-talk.

면 비정상 상태의 원인이 동시통화이라 판단하고 정상 상태에 저장해 놓은 필터계수를 이용해서 필터계수를 고정시킨다. 임계값2보다 작다면 비정상 상태의 원인이 동시통화가 아니라고 판단하고 NLMS 알고리즘에 의해서 정상 상태까지 최적의 필터계수를 구하기 위해서 필터계수를 갱신하게 된다.

그림 5.4는 동시통화를 고려한 경우에 대한 시뮬레이션의 결과이다. 그림 5.3과 달리 필터계수 발산의 문제는 해결했지만 여전히 잔여반향신호에 대한 문제는 존재한다.

5.1.3 출력 제어부를 적용한 경우

적응필터만을 적용한 일반적인 구조의 음향반향 제거기의 잔여반향신호에 대한 문제를 해결하기 위한 것이 바로 출력 제어부이다. 그림 5.5은 출력 제어부를 적용한 경우의 시뮬레이션 결과이다. 이 결과에서는 동시통화 구간의 계수발산 문제나 잔여반향신호 문제가 거의 존재하지 않는다는 것을 볼 수 있다.

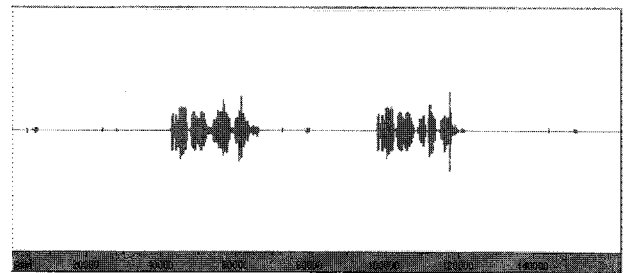


그림 5.5 출력 제어부의 음성 파형
Fig. 5.5 Voice waveform of output controller.

5.2 구현된 알고리즘에 대한 실험 결과

5.2.1 적응필터만을 적용한 경우

가장 기본적인 반향제거기의 구조는 적응필터만을 적용하여 반향신호를 제거하는 경우이다. 그러나 이러한 경우에는 동시통화 때의 계수발산 문제와 잔여반향신호의 문제가 있을 것이다.

그러나 실제 구현에 있어서는 시뮬레이션과 달리 동시통화 때의 계수발산 문제는 발생하지 않는다. 다만 잔여반향신호에 대한 문제는 실제 구현에 있어서 DSP에서 반향제거를 하고 단말기의 Tx로 출력하기 전에 OP Amp에서 증폭하기 때문에 시뮬레이션보다 더 심각한 문제가 된다.

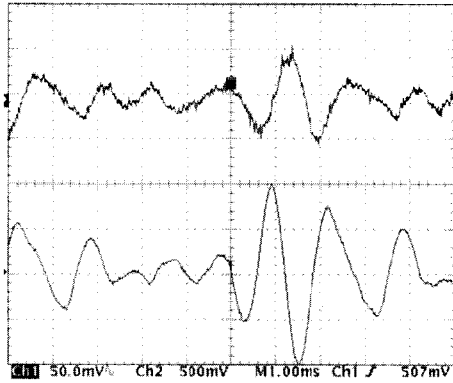


그림 5.6 반향신호를 제거하지 않은 경우의 Tx 출력 파형
 Fig. 5.6 Tx output waveform when echo signal is not cancelled.

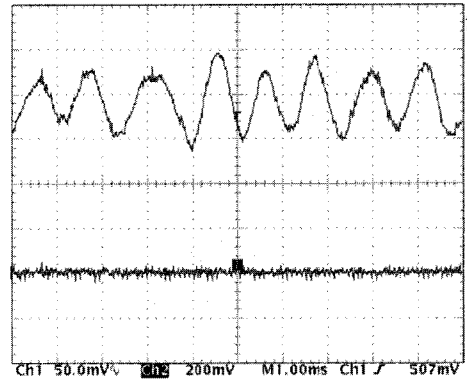


그림 5.8 출력 제어부를 적용한 경우의 Tx 출력 파형
 Fig. 5.8 Tx output waveform in the case of applying output controller

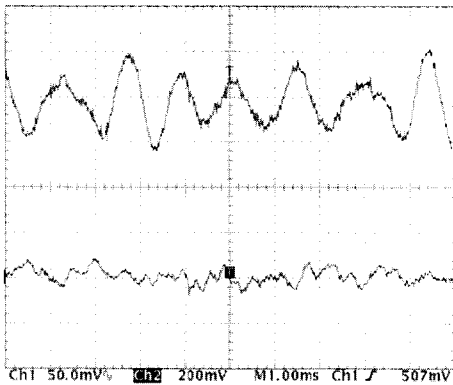


그림 5.7 적응필터를 적용한 경우의 Tx 출력 파형
 Fig. 5.7 Tx output waveform when applying adaptive filter.

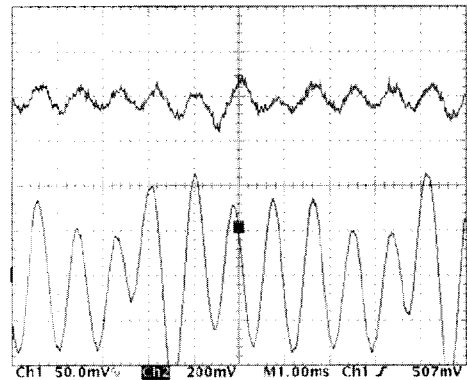


그림 5.9 동시통화시 반향신호를 제거하지 않았을 경우의 Tx 출력 파형
 Fig. 5.9 Tx output waveform in the case of remaining of echo signal on the double-talk

그림 5.6과 그림 5.7 모두 상단의 파형은 반향신호를 나타내고 하단의 파형은 단말기의 Tx 출력 파형을 각각 나타낸다. 여기에서 그림 5.6은 마이크로 입력되는 반향신호를 처리하지 않았을 경우의 파형이고 그림 5.7는 DSP에서 적응필터를 이용하여 반향신호를 제거한 경우의 파형을 나타낸다. 그림 5.6과 비교하면 그림 5.7에서는 반향신호를 거의 제거하였지만 여전히 잔여반향신호가 존재함을 볼 수 있다.

5.2.2 출력 제어부를 적용한 경우

위에서 실제 구현에 있어서는 적응필터만을 적용한 반향제거기인 경우 동시통화 구간에서의 필터계수 발산의 문제는 발생하지 않았다. 그러나 잔여반향신호에 대한 문제는 OP Amp에서 증폭함으로서 심각한 문제가 된다. 따라서 이를 해결하기 위해서는 출력 제어부의 적용을 고려하였다.

그림 5.8에서 상단의 파형은 마이크로신호를 나타내고

하단의 파형은 단말기의 Tx 출력 파형을 각각 나타낸다. 출력 제어부에서 잔여반향신호에 대하여 묵음 처리함으로서 그림 5.7에서 보이는 잔여반향신호에 대한 문제가 해결됨을 볼 수 있다.

그림 5.6, 그림 5.7, 그림 5.8은 반향신호만 존재하는 경우에 대해서만 고려한 것인데 반향신호와 더불어 근단신호도 같이 존재하는 동시통화의 경우에 대해서도 고려해 보았다.

그림 5.9, 그림 5.10 모두 상단의 파형은 마이크신호이고 하단의 파형은 Tx 출력신호를 나타낸다. 마이크신호는 반향신호와 근단신호가 모두 존재하는 동시통화 상태의 파형인데, 반향신호는 정현파를 근단신호는 음성신호를 각각 적용하였다.

여기서 그림 5.9는 DSP에서 처리하지 않았을 경우의 파형인데 반향신호인 정현파와 근단신호인 음성신호가 섞여서 음성에 대한 정보를 거의 알 수가 없다. 그러나 DSP에서 반향제거를 한 그림 5.10을 보면 반향신호에

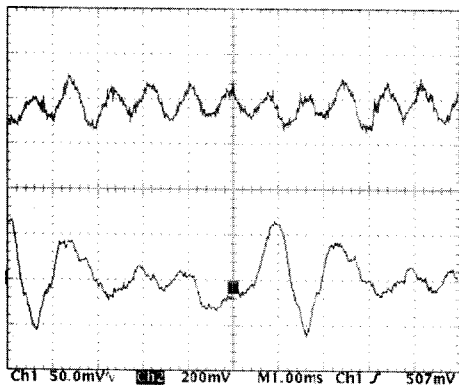


그림 5.10 동시통화시 적응필터를 적용한 경우의 Tx 출력 파형

Fig. 5.10 Tx output waveform when applying adaptive filter under double-talking.

대한 정현파는 거의 존재하지 않고 음성에 대한 정보가 단말기의 Tx로 출력됨을 볼 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 송·수화기를 사용하지 않고 통화 가능한 핸즈프리 통화방식에서 발생하는 음향반향을 효과적으로 제거하는 full duplex 핸즈프리를 구현하였다.

음향반향 제거기의 구현에 있어서는 반향신호의 문제나 동시통화의 문제를 해결하기 위해서 적응필터, VAD, 동시통화 검출기 그리고 출력 제어부로 구성하였다. 그 결과 본 논문에서 구현된 핸즈프리에서는 반향신호도 거의 존재하지 않고 동시통화도 원활한 성능의 full duplex 핸즈프리를 구현할 수 있었다.

그러나 마이크와 근단화자가 멀다거나 근단신호가 작은 경우에는 마이크신호와 잔여반향신호의 상호상관계수가 정해진 임계값보다 작으므로 동시통화로 인식하지 못하는 경우가 발생할 수 있다. 반대로 잔여반향신호가 큰 경우에는 마이크신호와 잔여반향신호의 상호상관계수가 정해진 임계값보다 커짐으로써 반향신호만 존재하는 상황에서도 동시통화라고 오판하여 묵음처리를 하지 못하고 잔여반향 신호가 출력되는 경우도 발생할 수 있다.

이러한 문제를 해결하기 위해서는 동시통화 검출기에서 마이크신호와 잔여반향신호의 상호상관계수가 동시통화인 구간과 반향신호만 존재하는 구간에서 그 값의 차이가 커야지 위와 같은 문제를 해결할 수 있게 된다. 이를 위해서는 보다 수렴성과 안정성이 뛰어난 적응 알고리즘의 적용이나 동시통화 구간을 보다 신속하고 정

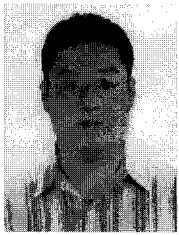
확하게 검출할 수 있는 새로운 알고리즘이 요구된다.

그리고 추후 핸즈프리의 구현에 있어서 DSP를 이용하였기 때문에 잡음제거, 음성녹음, 음성 인식 등의 기능을 추가할 수 있어 활용도가 높다.

참 고 문 헌

- [1] S. H. Jensen, "Acoustic echo canceller for hands-free mobile radiotelephony," Proc. EUSIPCO, Belgium, pp. 1629-1623, 1992.
- [2] Stephen Oh, "DSP Technology for a hands-free cellular phone in a car," Texas Instruments Internal Technical Report, 1996.
- [3] Jun'ichi Sakaguchi, "Acoustic echo canceller system materialized with 16-bit fixed point processing type DSP," IEICE Trans. Fundamentals, vol. E82-A, No. 12, Dec. 1999.
- [4] E. Hansler, "Adaptive echo compensation applied to the hands-free telephone problem," Proc. ISCAS, pp. 279-282, 1990.
- [5] Hochong Park, "Design of echo canceller for CDMA digital cellular system," ICSPAT'96, Oct. 1996.
- [6] Texas Instrument, Acoustic-Echo Cancellation Software for Hands-Free Wireless Systems, Application Report, Texas Instrument, 1997.
- [7] 이행우, 신유식, "음향반향 제거기를 위한 새로운 동시통화검출 알고리즘," 대한전자공학회 하계종합 학술대회 논문지, 제 21권, pp. 631-634, 1998년.

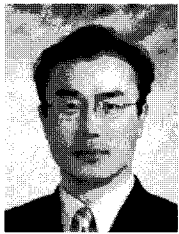
저 자 소 개



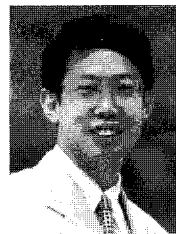
홍 기 준(정회원)
 2000년 2월 국민대학교
 전자공학과 학사 졸업
 2002년 2월 국민대학교
 전자공학과 석사
 2007년 (주) ANTS 선임연구원
 <주관심분야: 통신 신호처리>



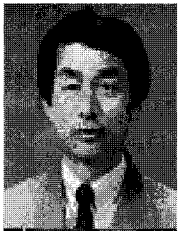
노 이 주(학생회원)
 2000년 2월 국민대학교
 전자공학과 학사 졸업.
 2000년~현재 국민대학교 전자공
 학과 석사 과정 재학중
 <주관심분야 :디지털통신, 디지털
 신호처리>



정 경 훈(평생회원)
 1987년 2월 서울대학교
 전자공학과 졸업
 1989년 2월 서울대학교
 전자공학과 석사
 1996년 2월 서울대학교
 전자공학과 박사
 1991년 한국영상산업진흥원 선임연구원
 1999년~2005년 한동대학교 전산전자공학부
 조교수
 2005년 3월~현재 국민대학교 전자정보통신
 공학부 부교수
 <주관심분야: 영상통신, 디지털 방송>



강 동 옥(평생회원)
 1986년 2월 서울대학교
 전자공학 졸업
 1988년 2월 서울대학교
 전자공학과 석사
 1995년 2월 서울대학교
 전자공학과 박사
 2000년 9월~2001년 8월 Lucent Technology
 MTS
 1995년~현재 국민대학교 전자공학부 교수
 <주관심분야: 비디오 코딩, 영상통신>



윤 기 방(평생회원)
 시립 인천전문대학 디지털 정보
 전자과 교수
 대한전자공학회 논문지
 제39권 TE편 4호 참조



김 기 두(평생회원)
 1980년 2월 서강대학교
 전자공학과 졸업
 1980년~1985년 국방과학연구소
 연구원
 1988년 7월 미국 펜실베이니아주립
 대학교 전자공학(MS)
 1990년 12월 미국 펜실베이니아주립대학교
 전자공학(Ph.D.)
 1997년~1998년 미국 UCSD, Visiting Scholar
 1991년~현재 국민대학교 전자공학부 교수
 <주관심분야: 디지털통신, 디지털신호처리>