

論文2002-39SP-2-14

TeakLite DSP Core를 이용한 이동통신 단말기용 음향반향제거기의 실시간 구현

(Real-Time Implementation of Acoustic Echo Canceller for Mobile Handset Using TeakLite DSP Core)

權洪錫*, 金時浩*, 張丙煜*, 裴建星*

(Hong Seok Kwon, Si Ho Kim, Byung Wook Jang, and Keun Sung Bae)

요 약

본 논문에서는 이동통신 단말기의 음성부호화기에 탑재할 수 있도록 TeakLite DSP Core를 이용한 음향반향제거기(Acoustic Echo Canceller)를 실시간으로 구현하였다. 음성부호화기에서 음향반향제거기가 사용할 수 있는 연산량의 제한때문에 적응필터는 NLMS(Normalized Least Mean Square) 알고리즘을 이용한 FIR 필터를 사용하였다. 먼저 음향반향제거기를 부동소수점 C-언어로 구현한 다음 고정소수점 시뮬레이션을 통하여 고정소수점 연산으로 바꾸었다. 그리고 고정소수점 연산 결과를 기반으로 어셈블리 언어로 프로그램을 작성하고 최적화 과정을 거쳐 실시간으로 동작하도록 하였다. 최종적으로 구현된 반향제거기는 프로그램 메모리가 624 words이고 데이터 메모리는 811 words이었다. 샘플링 주파수를 8 kHz로 하였을 때, 32 msec의 반향경로 지연시간에 해당되는 256 차수의 필터를 이용한 경우에는 14.12 MIPS의 연산량을, 16 msec의 반향경로 지연시간에 해당되는 128 차수의 필터를 이용한 경우에는 9.00 MIPS의 연산량을 필요로 하였다.

Abstract

In this paper, we developed an acoustic echo canceller in real-time using TeakLite DSP Core, which will be placed in the vocoder chip of a mobile handset. Considering the limited computational capacity given to the acoustic echo canceller in a vocoder chip, we employed a FIR-type adaptive filter using a conventional NLMS algorithm. To begin with, we designed and implemented an acoustic echo canceller with floating-point format C-source code, and then converted it into fixed-point format through integer simulation. Then we programmed and optimized it in the assembler level to make it run in real-time. After optimization procedure, the implemented echo canceller has approximately 624 words of program memory and 811 words of data memory. With 8 kHz sampling rate and 256 filter taps in the echo canceller that corresponds to 32 msec of echo delay, it requires 14.12 MIPS of computational capacity. For coverage of 16 msec echo delay, i.e., 128 filter taps, 9 MIPS is required.

Key Word : Acoustic Echo Canceller, TeakLite DSP Core, NLMS, Adaptive Filter

* 正會員, 慶北大學校 電子·電氣工學部

(School of Electronic & Electrical Engineering Kyungpook National University)

接受日字:2001年8月5日, 수정완료일:2001年10月29日

I. 서 론

반향(echo)은 전송된 신호가 지연 및 왜곡 과정을 거쳐 전송단으로 되돌아오는 것을 말한다. 이때 지연시간이 공중전화 교환망(PSTN)처럼 수 msec 이내인 경우

에는 반향신호가 통화자의 측음(sidetone)처럼 여겨져서 통화품질에 영향을 미치지 않지만 전체 지연시간이 약 36 msec보다 큰 경우에는 통화품질이 급격히 떨어진다^[1]. 최근에는 이동통신 단말기의 크기가 점차 소형화됨에 따라 수화기와 송화기간의 거리가 짧아짐으로써 수화기를 통한 음성이 직접 혹은 사용자의 얼굴 등에 반사되어 송화기로 되돌아 가는 경우가 발생할 수 있다. 이와 같이 이동통신 단말기에서 발생하는 반향과 음성부호화에 의해 생기는 지연시간은 이동통신 단말기의 통화품질을 저하시키는 요인이 된다. 또한 이동통신 단말기가 많은 사람들에게 필수적인 통신수단으로 자리 잡고 있는 최근에는 이동통신 가입자들에게 보다 개선된 서비스와 우수한 통화품을 제공할 필요가 있다. 따라서 이동통신 가입자들에게 보다 우수한 통화품을 제공하기 위해서는 음향반향제거기를 탑재한 이동통신 단말기가 필수적이라고 할 수 있다^[2].

본 논문에서는 이동통신 단말기에서 음성통화시에 발생할 수 있는 음향반향을 제거함으로써 통화품을 개선하고 ASIC화하기 용이하도록 TeakLite DSP Core를 이용한 음향반향제거기를 구현하였다. 적응알고리즘으로는 음성신호의 전력을 반영함으로써 입력신호의 크기에 무관한 성능을 가지면서 계산량이 적어서 실시간 구현에 널리 이용되는 있는 NLMS 알고리즘을 사용하였으며, 동시통화기간(double-talk period)을 검출하기 위하여 주입력신호(primary input signal)와 잔차오차신호(residual error signal)의 상호상관계수(cross-correlation coefficient)를 이용하였다. 먼저 부동소수점 C-언어를 이용하여 음향반향제거기를 구현한 후, 그 결과를 토대로 고정소수점 DSP에서 동작하도록 고정소수점 C-언어로 변환하였으며, 마지막으로 TeakLite DSP Core에서 실시간으로 동작할 수 있도록 전체 음향반향제거기에 대하여 어셈블리 언어로 작성하고 최적화 과정을 수행하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 2장에서는 NLMS 알고리즘과 일반적인 음향반향제거기의 구조를 서술하고 3장에서 구현된 음향반향제거기에 대하여 설명한다. 4장에서는 고정소수점 시뮬레이션 결과와 TeakLite DSP Core에서 적용한 최적화 과정에 대하여 설명한다. 실험 조건 및 결과를 5장에서 제시, 검토하고 마지막으로 6장에서 결론을 맺는다.

II. NLMS 알고리즘과 음향반향제거기

2.1 NLMS 알고리즘^[3,4]

적응필터의 수렴속도, 복잡도 등은 적응알고리즘에 의해 많이 좌우된다. 일반적으로 알고리즘이 복잡하면 적응필터의 성능이 우수하지만 계산량이 증가한다는 단점이 있다. 그래서 실시간 동작을 위한 응용분야에서는 입력신호의 크기에 무관한 성능을 가지면서도 계산량이 적은 NLMS 알고리즘이 주로 사용된다. NLMS 알고리즘은 관측된 주입력신호와 적응필터 출력신호 사이의 평균자승오차가 최소가 되도록 하는 LMS 알고리즘의 변형된 형태로서 수렴상수를 입력신호의 전력으로 정규화하여 사용하는 방법이다. 먼저 식 (1)을 이용하여 적응필터에 기준입력신호(reference input signal)를 필터링하여 주입력신호를 추정하고, 식 (2)를 이용하여 주입력신호와 추정한 주입력신호의 오차신호(error signal)를 구하게 되며, 마지막으로 적응필터의 계수를 식 (3)으로 갱신한다. 여기서 $x(n)$ 은 기준입력신호, $\hat{w}(n)$ 은 적응필터의 계수, $\hat{y}(n)$ 은 필터의 출력, $d(n)$ 은 주입력신호, $e(n)$ 은 오차신호를 의미한다. 그리고 $\|\cdot\|^2$ 은 유클리디언(Euclidean) norm을 말하며 β 는 수렴속도와 수렴후의 오차를 좌우하는 수렴상수(step size)로서 적응필터의 안정성을 위하여 $0 < \beta < 2$ 의 범위를 가져야 한다.

$$\hat{y}(n) = \hat{w}(n) \mathbf{u}(n) \quad (1)$$

$$e(n) = d(n) - \hat{y}(n) \quad (2)$$

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) + \frac{\beta \mathbf{u}(n)e(n)}{\|\mathbf{u}(n)\|^2} \quad (3)$$

2.2 반향제거기의 구조^[3,5]

그림 1은 적응반향제거기법을 이용한 음향반향제거기의 구조를 보여주고 있다. 적응필터는 시간에 따라 변하는 반향경로에 대하여 지속적으로 반향의 추정치를 구하며, 기준입력신호인 원단화자신호(far-end signal)와 잔차오차신호를 이용하여 반향신호를 추정하고 필터를 적응시킨다. 반향이 제거된 잔차오차신호는 주입력신호에서 반향신호의 추정값으로 차감하여 얻으며 추정된 반향신호가 실제 반향신호와 동일하다면 잔차오차신호는 반향이 제거된 신호만 남게 된다. 따라서 적응필터가 반향경로를 정확히 추정한다면 잔차오차신

호는 반향이 제거된 신호만으로 구성되어 반향을 제거할 수 있다. 만일 근단화자와 원단화자가 동시에 통화하는 동시통화인 경우에는 근단화자신호로 인하여 적응필터가 반향을 정확히 추정하지 못하고 발산할 수 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 동시통화검출기를 두어 동시통화가 발생하는 구간에서는 적응필터의 적응을 중단시키고 동시통화가 아닌 경우에는 다시 적응을 수행한다. 마지막으로 음성신호의 양자화 오차와 비선형적인 반향에 대해서는 적응필터가 완전하게 반향경로를 추정하지 못하기 때문에 비선형처리기(nonlinear processor)를 두어 제거되지 않고 남아 있는 잔향(residual echo)을 제거한다.

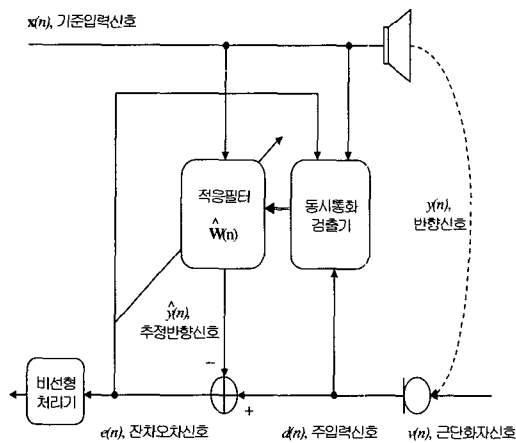


그림 1. 반향제거기의 구조도
Fig. 1. The structure of echo canceller.

III. 구현된 음향반향제거기

본 논문에서 구현한 음향반향제거기는 이동통신 단말기에서 동작하는 것을 목적으로 하기 때문에 DSP 칩의 연산량을 이동통신 단말기의 음성부호화기와 공유하게 된다. 따라서 적응알고리즘으로는 연산량이 적으면서 설계가 용이한 NLMS 알고리즘을 이용하였으며 2.2절에서 서술한 구조로 음향반향제거기를 구현하였다. 또한 이동통신 단말기에 탑재되는 음성부호화기의 연산량에 따라서 음향반향제거기가 가용할 수 있는 연산량에 차이가 있기 때문에 적응필터의 차수를 256과 128중에서 선택할 수 있도록 하였다.

이동통신 단말기의 경우는 사용자가 이동하면서 통화를 하는 경우가 빈번하기 때문에 반향경로의 특성이 자주 바뀔 수 있다. 이로 인하여 적응을 멈추고 있는

동시통화구간에서도 반향경로가 바뀔 수 있으므로 동시통화구간이 끝나는 지점을 정확하게 검출하여 적응필터가 가능한 빨리 적응을 시작할 수 있도록 하는 것이 요구된다. 따라서 망각지수(forgetting factor)를 이용한 전력 추정 방법으로 상호상관계수를 구하는 동시통화검출 방법의 문제점인 끝점검출 지연을 해결하기 위하여 동시통화구간에서 전력을 재추정하는 방법을 사용하였다.

그림 2는 본 논문에서 구현한 음향반향제거기의 흐름도를 나타낸 것이다. 주입력신호와 기준입력신호가 입력되면 기준입력신호를 적응필터에 통과시켜 반향신호를 추정하고 이를 주입력신호에서 차감하여 잔차오차신호를 얻은 후에 비선형처리기로 잔향을 제거시킨다. 그리고 개선된 동시통화검출 방법을 이용하여 동시통화구간을 결정한다. 만일 동시통화구간이 아니면 적응필터의 계수를 갱신하고 주기적으로 필터계수를 백업필터(backup filter)에 저장시킨다. 동시통화구간으로 판정된 경우에는 일정한 구간마다 전력을 재추정하여 동시통화구간의 끝점을 정확히 검출할 수 있도록 하고 적응필터의 계수를 백업필터의 계수로 대체함으로써 반향을 더욱더 정확히 제거할 수 있도록 한다.

적응필터는 FIR 필터로서 NLMS 알고리즘을 사용하였으며 비선형처리기는 잔차오차신호의 크기가 임의의 문턱값보다 적은 경우에는 그 값을 0으로 만들고 그 이상의 값은 문턱값만큼 차감시키는 방법인 center-clipping 방법^[6]을 이용하였다. 신호의 전력을 계산하기

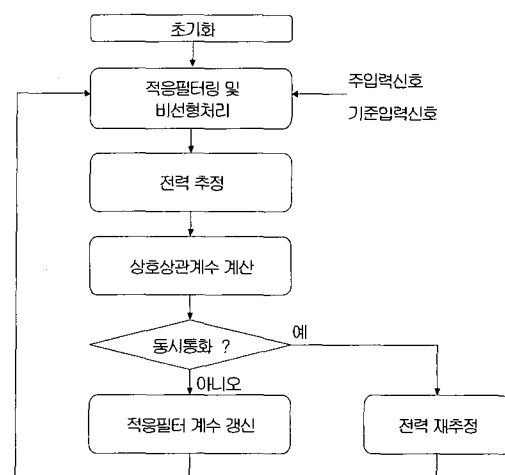


그림 2. 구현된 음향반향제거기의 흐름도
Fig. 2. Flowchart of the implemented acoustic echo canceller.

위해서는 신호의 샘플값을 메모리에 저장해 두어야 한다. 그러나 DSP에서 구현하기 위해서는 가능한 메모리의 사용을 줄임으로써 메모리를 효율적으로 사용하는 것이 유리하기 때문에 식 (4)와 같이 망각지수를 이용하여 전력을 추정하는 방법이 널리 사용되고 있다. 여기서 x 는 추정하고자 하는 신호를 나타내며 P_x 는 현재까지 추정된 전력을 의미하며 a 는 망각지수로서 적응필터 차수의 역수에 해당되는 값으로 두었다. 이때 망각지수를 이용하여 계산하는 전력에는 적응필터의 갱신을 위해서 사용되는 기준신호 전력, 상호상관계수를 계산하기 위하여 필요한 주입력신호 전력, 잔차오차신호 전력, 그리고 주입력신호와 잔차오차신호의 상관도가 있다. 그리고 상호상관계수는 식 (5)와 같이 주입력신호와 잔차오차신호의 전력을 이용하여 계산된다.

$$P_x = (1 - a)P_x + ax^2(n) \quad (4)$$

$$Cor(n) = \frac{\sigma_{de}^2(n)}{\sqrt{\sigma_x^2(n)\sigma_e^2(n)}} \quad (5)$$

반향신호와 더불어 근단화자신호가 동시에 존재하는 동시통화구간에서 적응필터가 적응을 계속하면 근단화자신호의 영향으로 적응필터가 발산할 수 있다. 이를 방지하기 위하여 다양한 방법들이 제시되고 있지만 일반적으로 동시통화상황에서는 적응필터의 적응을 멈추도록 설계하고 있다^[7, 8]. 본 논문에서도 동시통화구간을 검출하여 적응필터의 적응을 중단시키도록 하였다. 동시통화구간의 검출을 위하여 주입력신호와 잔차오차신호의 상호상관성을 이용하였으며 메모리 사용을 줄이기 위하여 망각지수로 전력을 추정하여 상호상관계수를 구하였다. 그러나 동시통화구간이 끝나는 지점처럼 과거의 전력이 현재의 전력보다 현저하게 큰 경우에는 추정된 전력이 근단화자신호로 구성된 과거의 큰 전력에 대부분 의존하므로, 현재의 전력을 정확히 반영하지 못하여 동시통화구간의 끝점검출 지연을 초래한다. 동시통화구간 또는 동시통화가 끝난 후에 반향경로가 변하지 않는 상황에서는 동시통화구간의 끝점검출 지연이 전체 성능에 큰 영향을 미치지 않지만 이동통신 단말기와 같이 반향경로가 자주 바뀌는 환경에서는 동시통화구간의 정확한 끝점검출은 성능에 큰 영향을 미치게 된다. 따라서 망각지수를 이용하는 동시통화구간 검출 방법들이 가지고 있는 동시통화구간의 끝점검출 지연을 해결하기 위하여 동시통화구간이라고 판정되면 전력을 재추정하는 방법을 이용하였다^[9].

IV. TeakLite DSP Core의 최적화 과정

4.1 고정소수점 시뮬레이션

TeakLite DSP Core는 DSP Group사에서 만든 16비트 고정소수점 DSP Core로서 DSP에 기반한 ASIC을 구현하는데 용이하도록 설계되었으며 7 ns의 사이클 시간을 가진다. 이것은 16×16비트 곱셈기, 36비트 ALU, 36비트 배럴시프트(barrel shifter)가 있으며 4개의 36비트 누산기(accumulator)를 이용하여 연산을 수행한다. 또한 16비트 버스를 가지고 있으며 최대 64 kword 데이터 메모리와 프로그램 메모리를 가질 수 있다^[10-11]. 이를 이용하여 음향반향제거기를 구현하기 위해서는 먼저 부동소수점으로 구현된 음향반향제거기를 고정소수점 연산으로 바꾸어야 한다. 이때 발생하는 부동소수점 연산 결과와 고정소수점 연산 결과 사이의 오차를 최소화하여 정확한 결과를 얻을 수 있도록 해야 한다. 그러나 연산의 정확성을 위하여 Q-포맷을 높일 경우에는 연산량과 메모리 사용면에서 비효율적이기 때문에 DSP가 가용할 수 있는 연산량, 메모리, 연산의 정확성 등을 고려하여 Q-포맷을 결정하였다.

그림 3부터 그림 5까지는 아래와 같이 정의한 각 경우에 대한 실험에 대하여 고정소수점 연산 결과와 부동소수점 연산 결과 사이의 오차를 누적분포도로 나타낸 것이다.

- A1 : 동시통화구간이 존재하지 않으며 반향경로가 바뀌지 않은 경우
- B1 : 동시통화구간이 존재하지 않으며 반향경로가 바뀐 경우
- C1 : 동시통화구간이 존재하며 반향경로가 바뀌지 않은 경우

그림에서 알 수 있듯이 A1의 경우에는 최대크기 35의 오차를 보이며, B1의 경우에는 최대크기 32의 오차를 보였다. 그러나 동시통화구간이 존재하는 C1에서는 최대크기 374의 오차가 존재하는데, 이것은 부동소수점과 고정소수점 연산 과정에서 동시통화구간의 검출을 위한 상호상관계수 연산의 오차로 인하여 적응필터의 적응 중단 시점이 서로 일치하지 않아서 발생한 것이다. 만일 이 동시통화구간의 검출 오차를 제외시킨 경우에는 최대크기 38의 오차를 가졌으며 전체적으로 ±

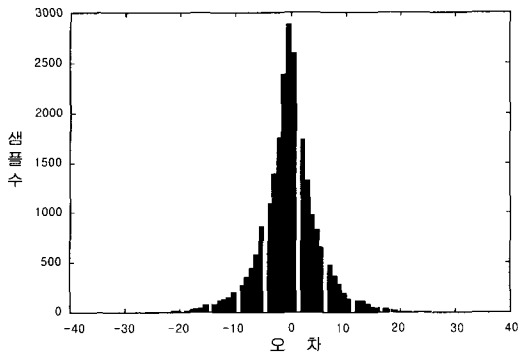


그림 3. A1에 대한 오차 누적분포도
Fig. 3. Error histogram for A1.

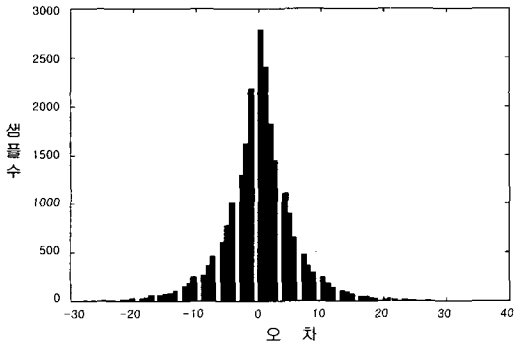


그림 4. B1에 대한 오차 누적분포도
Fig. 4. Error histogram for B1.

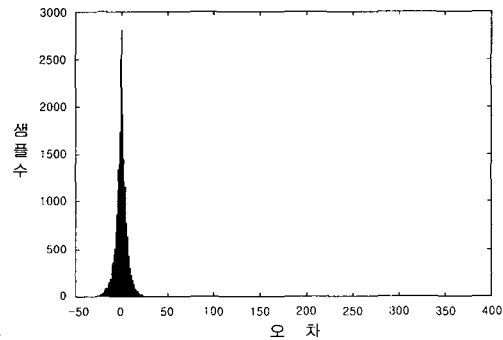


그림 5. C1에 대한 오차 누적분포도
Fig. 5. Error histogram for C1.

30 범위 내의 오차를 보였으며 실제로 청취하였을 경우에 두 결과를 전혀 구분할 수 없었다.

4.2 최적화 과정

실시간 구현을 위해서는 고정소수점 연산 결과를 TeakLite DSP Core의 구조와 특징에 따라 적당한 명령어를 이용하여 적은 연산량으로 동일한 계산을 수행

하여야 한다. 본 논문에서는 크게 필터백업과 32비트 연산의 두 부분에 대하여 최적화 과정을 수행하였다. 동시통화가 발생하였을 경우에 동작상태에 있는 필터, 즉 활성필터(active filter)가 근단화자의 신호에 의해 수렴상태에서 약간 이탈하기 때문에 동시통화구간에서 반향을 정확히 제거할 수 없게 된다. 이것은 적응필터가 수렴상태라고 판단되면 적응필터의 계수를 별도의 필터, 즉 백업필터에 주기적으로 저장하고 동시통화구간에서는 활성필터 대신에 백업필터로 필터링함으로써 해결할 수 있지만 활성필터의 계수를 주기적으로 저장하고 복원하기 위한 추가적인 연산을 필요로 한다. 이를 해결하기 위하여 구현된 음향반향제거기는 어셈블러를 이용한 간접주소지정(indirect addressing) 방식으로 아래의 6단계를 수행함으로써 필터의 계수를 백업 및 복원하는데 추가적인 연산을 필요로 하지 않으면서 동일한 결과를 얻을 수 있도록 하였다. 그림 6은 필터 계수를 백업할 때의 최적화 과정을 설명하고 있다. 그림에서 *ptactive*와 *ptbackup*은 각각 활성필터와 백업필터의 계수를 저장하고 있는 메모리를 가리키는 변수이며, *ref*는 기준입력신호를 나타내고 *error*는 잔차오차신호를 의미한다. 그리고 *correction*은 식 (3)의 적응필터 갱신량을 의미한다. 최적화 과정은 다음과 같은 6단계를 거쳐서 이루어진다.

- Step 0. *ptactive*는 활성필터 메모리를 가리키고 *ptbackup*은 백업필터 메모리를 가리키도록 한다.
- Step 1. 기준입력신호를 활성필터로 필터링한다.
- Step 2. 반향제거기에서 필요로 하는 전력과 상호상관 계수를 구한다.
- Step 3. 필터계수가 수렴상태이면 (Step 5) 과정을 수행한다.
- Step 4. 활성필터의 계수에 갱신량을 더하여 활성필터의 계수를 갱신한 후 (Step 1) 과정으로 되돌아간다.
- Step 5. 활성필터와 백업필터의 메모리 주소를 서로 바꾼 후, 백업필터의 계수에 갱신량을 더하여 활성필터의 계수를 갱신하고 (Step 1) 과정으로 되돌아간다.

고정소수점 시뮬레이션을 하는 경우에 32비트 변수를 16비트 DSP로 연산하기 위해서는 상위 16비트와 하위 16비트로 구분하여 메모리에 저장하고 불러온다.

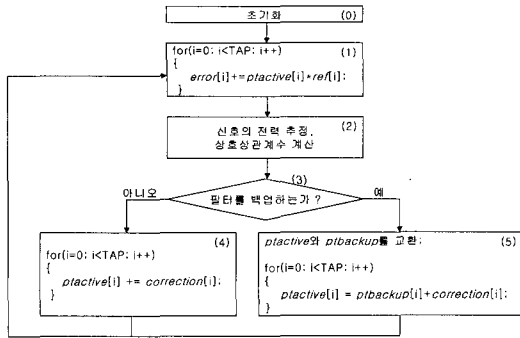


그림 6. 필터백업의 최적화 과정
Fig. 6. Optimization procedure of the filter backup.

이것은 누산기(accumulator)의 32비트 연산 결과에서 하위 16비트의 MSB를 0으로 만드는 부가적인 연산을 필요로 한다. 본 논문에서는 이런 부가적인 연산을 줄이기 위하여 하위 16비트를 무부호정수형(unsigned integer)로 인식하여 계산할 수 있는 명령어(instruction)를 이용하였다. 또한 하위 16비트의 MSB를 0으로 만드는 과정에서 소실되는 LSB 1비트로 인하여 발생하는 연산의 오차를 줄임으로써 더욱더 정확한 연산결과를 얻을 수 있었다.

V. 실험 결과

5.1 구현된 음향반향제거기의 성능 평가

본 논문에서 구현한 음향반향제거기의 성능을 평가하기 위하여 아래와 같이 4가지의 실험 조건을 정의하여 사용하였으며 음성신호는 8 kHz로 표본화하고 16비트로 양자화하였다. 실험에 사용한 반향신호는 그림 7에서 제시하고 있는 256 차수의 두 가지 임펄스응답을 사용하여 만들었으며 각각을 IMP1과 IMP2라고 정의한다.

- A2 : 동시통화구간이 존재하지 않으며 반향경로가 바뀌지 않은 경우
- B2 : 동시통화구간이 존재하지 않으며 반향경로가 바뀌는 경우
- C2 : 동시통화구간이 존재하며 반향경로가 바뀌지 않은 경우
- D2 : 동시통화구간이 존재하며 동시통화구간에서 반향경로가 바뀌는 경우

그림 8에서 그림 11은 적응필터의 차수를 256으로

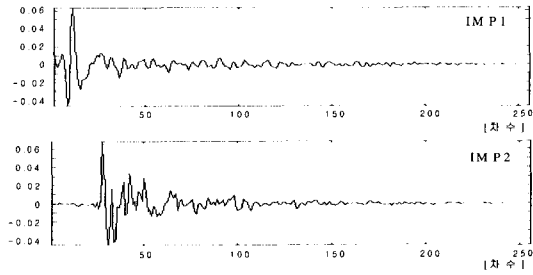


그림 7. 실험에 사용된 반향경로
Fig. 7. Impulse responses used in the experiment.

하여 동작시킨 결과를 보여주고 있다. 그림의 위부분은 각 실험에서 사용된 반향경로의 임펄스 응답 종류와 근단화자의 유무를 시간 다이어그램으로 나타낸 것이다. 그리고 $d(n)$ 은 주입력신호를, $e(n)$ 은 잔차오차신호를 나타내며 ERLE(Echo Return Loss Enhancement)는 식 (6)을 이용하여 N 의 길이를 갖는 프레임 단위로 계산된 결과를 dB로 나타낸 것이다. A2의 주입력신호와 잔차오차신호를 비교해 보면 반향이 잘 제거되고 있으며 ERLE가 서서히 증가하고 있음을 알 수 있다. 그러나 B2의 잔차오차신호에서는 반향경로가 바뀌는 순간에 잔차오차신호가 커지게 되며 순간적으로 ERLE가 떨어지게 되는 것을 볼 수 있는데, 그 이유는 반향

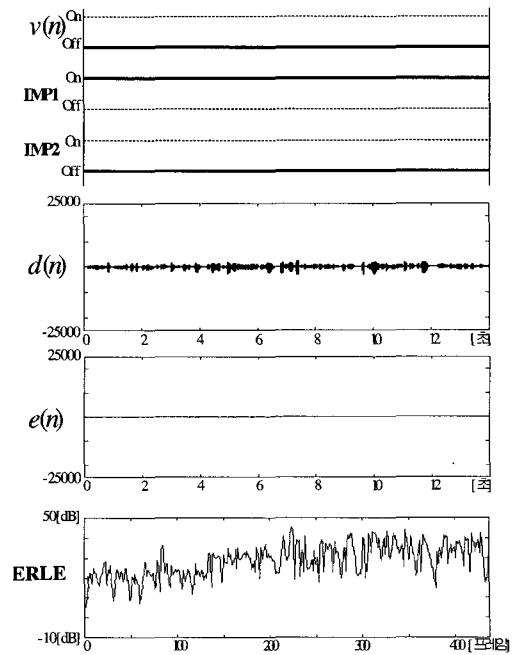


그림 8. A2에 대한 실험 결과
Fig. 8. Experimental result for A2.

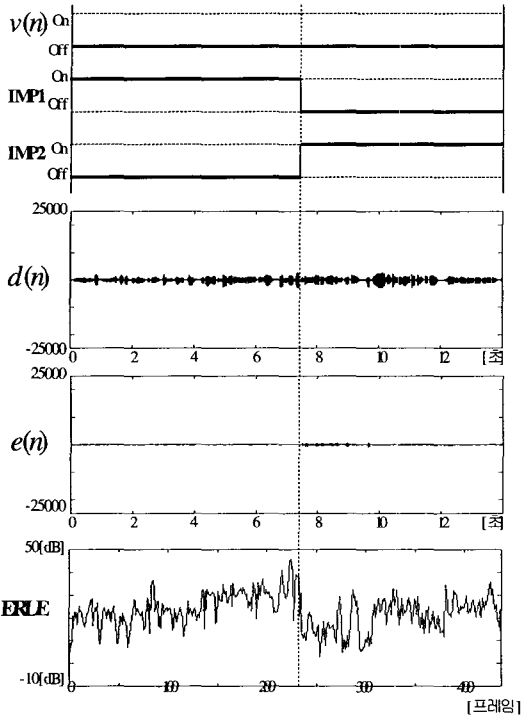


그림 9. B2에 대한 실험 결과
Fig. 9. Experimental result for B2.

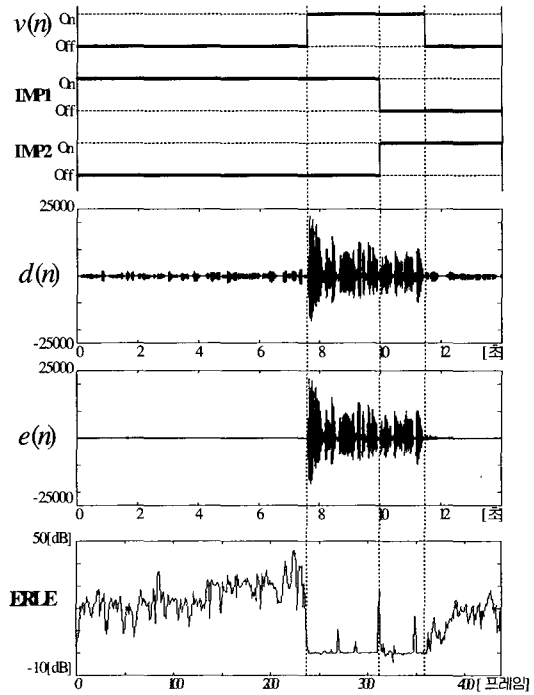


그림 11. D2에 대한 실험 결과
Fig. 11. Experimental result for D2.

경로가 바뀌어서 잠시동안 적응필터가 수렴상태에서 벗어났기 때문이며 시간이 흐르면서 반향이 다시 잘 제거되고 있음을 알 수 있다. C2의 경우에는 동시통화구간에서 근단화자신호를 왜곡시키지 않으면서 반향을 잘 제거하고 있다는 것을 알 수 있으며, D2에서와 같이 동시통화구간에서 반향경로가 바뀌면 동시통화구간이 끝나는 지점에서 약간의 반향신호가 남아 있지만 즉시 제거됨을 볼 수 있다.

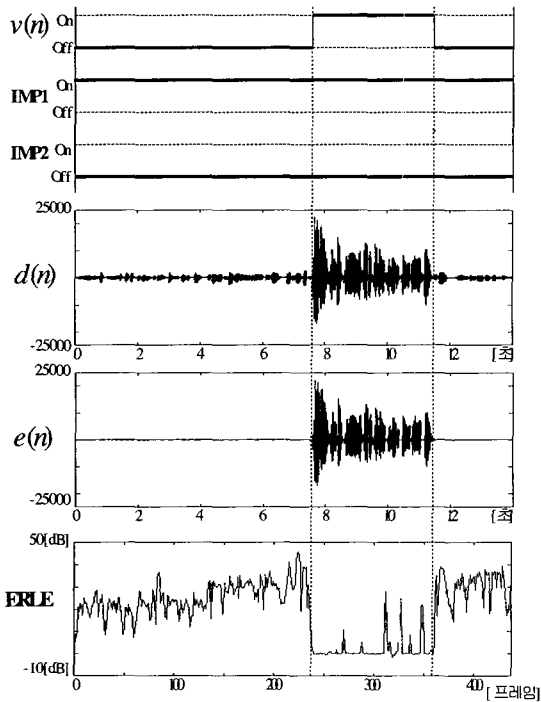


그림 10. C2에 대한 실험 결과국방과학연구
Fig. 10. Experimental result for C2.

$$ERLE(n)[dB] = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{i=0}^{N-1} |d(Nn+i)|^2}{\sum_{i=0}^{N-1} |e(Nn+i)|^2} \right) \quad (6)$$

5.2 실시간 구현의 성능 평가

TeakLite DSP Core로 구현한 음향반향제거기의 성능을 평가하기 위하여 메모리 크기와 사이클 수를 측정하였다. 프로그램 메모리의 크기는 624 words를 차지하였으며 데이터 메모리의 크기는 811 words를 사용하였다. 표 1은 TeakLite DSP Core에서 구현한 반향제거기가 필요로 하는 연산량을 각 과정별로 측정된 결과를 나타낸 것이다. 이때 MIPS는 초당 사용되는 최대 요구 사이클 수로 정의하였으며 초기화 과정은 최초에

표 1. 구현된 음향반향제거기의 연산량[cycles]
Table 1. Computational load in the implemented acoustic echo canceller[cycles].

	128 차수	256 차수
샘플당 최대 사이클	1125	1765
최대 연산량 [MIPS]	9.00	14.12
초기화 과정	875	870
적응필터의 필터링 과정	144	272
비선형처리 과정	30	30
전력 추정 과정	27×4=108	27×4=108
상호상관계수 계산 과정	80	80
동시통화구간의 전력 재추정 과정	41×3=123	41×3=123
적응필터의 계수 갱신 과정	533	1045
기타	230	230

만 수행하기 때문에 제외시켰다. 표 1에서 알 수 있듯이 128차인 경우에는 9.00 MIPS를 사용하고 256차인 경우에는 14.12 MIPS가 사용됨을 알 수 있다.

VI. 결 론

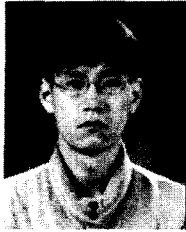
본 논문에서는 이동통신 단말기에서 음성통화에 발생할 수 있는 음향반향을 제거하여 통화품질을 개선하기 위한 음향반향제거기를 TeakLite DSP Core로 실시간 구현하였다. 적응알고리즘으로는 연산량이 적은 NLMS 알고리즘을 사용하였으며 음성부호화기에서 반향제거기에 주어지는 연산량에 따라 적응필터의 차수를 256차와 128차 중에서 선택할 수 있도록 하였다. 또한 동시통화구간에서 적응필터가 발산하는 것을 방지하기 위하여 주입력신호와 잔차오차신호 사이의 상호상관계수를 이용하여 동시통화구간을 검출하였으며, 망각지수를 이용하여 전력을 추정할 경우에 발생하는 동시통화구간의 끝점검출 지연 문제를 해결하기 위해 전력을 재추정하는 방법을 사용하였으며, center-clipping 방법을 이용한 비선형처리로 잔향을 제거하였다. 이를 위하여 먼저 음향반향제거기를 부동소수점 C-언어로 구현한 다음, 고정소수점으로 변환하여 고정소수점 연산 결과의 정확성을 확인하였다. 마지막으로 Teak-Lite DSP Core에서 어셈블리 언어로 구현하고 실시간으로 동작하도록 최적화하였다. 실험 결과는 구현된 음향반향제거기가 반향을 잘 제거시키고 있음을 보여주며, 프로그램 메모리는 624 words이고 데이터 메모리

는 811 words였다. 그리고 최대 연산량은 적응필터의 차수가 256인 경우에는 14.12 MIPS이고 128인 경우에는 9.00 MIPS이었다. 마지막으로 TeakLite DSP Core로 최적화된 결과를 Oak DSP Core의 ODKit(Oak Development Kit)에서 실제로 동작시켰을 때 실시간으로 정확히 동작함을 확인하였다.

참 고 문 헌

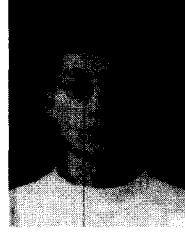
- [1] David G. Messersmith, "Echo Cancellation in Speech and Data Transmission," IEEE J. Selected Areas in Comm., vol. SAC-2, no. 2, pp. 283~297, 1982.
- [2] <http://www.coherent.com>
- [3] Bernard Widrow, Samuel D. Stearns, Adaptive Signal Processing, Prentice Hall Inc., pp. 99~140, 1985.
- [4] Simon Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice Hall Inc., pp. 339~444, 1991.
- [5] Sundar G. Sankaran, "Implementation and Evaluation of Echo Cancellation Algorithm," Thesis of Master of the Bradley Department of Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, 1996.
- [6] ITU-T Recommendation G.165, Echo Cancellers, 1993.
- [7] Hua Ye and Bo-Xiu Wu, "A New Double-Talk Detection Algorithm Based on the Orthogonality Theorem," IEEE Transactions on Communications, Vol. 39, No. 11, pp. 1542~1545, 1991.
- [8] 유재하, 윤대희, 조성호, "효율적인 동시통화 검출을 위한 새로운 알고리즘," 한국통신학회논문집, Vol. 20, No. 7, pp. 1814~1821, 1995
- [9] 김시호, 권홍석, 배건성, "음향반향제거기의 동시통화 검출 알고리즘의 성능 개선," 제9회 한국음성과학회 학술발표대회 논문집, Vol. 1. No. 1, pp. 81~86, 2000
- [10] TeakLite™ Architecture Specification, DSPG Inc. Publication, Revision 4.2.1, 1999.
- [11] TeakLite™ Assemblers and Linker Users Manual, DSPG Inc. Publication, Revision 7.2, 1998.

저 자 소 개



權 洪 錫(正會員)

1997년 2월 : 경북대학교 전자공학과 졸업. 1999년 2월 : 경북대학교 전자공학과 석사. 1999년 3월~현재 : 경북대학교 전자공학과 박사과정. <관심분야 : 음성신호처리, 디지털 신호처리, 어레이 프로세싱 등>



張 丙 煜(正會員)

1999년 2월 : 경북대학교 전자공학과 졸업. 1999년 3월~현재 : 경북대학교 전자공학과 석사. 2002년~3월 현재 : 삼성전자 무선사업부. <관심분야 : 음성신호처리, 적응신호처리, 어레이 프로세싱 등>



金 時 浩(正會員)

1998년 2월 : 경북대학교 전자공학과 졸업. 2001년 2월 : 경북대학교 전자공학과 석사. 2001년 3월~현재 : 경북대학교 전자공학과 박사과정. <관심분야 : 디지털신호처리, 디지털 통신, 멀티미디어 통신 등>



裴 建 星(正會員)

1977년 2월 : 서울대학교 전자공학과 졸업. 1979년 2월 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 석사. 1989년 5월 : University of Florida 공학박사. 1979 3월~현재 : 경북대학교 전자·전기공학부 교수. <관심분야 : 음성분석 및 인식, 디지털 신호처리, 디지털 통신, 음성 부호화, 웨이브렛 이론 등>