

논문 2004-41SD-9-9

# S-LMS 알고리즘을 이용한 음향반향제거기의 FPGA 구현

## (An FPGA Implementation of Acoustic Echo Canceller Using S-LMS Algorithm)

이 행 우\*

(Haeng-Woo Lee)

### 요 약

본 논문은 휴대폰의 자동차 핸즈프리를 위한 음향반향제거기의 설계 및 구현에 관한 것이다. 이를 구현하기 위해 효율적인 적응 알고리즘의 개발과 VHDL 회로설계, 그리고 테스트 보드 제작 등을 수행하였다. 적응 알고리즘은 간단하고 안정적이며 수렴속도가 빠른 새로운 S-LMS 알고리즘을 사용하였다. 음향반향제거기는 15-bit, 128-tap 회로구조로서 50,000 게이트급 FPGA에 구현하였다. 그리고 회로동작을 검증하기 위하여 보드를 제작하였는데, 2개의 CODEC과 제어입력용 DIP 스위치 및 출력표시용 LED 등이 포함되어 있다. 백색 가우스잡음을 사용하여 시험한 결과, 구현된 회로의 ERLE는 최대 30dB의 반향제거 성능을 나타내는 것으로 확인되었다.

### Abstract

This paper describes a new adaptive algorithm which can reduce the required computation quantities in the adaptive filter. The proposed S-LMS algorithm uses only the signs of the normalized input signal rather than the input signals when coefficients of the filter are adapted. By doing so, there is no need for the multiplications and divisions which are mostly responsible for the computation quantities. To analyze the convergence characteristics of the proposed algorithm, the condition and speed of the convergence are derived mathematically. Also, we simulate an echo canceller adopting this algorithm and compare the performances of convergence for this algorithm with the ones for the other algorithm. As the results of simulations, it is proved that the echo canceller adopting this algorithm shows almost the same performances of convergence as the echo canceller adopting the SIA algorithm.

**Keywords :** 음향반향제거기, Acoustic Echo Canceller, LMS 알고리즘, FPGA 구현

## I. 서 론

Hands-free, 스피커-폰 전화기, 원격 화상회의 등의 사용이 증가함에 따라 음향반향제거기술<sup>[1]</sup>이 중요한 문제로 대두하게 되었다. 음향반향신호는 원단화자로부터의 수신신호가 스피커를 통해 방사된 후, 벽면 등에 반사되어 마이크에서 근단화자의 송신신호와 결합됨으로써 원단에서 근단화자의 음성청취를 방해하게 된다. 원

단화자는 자기가 한 말을 통화왕복지연시간 뒤에 듣게 되므로 정상적인 통화에 불편함을 느끼게 되며 지연시간이 길수록, 반향신호의 크기가 클수록 통화의 불편함은 증가한다. 이러한 종류의 반향을 음향반향이라 하며, 원활한 의사전달을 위해서 반드시 제거되어야 한다. 음향반향제거의 기본원리<sup>[2]</sup>는 그림 1과 같이 먼저 반향경로의 특성을 추정하고 그에 따른 반향복제신호를 생성하여 마이크 출력으로부터 제거하는 것이다. 여기서 실제 반향신호와 거의 유사한 복제신호를 생성하기 위하여 반향경로의 특성을 가능한 한 정확히 모델링해야 되는데, 일반적으로 반향경로의 특성은 시간과 주위환경에 따라 급격하게 변하기 때문에 적응필터를 사용하여 모델링하게 된다.<sup>[3][4]</sup>

\* 정회원, 남서울대학교 전자정보통신공학부  
(Dept. of Electronics and Information Communication Engineering, Namseoul University)

※ 이 논문은 2004년도 남서울대학교 학술연구조성비 지원에 의하여 연구되었음.

접수일자: 2003년10월2일, 수정완료일: 2004년8월28일

선로반향과 비교할 때, 음향반향의 제거는 더 큰 노력이 요구된다. 음향반향경로에 대한 임펄스응답은 선로반향보다 몇 배 더 길며 응답의 변화 또한 빠르는데, 이는 사람의 움직임이나 문의 개폐에 기인한다. 일반적인 승용차 내에서 음향의 잔향시간은 15~40ms 정도로서 8kHz로 샘플링할 경우 반향경로에 대한 임펄스응답의 길이는 수백 샘플에 이른다. 만일 27dB 이상의 반향감쇠를 얻으려면 임펄스응답의 앞부분 120~320 샘플 정도가 보상되어야 한다. 따라서, 음향반향경로를 FIR 필터로 모델링하면 이 샘플수에 해당하는 탭이 소요된다.

다음 그림 1은 스피커-폰 시스템의 기본구조를 보여준다. 여기서  $b(k)$ 는 스피커로 출력되는 원단화자신호이고,  $e(k)$ 는 반향경로를 거쳐 되돌아 온 음향반향신호이며,  $a(k)$ 는 근단화자의 음성신호를 나타낸다. 또한,  $n(k)$ 는 근단화자 주변의 잡음을 나타낸다.

음향반향제거회로의 설계는 구현이 간단하면서도 안정된 수렴특성을 갖는 S-LMS(Simplified-LMS) 알고리즘을 사용하여 이루어졌다. 이 적응 알고리즘은 또한 수렴속도도 빠르는데, 이것은 이 알고리즘이 가지고 있는 특성상 자연스럽게 가변 step 크기가 적용되기 때문이다. VHDL 구문을 이용하여 지연시간이 적은 승산기를 직접 설계하였고, 데이터 및 계수의 저장을 위해 FPGA 내장 RAM을 사용하였다. 회로설계 완료후, 실제 환경에서 시험이 가능하도록 제작한 테스트 보드에 설계 데이터를 다운로드하고, 제안한 알고리즘의 수렴특성을 분석하였다. 시험 결과는 대체로 요구하는 성능 기준을 만족하는 양호한 성능을 보여주었다.

논문의 내용은 II장에서 새로운 적응 알고리즘을 제안하였고, III장에서는 음향반향제거기의 회로설계에 대하여 설명하였으며, IV장에서는 반향제거기에 본 알고리즘을 적용하여 시험한 결과에 대하여 기술하였고, 마지막으로 V장에서 결론을 도출하였다.

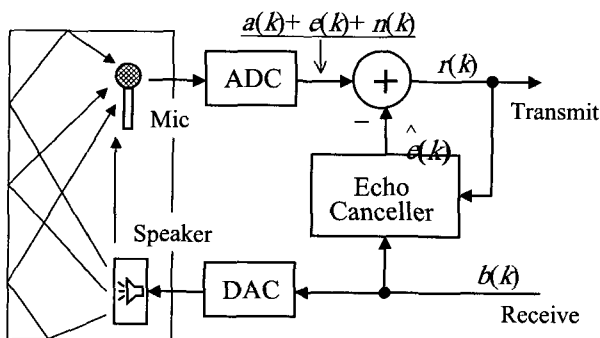


그림 1. 스피커-폰 시스템

Fig. 1. Speaker-phone system.

## II. 제안한 적응 알고리즘

NLMS 알고리즘<sup>[5]</sup>은 안정된 수렴특성을 갖고 있다. 그러나 이 알고리즘을 구현하기 위해서는 2개의 승산기와 1개의 제산기를 필요로한다. 이러한 하드웨어 복잡도를 감소시키는 방법으로 Sign 알고리즘<sup>[6]</sup>을 들 수 있는데, 이 방법은 계수 적용시 입력신호와 오차신호 대신 그 부호들만을 사용하는 것이다. 따라서 입력신호의 정규화를 위한 제산 및 오차신호와 정규화 입력신호에 대한 승산 연산이 필요없게 된다. 그러나 이 알고리즘은 입력신호 및 오차신호의 부호만을 사용하기 때문에 수렴속도가 느린 단점이 있다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 본 논문에서는 연산량을 크게 줄일 수 있는 새로운 적응 알고리즘을 제안하고자 한다. 이 알고리즘은 필요로 하는 연산량이 Sign 알고리즘과 같으면서도 수렴속도는 거의 NLMS 알고리즘과 동일한 수준으로 빠르다.

그림 1에서 보는 바와 같이 마이크로 입력되는 송신신호는 근단화자신호와 스피커로부터 방사된 후 되돌아 온 음향반향신호 및 주위 잡음신호 등으로 구성되어 있다. 음향반향신호는 스피커로부터 공간속으로 방사된 후 사무실 벽면 등에 반사되어 크기가 감쇠되고 시간이 지연된 일부 신호가 근단화자의 음성과 함께 마이크를 통하여 유입되며, 보통 FIR 필터와 NLMS 알고리즘을 사용하여 제거한다.

근단 송신신호에 포함된 반향성분이 제거된 후의 잔차신호  $r(k)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$r(k) = a(k) + e(k) + n(k) - \hat{e}(k) \quad (1)$$

반향경로가 길이  $N$ 의 임펄스응답  $g(n)$ 으로 표현된다면,  $N$  계수를 가진 디지털 필터가 반향추정신호를 생성하기 위하여 사용될 수 있다. 그리고 근단 송신신호를  $a(k)$ , 원단 송신신호를  $b(k)$ 라 가정한다.

반향제거기의 분석을 용이하게 하기 위하여 다음과 같은 벡터를 도입한다.

근단 송신신호 :

$$a_k = (a(k), a(k-1), \dots, a(k-N+1))^T$$

반향경로 전달함수 :

$$g = (g(0), g(1), \dots, g(N-1))^T$$

반향제거기 계수 :

$$c_k = (c_0(k), c_1(k), \dots, c_{N-1}(k))^T$$

원단 송신신호 :

$$\mathbf{b}_k = (b(k), b(k-1), \dots, b(k-M+1))^T$$

여기서, 위첨자 T는 전치행렬(transpose)을 나타낸다. 따라서, 반향신호 및 반향추정신호는 다음과 같이 표현 된다.

$$e(k) = \mathbf{b}_k^T \cdot \mathbf{g} \quad (2)$$

$$\hat{e}(k) = \mathbf{b}_k^T \cdot \mathbf{c}_k \quad (3)$$

이제 식(2), (3)을 이용하여 잔차신호에 대한 식(1)을 다시 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} r(k) &= \mathbf{b}_k^T \cdot \mathbf{g} - \mathbf{b}_k^T \cdot \mathbf{c}_k + a(k) + n(k) \\ &= \mathbf{b}_k^T \cdot (\mathbf{g} - \mathbf{c}_k) + u(k) \end{aligned} \quad (4)$$

여기서, 제거할 수 없는 신호는  $u(k)=a(k)+n(k)$ 로 결합하였다.  $r(k)$ 의 평균자승(mean square) 값은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \rho(k) &\doteq E\{r(k)^2\} \\ &= E\{(\mathbf{b}_k^T \cdot (\mathbf{g} - \mathbf{c}_k) + u(k))^2\} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서,  $E\{\}$ 은 기대값을 의미한다.

참시, 수식의 전개를 간단화하기 위하여 몇가지 가정을 한다.  $\mathbf{b}_k$ 와  $\mathbf{c}_k$ 는 통계적으로 독립적이고,  $a(k)$ 와  $b(k)$  및  $n(k)$ 도 통계적으로 상호 독립적이며, 데이터는 +1 또는 -1의 값을 갖는다고 가정한다. 따라서,

$$\begin{aligned} \rho(k) &= E\{(\mathbf{g} - \mathbf{c}_k)^T \mathbf{b}_k \mathbf{b}_k^T (\mathbf{g} - \mathbf{c}_k)\} \\ &\quad + E\{u^2(k)\} \\ &= (\mathbf{g} - \mathbf{c}_k)^T (\mathbf{g} - \mathbf{c}_k) + U \end{aligned} \quad (6)$$

여기서,  $U \doteq E\{u^2(k)\}$ 이다.

위 식으로부터  $\rho(k)$ 는  $\mathbf{c}_k = \mathbf{g}$ 일 때 최소값을 갖는 필터계수의 2차함수라는 것을 알 수 있다. 따라서, 필터계수에 대해  $\rho(k)$ 의 gradient를 구하면

$$\begin{aligned} \mathbf{grad} \rho(k) &= \left( \frac{\partial \rho(k)}{\partial c_0(k)}, \frac{\partial \rho(k)}{\partial c_1(k)}, \dots, \frac{\partial \rho(k)}{\partial c_{N-1}(k)} \right)^T \end{aligned} \quad (7)$$

위 식에 식(6)을 대입하여 풀면

$$\mathbf{grad} \rho(k) = -2(\mathbf{g} - \mathbf{c}_k) \quad (8)$$

다시 식(7)에 식(4), (5)를 대입하면

$$\mathbf{grad} \rho(k) = -2E\{r(k) \mathbf{b}_k\} \quad (9)$$

식(8)로부터 우리는  $\mathbf{grad} \rho(k)$ 가 필터계수의 실제 값과 최적값 간의 차라는 것을 분명히 알 수 있으며, 또한 식(9)로부터  $r(k)$ 과  $\mathbf{b}_k$ 의 함수로 직접 표현되는 것을 알 수 있다. 따라서, 반향제거기에서 디지털필터의 적응과정은 이 gradient에 근거하여 필터계수를 반복적으로 갱신함으로써 이루어진다.

$$\mathbf{c}_{k+1} = \mathbf{c}_k - \alpha \mathbf{grad} \rho(k) \quad (10)$$

여기서,  $\alpha$ 는 조정 스텝으로서,  $\alpha$ 가 크면 수렴속도는 증가하지만 수렴 후 정상상태오차는 커지고,  $\alpha$ 가 작으면 수렴속도는 감소하지만 정상상태오차는 작아진다. 위 식을 반복적으로 적용함으로써 평균자승 잔차반향신호의 최소값을 얻을 수 있으며, 이때 적응필터가 수렴한 상태이다. 이 식을 소위 최소평균자승에러 gradient 알고리즘 또는 LMS(least mean square) 알고리즘이라 한다. 그리고 식(9)와 (10)을 결합하여 적응 디지털필터를 구성하게 된다.

$$\mathbf{c}_{k+1} = \mathbf{c}_k + 2\alpha E\{r(k) \mathbf{b}_k\} \quad (11)$$

위 식의 우변 두 번째 항을 실제로 적용함에 있어서는 여러 방법이 있는데, 평균값을 구하는 과정이 생략된 stochastic 반복 알고리즘을 사용한다.

$$\mathbf{c}_{k+1} = \mathbf{c}_k + 2\alpha r(k) \mathbf{b}_k \quad (12)$$

이 알고리즘은 여러 적응알고리즘 중에서 수렴속도와 ERLE, 그리고 하드웨어 복잡도 등을 고려할 때 가장 적절한 것으로 여겨진다. 한편, 이 식에서 우변 두 번째 항은 필터계수가 갱신되는 크기를 나타내는데  $\mathbf{b}_k$ 의 크기에 따라서 갱신되는 크기가 달라지므로  $\mathbf{b}_k$ 에 대해 정규화시킬 필요가 있다.

$$\mathbf{c}_{k+1} = \mathbf{c}_k + 2\alpha r(k) \frac{\mathbf{b}_k}{\sum_{i=0}^M b_{k-i}^2} \quad (13)$$

이 식을 NLMS(normalized LMS) 알고리즘이라 하며, 그림 2에서 이 알고리즘에 대해 상세한 블록도를 보여주고 있다.

NLMS 알고리즘은 평균값을 구하기 위한 별도의 하

드웨어를 필요로 하지만, 신호의 크기에 따라서 필터계수의 갱신 크기가 크게 변화하지 않고 일관성을 유지하는 성질을 갖고 있다. 따라서, 적응 알고리즘은 일반적으로 LMS 알고리즘보다 NLMS 알고리즘을 많이 사용하고 있다. 그러나 이 알고리즘을 사용할 경우 필터의 탭수를 N이라 하면 모두 2N회의 승산과 N회의 제산 연산이 필요하게 되는 바, 탭수가 커지게 되면 구현이 어려울 정도로 계산량이 증가하게 된다. 따라서 (13)식의 우변에서 정규화된 입력신호 벡터 대신, 입력신호의 부호벡터 S(k)를 사용하게 되면 승산 및 제산 연산이 모두 불필요하게 된다.

$$c(k+1) = c(k) + 2\mu r(k) S(k) \quad (14)$$

여기서 S(k)는 N개의 입력신호에 대한 부호(sign) 벡터이다.

$$S(k) = [sign(x(k)), sign(x(k-1)), \dots, sign(x(k-N+1))]^T \quad (15)$$

이 알고리즘을 다른 적응 알고리즘들과 구별하기 위하여 S-LMS(Simplified-LMS)라 칭하고자 한다. 계수 적응시에 식(13)에서는 입력신호의 사이클 당 N회 요구되는 잔류신호와 정규화 입력신호의 승산 및 입력신호 정규화를 위한 N회의 제산 연산이 요구된다. 그러나 제안된 식(14)을 사용하면 잔류신호에 대해 부호만을 고려해주면 되므로 계산량을 획기적으로 감소시킬 수 있다. 따라서 S-LMS 알고리즘에서는 반향추정신호를 생성하는데 소요되는 N회의 승산 연산만을 필요로 한다.

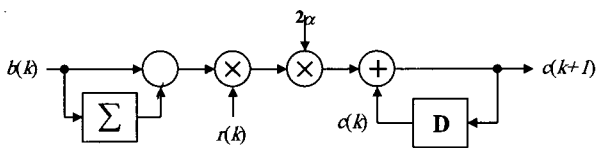


그림 2. NLMS 알고리즘의 블록도  
Fig. 2. Blockdiagram of NLMS algorithm.

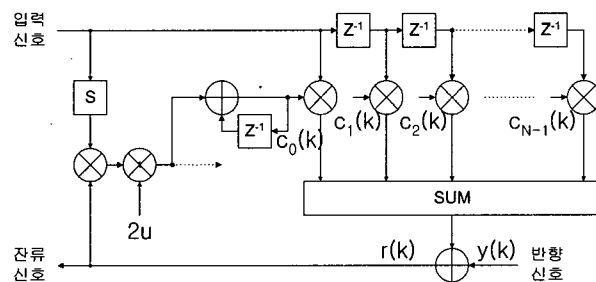


그림 3. 제안한 알고리즘의 구조  
Fig. 3. Structure of the proposed algorithm.

그림 3에서 제안한 알고리즘의 구조를 도식적으로 보여주고 있다.

### III. 음향반향제거기의 회로설계

음향반향경로의 응답길이는 선로반향보다 훨씬 길게 나타나기 때문에 회로구조도 그만큼 복잡해지게 된다. 자동차 내부공간이 1.5×2×1 m<sup>3</sup>의 소규모 크기를 가질 경우, 임펄스응답의 길이는 보통 15~40 ms 정도이다. 따라서, 이와 같은 응답의 길이를 고려하여 필터의 탭수는 120~320개 정도를 필요로 한다. 그러나 탭수를 늘리게 되면 수렴속도가 떨어지게 되고, 많은 메모리가 사용되어 회로가 복잡해지게 된다. 또한, 음성신호는 신호간 상호상관계수값이 큰 특성을 갖고 있어 수렴시간이 증가하는 단점이 있다. 따라서, 본 연구에서는 27 dB 이상의 ERLE를 유지할 수 있도록 가능한 한 탭수를 줄여 128-tap으로 설정하였다. 결과적으로, RAM의 크기는 데이터와 필터계수를 합쳐 3.84 kbit가 소요된다.

그리고, 곱셈기는 캐리세이브가산기(CSA)를 이용하여 설계하였으며, 필터의 입력 데이터 및 계수는 FPGA의 내장 RAM에 저장공간을 확보하였다. 또한, 입력 음성파형은 8 kHz로 샘플링되고 15-bit로 양자화되어 디지털신호로 변환된다. 이러한 사양을 갖고 Altera사의 Flex 계열인 EPF10K50RC240-3에 회로를 구현하여 약 35,000 gate가 소요되었으며, 통합설계도구인 Max+Plus II 상에서 VHDL을 이용하여 회로설계를 수행하였다.

표 1에서 설계한 음향반향제거기의 주요 사양을 열거하였다.

음향반향제거기는 적응 FIR 필터를 사용하여 설계하였으며, 반향제거모드 및 계수갱신모드를 외부에서 제어할 수 있도록 하였다. 25개 입력핀과 50개 출력핀으

표 1. 음향반향제거기의 설계규격  
Table 1. Design rule of acoustic echo canceller.

구 분	값
적응 알고리즘	S-LMS 알고리즘
선형필터의 탭수	128-tap
ERLE	27 dB 이상
Multiplier 형태	Carry save multiplier
Master 클럭	10.24 MHz
샘플링 주파수	8 kHz
ADC 해상도	15-bit
Gate 수	약 35,000 gates

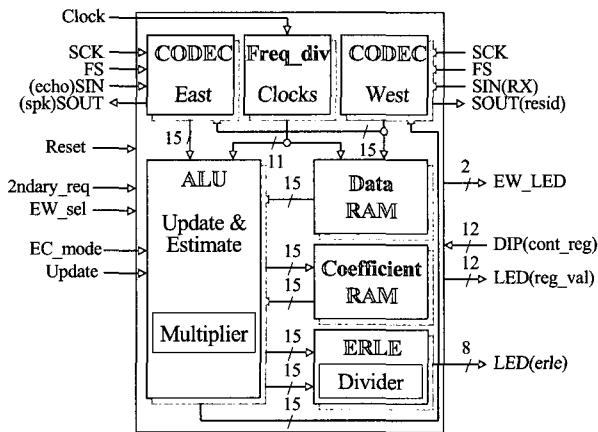


그림 4. 음향반향제거기의 회로구조  
Fig. 4. Architecture of acoustic echo canceller.

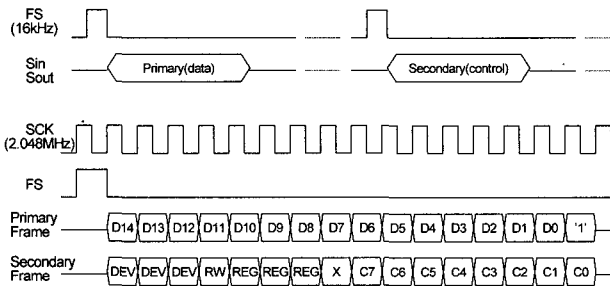


그림 5. CODEC 인터페이스의 timing diagram  
Fig. 5. Timing diagram of CODEC interface.

로 구성되며, 전체적인 회로구조를 그림 4에서 보여주고 있다. 이 회로는 주파수 분주기, CODEC 인터페이스 회로, 데이터 RAM 및 계수 RAM, ALU, 그리고 ERLE 산출부 등으로 구성되어 있다. 주파수 분주기는 오실레이터로부터 10.24 MHz master 클럭을 받아들이고, 11-bit 카운터를 사용하여 8 kHz까지 여러 주파수의 클럭들을 생성해낸다. 이 클럭들은 각 블록으로 공급되어 해당 블록의 클럭이나 제어신호를 만드는데 사용된다.

음성신호는 CODEC을 통하여 샘플마다 직렬 데이터를 8 kHz로 주고 받는다. CODEC 인터페이스는 코덱에서 오는 직렬 데이터를 15-bit 병렬 데이터로 변환하고, 연산처리된 병렬 데이터는 직렬 데이터로 변환하여 2.048 Mbps 속도로 보내준다. 이때 필요한 데이터 및 프레임 클럭은 CODEC으로부터 공급받는다. 또한 2차 통신을 통해 CODEC에 내장된 4개 제어 레지스터를 변화시켜 샘플링 주파수 등 코덱의 동작모드를 설정해줄 수 있다. 1차 통신과 2차 통신에 대한 프레임과 데이터 클럭의 파형을 그림 5에서 보여주고 있다.

메모리회로는 15-bit, 128-word인 데이터 RAM과 22-bit, 128-word인 계수 RAM으로 이루어진다. 계수 RAM은 read 후 ALU에서 업데이트한 다음 같은 주소

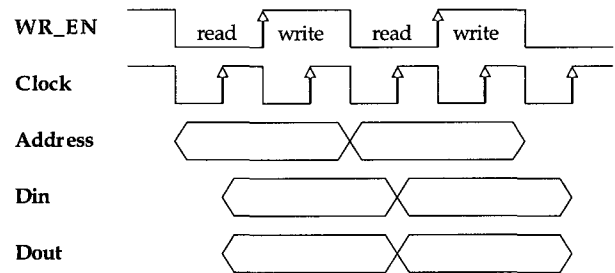


그림 6. RAM의 timing diagram  
Fig. 6. Timing diagram of RAM.

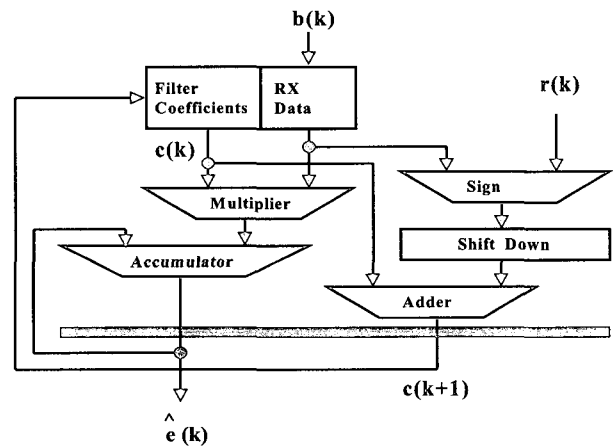


그림 7. ALU의 회로구조  
Fig. 7. Architecture of ALU.

에 write하면 된다. Read한 계수값은 계수 update와 반향추정신호를 생성하는데 사용된다. 반면에, 데이터 RAM은 read 후 shift하여 인접 주소에 write하고 8 kHz 마다 새로운 데이터로 갱신한다. RAM은 클럭에 동기되어 동작하며 클럭, 주소 등은 주파수 분주기의 출력을 사용하여 생성한다. 그림 6은 RAM에 공급되는 신호의 타이밍도를 나타낸다.

ALU 회로에서는 계수 업데이트기능과 반향추정신호 생성기능, 그리고 반향신호 보상기능 등을 수행한다. 계수 update 기능은 S-LMS 알고리즘을 이용하여 승산기를 요구하지 않는다. RAM에서 받은 계수는 데이터 부호와 잔차신호의 XOR를 2-7 shift-down하여 업데이트한 다음 다시 RAM으로 보낸다. 반향추정신호를 산출하기 위해서는 15x15 승산기를 필요로 한다. 일반 승산기는 지연시간이 많기 때문에 이를 단축시킬 수 있는 carry-save 승산기를 설계하여 사용한다. RAM으로부터 받은 데이터와 계수의 상위 15-bit를 곱한 후, 그 결과를 30-bit 누산기를 사용하여 더하는 과정을 128번 반복한다. 그리고 최종 누산 결과값을 반향신호로부터 감산하면 잔차신호가 얻어진다. 그림 7에서는 RAM 데이터를 사용하여 반향추정신호를 생성하고 계수를 갱신

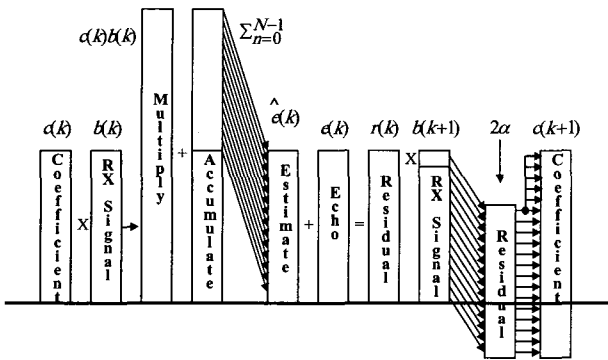


그림 8. 각 신호의 비트 폭과 레벨  
Fig. 8. Bit width and level of signals.

하는 과정을 보여주고 있다.

적용 알고리즘에서의 비트레벨 down-scaling에 의하여 각 블록의 word 길이는 다르게 설계된다. 즉, 계수 갱신시 step 크기는  $2\mu$ 값에 의하여 shift-down시킨다. Shift-down시키는 비트의 수는 필터의 탭수에 비례하는데, 대략  $2-7(1/128)$ 이면 적합하다. 이때 비트 수가 커지면 수렴속도는 증가하지만 정상상태의 잔여반향이 크게 되고, 반대로 비트 수가 작아지면 수렴속도와 잔여반향이 감소하게 된다. ALU 회로에서 각 신호의 비트 폭과 비트 레벨을 그림 8에 도시하였다.

ERLE 산출부는 반향신호와 잔차신호를 이용하여 반향제거효과를 표시한다. 즉, ERLE는 반향신호의 평균 절대값과 잔차신호의 평균 절대값에 대한 비율로서 반향제거 성능을 나타내는 것이다. 따라서 이것을 계산하기 위해서는 15/15 제산기를 설계해야 하며, 계산 결과는 LED를 이용하여 비트로 표현된다.

#### IV. 시험 및 결과

본 논문에서 제안한 S-LMS 알고리즘의 성능을 상위 수준에서 검증하기 위해, C 언어를 사용하여 음향반향 제거기에 이 알고리즘을 적용한 경우의 수렴특성을 관찰하였다. 시뮬레이션에 사용된 반향제거기는 128-tap FIR 구조로서, 계수 갱신시 step 크기는  $2\mu=2-7$ 으로 설정하였다. 알고리즘의 성능은 반복된 심볼수에 대한 ERLE(Echo Return Loss Enhancement) 곡선으로 표현되며, ERLE는 다음 식으로 정의된다.

$$ERLE(k) = 10 \log_{10} \frac{E\{y^2(k)\}}{E\{r^2(k)\}} [dB] \quad (16)$$

여러 알고리즘에 대한 수렴특성곡선을 그림 9에 도시하였다. 다른 적용 알고리즘과의 수렴특성을 비교하

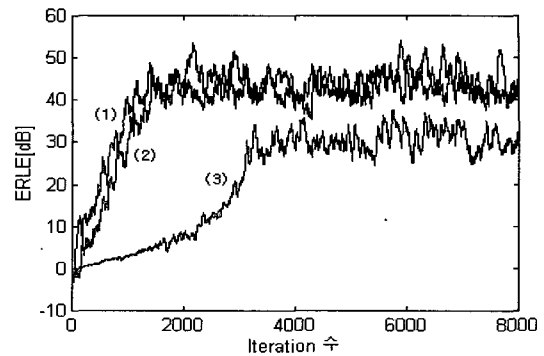


그림 9. 여러 알고리즘의 수렴특성  
Fig. 9. Convergence curves of adaptive algorithms.

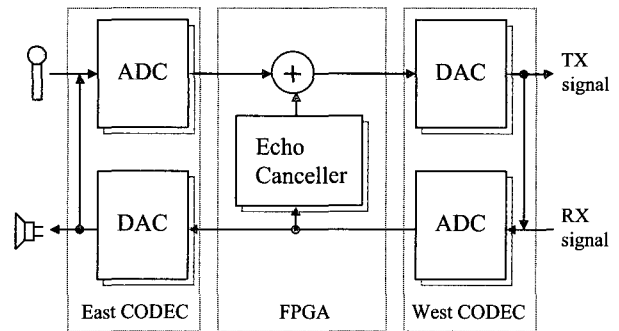


그림 10. 테스트 보드의 블록도  
Fig. 10. Blockdiagram of test board.

기 위하여 NLMS 및 SA(Sign Algorithm) 알고리즘에 대한 수렴곡선도 함께 도시하였다. 이 그림에서 곡선 (1)은 NLMS 알고리즘을 사용한 경우이고, 곡선 (2)는 S-LMS 알고리즘, 곡선 (3)은 SA 알고리즘을 사용한 경우이다. 그림으로부터 S-LMS 알고리즘의 수렴특성은 NLMS 알고리즘의 수렴특성과 거의 동일한 수렴속도를 얻는 반면, SA 알고리즘은 S-LMS 알고리즘에 비해 수렴속도가 크게 떨어지는 것을 볼 수 있다.

한편, 설계한 음향반향제거기의 성능을 검증하기 위해 2개의 CODEC이 포함된 테스트 보드를 제작하였다. FPGA는 알테라사의 Flex 계열인 EPF10K50RC240-3을 사용하였으며, 보드의 하드웨어 블록도는 그림 10과 같다.

테스트 보드의 실제 사진이 그림 11에 나타나 있다. FPGA 통합설계도구인 Max+Plus II를 이용하여 설계 데이터를 FPGA에 구현하고, 여러 조건에서 테스트 보드를 시험하였다. 입력 수신신호로 백색 가우시안 잡음을 인가하고 시험한 결과, 대부분의 경우에서 1초 이내의 수렴시간과 27 dB 이상의 ERLE를 달성하여 만족할 만한 성능을 나타내는 것으로 확인하였다. 스피커와 마

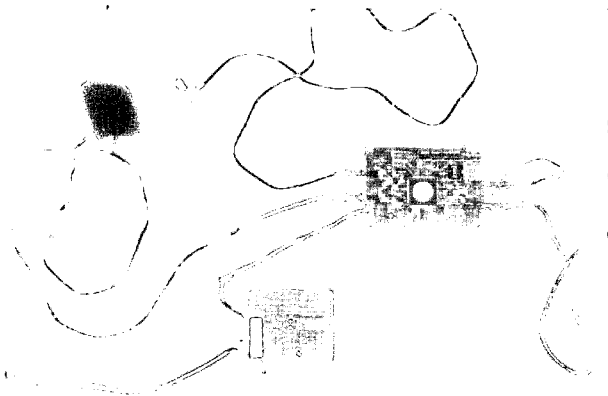


그림 11. 보드 테스트 사진  
Fig. 11. Photograph of board testing.

이크의 위치를 변화시키면서 동작시켰을 때에도 안정적인 수렴과 우수한 반향제거 성능을 보여주었다.

#### IV. 결 론

휴대폰의 자동차 핸즈프리 사용이 증가하면서 우수한 성능의 음향반향제거기를 필요로 하고 있다. 본 논문에서는 음향반향제거기의 연산량을 감소시키기 위한 새로운 적응 알고리즘을 제안하였다. 이 알고리즘은 계수의 적응시 정규화된 입력신호의 크기 대신 입력신호의 부호만을 사용하므로써 입력신호 사이클마다 요구되는 N회 승산과 제산 연산이 필요하지 않도록 하였다. 시험 결과, 본 알고리즘은 NLMS 알고리즘을 적용한 경우와 거의 동일한 수렴 성능을 보여 주었다.

음향반향제거회로는 128-tap 적응 FIR 필터구조로서 15-bit 해상도를 사용하였다. 주요 기능블록으로 각종 클럭을 생성하는 주파수 분주기, 직렬로 CODEC과 데이터를 송수신하는 CODEC 인터페이스회로, 128-word 15-bit의 데이터 RAM과 128-word 22-bit의 계수 RAM, 계수 갱신기능과 반향추정신호 생성기능을 수행하는 ALU 회로, 그리고 반향제거 성능을 계산하는 ERLE 산출부 등이 포함되어 있다.

본 연구에서 구현한 음향반향제거기의 성능을 검증하기 위하여 테스트 보드를 제작하고 실험을 수행하였다. 입력신호의 크기나 스피커와 마이크간의 거리 등 여러 환경에서 파라미터를 변화시키면서 반향제거기의 수렴특성을 관찰하였다. 테스트 결과, 설계한 반향제거기는 대체로 1초 이내에 신속하게 27 dB 이상의 ERLE로 수렴하는 것을 보여 주었다. 따라서, 본 연구에서 제안한 S-LMS 알고리즘을 음향반향제거기의 설계에 적용한다면 회로 복잡도와 동작 성능 등의 측면에서 우수

한 효과를 얻을 수 있는 것으로 확인하였다.

#### 참 고 문 헌

- [1] C. W. K. Gritton , D. W. Lin, "Echo cancellation algorithm," *IEEE ASSP Magazine*, vol. 22, pp. 30-38, Apr. 1984.
- [2] B. Widrow, J. R. Glover, J. M. McCool, J. Kaunitz, C. S. Williams, R. H. Hearn, J. R. Zeidler, E. Dong, and R. C. Goodlin, "Adaptive noise cancelling : Principles and applications", *Proc. IEEE*, vol.63, pp.1692-1716, Dec. 1975.
- [3] Wenbin Hsu, Frank Chui, David A. Hodges, "An acoustic echo canceler," *IEEE J. of solid-state circuits*, vol. 24, no. 6, pp. 1639-1646, Dec. 1989.
- [4] E. Hansler, "The hand-free telephone problem," *ISCAS*, San Diego, U.S.A., pp. 1914-1917, 1992.
- [5] K. Murano, S. Unagami and F. Amano, "Echo cancellation and applications," *IEEE Comm Magazine*, vol. 28, no. 1, pp. 49-55, Jan. 1990.
- [6] Niek A. M. Verhoeckx, Theo A. C. M. Claasen, "Some considerations on the design of adaptive digital filters equipped with the sign algorithm", *IEEE Trans. on Comm.* vol. COM-32, No.3, pp.258-266, Mar. 1984.

#### 저 자 소 개



이 행 우(정회원)  
1985년 광운대학교 전자공학과 학사 졸업.  
1987년 서강대학교 전자공학과 석사 졸업.  
2001년 전북대학교 전자공학과 박사 졸업.

1987년~1998년 한국전자통신연구원 선임연구원.  
2001년~현재 남서울대학교 조교수.  
<주관심분야: 디지털 통신시스템, VLSI 설계>