

# 다른 비트율을 갖는 음성 부호화기와 결합된 적응 선로 반향 제거

정희원 이지하\*, 이규하\*, 김용진\*\*, 정성현\*\*, 박영철\*\*\*, 윤대희\*

## Adaptive Line Echo Cancellation Combined with the Different Bit-rate Speech Coders

J. H. Lee\*, K. H. Lee\*, Y. J. Kim\*\*, S. H. Jung\*\*, Y. C. Park\*\*\*, D. H. Youn\*

*Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 이동통신망에서 서로 다른 비트율을 갖는 CVSD(Continuously Variable Slope Delta modulation) 음성 부호화기를 사용하는 이동 가입자와 기지국에 연결된 일반 공용망(PSTN)에서 발생하는 반향을 기지국에서 효과적으로 제거하는 방법을 제시한다. 먼저, 부호화기와 복호화기의 대칭성을 이용하여 반향 제거 성능을 개선하는 방법을 제안하였다. 이는 반향 경로를 단축하고, 부호화기에 의한 비선형 신호 왜곡을 줄이며, 복호화된 신호 영역에서 구현되므로 범용 DSP 구현에 적합하다. 또한, 곱셈 연산이 필요 없도록 부호화된 비트열을 조합함으로써 VLSI 구현에 유리한 반향제거 방법을 제안하였다. 이 방법은 부호화된 비트열의 고주파 잡음 성분을 줄임으로써 반향 제거 성능을 향상시키며, 여기신호의 발생률을 줄임으로써 계산량이 감소되는 장점을 갖는다.

### ABSTRACT

An efficient echo cancellation method, which controls the echo caused from the PSTN, is proposed. In our situation, the PSTN is connected to the mobile subscriber and the base-station which use different bit-rate CVSD(Continuously Variable Slope Delta modulation) coders and echo canceller is installed at the location of the base-station.

By using the symmetry of the coder pairs, the proposed method shortens the echo path length and reduces the nonlinear distortion inherent in the coders. And it is implemented in the decoded signal region, so fitted to the general-purpose DSP implementation. We also propose a echo cancellation method using the combined bit-stream so as to implement without the multipliers onto the VLSI. It has an improved echo cancellation performance by reducing the high frequency noises in the coders. And it has an reduced complexity by reducing the excitation rate of the bit-stream.

### 1. 서 론

반향이란 전송된 신호가 지연 및 왜곡 과정을 거쳐 전송단으로 되돌아오는 것을 말한다<sup>[1]</sup>. 특히 전

송선로 내에서 발생하는 선로 반향은 임피던스가 불일치하는 통신망 여러 경로에 존재하며, 4선-2선 회로간의 신호 변환 역할을 하는 hybrid에 의해 주로 발생한다.

시변적인 반향 성분을 효율적으로 제거하기 위해

\* 연세대학교 전기, 컴퓨터공학과 음향, 음성 및 신호처리 연구실(ljh@radar.yonsei.ac.kr)  
\*\* 삼성전자 주식회사 전략시스템 사업부      \*\*\* 연세대학교 신호처리 연구센터  
논문번호 : 99212-0528, 접수일자 : 1999년 5월 28일

서는 적응 반향제거 기법이 널리 사용되어 왔다. 적응 반향 제거 기법은 그림 1과 같이 지속적으로 반향경로의 임펄스 응답  $H$ 를 추정하여 추정된 반향신호  $\hat{y}(k)$ 를 합성, 반향경로 출력  $z(k)$ 으로부터 차감하는 방법이다<sup>[2]</sup>.

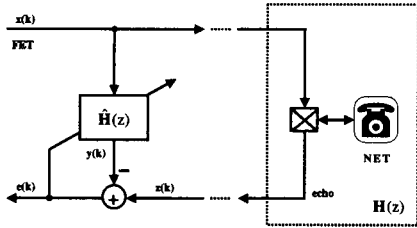


그림 1. 적응 반향 제거기

적응 반향 제거기는 흔히 FIR 구조의 필터로 구성되며, 필터 계수를 갱신하기 위해 LMS(Least-Mean-Square), NLMS(Normalized LMS), Affine Projection 및 RLS(Recursive Least-Square) 등이 사용된다.

본 논문에서는 필터계수 갱신의 스텝크기가 입력 신호의 전력에 따라 정규화되어 음성 통신 환경에 적합한 NLMS 알고리즘<sup>[3][4]</sup>을 사용하였다.

$$y(k) = \hat{H}^T(k) X(k) \tag{1a}$$

$$e(k) = z(k) - y(k) \tag{1b}$$

$$\hat{H}(k+1) = \hat{H}(k) + \frac{\mu \cdot e(k) X(k)}{\hat{\sigma}_x^2(k) + P_{\min}} \tag{1c}$$

여기서,  $\hat{H}(k) = [\hat{h}_0(k), \hat{h}_1(k), \dots, \hat{h}_{N-1}(k)]^T$ 는 N개의 필터계수로 구성된 적응필터의 계수벡터, T는 행렬의 transpose를 의미한다. 그리고,  $X(k) = [x(k), x(k-1), \dots, x(k-N+1)]^T$ 는 필터의 입력 신호 벡터,  $z(k)$ 는 반향 신호와 근단화자(near-end-talker) 신호를 포함하는 주입력 신호,  $\mu$ 는 수렴상수,  $\hat{\sigma}_x^2(k)$ 는 시간 k에서 추정된 입력신호의 전력,  $P_{\min}$ 은  $\hat{\sigma}_x^2$ 가 매우 작을 경우 필터 계수 갱신의 스텝 크기를 제한하는 작은 상수이다.

이러한 반향 제거가 필요한 대부분의 통신 시스템은 채널용량을 효율적으로 사용하기 위해, 디지털 압축 기술을 이용하여 음성 신호를 압축, 전송한다.

따라서 통신 시스템에서 사용하는 압축 기술과 반향 제거기의 효율적으로 결합한다면 전체 통신 시스템의 효율성을 높일 수 있다.

본 논문에서는 이동통신망에서 서로 다른 비트율을 갖는 CVSD(Continuously Variable Slope Delta Modulation) 음성 부호화기를 사용하는 이동 가입자와 기지국에 연결된 일반 공용망(PSTN)에서 발생하는 반향을 기지국에서 효과적으로 제거하는 방법을 제시한다. ADM(Adaptive Delta Modulation) 계열의 CVSD 음성 부호화기는 스텝 크기를 최근 3 또는 4 DM 비트율을 이용해 적응하는 파형 압축 기술이다<sup>[7][8]</sup>. CVSD 음성 부호화기의 복호화기와 부호화기를 그림 2에 도시하였다.

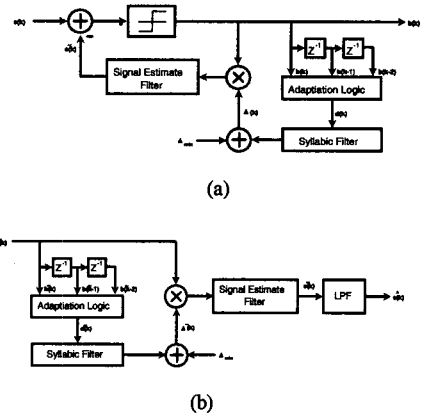


그림 2. CVSD 음성 부호화기  
(a)부호화기, (b)복호화기

과거에 부호화된 3개의 이전 DM 비트열  $b(k), b(k-1), b(k-2)$ 로부터 과도 기울기  $d(k)$ 를 검출하는 적응 논리는 다음과 같다.

$$d(k) = \begin{cases} 1 & \text{if } b(k) = b(k-1) = b(k-2) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \tag{2}$$

적응 논리의 결과로 얻어진  $d(k)$ 는 음절단위 필터(syllabic filter)의 입력이 되며 이를 이용하여 새로운 스텝 크기  $\Delta(k)$ 가 계산된다.

$$\Delta(k) = (1 - \alpha)\Delta(k-1) + \alpha \cdot d(k) \tag{3}$$

위 식에서,  $\alpha$ 는 음절단위 필터의 시정수를 결정하는 파라미터이다. 결정된 스텝 크기  $\Delta(k)$ 와 CVSD 부호화기의 출력 부호는 신호추정 필터의

입력이 되며, 신호 추정필터는 다음과 같은 방법으로 입력 음성 신호  $s(k)$ 의 추정치  $\hat{s}(k)$ 를 계산한다.

$$\hat{s}(k) = (1 - \beta) \hat{s}(k-1) + \beta \cdot \Delta(k) b(k) \quad (4)$$

위 식에서,  $\beta$ 는 신호추정 필터의 시정수를 결정하는 파라미터이다. 시정수를 결정하는 파라미터  $\alpha$ ,  $\beta$ 는 비트율에 따른 CVSD codec 권고안에 따라 결정된다<sup>[7]</sup>.

## II. 다른 비트율을 갖는 음성 부호화기 채널

ADM 계열의 한 종류인 CVSD는 여러 종류의 비트율을 가질 수 있으므로 일정 비트율을 갖는 CVSD 시스템을 다른 비트율을 갖는 CVSD 시스템과 연결시키기 위해 비트율 변환 과정이 필요하다.

예를 들어 그림 3과 같이 16kbps의 CVSD단으로 구성되어있는 이동국과, 32kbps의 CVSD단으로 구성되어 있는 교환국 사이에서, 별도의 비트율 변환 시스템 없이 신뢰성 있는 통신은 불가능하다.

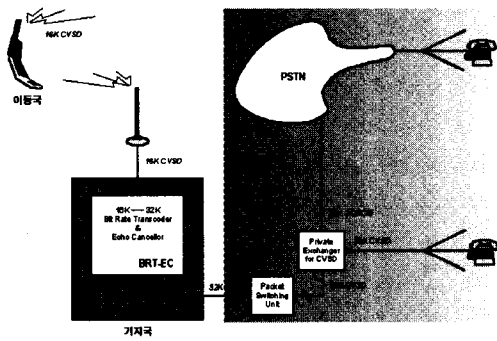


그림 3. 다른 비트율을 갖는 CVSD 통신채널

16kbps와 32kbps 비트율 변환과정은 서로 다른 비트율이 접속되는 기지국에 설치되어야 하며, 반향 제거기는 반향의 주된 발생 장소인 교환국에 설치되어야 한다. 그러나 기존의 교환국 시스템을 변경하지 않고 16kbps와 32kbps의 비트율 변환과정을 수행하기 위해서는 비트율 변환기와 반향 제거기 모두 기지국 내에 설치되어야 한다. 기지국의 비트율 변환기는 디지털 영역에서 복호화기를 통해 PCM 형태의 신호로 변환한 후 간축 및 보간 과정을 통해 구현된다. 비트율 변환기가 설치된 기지국 관점에서의 반향 경로를 그림 4에 도시하였다.

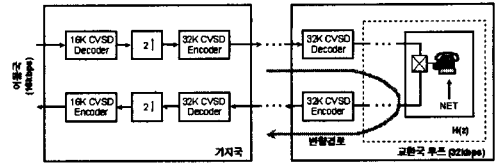


그림 4. 기지국에서의 반향경로

그림 4에서, 반향 경로를 형성하는 교환국 루프는 가장 앞단에 기지국의 비트율 변환기와 접속을 위한 32kbps CVSD 부호화기와 후단의 모든 교환국 연결을 포함하는 전달함수  $H(z)$ 로 구성된다.

## III. 다른 비트율을 갖는 음성 부호화기와 결합된 적응 선로 반향 제거

파형 부호화기를 포함한 대부분의 음성 부호화기는 비트율이 낮아짐에 따라 원신호와 복원된 신호 사이의 동조(coherence)가 떨어지는 단점이 있다<sup>[5][6]</sup>. 또한 간축 및 보간 과정은 대역 제한 저역통과 필터링을 수행함으로써 원신호를 지연시키며, 주파수 영역 특성을 왜곡시킨다. 이런 이유로 음성부호화기 비트율 변환기에서 반향 제거기는 그림 5와 같이 반향 경로에 가장 근접한 위치, 즉 32kbps 부호화기 전단 a 지점에 설치되어야 한다. 이러한 접근방식은 주된 반향 경로인 교환국으로 송신되는 신호와 기지국에서 교환국으로부터 수신되는 신호간의 동조를 최대한으로 유지하면서 반향경로의 길이를 단축하는 효과를 갖는다.

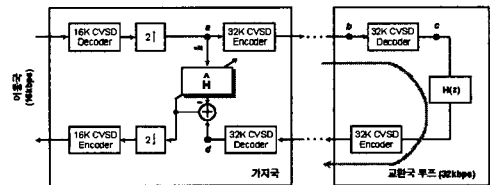


그림 5. 비트율 변환기에서의 반향 제거기

1. 복/부호화기의 대칭성을 이용한 반향 제거  
적응 반향 제거기의 참조 신호로 사용된 신호는 32kbps CVSD 부호화기를 통해 이진 비트열로 변환된다. 물리적 선로 연결을 통해 교환국의 32kbps CVSD 복호화기 단으로 전송되는 신호는 부호화된 이진 비트열 형태로 전송되므로 교환국까지 선로 연결에 의한 지연 및 신호 왜곡은 무시할 수 있다.

그러므로 기지국내의 32kbps CVSD 부호화기와 교환국내의 32kbps CVSD 복호화기는 그림 6과 같이 b지점을 통해 직접 연결된 것으로 가정할 수 있다.

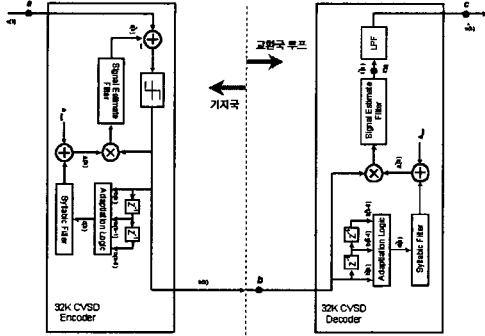


그림 6. 기지국과 교환국 32kbps CVSD 부호화기 연결 블록도

그림 6에서 보듯이 기지국에서 32kbps CVSD 부호화기에 의해 발생된 비트열  $b(k)$ 는 b 지점에서 적응 논리과정에 케환되어 음절단위 필터, 신호추정 필터에 다시 사용된다. 마찬가지로, 부호화된 비트열은 신호를 거쳐 b 지점에서 교환국의 c 지점으로 전달되고, CVSD 복호화기에서 같은 과정을 반복하여 원신호를 복원한다. 그러므로, 시간  $k$ 에서 기지국과 교환국의 CVSD 부호화기 시상수 특성이 일치한다면, 복/부호화기의 대칭성에 의해 기지국 CVSD 부호화기의 신호추정필터 출력  $\hat{s}(k)$ 와 교환국 루프 CVSD 복호화기의 신호추정필터 출력  $\hat{s}(k)$ 은 같은 신호임을 알 수 있다.

그러므로, 기지국내 32kbps CVSD 부호화기의 입력 신호  $s(k)$ 대신 그림 7과 같이 신호추정 필터 출력  $\hat{s}(k)$ 를 참조신호로 사용하면, 교환국내 CVSD 복호화기의 신호추정 필터 출력을 참조신호로 사용하는 것과 동일하므로 반향경로의 시작점이 a 지점에서 c 지점으로 이동하여 반향 경로가 단축되는 효과를 가지며 단축된 부호화기 연산에 의한 비선

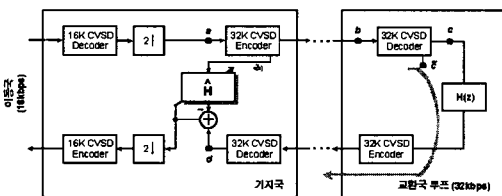


그림 7. 신호추정 필터 출력  $\hat{s}(k)$ 를 참조신호로 사용하는 반향 제거기

형 신호 왜곡을 최소화하는 효과를 갖는다. 물론 이러한 방법은 CVSD 부호화기에 국한된 방법은 아니며, 부호화기와 복호화기 사이에 대칭성을 갖는 대부분의 음성 부호화기에 적용 가능하다.

## 2. 비트열 조합을 이용한 반향 제거

부호화된 PCM 신호 대신 부호화된 이진 비트열을 이용하여 적응 알고리즘을 구동하면, 곱셈연산의 필요성을 제거할 수 있다. 이와 같이 곱셈연산 또는 곱셈기가 필요없는 적응알고리즘은 구조적으로 간단하여 VLSI 구현에 유리한 특성을 갖는다.

먼저, CVSD 음성 부호화기의 대칭성을 이용하여  $\hat{s}(k)$ 를 반향 제거기의 참조신호로 사용할 경우, 반향 제거기의 출력  $y(k)$ 는 다음과 같다.

$$y(k) = \sum_{i=0}^{N-1} \hat{s}(k-i) w_i(k) = \tilde{S}^T(k) W(k) \quad (5)$$

여기서  $\tilde{S}(k) = [\hat{s}(k), \hat{s}(k-1), \dots, \hat{s}(k-N+1)]^T$ 는 신호추정 필터의 출력  $\hat{s}(k)$ 로 구성된  $(N \times 1)$  벡터이다. (5)에 스택키 갱신식 (3)과 신호 추정 필터 갱신식 (4)를 대입하면, 다음과 같다.

$$y(k) = (1-\beta) \tilde{S}^T(k-1) + (1-\alpha)\beta \Sigma^T(k-1, k) + \alpha\beta A^T(k, k) W(k) \quad (6)$$

여기서  $\Sigma(l, m) = [\Delta(l)b(m), \Delta(l-1)b(m-1), \dots, \Delta(l-N+1)b(m-N+1)]^T$ 는 스택 크기와 부호화된 비트열의 곱으로 표현되는  $(N \times 1)$  벡터이며,  $A(l, m) = [b(l)d(m), b(l-1)d(m-1), \dots, b(l-N+1)d(m-N+1)]^T$ 는 부호화된 비트열과 적응논리의 출력의 곱으로 표현되는  $(N \times 1)$  벡터이다. (6)에서 보듯이 신호 추정 필터의 출력  $\hat{s}(k)$ 는 CVSD 부호화기의 시상수에 의해 가중치가 부여된  $\tilde{S}(k-1)$ ,  $\Sigma(k-1, k)$ , 그리고  $A(k, k)$ 로 분리되어진다.

여기서,  $\Sigma(k-1, k)$ 의  $b(k)$ 와  $A(k, k)$ 의  $b(k)d(k)$ 는 이진비트열이며 부호화된 비트열  $b(k)$ 는 입력신호 파형의 기울기 또는 적응 스택 크기에 대한 정보를 내포한다. 또한  $b(k)d(k)$ 의 적응논리 출력  $d(k)$ 는 (2)와 같이 3개의 부호화된 비트열  $\{b(k-i), i=0,1,2\}$ 에 의해 결정되어진다. 즉  $d(k)$ 는 3개의  $\{b(k-i), i=0,1,2\}$ 가 모두 "1"이거나 "0"일때만 출력 "1"을 가지므로 훨씬 적은 여기신호 발생률을 갖는 반면, 입력신호의 기울기 정보를

상실한다. 3개의  $\{b(k-i), i=0,1,2\}$ 가 모두 "1"이라는 것은 입력신호의 파형을 부호화하기 위해 부호화기가 계속 스텝크기를 증가시키는 상태를 의미하고, 반대로 3개의  $\{b(k-i), i=0,1,2\}$ 가 모두 0이라는 것은 스텝크기를 계속 감소시키는 상태를 의미하므로, 비트열 조합  $b(k)d(k)$ 는 적은 여기신호 발생률을 갖는  $d(k)$ 에  $b(k)$  평균된 기율기 정보를 부여하는 것으로 해석할 수 있다.

이를 주파수 영역에서 해석하면, 부호화된 비트열  $b(k)$ 는 입력신호의 주파수 성분과 파형 부호화기에 내재한 고주파 하모닉 잡음성분으로 구성된다. 그러나 적응논리 출력  $d(k)$ 는 3개의  $b(k)$ 가 모두 "1"인 경우와 모두 "0"인 경우에 같은 출력 "1"을 내므로 전파 정류기와 같이 입력신호 성분의 배가된 주파수 성분을 갖는 반면, 여기신호의 적은 발생률로 인해 훨씬 감소된 고주파 잡음성분을 포함한다. 그러므로 입력신호의 기율기 정보가 복원된 비트열 조합  $b(k)d(k)$ 은 입력신호와 같은 대역의 주파수 성분을 유지하면서, 감소된 고주파 잡음 성분을 갖는다.

적응필터의 참조신호로서 비트열 조합  $b(k)d(k)$ 를 사용하는 것은 계산량 측면에서 장점을 갖는다. 우선, 이진 비트열로 구성되었기 때문에 곱셈연산 및 곱셈기가 필요없이 덧셈, 뺄셈만으로 구현이 가능하다. 그리고, 부호화된 이진 비트열  $b(k)$ 에 비해 여기신호 발생률이 낮기 때문에 실제로 여기신호가 존재하는 부분에서만 덧셈, 뺄셈 연산을 수행하면, 계산량은 더욱 줄어들게 된다.

표 1.  $b(k)$ 와  $b(k)d(k)$ 의 발생률(단일 정현파)

| Freq. [Hz]  |      |      |      |      |      |      |
|-------------|------|------|------|------|------|------|
|             | 500  | 1000 | 1500 | 2000 | 2500 | 3000 |
| 여기신호 발생률[%] | 38.1 | 59.4 | 70.7 | 75.0 | 68.7 | 62.5 |

부호화된 이진 비트열  $b(k)$ 에 대한 비트열 조합  $b(k)d(k)$ 의 여기신호 발생률을 몇가지 단일 정현파의 경우에 대하여, 표 1에 나타내었다.

또한, 비트열의 조합  $b(k)d(k)$ 가 랜덤하게 발생한다는 것을 고려한다면, (1c)의 전력 추정치는 다음과 같이 변형되어야 한다.

$$\hat{\sigma}_x^2(k) \cdot N \approx \sum_{i=0}^{K(k)-1} |b(k-i)d(k-i)|^2 \triangleq K(k) \quad (7)$$

(7)의  $K(k)$ 는 여기신호, 즉 0이 아닌 신호의 개

수(count)이므로, (1c)의 최소 전력치는  $N$ 이 충분히 클 경우 최소 개수 1로 놓을 수 있다. 그러므로 적응필터의 갱신식 (1c)는 최종적으로 다음과 같이 표현되어질 수 있다.

$$\hat{H}(k+1) = \hat{H}(k) + \frac{\mu}{K(k)+1} e(k)A(k, k) \quad (8)$$

#### IV. 모의실험 및 고찰

음성부호화기의 대칭성을 이용하여 반향경로의 길이와 비선형 신호왜곡을 줄인 반향제거 방법과 새로운 비트열 조합을 이용하여 적은 계산량으로 향상된 반향제거 성능을 갖는 반향제거 방법을 검증하기 위해 모의실험을 수행하였다.

반향 경로  $H(z)$ 는 참조신호만의 성능 영향 분석을 위해 0-지연을, 그리고 실제 환경에 맞도록 32kHz 샘플율로 실측된 512-tap 충격과 응답을 사용하였다. 각각의 경우에 대해 최적화된 수렴 상수를 사용하였으며 적응필터의 tap수는 320개로 고정하였다.

먼저 ML(Maximum Likelihood) 방법에 의해 추정된 각 지점 신호  $s(k)$ ,  $\hat{s}(k)$ 와 d 지점 반향 입력 신호와의 샘플 지연을 표 2에 나타내었다.

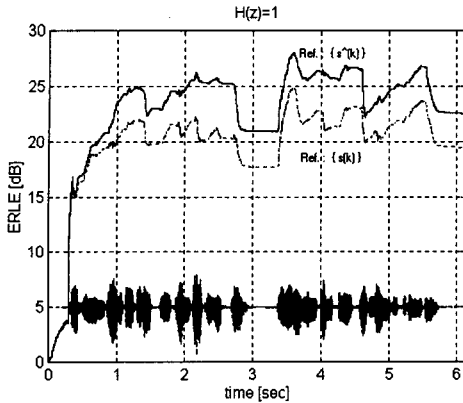
표 2. ML 방법에 의해 추정된  $s(k)$ ,  $\hat{s}(k)$ 와 d지점 반향 입력신호와의 샘플 지연

| 반향 신호 / 참조 신호 | 추정된 d 지점 반향 신호와의 샘플지연 |                     |
|---------------|-----------------------|---------------------|
|               | $H(z)=1$              | $H(z)=\text{실측 응답}$ |
| $s(k)$        | 6.6358                | 46.0533             |
| $\hat{s}(k)$  | 6.6173                | 45.8789             |

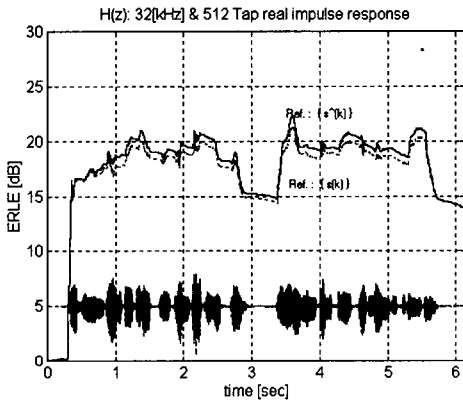
표 2에서와 같이 반향경로의 시작점이 a 지점에서  $\hat{c}$  지점으로 단축되는 것은 반향경로에 따라 정도의 차이는 있지만 부호화기 및 복호화기에 의한 비선형 신호 왜곡을 최소화하며(즉 동조를 최대로 유지시키며), 신호의 군지연(group delay)을 단축하는 효과를 갖는다.

마지막으로 반향 제거 성능을 평가하기 위해 실제 음성 데이터에 대한 ERLE(Echo Return Loss Enhancement) 곡선을 그림 8에 나타내었다.

$\hat{s}(k)$ 를 참조신호로 사용하는 영향만을 고려한다면 그림 8(a)에서 보듯이 음성부호화기의 대칭성을



(a)



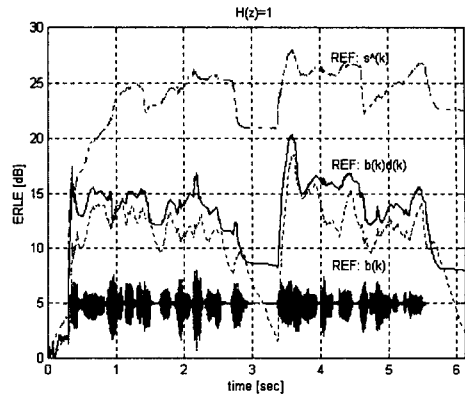
(b)

그림 8. 참조신호에 따른 ERLE 성능 (부호화된 신호). (a)  $H(z)=1$  (b)  $H(z) : 32[\text{kHz}]$ , 512 tap 실측 충격파 응답 (점선:  $s(k)$ 를 참조신호로 사용하였을 경우, 실선:  $\hat{s}(k)$ 를 참조신호로 사용하였을 경우)

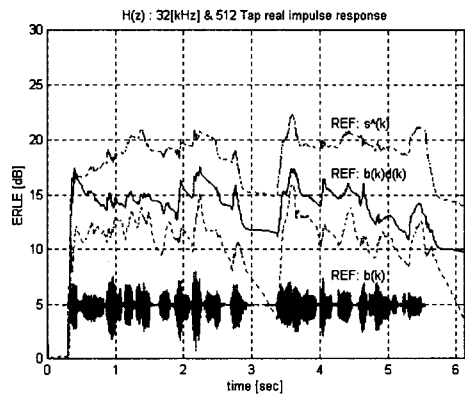
이용하여 대략 3~5[dB] 가량의 성능 향상을 관찰할 수 있다. 그림 8(b)에서 보듯 실제상황에서 반향 경로의 전달함수  $H(z)$ 에 따라 얻을 수 있는 성능 향상의 정도는 달라지겠지만,  $\hat{s}(k)$ 를 참조신호로 사용하는 것이 반향 제거 성능을 향상시킬 수 있다.

또한 부호화된 비트열  $b(k)$ 와 비트열 조합  $b(k)d(k)$ 를 각각 적응필터의 참조신호로 사용하여 컴퓨터 모의실험을 수행하였다. 실제 음성 데이터에 대한 ERLE 곡선을 그림 9에 나타내었다.

그림 9에서  $\hat{s}(k)$ 와 같이 부호화된 신호를 참조신호로 사용하는 것에 비해 부호화된 비트열을 사용함으로써 대략 5~10 [dB] ERLE 성능감소를 감수해야 함을 알 수 있다. 또한 부호화된 비트열  $b(k)$ 는 높은 고주파수 잡음 성분으로 인해, 신호 크기가



(a)



(b)

그림 9. 참조신호에 따른 ERLE 성능 (부호화된 신호). (a)  $H(z)=1$  (b)  $H(z) : 32[\text{kHz}]$ , 512 tap 실측 충격파 응답 (점선:  $b(k)$ 를 참조신호로 사용한 경우, 실선:  $b(k)d(k)$ 를 참조신호로 사용한 경우, 쇠선:  $\hat{s}(k)$ 를 참조신호로 사용한 경우)

작은 idle구간에서 급격한 성능 저하를 보이며, 거의 대부분의 구간에서 비트열의 조합  $b(k)d(k)$ 를 사용하는 경우 보다 3~4 [dB]의 성능 저하를 보임을 알 수 있다. 그러나 비트열의 조합  $b(k)d(k)$ 를 참조신호로 사용하는 것은 반향 경로의 전달함수  $H(z)$ 에 따라 크게 영향받지 않으며, 간단한 구조로 구현되는 VLSI 구현과 같은 상황에 적용되어 받아들일만한 성능을 가짐을 알 수 있다.

## V. 결론

본 논문에서는 이동통신망에서 서로 다른 비트열을 갖는 CVSD(Continuously Variable Slope Delta

Modulation) 음성 부호화기를 사용하는 이동 가입자와 기지국에 연결된 일반 공용망(PSTN)에서 발생하는 반향을 기지국에서 효과적으로 제거하는 방법을 제안하였다. 먼저, 부호화기와 복호화기의 대칭성을 이용하여 반향 제거 성능을 개선하는 방법을 제안하였다. 이 방법은 반향 경로를 단축하고, 부호화에 의한 비선형 신호 왜곡을 줄일 수 있으며, 복호화된 신호 영역에서 구현되므로 범용 DSP 구현에 적합하다. 또한, 곱셈 연산이 필요 없도록 부호화된 비트열을 조합함으로써 VLSI 설계에 적합한 방법을 제안하였다. 이 방법은 부호화된 비트열의 고주파 잡음 성분을 줄임으로써 반향 제거 성능을 향상시키며, 여기신호의 발생률을 줄임으로써 계산량이 감소되는 장점을 갖는다.

### 참 고 문 헌

- [1] K. Murano, S. Unagami, F. Amano, "Echo Cancellation and Applications," *IEEE Communication Magazine*, pp.49-55, Jan., 1990.
- [2] M. M. Sondhi, D. A. Berkley, "Silencing Echoes on the Telephone Network," *Proc. of the IEEE*, Vol. 68, No. 8, pp.948-964, Aug., 1980.
- [3] A. Feuer, E. Weinstein, "Convergence Analysis of LMS Filters with Uncorrelated Gaussian Data," *IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. ASSP-33, No. 1, pp.222-230, Feb., 1985.
- [4] B. Widrow, J. M. McCool, M. G. Larimore, C. R. Johnson, Jr., "Stationary and Nonstationary Learning Characteristics of the LMS Adaptive Filter," *Proc. IEEE*, Vol. 64, No. 8, pp.1151-1162, Aug., 1976.
- [5] N. Jayant, P. Noll, *Digital Coding of Waveforms :Principles and Applications to Speech and Video*, Prentice-Hall Englewood Cliffs, N.J., 1984.
- [6] C. K. Un, H. S. Lee, "A Study of the Comparative Performance of Adaptive Delta Modulation Systems," *IEEE Trans. on Com.*, Vol. COM-28, No. 1, pp. 96-101, Jan., 1980
- [7] 배연수, "PCM/ADM and ADM/PCM Code Conversion," 연세대학교 석사학위 논문, 1992.

### 이 지 하(Ji-ha Lee)



1994년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업  
 1996년 2월 : 연세대학교 전자공학과 석사  
 1996년 9월~현재 : 연세대학교 전기, 컴퓨터공학과 박사과정

<주관심 분야> 적응, 실시간, 오디오 신호처리

### 이 규 하(Kyu-ha Yi)

1999년 3월~현재 : 연세대학교 전기, 컴퓨터공학과 박사과정

<주관심 분야> 실시간, 오디오 신호처리

### 김 옹 진(Yong-jin Kim)

삼성전자 주식회사 전락시스템 사업부  
 <주관심 분야> 실시간, 무선통신망

### 정 성 현(Seong-hun Jeong)

삼성전자 주식회사 전락시스템 사업부  
 <주관심 분야> 실시간, 무선통신망

### 박 영 철(Yung-cheol Park)

통신학회 논문지 제24권 제9B호 참조

### 윤 대 희(Dae-hee Youn)

통신학회 논문지 제24권 제9B호 참조