

이동통신 시스템을 위한 음성 부호화기와 결합된 적응 반향제거기에 관한 연구

정회원 이 인 성*, 박 영 남**

Adaptive Echo Canceller Combined with Speech Coder for Mobile Communication Systems

Insung Lee*, Young Nam Park** *Regular Members*

*본 논문은 96년도 한국학술진흥재단 공모과제 연구비에 의해 수행된 결과임.

요 약

본 논문에서는 이동통신 시스템의 반향을 제거하기 위해 음성부호화기에서 얻은 음성 분석 정보를 이용하여 반향을 제거하는 방법을 제시하였다. 반향 제거기 적응 알고리즘의 입력 신호로서 기존의 방법인 음성부호화기의 출력 음성신호를 사용하지 않고 음성 부호화기 디코더 과정에서 제공되어지는 여기 신호, 선형 예측 오차 신호를 사용하였다. 모의 실험을 위해 Normalized Least Mean Square(NLMS) 알고리즘을 이용한 적응 반향 제거기를 구성하였고, 기존의 음성신호를 사용하는 반향제거기에 비해 음성 부호화기에서 제공되어지는 음성의 여기 신호 성분을 적응 알고리즘 입력신호로 사용함으로써 40 dB Echo Return Loss Enhancement(ERLE)를 얻는데 걸리는 시간에 있어서 약 4배 정도의 빠른 속도를 얻을 수 있다.

ABSTRACT

This paper describes how to remove echoes effectively using speech parameter information provided from speech coder. More specially, the proposed adaptive echo canceller utilizes the excitation signal or linearly predicted error signal instead of output speech signal of vocoder as the input signal for adaptation algorithm. The normalized least mean square(NLMS) algorithm is used for the adaptive echo canceller. The proposed algorithm showed a fast convergence characteristics in the simulation compared to the conventional method. Specially, the proposed echo canceller utilizing the excitation signal of speech coder showed about four times fast convergence speed over the echo canceller utilizing the output speech signal of the speech coder for the adaptation input.

* 충북대학교 전기전자공학부

** 충북대학교 진파공학과

論文番號 : 97356-1002

接受日字 : 1997年 10月 2日

I. 서 론

반향은 교환망에서 다양한 상황으로 인해 발생하는 데 반향이 존재하지 않는 경우 수십 ms(millisecond)의 지연(Delay)이 발생한다 하더라도 통화에 큰 불편을 느끼지 않으나, 반향이 포함되어 있다면 수십 ms 지연만으로도 통화에 큰 지장을 초래하게 된다. 현재 국내의 공중교환망(PSTN)에서 최대 허용 전송지연(Propagation Delay)은 32 ms 정도이며 반향제거기는 사용되고 있지 않다. 그러나 디지털 이동통신망(Public Land Mobile Network: PLMN)내에는 경로 지연(Path Delay)과 더불어 음성 부호화기, 인터리버 등의 처리 지연(Processing Delay)이 혼재되어 상당히 긴 지연이 존재한다. 이 지연에 의해 발생한 반향이 통화의 품질에 영향을 미치게 되므로 반향의 제거는 필수적이라고 할 수 있다.

이동통신 시스템에서의 반향제거기는 기지국 제어기의 음성 부호화기 다음에 설치되어 공중통신망과 연결되어지는데, 반향의 제거는 반향 경로(Echo Path)를 모델링하여 반향과 같은 신호를 추정한 후 이를 원신호에 뺄음으로써 이루어진다. 그러나 반향의 경로는 알려져 있지 않으며 시간에 따라 서서히 변하므로 적응 디지털 필터(Adaptive Digital Filter)의 사용이 요구된다. 빠른 DSP(Digital Signal Processor) 칩의 출현으로 일부 이동통신 시스템에서는 음성부호화기와 반향제거기를 하나의 DSP칩으로 구현하고 있으며 최근에는 채널부호화, 변복조 등 많은 부가적인 기능이 하나의 DSP 칩에서 구현되고 있다. 본 논문에서는 음성부호화 기능과 반향제거 기능을 수행할 수 있도록 물리적인 하나의 DSP칩으로 구현하는 방법과, 반향제거 성능 개선을 위해 음성 부호화기에서 있을 수 있는 음성 특징 정보를 Normalized Least Mean Square(NLMS) 알고리즘의 입력신호로 사용하여 반향을 제거하는 방법을 제안한다.

제안된 반향제거기는 NLMS 적응 알고리즘에 음성 부호화기로부터 얻은 여기 신호와 선형 예측된 음성 신호를 적응 입력신호로 사용하여 동작한다. 일반적으로 NLMS 알고리즘의 수렴 속도는 입력 신호의 자기상관 행렬(Autocorrelation Matrix)의 고유치 분포율(Eigenvalue Spread Ratio)에 반비례하는데, 신호간의 상관성이 큰 음성 신호가 입력 신호로 사용되는 적응 시스템에서는 입력 신호의 자기상관 행렬의 고유치

분포율은 큰 값을 갖게 되어 결과적으로 느린 수렴 속도를 보이게 된다. 따라서 본 논문에서 고려된 반향제거기는 자기상관 행렬 고유치 분포율을 줄이기 위해 음성 부호화기의 출력 음성을 적응 알고리즘의 입력으로 사용하는 대신에 음성 부호화기에 얻을 수 있는 음성의 여기신호 및 선형 예측 오차신호를 사용하여 적응 알고리즘을 수행한다. 여기 신호와 선형 예측된 음성 신호는 음성 부호화기의 디코딩 과정에서 얻을 수 있는 신호로서 음성 부호화 기능과 반향제거 기능이 하나의 DSP 칩으로 구현된다면 쉽게 반향제거기에 제공 가능하다. 제안된 반향제거기의 성능을 분석하기 위해 CDMA 이동통신 음성 부호화기와 결합되어 반향제거기를 구성하였다. 실제 음성 데이터를 사용하여 성능 시험되었으며 수렴 속도가 비교 분석되었다.

II. 반향 제거의 기본 개념

이동통신 시스템에서 반향은 공중 교환망의 가입단에 존재하는 하이브리드 회로(Hybrid Circuit)의 임피던스 부정합에 의해 원단 화자(Far-end Listener)에게 입력 신호중 일부가 되돌아오면서 발생하게 된다. 이 반향 신호를 제거하기 위해 적응 디지털 필터를 사용하게 되는데 이 적응 필터에 적용되는 반향 제거 알고리즘으로 NLMS를 많이 사용한다. NLMS 알고리즘은 LMS 알고리즘에 비해 빠른 수렴 속도를 보이며 실시간 구현상의 용이함과 낮은 복잡도를 이점으로 들 수 있다[5]. 적응 필터를 사용하여 시스템을 인지하는 과정은 그림 1에 나타나 있다. NLMS 알고리즘의 수행 순서는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

1. 입력 신호와 적응 디지털 필터의 계수를 통해 출력 신호 $\hat{y}(n)$ 를 계산한다.

$$\hat{y}(n) = \sum_{k=0}^{M-1} \hat{h}_k(n) x(n-k) \quad (1)$$

여기서 $\hat{h}_k(n)$ 은 적응 필터의 계수, $x(n)$ 은 입력 신호, M 은 필터 탭수를 나타낸다.

2. 반향 신호와 적응 디지털 필터의 출력과의 차이를 계산한다.

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

여기서 $e(n)$ 은 잔향 신호(Residual Signal), $y(n)$ 은 반향 신호(Echo Signal), $\hat{y}(n)$ 은 예측된 반향신호를 나타낸다.

3. NLMS 알고리즘을 사용하여 필터계수를 갱신한다.

$$\hat{h}_k(n+1) = \hat{h}_k(n) + \frac{\beta}{\sum_{i=0}^M x^2(n-i) + a} e(n)x(n-k), \quad k = 0, \dots, M-1 \quad (3)$$

여기서 적응상수(Adaptation Constant) β 는 $0 < \beta < 2$ 의 값으로 주어지며 상수 a 는 1500으로 주어졌다.[1]

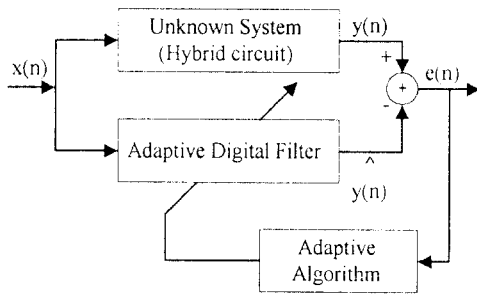


그림 1. 시스템 인지 과정

III. 음성 부호화기와 결합된 형태의 반향제거기

3.1 수렴 성능 향상을 위한 반향제거기의 구조

공중 육상 이동망(PLMN)의 이동통신 시스템에서 발생하는 반향의 특성은 공중 교환망(PSTN)에서의 그것과 차이가 있다. Land-to-Mobile 호인 경우에는 공중망의 가입자는 반향의 영향을 받지 않는데 이는 이동국(Mobile Station:MS)과 PLMN 사이에 정합 장치(Hybrid)가 존재하지 않기 때문이다. 또 Mobile-to-Land 호의 경우에는 반향 신호가 이동국의 가입자에게 되돌아오는데 이는 교환국에 존재하는 하이브리드 회로에서 발생하는 임피던스 부정합(Mismatching)이 그 원인이 된다. 세 번째로, Mobile-to-Mobile 호인 경우 송신 채널과 수신 채널은 분리되어 설정되어 있기 때문에 송신된 음성이 수신 채널로 회귀되어 돌아오는 것

은 불가능하다. 따라서 Mobile-to-Mobile 호인 경우 반향은 존재하지 않는다. 그림 2는 Mobile-to-Land 호에서의 반향 제거 과정을 나타낸다.

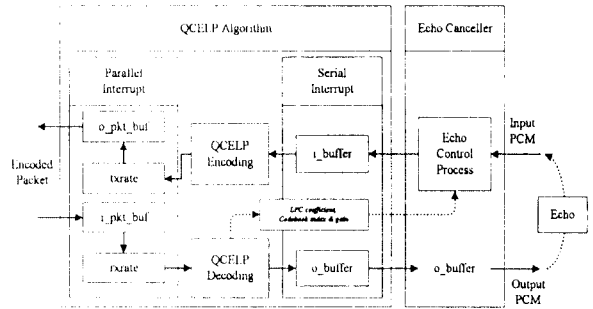


그림 2. Mobile-to-Land 호에서의 반향 제거

본 연구에서 반향제거기 적용 알고리즘으로 NLMS 알고리즘을 사용하였으며 NLMS 알고리즘은 백색 입력이나 상관성이 큰 입력 데이터 모두에서 LMS 알고리즘보다 수렴 속도가 빠르다고 알려져 있다[1]. LMS 계열 적응 알고리즘의 수렴속도는 입력 자기상관 행렬의 고유치(Eigenvalue)들의 분포에 의해 결정된다. 적응 필터 입력신호의 자기상관 행렬은 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(n) \mathbf{x}^T(n)]$$

여기서 입력벡터 $\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-M+1)]^T$ 로 주어진다. 필터 텝수는 M 으로 주어진다. 고유치 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M$ 은 다음 식의 근을 구함으로써 얻을 수 있다.

$$\det(\mathbf{R} - \lambda \mathbf{I}) = 0 \quad (4)$$

고유치 분포율(Eigenvalue Spread Ratio) $\chi(\mathbf{R})$ 은 다음과 같이 정의된다.

$$\chi(\mathbf{R}) = \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}} \quad (5)$$

수렴 특성은 일반적으로 입력 신호의 고유치 분포

율에 따라 결정된다. 큰 $\chi(\mathbf{R})$ 값을 갖는 경우 수렴 속도가 늦어지며, 작은 $\chi(\mathbf{R})$ 값을 갖는 경우 수렴 속도가 빨라진다. 백색 입력신호인 경우 $\chi(\mathbf{R})$ 는 1을 가지며 수렴 속도도 매우 빠르다[1]. 가까운 샘플 간의 상관성이 비교적 큰 음성 신호를 입력 신호로 사용되는 반향제거기에서는 입력 신호의 $\chi(\mathbf{R})$ 은 큰 값을 갖게 되어 결과적으로 느린 수렴 속도를 보이게 된다. 본 연구에서는 반향제거기의 수렴속도를 개선하기 위해 백색화된 신호를 적응 알고리즘의 입력신호를 사용하려 한다. 반향제거기를 위한 백색화된 입력신호는 이동통신의 음성 부호화기에서 얻을 수 있다. 음성 부호화기에서 음성 파라미터를 얻기 위해 음성 신호는 분석되어지며 여기신호 등 상관성이 크게 줄어든 신호를 얻을 수 있다. 따라서 본 연구에서는 반향제거기의 수렴속도를 개선하기 위해 음성 부호화기와 결합된 반향제거기를 구성한다. 음성 부호화기와 결합된 반향제거기는 음성부호화기에서 제공되는 상관성이 줄어든 신호를 입력으로 사용하는 두 종류의 적응필터 방법을 고려한다. 본 연구에서 사용된 음성 부호화기로는 CDMA 이동통신 음성 부호화기인 가변전송률 QCELP 음성 부호화기를 사용하였다.

첫 번째 방식으로 QCELP 알고리즘에서 사용하는 포먼트 필터(Formant Filter)를 이용하여 입력 신호를 선형 예측한 후 남은 오차신호를 적응필터의 입력으로 사용하는 방법을 고려한다. 선형예측방법은 음성 샘플 상호간에 존재하는 단구간 상관성을 효과적으로 제거할 수 있다. 적응필터의 입력으로 사용된 상관성이 제거된 잔여 여기 신호는 낮은 고유치 분포율을 갖게 되며 이는 수렴 속도 개선에 크게 기여한다. 선형 예측 오차 신호는 음성 부호화기의 디코더에서 얻을 수 있으며 적응 디지털 필터의 계수를 갱신하는데 사용된다. 음성 부호화기로부터 제공받은 선형 예측 신호를 적응 알고리즘 입력 신호로 사용하는 반향 제거기의 구성은 그림 3에 나타나 있다.

입력신호가 변경된 적응 NLMS 알고리즘은 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{h}_k(n+1) = \hat{h}_k(n) + \frac{\beta}{\sum_{i=0}^{M-1} P_d^2(n-i) + a} e_s(n) P_d(n-k),$$

$$k = 0, \dots, M-1 \quad (6)$$

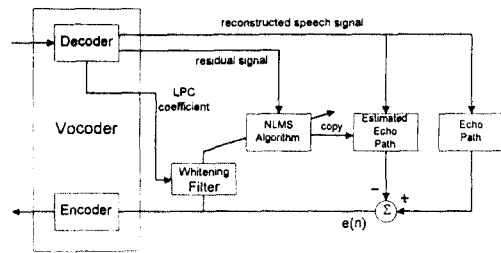


그림 3. 입력신호가 변경된 적응 반향제거기

여기서 적응 알고리즘의 입력 신호는 음성부호화기의 출력신호 대신에 상관성이 줄어든 선형 예측(LP) 오차 신호를 $P_d(n)$ 를 사용한다. 선형예측 오차신호 $P_d(n)$ 는 음성 신호 $s(n)$ 을 선형예측필터 $A(z) = 1 - \sum_{k=1}^M a_k z^{-k}$ 를 통과하여 얻을 수 있다. 그러나 이 선형예측 오차신호는 부가적인 계산 없이 음성 부호화기의 디코더에서 얻을 수 있다. 음성 부호화기 디코더단의 음성 합성 과정은 그림 4에 나타나 있다. 음성신호는 벡터 양자화 코드북이나 불규칙 변수 발생기로부터 만들어진 여기신호는 피치합성 필터를 통과한 후 단구간 합성필터(포먼트 필터)를 통과하여 음성신호 $s(n)$ 를 만들어낸다. 선형 예측 오차 신호 $P_d(n)$ 은 포먼트 합성필터 전단에서 얻을 수 있다. 선형 예측 오차 신호 $P_d(n)$ 은 다음과 같이 계산되어질 수 있다.

$$P_d(n) = b * P_d(n-L) + C_d(n) \quad (7)$$

여기서 $C_d(n)$ 은 여기신호, b 는 피치 이득, L 은 피치 주기를 나타내며 음성 부호화기에서 얻을 수 있다.

입력신호가 변경된 적응 NLMS 알고리즘에서 적응 알고리즘의 입력신호는 선형예측된 신호를 사용하였으나 잔향 신호(적용 오차신호) $e(n) = y(n) - \hat{y}(n)$ 은 보코더 출력음성 $s(n)$ 를 반향 경로 시스템을 통과하여 얻어진다. 따라서 적응 알고리즘의 입력신호와 잔향 신호가 동일한 경로를 갖기 위해 잔향 신호 $e(n)$ 은 변경되어진다. 잔향 신호 $e(n)$ 은 적응 알고리즘의 입력신호와 동일하게 선형 예측된 후 사용된다. 변형된 입력신호를 갖는 적응 알고리즘에서 사용될 적응 오차 신호를 위한 선형 예측 과정은 다음과 같이 계산되어진다.

$$e_s(n) = e(n) - \sum_{k=1}^{10} a_k e(n-k) \quad (8)$$

여기서 $e(n) = y(n) - \hat{y}(n)$ 를 나타내며, a_k 는 선형 예측 필터 계수이며 QCELP 음성 부호화기의 디코딩 과정에서 생성되는 10차의 Linear Predictive Coding(LPC) 계수를 사용한다. 음성 부호화기에서 LPC 계수는 20 ms 마다 갱신되어진다.

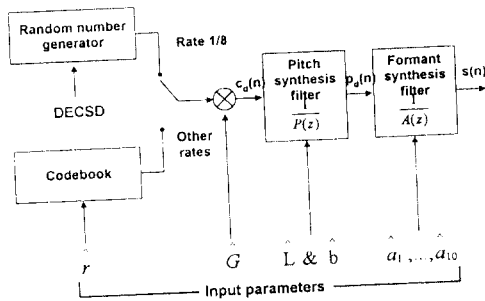


그림 4. 음성 부호화기의 음성 합성 과정

두 번째 고려되어진 방식은 음성 부호화기 출력 음성 신호의 여기 신호 성분(Excitation Component)을 적응 알고리즘의 입력 신호로 사용하는 방식으로서 NLMS 적응 알고리즘은 다음과 같다.

$$\hat{h}_k(n+1) = \hat{h}_k(n) + \frac{\beta}{\sum_{i=0}^{M-1} C_d^2(n-i) + a} e_L(n) C_d(n-k), \quad k = 0, \dots, M-1 \quad (9)$$

여기신호 $C_d(n)$ 은 QCELP 디코딩 과정에서 얻을 수 있는 코드북 인덱스(Index)와 이득(Gain)을 이용하여 구할 수 있다. 순환 구조(Cyclic Structure)를 갖고 있는 코드북은 101개의 "0"과 27개의 "0이 아닌" 값을 갖는 128 요소로 구성되어 있다. 여기서 신호를 구하는 과정을 다음과 같다.

$$C_d(n) = gC_I(n) \quad (10)$$

$$C_I(n) = \begin{cases} C((n-I) \bmod 128) & n-I \geq 0 \\ C(128 + (n-1)) & n-I < 0 \end{cases}$$

여기서 g 는 코드북 이득이고 I 는 코드북 인덱스이며 $0 \leq I \leq 128$ 영역을 갖는다. $C(n)$ 은 128 개의 요소로 구성된 코드북 벡터를 나타낸다[10]. 이 과정을 통해 생성된 음성 부호화기의 여기 신호는 반향제거기 적용 알고리즘의 입력 신호로 사용한다. 여기 신호 $C_d(n)$ 은 $P_d(n)$ 으로 부터도 계산되어질 수 있다.

$$C_d(n) = P_d(n) - b * P_d(n-L) \quad (11)$$

CDMA 이동통신 음성 부호화 방법인 QCELP 알고리즘의 가장 큰 특징은 가변전송률 음성 부호화 방법으로서 음성에너지의 크기에 따라 전송률 1(9.6 kbps), 전송률 1/2(4.8 kbps), 전송률 1/4(2.4 kbps), 전송률 1/8(1 kbps)로 변화하며 부호화한다. 음성 부호화기는 코드북 정보를 매 서브 프레임마다 결정하는데, 전송률 1인 경우 이 정보를 20 ms 음성 프레임에서 8번 구하여 매 서브 프레임(2.5 ms)마다 새로운 코드북 정보를 이용하여 여기 신호를 생성하게 된다. 음성 부호화기의 여기 코드북은 일반적으로 가우시안 불규칙 변수 발생기로부터 설계되어지므로 거의 백색화된 신호를 나타낸다.

적용 알고리즘의 입력신호는 피치 파라미터로 장구간 예측된 잔여신호로 변경되었으므로 적응필터의 오차신호도 입력신호와 동일한 경로를 갖게 하기 위해 변경되어진다. 적응 알고리즘의 오차 신호는 첫 번째 방법에서 선형 예측되어진 오차 신호 $e_s(n)$ 을 다시 피치 파라미터를 사용하여 장구간 예측하여 사용한다.

$$e_L(n) = e_s(n) - b * e_s(n-L) \quad (12)$$

여기서 b 는 피치 이득이고 L 은 피치 주기를 나타내며 음성 부호화기에서 얻을 수 있는 파라미터 값들이다.

3.2 동시 통화 검출기

근단(Near End) 화자가 말을 하였을 때 반향경로 시스템 인식을 위한 적응 알고리즘의 동작은 중지되어야 예측된 반향 경로 임펄스 응답을 유지할 수 있다. 기존의 동시통화 검출 방법에서는 반향제거기의 입력단과 출력단의 에너지를 비교하여 출력단의 에너지가 매우 크게 증가할시 동시통화 상태로 설정하고 적응과

정을 중지한다[5]. 본 절에서는 음성 부호화기에서 얻은 정보를 이용하여 동시통화 검출하는 방법을 제시한다. 가변전송률 QCELP 음성 부호화기는 인코딩 과정에서 전송률을 결정하는데, 현재 프레임의 에너지는 음성 부호화기 인코더의 LPC 분석 과정에서 얻어지는 입력신호 $y(n)$ 의 자기상관값 $R(0)$ 에 의해 추정하게 된다. 자기상관값 $R(0)$ 는 다음과 같이 계산되어진다.

$$R(0) = \frac{1}{160} \sum_{n=0}^{159} y^2(n) \quad (13)$$

또한 3개의 문턱 값 $T_1(B_i)$, $T_2(B_i)$, $T_3(B_i)$ 은 예측되어진 배경 잡음의 준위에 근거하여 계산된다. 동시 통화 검출은 $R(0)$ 와 이 문턱 값과의 차이를 비교하여 결정한다. 매 프레임 문턱 값을 갱신하기 위해 배경잡음을 예측하여야 하는데 과거 프레임 배경 잡음과 과거 프레임 에너지를 비교하여 얻어진다. 배경 잡음 예측과 문턱 값 계산은 QCELP 음성 부호화기 전송률 결정과정에서 계산되어지며 예측된 배경잡음 B_i 는 다음과 같이 주어진다[10].

$$B_i = \min(R(0)_{prev}, 5059644, \max(1.0054 B_{i-1}, B_{i-1} + 1)) \quad (14)$$

여기서 $\min(x, y, z)$ 은 x, y, z 의 최소값을 $\max(x, y)$ 은 x 와 y 의 최대값을 나타낸다. 세 개의 문턱 값은 B_i 의 값에 의해 계산된다.

If $B_i \leq 160000$

$$\begin{aligned} T_1(B_i) &= -(5.544613 \times 10^{-6}) B_i^2 + 4.047152 B_i + 362 \\ T_2(B_i) &= -(1.529733 \times 10^{-5}) B_i^2 + 8.75004 B_i + 1136 \\ T_3(B_i) &= -(3.957050 \times 10^{-5}) B_i^2 + 18.89962 B_i + 3347 \end{aligned}$$

else

$$\begin{aligned} T_1(B_i) &= -(9.043945 \times 10^{-8}) B_i^2 + 3.535748 B_i - 62071 \\ T_2(B_i) &= -(1.986007 \times 10^{-7}) B_i^2 + 4.941658 B_i + 223951 \\ T_3(B_i) &= -(4.838477 \times 10^{-7}) B_i^2 + 8.63002 B_i + 645864 \end{aligned} \quad (15)$$

만약 $R(0) > \min(T_1(B_i), T_2(B_i), T_3(B_i))$ 이면 간단 음성신호가 검출되어 동시통화 상태라 선언하고 반향제거기는 다음 프레임에서 적응 디지털 필터의 계수 갱신을 멈추게한다. 그리고 다음 프레임에서 다

시 검출 과정이 적용되며 그 결과에 따라 계수 갱신 과정이 연속적으로 이루어지게 된다. 그림 5는 동시 통화 검출 과정을 나타낸다.

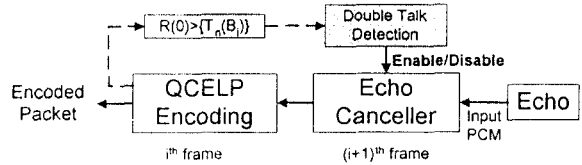


그림 5. 동시 통화 검출 과정

IV. 모의실험 결과 및 고찰

모의 실험을 위해 실제 음성을 사용하였는데 음성 데이터베이스는 2초에서 5초까지의 길이를 갖는 19개의 한국어 문장, 5개의 영어 문장 총 24개의 문장으로 구성된다. 음성데이터는 8 kHz 샘플링을 갖고 14 비트 A/D 변환하여 얻는다. 음성 부호화기로는 CDMA 이동통신 시스템에서 사용중인 8 kbps QCELP 알고리즘을 사용하였다. 만일 반향 경로를 나타내는 시스템이 선형 불변이면 반향은 다음과 같이 계산되어진다.

$$y(n) = \sum_{l=0}^{M-1} h_k s(n-l) \quad (16)$$

여기서 $y(n)$ 은 반향 신호를 h_k 은 반향 경로의 임펄스 응답을 나타낸다. 그림 6은 실험에 사용된 방향 경로의 임펄스 응답을 나타낸다. 전송지연은 58 텡 (7.25 ms)으로 가정하였고, 분산지연(Disperse Delay)은 약 5 ms로 주었다[11]. 모의 실험에서 사용한 반향제거기는 128 텡을 갖는 적응 디지털 필터를 사용하였으며 반향 경로의 손실(Echo Return Loss)은 6 dB, 회선 손실은 -10 dBm을 사용하였는데 이 수치들은 ITU-T의 권고안 G.165에 근거하였다.[4]

그림 7의 (a), (b), (c)는 반향 제거 적용 알고리즘의 입력 신호로 사용된 음성 부호화기 출력 음성 신호, 선형 예측 오차 신호, 음성 신호의 여기 성분을 나타낸다. 여기 신호가 가장 에너지 크기가 작고 백색화되었음을 볼 수 있다.

각 오차 신호는 음성 부호화기의 디코더에서 음성 합성 과정시 생성되며 이 신호들은 적응 디지털 필터의

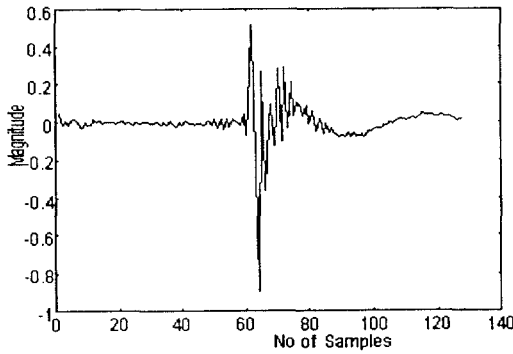
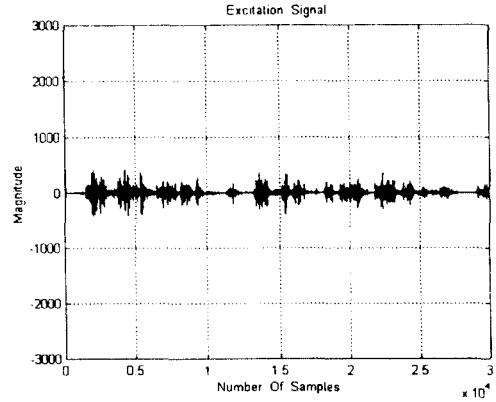
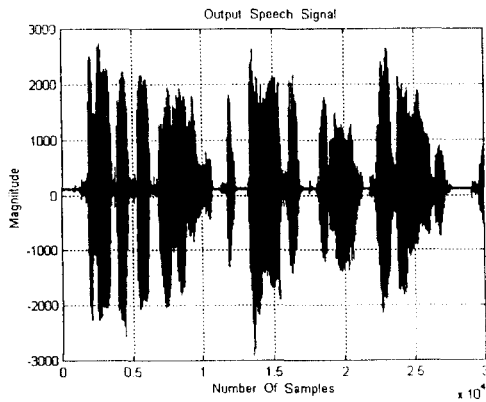


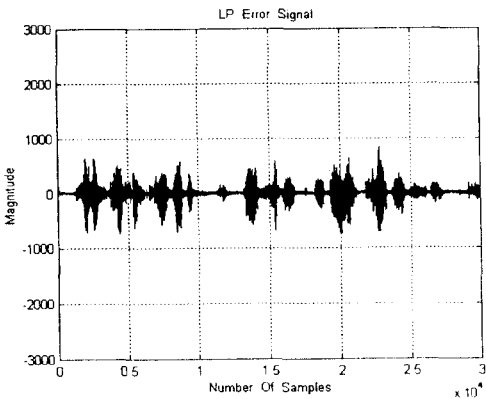
그림 6. 반향 경로의 임펄스 응답



(c) 음성 신호의 여기 성분



(a) 음성 신호



(b) 선형 예측 오차 신호

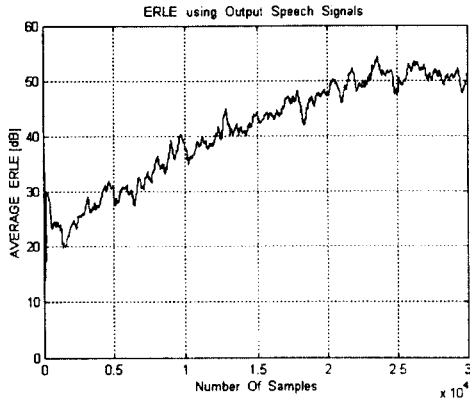
그림 7. 반향제거기 적용 알고리즘의 입력 신호들

각 오차 신호는 음성 부호화기의 디코더에서 음성 합성 과정시 생성되며 이 신호들은 적응 디지털 필터의 입력 신호로 사용되며, 순차적으로 NLMS 알고리즘에 의해 반향이 제거된다. 반향제거기에 대한 성능 평가는 식(16)과 식(17)에서 나타낸 Echo Return Loss Enhancement(ERLE)와 Squared Tap Weight Error(SWE)를 계산함으로써 수행되어진다. ERLE는 반향신호의 반향제거기에 의한 에너지 감소 정도를 나타내며 CDMA 이동통신 시스템에서는 최소한 30 dB 이상의 ERLE를 요구하고 있다[10]. SWE는 반향 경로 시스템의 임펄스 응답 h_k 와 적응 필터에 의해 예측된 반향 경로 임펄스 응답 $\hat{h}_k(n)$ 의 차를 나타내며 시스템에 대한 적응필터의 예측정도를 나타낸다.

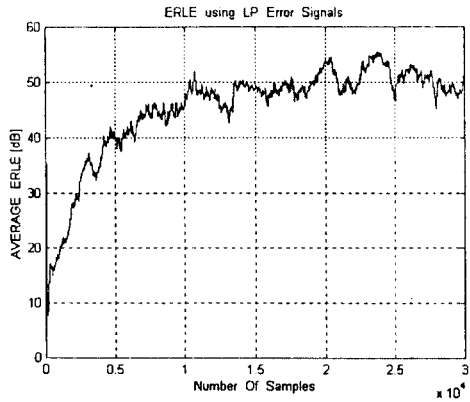
$$ERLE(n) [dB] = 10 \log_{10} \frac{\sum_{k=n-M+1}^n y^2(k)}{\sum_{k=n-M+1}^n e^2(k)} \quad (17)$$

$$SWE(n) = \sum_{k=0}^{M-1} (h_k - \hat{h}_k(n))^2 \quad (18)$$

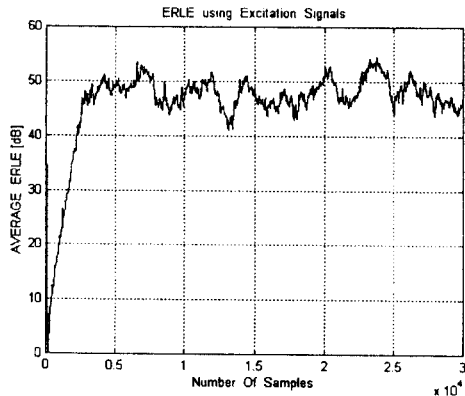
그림 8은 각 신호를 사용할 때 반향제거기의 ERLE를 나타내고 있는데, ERLE가 약 40 dB가 되기 위해 처음의 음성 신호는 약 12000 샘플이 필요한 반면, 두 번째 선형 예측 음성 신호일 경우는 5000 샘플, 세 번째 음성 신호의 여기 성분일 경우는 2000~3000



(a) 음성 부호화기 출력 음성 신호를 사용한 경우



(b) 선형 예측 오차 신호를 사용한 경우



(c) 음성 여기 신호를 사용한 경우

그림 8. 각 반향제거기의 ERLE

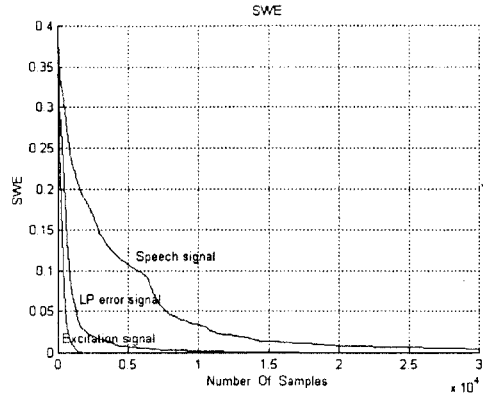


그림 9. 적응필터의 입력신호에 따른 SWE

샘플밖에 필요로 하지 않는 것을 볼 수 있다. 그림 9는 각 신호를 사용할 때 반향제거기의 SWE를 나타내고 있는데, 여기신호를 사용한 반향제거기가 가장 빠른 수렴속도를 보이며 선형예측 오차 신호를 사용한 반향제거기는 기존의 출력 음성신호를 사용한 반향제거기보다 빠른 수렴 속도를 보였다. 여기신호를 사용하는 반향제거기는 음성 부호화기와 독립되어 음성 부호화기 출력 음성을 적응 필터의 입력으로 사용하는 기존 방법보다 40 dB의 ERLE를 얻는데 걸리는 시간이 약 4 배정도 빨라졌으며 선형 예측 오차 신호를 사용하는 반향제거기는 약 2 배정도 빨리 40 dB ERLE를 성취하였다. 선형예측 오차 신호와 여기 신호를 사용한 두 가지 방식의 음성 부호화기와 결합된 반향제거기는 기존의 반향제거기에 비해 ERLE 성취속도가 빨라짐을 확인할 수 있었다.

V. 결 론

CDMA 시스템에서 사용되고 있는 QCELP 음성 부호화기와 결합된 형태의 새로운 반향 제거 알고리즘을 제안하였다. 제안된 반향제거 알고리즘은 음성 부호화기에서 제공되어지는 선형 예측 에러 신호와 여기 신호를 적응 필터의 적응 알고리즘의 입력 신호로 사용하였다. 음성 부호화기와 결합된 모의 실험을 통해 평가한 결과 제안된 반향제거기는 ERLE가 40 dB 도달하는데 요구되는 시간에 있어서 더 좋은 성능을 확인할 수 있었는데, 적응 필터의 입력 신호로 여기

신호를 사용함으로써 4배 이상 빠른 ERLE 개선 속도를 갖는 반향제거기를 얻을 수 있었다. 적응알고리즘의 입력으로 사용된 여기신호와 선형 예측 오차 신호는 음성 부호화기의 디코더에서 얻을 수 있는 신호로서 음성 부호화기와 결합되어 반향제거기는 부가적인 계산없이 사용되어질 수 있다. 향후 연구과제로는 패킷 손실 등 전송 상태의 음성 패킷 데이터 수신시 반향제거기의 동작 제어 방법에 대해 연구할 예정이다.

참 고 문 헌

1. S. Haykin, *Adaptive Digital Filter Theory*, Prentice Hall, 1996.
2. B. Widrow, J. R. Glover, etc, "Adaptive Noise Cancelling: Principles and Applications", *Proc. of the IEEE*, Vol. 63, No. 12, pp.1692-1716, Dec. 1975.
3. H. Yasukawa & Shimada, "Acoustic Echo Canceller with High Speech Quality", in *Proc. of ICASSP*, Vol. 3, pp.2125-2128, Apr. 1997.
4. ITU-T Recommendation Red Book G.165, "Echo Canceller", 1984.
5. "Network Echo Canceller with DSP16 Family", *AT&T Application Note*, 1989.
6. Don-Sung Oh, etc, "An Adaptive filtering Method of Echo Canceller for CDMA Mobile System", in *Proc. of MDMC96*, Vol. 1, pp.627-630, Sep. 1996.
7. M. Mboup, etc, "LMS Coupled Adaptive Prediction and System Identification: A Statistical Model and transient Mean Analysis", *IEEE Tran. on Signal Processing*, Vol. 42, pp.2607-2615, Oct. 1994.
8. 한미향외 3인, "서브밴드 적응 디지털 필터의 성능 향상", 한국통신학회 논문지, Vol. 20, No. 2, 1995. 2.
9. M. Taamezhadi & D. Sosale, "Performance Evaluation of A DSP-based Teleconferencing System", *IEEE Tran. on Consumer Electronics*, Vol. 40, No. 4, Nov. 1994.
10. QUALCOMM Inc. TIA/EIA IS-96 Interim Standard, Speech Service Option Standard for Wideband Spread Spectrum Digital Cellular System, Apr. 1993.
11. K. Shenoi, *Digital Signal Processing in Telecom-*

munications, Prentice Hall, 1995.



이 인 성(Insung Lee) 정회원
 1983년 2월: 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1985년 2월: 연세대학교 전자공학과 졸업(공학석사)
 1992년 12월: Texas A&M University 전자공학과 졸업(Ph.D)
 1986년 5월~1987년 7월: 한국통신 연구개발단 전임 연구원
 1989년 9월~1992년 8월: Texas A&M University 연구조교
 1993년 2월~1995년 9월: 한국전자통신연구원 이동통신기술연구단 선임연구원
 1993년 10월~현재: 충북대학교 전기전자공학부 조교수
 E-mail : inslee@cbucc.chungbuk.ac.kr



박 영 남(Youngnam Park) 정회원
 1997년 2월: 충북대학교 전파공학과 졸업(공학사)
 1997년 2월~현재: 충북대학교 전파공학과 석사과정 재학중
 ※ 주관심분야: 음성 및 영상신호 압축, 이동통신, 적응필터