

論文96-33B-2-10

Trellis Excitation을 이용한 Half Rate 음성부호화기

(A Half Rate Speech Coder using Trellis Excitation)

姜尙遠*, 李亨洙**, 金榮洙***, 鄭鎭旭**

(Sangwon Kang, Hyungsoo Lee, Youngsoo Kim, and Jinwook Chung)

요 약

본 논문에서는 trellis 여기를 이용한 Half rate 음성부호화기가 제시 되었다. 본 부호화기는 분석/합성 구조를 갖는 기존의 CELP 시스템에 코드북 확장개념을 이용한 벡터 Trellis 양자화 방식을 혼합한 것으로 같은 전송속도를 갖는 CELP 방식에 비해 더 확장된 코드북을 사용함으로써 저속에서 고음질을 가능하게 하였다. 제안된 방식의 성능평가는 SNR 및 SEGSNR 값에 의한 객관적인 방법과 3~8비트의 μ -law PCM 출력과의 비교에 의한 주관적인 방식으로 이루어졌다. 주관적인 평가결과 본 연구에서 제시한 4 kbps 부호화기의 성능은 대략 5 비트 및 6 비트 μ -law PCM 성능의 중간에 위치함을 알 수 있었다.

Abstract

In this paper, we present a half rate speech coder using trellis excitation. The coder combines code-excited linear prediction(CELP) system and trellis quantization method using the codebook expansion, and it produces higher speech quality than the typical CELP coder for the same transmission rate. A subjective comparison with 3~8 bit μ -law PCM indicates that the half rate coder provides speech quality between 5-bit and 6-bit μ -law PCM.

I. 서 론

디지털 이동통신시스템에서 기존의 음성전송품질(toll quality)을 그대로 유지하면서 시스템의 용량을 증대시키기 위한 핵심기술로서 음성부호화기는 매우 중요하다. 특히 현재의 디지털 이동통신 음성부호화기와 비슷한 음질을 유지하면서 전송속도가 절반인 half rate 음성부호화 방식은 현재 복음 및 유럽에서 연구

중인 차세대 핵심기술이다.

이러한 저속에서 고 음질의 음성부호화를 위해 전형적인 파형부호화^[1]나 보코더방식^[2]보다 분석/합성 구조를 갖는 혼합부호화방식이 유리하다. 대표적인 혼합부호화 방식으로는 code-excited linear prediction(CELP)^[3], multi-pulse excitation(MPE)^[4] 및 regular-pulse excitation(RPE)^[5] 등이 있다. 이러한 방식들은 음성신호의 단구간(short-term) 상관도를 제거하기 위해 linear prediction coding(LPC) 방식을 사용하며, 결과적인 잔여(residual) 신호를 분석/합성 방식을 이용한 지연결정(delayed decision) 방식에 따라 양자화 한다.

CELP 부호화기는 디지털 이동통신시스템에서 이용되고 있는 8 kbps 이하의 저속 음성부호화기에 특히 효율적인 방식이다. CELP 방식은 주어진 코드북으로부터 입력음성 시퀀스에 최적의 여기(excitation) 시퀀스를 선택한다. 그래서 CELP 부호화방식에서의 2

* 正會員, 漢陽大學校 制御計測工學科

(Dept. of Cntl and Inst. Eng., Hanyang Univ)

** 正會員, 成均館大學校 情報工學科

(Dept. of Inform. Eng., Sungkyunkwan Univ)

*** 正會員, 慶熙大學校 電波工學科

(Dept. of Radio Science and Eng., Kyunghee Univ)

接受日字: 1995年3月15日, 수정완료일: 1996年1月18日

가지 주요한 연구 대상은 코드북 설계 및 탐색방식이다. CELP에서 사용하는 전형적인 벡터코드북 구조 이외에 지연결정(delayed decision) 부호화방식으로 잘 알려진 효율적인 코드북 구조로서 tree 및 trellis 구조를 들 수 있다. 본 논문에서는 CELP 구조에 벡터 trellis 여기 방식을 사용한 Half rate 음성부호화 방식을 소개하고자 한다.

II. Trellis Coded Quantization

Trellis 부호화기는 잘 알려진 지연결정(delayed decision) 부호화 방식이다. 그래서 Trellis 부호화 방식은 음성과 같이 샘플간 상관도가 존재하는 소스에 특히 효율적인 부호화방식이다. Trellis의 각 가지들은 유한한 출력 알파벳으로 분포가 되며, 부호화기는 입력 시퀀스와 각 가지에 해당하는 출력시퀀스 간의 왜곡(distortion)값을 최소화하는 trellis path를 찾는다. 그래서 가장 좋은 trellis path에 해당하는 비트열이 전송된다. 수신측에서는 전달된 데이터로 trellis path를 재생하여 해당하는 비트열을 발생한다. 여기서 가장 최적의 trellis의 결정은 Viterbi 알고리즘^[6]을 이용하여 효율적으로 이루어질 수 있다. Trellis를 분포시키는 3가지 기본적인 방식은 deterministic, stochastic 및 iterative 방식들^[11]이 있는데, Stochastic 과 iterative 방식이 더 유리하나, 구현시 복잡도가 더 요구된다. 많은 결과들이 유한한 크기의 알파벳 혹은 무한한 크기의 알파벳을 이용한 이론적인 비트율-왜곡(rate-distortion) 경계에 매우 가까이 동작하는 trellis 부호화기의 존재를 증명하였다^[7,8].

Trellis coded quantization(TCQ)^[9]은 trellis coded modulation(TCM)^[10,11]에서의 신호 집합확장과 집합분리 개념을 이용한 소스코딩기술이다. TCQ는 출력알파벳의 부분집합들로 trellis 가지들을 분포시키는 trellis 코딩방식으로서 전형적인 trellis 코딩보다 적은 복잡도로 더 좋은 성능을 성취할 수 있다. TCQ의 이론적인 증명은 알파벳 제한 비트율-왜곡 이론에 의해 가능하다. TCQ에서, 샘플당 R비트의 전송율을 얻기위해 2^{K+R} 크기의 출력알파벳이 사용된다. 여기서 R는 rate 확장요소라 부른다. 2^{K+R} 개의 알파벳은 부분집합으로 나뉘어진다. 여기서 R'는 R과 같거나 혹은 적은 정수값이며, 샘플당 R'비트가 가장 최적의 trellis path를 나타내는데 사용된다. 나머지

(R-R')비트는 선택된 부분집합내의 특정 알파벳을 나타내는데 사용된다. TCQ 코드북, 분할(partition) 및 trellis(R=2, R'=1인 경우)의 한 예가 그림1과 그림2에 보여졌다. TCQ에 벡터개념을 도입한 것이 다음에 설명될 trellis coded vector quantization (TCVQ)^[12] 방식이다.

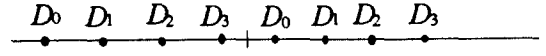


그림 1. 샘플당 2비트의 TCQ에 대한 출력과 partition

Fig. 1. Output points and partition for 2 bits per sample TCQ.

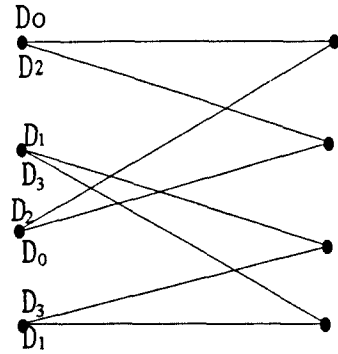


그림 2. Ungerboeck의 4 state trellis
Fig. 2. Ungerboeck's 4 state trellis.

III. TCVQ 구조

Trellis 부호화 벡터는 벡터 코드워드를 이용하며 비정수 비트율 부호화도 가능하다. 벡터양자화와 TCQ를 혼합한 3가지 구조^[12]가 존재할 수 있는데, 본 연구에서는 구조1을 이용하였다. R_c비트/dimension의 부호화율로서 L-dimension 소스벡터를 부호화 한다고 했을때, 전형적인 VQ는 $2^{R_c L}$ 개의 출력심볼을 갖는다. 반면에 TCVQ 구조1을 이용한 부호화기는 $2^{(R_c + R')L}$ 개로 확장된 "super" 코드북을 갖는다. 여기서 R'은 "rate 확장요소"에 해당한다. $M \leq R_c L$ 을 만족하는 정수 M을 가정하고, 각 trellis 상태를 들어가거나 나오는 2^M 개의 가지들을 갖는 N-상태 trellis를 가정하자. 이때 코드북은 2^K 개의(여기서 $K = R'L + M$) 부분집합, S_1, S_2, \dots, S_{2^M} 로 나뉘어진다. 각 부분집합은 $2^{R_c L - M}$ 개의 벡터들로 이루어지며, N-상태 trellis의

각 가지는 부분집합들 중 하나로 각각 표시된다. 각 가지에 적어도 하나의 부분집합들을 할당하기 위해서는 $N \geq 2^{RZ}$ 을 만족해야 한다.

위의 구조와 trellis의 초기 상태가 주어졌을때 부호화는 다음과 같이 수행된다.

1. 각 소스벡터 X에 대해, 최적 코드워드와 각 부분집합 S_i 에서의 해당 왜곡값 d_i 를 구하라.
2. 부분집합 S_i 로 표시되는 가지의 metric으로 1에서 구한 왜곡을 사용하여 Viterbi 알고리즘으로 trellis의 최소 왜곡 survivor path를 결정한다.

M 비트/벡터가 최적 trellis path를 결정하는데 필요하며, 나머지 $R_c L - M$ 비트/벡터는 선택된 부분집합내의 최적 코드워드를 결정하는데 사용된다. 이와같이 $R_c L$ 비트/벡터가 최소 왜곡을 가지면서 trellis를 거치는 코드워드 시퀀스를 결정하는데 이용된다. 즉 실질적인 전송율은 R_c 비트/dimension 이다.

TCVQ를 위한 trellis설계와, 부분집합 구성 및 가지 표시(labeling)방식은 다음과 같이 요약될 수 있다. 하나의 부분집합내의 코드워드들은 대략 같은 확률을 갖는다. 부분집합들은 Ungerboeck의 집합분할 방식에 따라 만들어지므로 하나의 부분집합내의 코드워드들간 Euclidean거리는 집합분할의 레벨에 따라 증가한다. 본 연구에서는 Ungerboeck의 TCM trellis가 이용되었다.

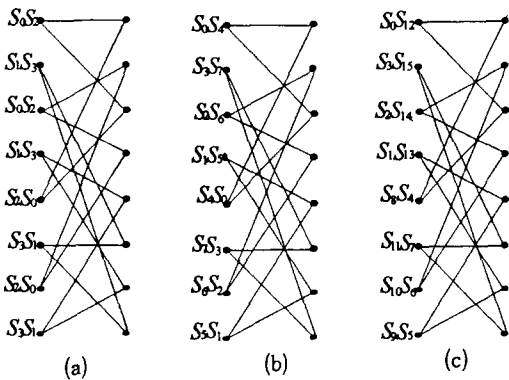


그림 3. 8-상태 trellis에 대한 trellis 구조와 가지 labelling

(a) 4 subsets (b) 8 subsets (c) 16 subsets

Fig. 3. Trellis structure and branch labelling for an 8-state trellis populated with 4, 8 and 16 subsets.

N-상태 trellis를 전체집합 S로 부터 분할된 2^k 개의

(여기서, $K = R_c L + M$) 부분집합으로 표시를 하자. 각 N-상태 trellis의 가지들은 S_i 와 $S_{i+(K-1)/2}$ 가 하나의 trellis 상태로 들어가는 가지가 되도록 표시된다. 그림3은 4, 8 및 16개의 부분집합들로 분포된 8-상태 trellis의 예를 보였다.

IV. Half rate 음성부호화기 구조

본 연구를 통해 개발된 Half rate 음성부호화기의 구조가 그림4에 보여졌다.

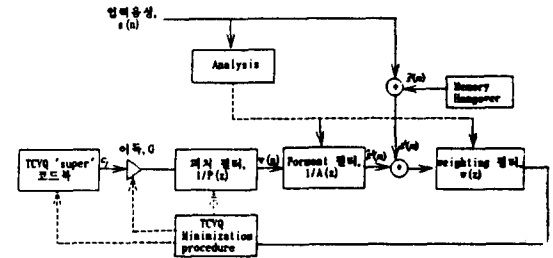


그림 4. Half rate 부호화기의 구조도
Fig. 4. Structure of the half rate coder.

필터 A(Z)와 P(Z)는 각각 포먼트 및 피치 예측기를 의미하므로, 음성합성모델은 2개의 적응 LPC합성필터 $1/A(Z)$ 및 $1/P(Z)$ 와 여기 파라미터 c_i 의 TCVQ "super"코드북, 그리고 이득 G로 구성된다. Weighting 필터의 전달함수는 $W(Z) = A(Z)/A^{-1}(Z/\gamma)$ 를 이용하였다. 이러한 weighting 필터의 목적은 사람의 masking효과¹³⁾를 이용하기 위해 음성신호의 스펙트럼과 유사하게 잡음의 스펙트럼 분포를 변화시키는 것이다. 일단 포먼트 및 피치 예측기의 계수와 피치주기가 각 프레임마다 구해져서 양자화되면, 그 프레임내의 원 음성신호 $s(n)$ 이 부호화된다. 만약 N-상태 trellis가 (n-1)시간 인덱스까지 Viterbi 알고리즘을 이용해서 탐색되어져 왔다면 두개의 직렬필터 $1/P(Z)$ 와 $1/A(Z)$ 의 memory hangover 벡터는

$$s^i(n) = [s_1^i(n), s_2^i(n), \dots, s_L^i(n)]^T$$

으로 표시되며, 시간 (N-1)에 노드에서 끝나는 survivor path를 근거로 계산된다. 이러한 벡터는 각 trellis 상태에 하나씩 존재하므로 N개의 서로 다른 벡터가 존재한다. $M_p \geq L + 1$ 을 만족하는 피치주기 M_p 를 가정할때 피치예측기의 memory hangover 벡터는

$$\vec{v}(n) = [\hat{v}_1(n), \hat{v}_2(n), \dots, \hat{v}_L(n)]^T$$

으로 표시되며, 그때 두개의 직렬필터 $1/P(Z)$ 와 $1/A(Z)$ 의 memory hangover 벡터 $s^v(n)$ 는 다음과 같이 표시된다.

$$\hat{s}_r(n) = \begin{cases} \hat{v}_r(n) + \sum_{j=1}^{L-1} a_j \hat{s}_{r-j}(n) + \sum_{j=0}^{L-1} a_{j+1} \hat{s}_{L-1}(n-1) & \text{for } L \geq p \\ \hat{v}_r(n) + \sum_{j=1}^{L-1} a_j \hat{s}_{r-j}(n) + \sum_{j=0}^{L-1} a_{j+1} \hat{s}_{L-1}(n-1) + \dots + \sum_{j=0}^{L-1} a_{j+1+mL} \hat{s}_{L-j}(n-1-m) & \text{for } L > p. \end{cases}$$

여기서 $m = \lfloor \frac{L-1}{L} \rfloor$ 이며, 벡터시퀀스 $\{s^v(n-k)\}$ 는 시간 $(n-1)$ 에 노드에서 끝나는 survivor path와 관련된 입력음성 벡터시퀀스 $\{s(n-k)\}$ 의 부호화된 값이다. 벡터 $z^i(n)$ 는 $s(n)$ 으로부터 memory hangover 출력 $s^v(n)$ 을 빼므로서 얻을 수 있다. $z^v(n)$ 은 각 TCVCQ codeword c_j 에 이득 G 가 곱해진 여기 벡터값에 의해 합성된 벡터이다. 이때 weighted 예측 에러는 다음과 같이 주어진다.

$$e_j^i(n) = W(z^i(n) - \hat{z}^i(n)) = z_w^i(n) - \hat{z}_w^i(n)$$

여기서 W 는 아래와 같이 weighting 필터의 임펄스 응답 $w(n)$ 을 요소로 갖는 $L \times L$ matrix 이다.

$$W = \begin{bmatrix} w(0) & 0 & \dots & 0 \\ w(1) & w(0) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w(L-1) & w(L-2) & \dots & w(0) \end{bmatrix}$$

z_w^i 과 $\hat{z}_w^i(n)$ 은 각각 벡터 $z^i(n)$ 과 $\hat{z}^i(n)$ 의 weighted 버전이다. 그래서 weighted 합성필터 출력은 $\hat{z}_w^i(n) = GHc_j$ 이다. 여기서 H 는 피치, 포먼트 및 weighting 필터의 전체 임펄스응답 $h(n)$ 을 요소로 갖는 $L \times L$ matrix 이다. Trellis내의 주어진 천이 가치에 대한 최적 TCVCQ subset 코드워드는 Euclidean 거리의 제곱인 $\|e_j^i(n)\|^2$ 을 최소화 하도록 결정 된다. 벡터 $z_w^i(n)$ 는 각 trellis 천이당 오직 한번만 계산되므로 그것이 부호화기의 복잡도에는 크게 영향을 미치지 않는다.

여기신호는 일반적으로 non-stationary이나 입력 음성신호와 같이 단구간으로는 stationary 신호로 가정할 수 있다. 그래서 고정된 여기 코드북을 이용하여

전체음성을 부호화하는 것은 적절치 못하다. 실제로 CELP시스템에서는 코드북이 고정되어 있으며, 각 코드워드는 주기적으로 계산되는 양자화된 이득 G 에 의해 스케일 된다. 이러한 양자화된 이득값은 부 정보로서 수신측에 전달 되어진다. 이득값의 계산은 weighted 입력 음성벡터 $z_w^i(n)$ 과 weighted 합성 음성벡터 $\hat{z}_w^i(n)$ 간의 평균 자승에러(MSE)를 최소화하는 형태로 구해진다.

N -상태 trellis가 사용되어 $(n-1)$ 의 벡터인덱스를 부호화 한다고 가정하자. 시간 $(n-1)$ 에서 끝나는 survivor path가 주어졌을때, 시간 n 에서의 N 개 survivor path는 다음과 같이 결정된다. 먼저 $d_{n-1}^i(z_w, \hat{z}_w)$ 을 시간 $(n-1)$ 순간에 노드 i 에서 끝나는 survivor path와 관련된 전체 왜곡이라 하고, 각 노드를 들어가거나 떠나는 2^m 개의 가치가 있으며, 또한 이러한 가치들은 부분집합들로 표시가 된다고 가정하자. 그래서 노드를 떠나 노드 k 로 들어가는 가치에 표시되는 부분집합을 S_k^i 로 표시하자. 그리고 노드 k 로 들어가는 시간 $(n-1)$ 에서의 2^m 개의 노드를 i_1, i_2, \dots, i_{2^m} 이라 하자. 시간 n 순간에 노드 k 에서 끝나는 updated survivor path는 시간 n 에서 상태 k 로 들어가는 각 가치의 최적 subset 코드워드(weighted 입력벡터와 weighted 합성벡터간의 왜곡을 최소화하는)를 구함으로서 결정된다. 부분집합 S_k^i 로 부터의 이러한 최적 코드워드를 c_k^i 라 하자. 이와같이 c_k^i 은 다음 식을 최소화하는 S_k^i 로 부터의 코드워드 c 이다.

$$\|z_w^i(n) - GHc\|_2^2, \quad i = i_1, i_2, \dots, i_{2^m}$$

그래서 시간 n 에 노드 k 에서 끝나는 2^m 개의 path와 관련된 전체 왜곡을 계산해서 최소 왜곡을 갖는 path를 상태 k 에서 끝나는 updated survivor path로 선택한다. 이와같은 TCVCQ 최소화 과정은 다음식에 의해 계산된다.

$$d_n^k(z_w, \hat{z}_w) = \min_{i \in \{i_1, i_2, \dots, i_{2^m}\}} (d_{n-1}^i + \|z_w^i(n) - GHc_k^i\|_2^2)$$

시간 n 에서 N 개의 survivor path가 결정된 후, 시간 인덱스가 하나 증가한다. 이러한 일련의 과정이 벡터 dimension L 의 배수에 해당하는 어떤 정해진 depth 마다 반복된다. 이때 벡터당 M 비트가 최적 trellis path를 결정하기 위해 전송되며, 벡터당 R_c

L-M 비트가 해당 부분집합내 최적 코드워드를 선택하기 위해 전송된다. 수신측에서는 수신된 데이터를 바탕으로 최적 코드워드 시퀀스를 결정하고, 이를 이득 G와 곱한후 피치 및 포먼트 합성필터를 통과시켜 합성신호를 만든다.

"Super" 코드북은 Lloyd 알고리즘^[14]을 training 입력시퀀스에 적용하여 설계하였다. 이때 초기 "super"코드북은 편차가 1인 백색 가우시안 프로세서의 샘플값으로 구성된 코드워드를 이용하였다. 가우시안 분포가 이용된 이유는 예측 에러시퀀스가 흔히 백색 가우시안으로 모델링 되기 때문이다.

V. 실험결과

제시된 Half rate 부호화기의 성능을 평가하기 위해, 표1과 표2에 각각 보여진 7개의 한국어와 영어문장들을 사용하였다.

표 1. 성능평가를 위해 사용된 한국어 문장
Table 1. Korean sentences used to evaluate encoding performance.

1. 미는 피부 한 점질 차이입니다. (여자)	(여자)
2. 지나친 흡연은 건강을 해칩니다. (여자)	(여자)
3. 이번 겨울은 예년과 달리 포근합니다. (남자)	(남자)
4. 과학기술은 경제발전의 원동력이다. (남자)	(남자)
5. 일에서 십까지의 합은 오십오 입니다. (남자)	(남자)
6. 어제 산 물건이 벌써 고장이 났다. (남자)	(남자)
7. 올림픽은 전인류의 축제입니다. (여자)	(여자)

표 2. 성능평가를 위해 사용된 영어 문장
Table 2. English sentences used to evaluate encoding performance.

1. The pipe began to rust while now. (여자)	(여자)
2. Add the sum to the product of these three. (여자)	(여자)
3. Oak is strong and also gives shade.(남자)	(남자)
4. Thieves who rob friends deserve jail. (남자)	(남자)
5. Cats and dogs each hate the other. (남자)	(남자)
6. Almost everything involved making the child mind. (남자)	(남자)
7. The trouble with swimming is that you can drown. (여자)	(여자)

각 언어에서 문장 1,3,6,7은 부호화기 설계에 이용되었고, 문장 2,4,5는 부호화기의 성능을 평가하는데 이용되었다. 본 부호화기는 부 정보로서 3가지 파라미터(이득, 포먼트 및 피치)를 부호화 한다. 이득 파라미터의 스칼라 양자화를 위한 출력값은 Lloyd 알고리즘을 입력 training 시퀀스에 적용시켜 설계하였고, 포먼트 계수는 먼저 line spectrum pair (LSP) 파라미터^[15]로 변환한 후 predictive trellis coded quantization(PTCQ)^[16]방식으로 양자화 하였다. 그리고 3-tap 피치 예측기의 피치계수는 LBG 벡터양자화 방식으로 부호화 하였다. 표3은 제시된 음성부호화기의 성능평가지 사용된 파라미터 값을 보였다.

표 3. 제안된 부호화기를 위한 파라미터값
Table 3. Parameter values for the proposed coder.

파라미터	값
R_c (비트/샘플)	1/4
\hat{R} (비트/샘플)	1/6
기저벡터 크기, L	12
trellis 상태 수, N	8
기저신호 이득(비트/7.5 msec)	3
LPC 신호 (비트/30 msec)	26
피치계수 (비트/15 msec)	7+4
weighting 계수, γ	0.8

표4는 4 kbps에서 동작하는 본 부호화기의 시물레이션 결과를 보였다. 한국어를 이용한 시물레이션은 평균 signal to noise ratio(SNR)값과 segmental SNR(SEGSNR)값이 각각 12.23과 12.04 dB임을 보였고, 영어를 이용한 시물레이션은 평균 SNR 및 SEGSNR값이 각각 11.82 및 11.18 dB 임을 보였다. 표5는 본 음성부호화기의 주관적인 음질을 평가하기 위해, 본 부호화기로 합성된 음성출력을 샘플당 3~8 비트의 μ -law PCM 시스템($\mu=255$)^[11]의 음성출력과 비교한 결과를 보인 것이다. 문장 2,4,5를 이용해서, 제시된 부호화방식의 성능에 가장 가까운 음질을 갖는 μ -law PCM의 샘플당 비트율을 11명의 참석자들에게 선택하도록 한 후 각 비트율을 선택한 사람의 수를 표시하였다. 그 결과 4 kbps에서 동작하는 본 부호화기의 성능이 대략 5 비트 및 6 비트 μ -law PCM 성능의 중간에 드는 것으로 확인되었다.

표 4. 제시된 부호화기의 객관적인 성능
Table 4. The objective performance of the coder.

	γ	SNR / SEGSNR(dB)		
		Sentence number		
		2	4	5
한국어	1	13.28/13.12	10.90/10.88	12.53/12.13
	0.8	12.88/12.24	10.64/10.03	12.04/11.84
영어	1	13.16/12.38	10.34/10.12	11.97/11.04
	0.8	13.28/11.48	9.89/9.69	11.68/10.52

표 5. 제시된 부호화기의 주관적 성능
Table 5. The subjective performance of the coder.

	sent.	선택한 사람수(명)					
		샘플당 μ -law PCM의 비트율					
		3	4	5	6	7	8
한국어	2		1	5	4	1	
	4			5	5	1	
	5		1	6	4		
영어	2		1	5	5		
	4		1	5	3		
	5			6	5		

VI. 결 론

Trellis excitation을 이용한 Half rate 음성부호화기가 제시되었다. 본 부호화기는 저속 부호화기에 널리 이용되고 있는 CELP구조에 코드북 확장개념을 가진 벡터 trellis 기법을 도입한 것으로서, 같은 전송속도를 갖는 CELP 방식에 비해 더 확장된 코드북을 이용함으로써 성능 증가를 가능하게 하였다.

제시된 부호화기의 성능평가를 위해 SNR 및 SEGSNR의 객관적인 평가방법과 3~8 비트의 μ -law PCM 출력과의 비교를 통한 주관적인 평가방법이 도입되었다.

참 고 문 헌

[1] N.S.Jayant, "Digital coding of speech waveforms : PCM, DPCM and DM quantizers." proc. IEEE, vol. 62, pp. 611-

632, May 1974.
 [2] M.R.Schroeder, "Vocoder: Analysis and synthesis of speech." Proc. IEEE, vol. 54, pp 720-734, 1996.
 [3] M.R.Schroeder and B.S.Atal, "Code-Excited Linear Prediction(CELP): High quality speech at very bit rates," in Proc.IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing, pp. 252-255, 1985.
 [4] B. S. Atal and J. R. Remde, "A new model of LPC excitation for producing natural-sounding speech at low bit rates," in Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing, pp. 614-617, Apr. 1982.
 [5] P.Kroon, E.F. Deprettere, and R.J. Sluyter, "Regular-pulse excitation: A novel approach to effective and efficient multipulse coding of speech," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-34, pp. 1054-1063, Oct. 1986.
 [6] G.D. Forney, Jr., "The Viterbi algorithm," Proc. IEEE(Invited Paper), vol. 61, pp. 268-278, Mar. 1973.
 [7] W.A. Finamore and W.A. Pearlman, "Optimal encoding of discrete-time continuous-amplitude memoryless sources with finite output alphabets, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-26, pp. 144-155, Mar. 1980.
 [8] W.A. Pearlman and A.Chekima, "Source coding bounds using quantizer reproduction levels, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-30, pp. 559-567, May 1984.
 [9] M.W. Marcellin and T.R. Fischer, "Trellis coded quantization of memoryless and Gauss-Markov sources," IEEE Trans. Commum., vol. 38, pp. 82-93, Jan. 1990.
 [10] G. Underboeck, "Trellis-coded modula-

- tion with redundant signal set-Part I:Introduction, "IEEE Commum. Mag., vol. 25, pp. 5-11, Feb. 1987.
- [11] G. Underboeck, "Trellis-coded modulation with redundant signal set-Part II:State of the art, "IEEE Commum. Mag., vol. 25, pp. 12-11, Feb. 1987.
- [12] T.R. Fischer, M.W. Marcellin, and Min Wang, "Trellis coded vector quantization," IEEE Trans. Inform. Theory, Nov. 1991.
- [13] M.R. Schroeder, B.S. Atal and J.L. Hall, "Optimizing digital speech coders by exploiting masking properties of the human ear." J.Acoust. Soc. Amer., pp. 1647-1652, Dec. 1979.
- [14] Y. Linde, A.Buzo, and R.M. Gray, "An algorithm for vector quantizer design," IEEE Trans. Commum., vol. COM-28, pp. 84-95, Jan. 1980.
- [15] F. Itamura, "Line spectrum representation of linear predictive coefficients of speech signals," J.Acoust. Soc. Amer., vol. 57, supplement no. 1, S35(A), 1975.
- [16] M.W. Marcellin, T.R. Fischer, and J.D. Gibson, "Predictive trellis coded quantization of speech," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. 38, pp. 46-55, Jan. 1990.

 저 자 소 개

姜尙遠(正會員) 1958년 ~ 1980년 한양대학교 전자공학과(학사), 1982년 서울대학교 전자공학과(석사), 1990년 Texas A&M 대학교 전기공학과(박사), 1982년 ~ 1994년 2월 한국전자통신연구소 신호처리연구실장, 1994년 3월 ~ 현재 한양대학교 제어계측공학과 조교수, 관심분야는 음성신호처리, 통신이론, 이동통신 등임.

鄭鎭旭(正會員) 1946년생, 1974년 성균관대학교 전기공학과 졸업(공학사), 1979년 성균관대학교 전자공학과 졸업(공학석사), 1991년 서울대학교 계산통계학과 졸업(이학박사), 1982년 ~ 1985년 한국과학기술연구소 실장, 1985년 ~ 현재 성균관대학교 정보공학과 교수, 관심분야는 코딩이론, 고속 및 무선통신프로토콜, 네트워크관리 등임

李亨洙(正會員) 1957년생, 1980년 2월 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사), 1986년 2월 연세대학교 전자계산학과 졸업(공학석사), 1996년 2월 성균관대학교 정보공학과 졸업(공학박사), 1983년 ~ 현재 한국전자통신연구소 선인연구원, 관심분야는 전자자원이용기술, 전파특성, 무선망설계엔지니어링 등임

金榮洙(正會員) 1955년생, 1981년 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사), 1983년 연세대학교 전자공학과 졸업(공학석사), 1988년 Arizona State Univ. 전기공학과 졸업(공학박사), 1983년 8월 ~ 12월 시간강사(연세대 원주분교, 서울시립대, 유한공전), 1985년 ~ 1986년 Consultant, Signal-System Technology Inc., U.S.A. 1989년 ~ 1992년 ETRI 전파기술부, 전파응용연구실장, 1992년 ~ 현재 경희대학교 전파공학과 조교수, 관심분야는 Radar/sonar array signal processing, Spectrul estimation, Adaptive filtering, Communication and Numerical mathematics 등임