

論文 91-28A-1-1

## 길쌈부호를 사용한 Embedded DPCM 방식에 관한 연구

(A Study on an Embedded DPCM with Convolutional Coding)

林 鍾 秀\*, 李 相 坤\*\*, 文 相 在\*\*

(Jong Soo Lim, Sang Gon Lee, and Sang Jae Moon)

## 要 約

잡음이 비교적 많은 채널을 통하여 DPCM 신호를 전송하면 전송 잡음의 영향이 양자화 잡음보다 더 커지는 현상과 함께 통신 품질의 저하가 초래된다. 이러한 저품질의 채널에서는 Embedded DPCM에 오류정정부호를 채택 사용하여 통신품질을 개선시킬 수 있다. 본 연구에서는 양자화 잡음과 전송 잡음이 동시에 고려된 신호대 잡음비를 개선하기 위해 길쌈부호가 갖는 부등(unequal)심볼(부호어)의 오류를 해석하여 DPCM의 중요한 심볼이 보다 전송오류에 강하도록 부호화 시켰다. 관련된 이론과 수식을 유도하고, 컴퓨터로 시뮬레이션 하였다.

## Abstract

Degradation of communication quality is due to transmission error rather than quantization noise when DPCM signal is transmitted over a heavily noise channel. The communication quality can be improved by employing an errorcorrecting code to the DPCM signal transmission over such a channel. We considered both quantization noise and transmission error simultaneously in evaluating the signal to noise ratio. To efficiently improve the signal to noise ratio, we analyze the unequal symbol error probability of convolutional code, and encoded to more protect significant symbols from channel errors than least ones, so that the signal to noise ratio is improved. We derived related formulas and also made computer simulations.

## I. 서 론

오류정정 부호(error correcting code)는 전송시 발생된 오류 비트를 정정시키므로써 저품질의 신호를 물리적으로 대체시키지 않고 전송품질을 개선시

킨다.<sup>[1]</sup> 전송율이 고정된 DPCM 음성 신호 통신에 오류부호를 도입하면, 정보비트에 여분비트를 추가하게 되므로, 이 만큼 양자화기에 배정하는 비트를 감소시켜야 한다. 이는 양자화 잡음을 증가시키는 결과가 된다. 즉, 양자화 잡음이 커져서 통화 품질이 저하되는 반면에, 채널오류가 정정되어 전송도중에 저하된 품질은 개선된다. 따라서 양자화잡음과 전송잡음을 동시에 고려하여 송·수신측 사이의 전체 통신 품질이 좋도록 해야한다.

Embedded DPCM 시스템은 전형적인 DPCM 기능에다 전송율을 적절히 조절할 수 있는 기능이 부가된 음성 신호 부호화 시스템으로써 전형적인 DPCM

\*正會員, 韓國移動通信株式會社  
(Korea Mobile Telecommunication Corp.)

\*\*正會員, 慶北大學校 電子工學科  
(Dept. of Electronics, Kyungpook Nat'l Univ.)

接受日字: 1990年 8月 17日

(※ 이 연구는 88년도 한국과학재단 연구비 지원에 의한 결과임)

과 비슷한 성능을 지닌다.<sup>[1]</sup> Embedded DPCM은 정보 전송율을 효율적으로 조절할 수 있으므로, 이를 사용하여 채널의 상황에 따라 정보 전송율을 조절하여 채널 부호화를 적용하면 낮은 신호대 잡음비에서도 양질의 통신을 이룩할 수 있다. 미국 벨 연구소(Bell Lab)에서는 이 방식을 오류정정 부호인 길쌈부호(convolutional code)에 적용하여 신호대 잡음비를 해석하였다.<sup>[4]</sup> 여기서 길쌈부호의 오류를 동일하게 두고 해석하였다. 사실상 길쌈부호기에 입력되는 정보어에 대한 심볼오율이 동일하지 않으며 부등심볼오율을 구해야 정확한 신호대 잡음비를 계산할 수 있다.

본 연구에서는 이러한 길쌈부호의 부등심볼 오율 특성을 해석하고 이 결과를 적용시켜 Embedded DPCM의 전송 잡음을 정확히 개선하였다. 따라서 Embedded DPCM의 양자화 잡음과 전송잡음을 동시에 고려한 신호대 잡음비의 표현식을 정확하게 구할 수 있어 Embedded DPCM시스템에 최적인 길쌈부호를 발굴할 수 있는 이론적 근거를 정립하였다. 그리고 이를 이용하여 Embedded DPCM에 최적인 부호율  $r=2/3, 3/4$ 의 길쌈부호를 발굴하였다. 그리고 유도된 이론적 수식에 대한 실험은 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 하였다. 전송율을 32kbps로 고정하고, 채널을 부호화하지 않고 그대로 정보비트를 전송하는 형식(format1), 길쌈부호화 비트를 2비트(format2), 길쌈부호화 비트를 3비트(format 3)로 3가지 형식에 대해 각각 수치계산과 실제음성으로 실험을 하였다.

### II. 길쌈부호의 부등 심볼오율 특성

그림 1은 부호율이  $r=2/3$ 이고, 구속장 길이가  $L=4$ 인 2진 길쌈부호의 Trellis diagram이다. 2개의 정비비트가 동시에 입력되고 3개의 비트로 구성된 부호어가 출력된다. 일반적으로 부호율이  $r=b/n$ ,  $n > b \geq 2$ 이면 길이가  $b$ 인 벡터  $(i_1, i_2, i_3, \dots, i_b)$ 가 매 시점마다 심볼단위로 부호기에 입력된다고 볼 수 있다. 여기서  $i_j \in \{0, 1\}$ 이고  $j=1, 2, \dots, b$ 이다.

Trellis diagram에서 임의의 오류 경로를 출력시키기 위하여 입력된 정보 심볼들의 구성수는 서로 다를 수 있다. 이는 다시 얘기하면, 각각의 정보심볼이 갖는 오율값이 다름을 의미한다. 이를 부등 심볼오율이라고 하며, trellis diagram 상에서 예를 들어 정성적으로 살펴보기로 한다. 그림 1의 상태 (00)에서 상태 (01)로 변하는 가지의 100/10은 입력 벡터 (10)에 대한 출력 벡터(100)를 의미하며, 입력 벡터 (10)은 부호기에 입력될 때 0부터 입력된다. 여기서 최소자유거리는  $d_f=3$ 이고, 두개의 경로가 있다. 모

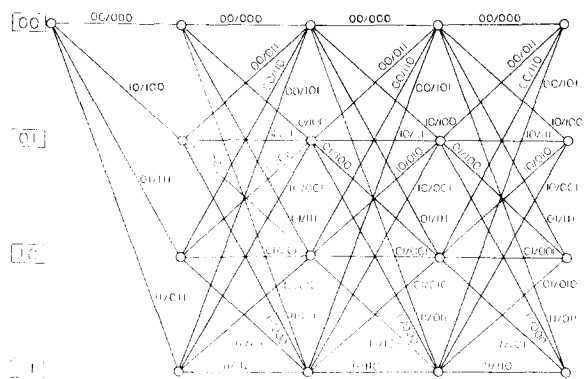


그림 1.  $r=2/3, L=4, G=(6, 7, 15)$ 인 길쌈부호의 trellis diagram

Fig. 1. Trellis diagram of the  $r=2/3, L=4, G=(6, 7, 15)$  convolutional code.

두 영(zero)인 경로를 기준으로해서, 두개의 최소자유거리를 갖는 오류경로에 대한 입력 심볼열은 (10), (10) (11) (00)이다. 이들중 (10)의 심볼의 오류발생 빈도가 다른 심볼에 비해서 높음을 알 수 있다. (01), (10), (11)의 심볼 오류 형태를 각각  $h=1, 2, 3$ 으로 표시하기로 한다. 임의의 오류 경로에 대한 입력심볼열에서 어떤오류 형태  $h \in \{1, 2, 3\}$ 의 구성수를  $t$ 로 표시한다. 그리고  $A(d, t; h)$ 는 hamming거리가  $d$ 이며, 해당 입력 심볼열에서  $h$ 형태의 심볼 수가  $t$ 인 오류경로의 수를 나타낸다고 하자. 여기서  $d_f \leq d, 1 \leq t$ 이다. 그리고 부호율이  $r=b/n$ 인 일반적인 경우에는  $1 \leq h \leq 2^b - 1$ 이다. 만약 임의의 길쌈부호에서 모든  $A(d, t; h)$ 를 얻을 수 있으면 심볼  $h$ 에 대한 오율은

$$P(h) \leq \sum_{d=d_f}^{\infty} \sum_{t=1}^{\infty} t \cdot A(d, t; h) \cdot P_a \quad (1)$$

이다. 여기서

$$P_a = Q(\sqrt{2dE_b/N_0})$$

이다.<sup>[5]</sup> 식(1)의 계산은 trellis diagram 상에서  $A(d, t; h)$ 를 컴퓨터 프로그램으로 구해서 할 수 있으며, 또한 다음의 예와 같이 전달함수를 사용할 수도 있다. 그림 2는 그림 1의 부호에 대한 상태도이다. 변수  $D, I$  그리고  $K_i, i \in \{1, 2, 3\}$ 이 도입되었다.  $I$ 의 역수 기호로  $K_1, k_2$ 와  $k_3$ 가 사용되었는데 해당 입력 심볼의 형태를 나타낸다. 상태도에서 전달함수는  $T(D, I; K_1, K_2, K_3)$ 로 표시할 수 있으며 다음과 같다.

$$T(D, I; K_1, K_2, K_3) = D^3 I^{K_3} + 2D^3 I^{K_1} + D^4 I^{K_3} + 2D^4 I^{K_1} \quad (2)$$

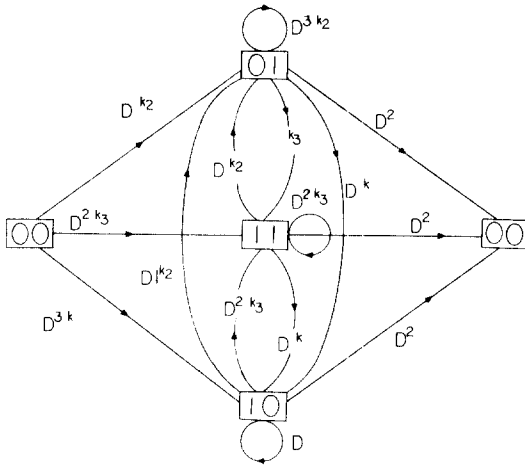


그림 2.  $r=2/3, L=4$ 인 길쌈부호의 수정 상태도  
Fig. 2. Modified state diagram of the  $r=2/3$ .

일반적으로는  $T(D, I; K_1, K_2, \dots, K_r^{b-1})$ 로 표시할 수 있으며, 오류심볼  $h$ 의 오류율은

$$P(h) \leq \frac{\partial}{\partial I} T(D, I; 0, \dots, 0, k_h, 0, \dots, 0) \Big|_{I=1, k_h=1, D^a=P_a} \quad (3)$$

이다.

그림 3은  $r=2/3, L=4$ , 생성행렬  $G = (6, 7, 15)$ 에 대한 심볼 오류율이다. 여기서 심볼오류율이 서로 다른 부등 심볼오류 특성을 고찰할 수 있다.

II. Embedded DPCM의 신호대 잡음비

그림 4는 Embedded DPCM의 블록선도이다. 샘플된 입력신호  $X(k)$ 와 예측된 신호  $Y(k)$ 의 차이  $X(k) - Y(k)$  즉, 예측오차신호  $d(k)$ 가 E비트로 부호화되어 보다 중요하지 않은 일정비트를(B비트)를 제거후 D비트만 전송된다. 여기에서 예측신호  $Y(k)$ 는 예측오차신호  $d(k)$ 를 E비트로 부호화된 정보비트 중에서 보다 중요한 M비트가 예측기로 입력되어 출력된 신호이다. 수신측에서는 수신된 정보비트(D비트)에 송신측에서 제거된 비트들의 위치에 일정비트를 삽입하고, 이어서 출력되어진 E비트가 송신측 예측기 입력으로 사용되어진 M비트와 더해져서 출력신호  $X'(k)$ 가 된다.

Embedded DPCM시스템에서의 embedding 비트수는 보다 중요하지 않은 비트(E-M비트)중에서 결정된다. 그리고 보다 중요한 비트(M비트)의 양자기를

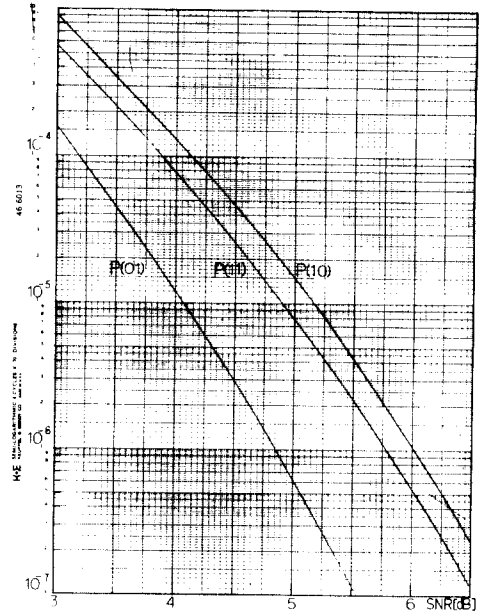


그림 3.  $r=2/3, L=4, G = (6, 7, 15)$  길쌈부호의 부등 심볼오류 확률  
Fig. 3. Unequal symbol error probability of the  $r=2/3, L=4, G = (6, 7, 15)$  convolutional code.

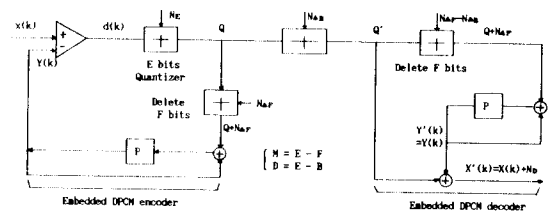


그림 4. Embedded DPCM의 블록선도  
Fig. 4. Block diagram of Embedded DPCM.

“minimal”양자기라 두고 다음을 전개한다. Goodman등이 구한 D비트 전송 Embedded DPCM의 신호대 잡음비는

$$SNR = \frac{E[X^2(k)]}{E\{|X'(k) - X(k)\}^2}} = \frac{G(1 - \alpha_p L_{01}^2 \sigma_q^2(M))}{L_{01}^2 (\sigma_q^2(D) + \sigma_{\alpha}^2)} \quad (4)$$

이다.<sup>[4]</sup> 여기서 G는 예측이득,  $\alpha_p$ 는 예측계수,  $\sigma_q^2(M)$ 은 M비트 양자화오류전력,  $L_{01}$ 은 양자기의 load factor, 그리고  $\sigma_{\alpha}^2$ 은 아래와 같이 표현된다.

$$\sigma_{\alpha}^2 = \sum_{k=1}^{2^D-1} P(h) \tilde{A}_h(D) + b_p \sum_{h=1}^{2^M-1} P(h) A_h(M) \quad (5)$$

여기서  $P(h)$ 는 오류형태가  $h$ 인 심볼오율이며,  $A_h(M)$ 는  $M$ 비트 양자화된 신호의 전송잡음에 대한 평균자승오차를 의미하고,  $\tilde{A}_h(D)$ 는  $D$ 비트 양자기의 granular 잡음과 전송 잡음을 고려한 평균자승오차와 양자화 잡음에 대한 평균자승오차의 차로써, 양자화 잡음과 전송 잡음간의 적(product)의 성분도 포함하고 있다.<sup>(4)</sup>

길쌈부호를 Embedded DPCM에 적용하였을 때, Goodman 등은<sup>(4)</sup> 심볼오율  $P(h)$ 는 동일하다고 가정하여 전송오류전력  $\sigma_{\alpha^2}$ 을 계산하였다. II장에서 밝힌 부등심볼 오율을 적용하면 보다 정확한 신호대 잡음비를 구할 수 있으며, 이는 Embedded DPCM에 최적인 길쌈부호를 발굴할 수 있는 이론적 근거가 된다.

Embedded DPCM에서 부호어당  $D$ 개의 전송 비트 가운데, 길쌈부호화되는 정보비트의 수를  $C$ 로 나타내면 다음의 3가지 형태로 구분할 수 있다.

- (1)  $M \leq D = C$ : 모든 전송 비트들이 부호화됨
- (2)  $M < C < D$ : Minimal 양자기 부호어를 포함한 부분 부호화 됨
- (3)  $C \leq M \leq D$ : Minimal 양자기 부호어의 일부 부호화 됨

계산의 간략화를 위하여 다음의 두가지를 가정한다. 첫째는, 부호화된 부분과 부호화되지 않는 부분에 오류가 동시에 나타날 확률은 매우 작으므로 무시한다. 그리고 둘째로 부호화 되지 않은 부분에서의 다중오류가 발생할 확률도 매우 작으므로 역시 무시한다. 상기한 두 가정은 현실적으로 채널의 비트오율이  $10^{-1} \sim 10^{-6}$ 인 경우에 수용될 수 있음을 쉽게 이해할 수 있다. 식(5)을 위의 3가지 경우에 대하여 심볼오율을 포함하는 형태로 표현하면 아래와 같다.

- (1)  $M \leq D = C$ 인 경우

부등심볼오율  $P(h)$ ,  $h=1, 2, \dots$ 은 식(3)에서 구하면 된다. 그러나 둘째항에서  $M$ 비트의 각 오류 형태에 대해서는  $2^{D-M}$ 개의  $D$ 비트인 오류형태가 있으므로

$$P(h) = \sum_{i=0}^{2^{D-M}-1} P(h+i \cdot 2^M) \quad (6)$$

라 둘 수 있다. 따라서

$$\sigma_{\alpha^2} = \sum_{h=1}^{2^D-1} P(h) \tilde{A}_h(D) + b_p \sum_{h=1}^{2^D-1} \left[ \sum_{i=0}^{2^{D-M}-1} P(h+i \cdot 2^M) \right] A_h(M) \quad (7)$$

이고, 이를 식(4)에 대입하면 SNR가 된다.

- (2)  $M < C < D$ 인 경우

식(5)의 첫째항을 부호화된 부분( $C$ 비트)과 부호화되지 않은 부분( $D-C$ 비트)으로 나누고, 앞에서 가정

한 두 부분에서 동시에 오류가 발생하는 것을 무시하면

$$\sum_{h=1}^{2^D-1} P(h) \tilde{A}_h(D) = \sum_{h=1}^{2^C-1} P(h) \tilde{A}_h(D) + P \cdot \sum_{i=C}^{D-1} \tilde{A}_2^i(D) \quad (8)$$

이다. 여기서

$$P = \epsilon(1-\epsilon)^{D-C-1} \cdot (1-P_w) \quad (9)$$

$$P_w = \sum_{h=1}^{2^C-1} P(h) \quad (10)$$

$$\epsilon = Q(\sqrt{2\rho}) \quad (11)$$

$$\rho = \text{채널의 신호대 잡음비} \quad (12)$$

이다. 따라서 식(6)과 식(8)을 적용하면

$$\begin{aligned} \sigma_{\alpha^2} &= \sum_{h=1}^{2^C-1} P(h) \tilde{A}_h(D) + P \sum_{i=C}^{D-1} \tilde{A}_2^i(D) \\ &+ b_p \sum_{h=1}^{2^M-1} \left[ \sum_{i=0}^{2^{C-M}-1} P(h+i \cdot 2^M) \right] A_h(M) \end{aligned} \quad (13)$$

이다. 이를 식(4)에 대입하면 SNR가 된다.

- (3)  $C \leq M \leq D$

이 경우는 minimal 양자기 부호어의 일부만 보호하는 것으로, 32kbps DPCM에 부호율이  $r=3/4$ 인 길쌈부호를 사용할 때는  $M < 3$ 이고  $C=3$ 이므로 적용되지 않는다. 그러나 이론적인 계산식은 앞의 (2)의 경우와 같은 방법으로 식(5)의 첫째항과 둘째항을 각각 부호화된 부분과 부호화 되지 않는 부분으로 구분하여 정리하면 된다. 즉

$$\sum_{h=1}^{2^D-1} P(h) \tilde{A}_h(D) = \sum_{h=1}^{2^C-1} P(h) \tilde{A}_h(D) + P \cdot \sum_{i=C}^{D-1} \tilde{A}_2^i(D) \quad (14)$$

이고

$$\sum_{h=1}^{2^M-1} P(h) A_h(M) = \sum_{h=1}^{2^C-1} P(h) A_h(M) + P \cdot \sum_{i=C}^{M-1} A_2^i(M) \quad (15)$$

이다. 따라서

$$\begin{aligned} \sigma_{\alpha^2} &= \sum_{h=1}^{2^C-1} P(h) \tilde{A}_h(D) + P \cdot \sum_{i=C}^{D-1} \tilde{A}_2^i(D) \\ &+ b_p \left[ \sum_{h=1}^{2^C-1} P(h) A_h(M) + P \cdot \sum_{i=C}^{M-1} A_2^i(M) \right] \end{aligned} \quad (16)$$

이다. 이를 식(4)에 대입하면 SNR가 된다.

#### IV. 최적 길쌈부호의 발굴

부호율과 생성행렬이 지정된 길쌈부호가 주어지면, 정보어에 대한 각 오류 심볼형태가 지니는 오율을 컴퓨터를 통해 계산하고, 여기에 Embedded DPCM

의 format(M비트 및 B비트결정)에 적합한 수식을 식(7), 식(13) 그리고 식 (17)에서 선택하여 전송에 관련된 잡음전력을 구한다. 여기에서 양자화 잡음 전력을 계산하여 이들을 신호대 잡음비 표현식에 대입해서 계산하면, 주어진 길쌘부호의 부등 심볼오율이 고려된 신호대 잡음비이다.

부호율과 구속장이 지정되더라도, 연결행렬의 구성에 따라서 부호가 결정되며, 구속장이 클수록 부호의 수는 기하학적으로 증가된다. 동일한 부호율 및 구속장을 갖는 부호가운데서 신호대 잡음비가 최대인 것이 최적 길쌘부호가 된다. 즉, Embedded DPCM의 부호어의 중요도에 따라 오류에 제어되도록 부호화하는 것이 최적 길쌘부호인 것이다.

32kbps Embedded DPCM으로 부터 출력되는 E개의 비트가운데 C개( $C \leq E$ )를 선택하여 길쌘부호화시킨다. 본 논문에서는 길쌘부호를 사용하지 않으면  $E=D=4$ 가 된다. 따라서 본 논문의 전 내용에서 특별한 언급이 없는한  $E=4$ 로 한다. 길쌘부호를 사용하지 않고 그대로 전송하는 형식을 format 1로 지칭한다. 4비트 가운데서 중요도 순으로 2비트( $C=2$ )를 선택하여 부호율이  $r=2/3$ 인 것으로 길쌘부호화시키는 형식을 format 2라 한다. Format 2에서 minimal양자기의 비트수를  $M=2$ 로 하여 전송오류에 모두 보호되도록 한다. 그리고 4비트 가운데서 중요도 순으로 3비트( $C=3$ )을 선정하는 형식을 format 3으로 한다. Format 3에서는  $M=3$ 으로 하였다. 이러한 형식에 따라서 신호대 잡음비가 결정되고, 최적 길쌘부호를 발굴 사용할 수 있다. 상기한 몇가지 형식 및 최적 길쌘부호를 정리하면 다음 표 1과 같다. 표 1의 최적 길쌘부호는 octal로 표시한 것이다. 구속장이 크면 조합 가능한 연결 행렬의 수가 막대하여 최적인 부호를 찾는다는 엄청난 시간이 소요되어  $L=6$ 까지만 정리하였다.

본 연구에 사용되어진 예측기 차수는 1차, 입력확률 밀도 함수를 Laplacian,  $L_{01}=3.16$ 으로 하고 계산된 신호대 잡음비의 결과가 그림 5이다. 그림에서 보면 전송오류가 심한 영역에서는 동일한 전송율에서 길쌘부호를 사용한 시스템의 성능이 우수함을 알 수 있다.

V. 실험 및 고찰

다음의 그림 6는 저품질의 BSC에 대한 컴퓨터 시뮬레이션을 위한 블럭도이다.

음성신호는 3.4KHz의 저역통과 필터를 거쳐 8KHz로 샘플링 되는 A/D 변환기에 의하여 12비트로 양

표 1. 각 형식의 구조 및 최적길쌘부호

Table 1. Structure of the formats and optimum convolutional code.

Parameter	Format 1	Format 2	Format 3
E(quantization bits)	4	4	4
D(transmitted information bits)	4	3	3
M(minimal quantization bits)	4	2	2
C(protected bits)	0	2	3
r(code rate)	-	2/3	3/4
t(transmission rate)	32kbps	32kbps	32kbps
Constraint length(L)		5	5

부호율 구속장	L=4	L=5	L=6
r=2/3	5, 7, 16	16, 23, 31	27, 75, 72
r=3/4	3, 4, 6, 12	4, 11, 16, 35	13, 25, 61, 47

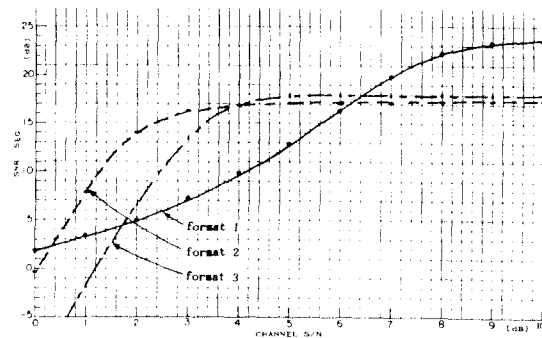


그림 5. L=5 길쌘부호에 대한 Embedded DPCM의 신호대 잡음비

Fig. 5. SNR of Embedded DPCM with the convolutional code of L=5.

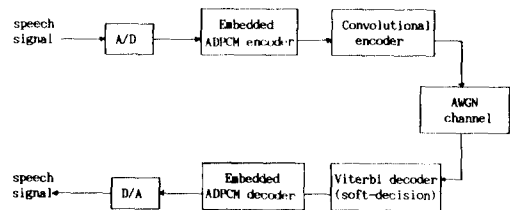


그림 6. 컴퓨터 시뮬레이션을 위한 블록도 선도 Fig. 6. Block diagram for computer simulation.

자화되었다. Embedded DPCM에서의 minimal 양자기의 스텝크기  $\delta$ 는 고정되고, 그리고 양자화 잡음은 overload 잡음을 무시하고 granular 잡음만으로 이루어진다고 가정하였다. 이러한 가정에 부응하도록 본 시뮬레이션에서는 one-word memory 적용 양자기를 minimal 양자기에 사용하였다. Embedded ADPCM의 부호는 SMC(sign magnitude code)로 하였다.

본 시뮬레이션에 사용한 적응 양자기의 현재 스텝크기  $\delta_r$ 는 바로 이전의  $\delta_{r-1}$ 에 승산계수  $M_1$ 가 곱해져서 정해진다. 즉,

$$\delta_r = \delta_{r-1} \cdot M_1 \tag{18}$$

여기서  $M_1$ 는 양자기의 비트수에 따라 달라지며, 3비트 양자기의 경우 4개의 승산계수가 있다.<sup>16)</sup> 양자기의 스텝크기는 최대치( $\delta_{max}$ )와 최소치( $\delta_{min}$ )의 범위 내에서 조정되며, 초기 스텝크기는  $\delta_{min}=4$ 로 그리고  $\delta_{max}/\delta_{min}=128$ (약 40dB)로 하였다. 그리고 양자기의 load factor는  $L=3.16$ 으로 하였다.

길쌈부호화에서는 형식 2(format 2)와 형식3(format 3)에 대해서 각각  $r=2/3$ 과  $r=3/4$ 를 사용하였다. Viterbi 복호과정에서 최종 수신경로를 결정하는 분절(truncation)의 길이는 100가지(branch)로 하였으며, 실험에서는 soft-decision(3bit quantization)을 사용하였다.<sup>17)</sup> 실험에서는 음성신호를 16ms간격으로 나누어 각 간격에 대해 신호대 잡음비를 구하고 이들을 평균하였다. 이 평균값을 SNR SEG로 하였다. 채널의 전송율은 모든 경우 32kbps이다.

그림 7은 시뮬레이션 결과이다. 본 실험에서 사용된 음성데이터는 4초분의 남자음성 2개, 여자음성 2개

를 사용하였다. 이들 그림에서 결과치(평균치)의 추세를 선들로 표시하였다. 채널의 상태가 7~8[dB]이 하인 경우는 채널의 비트오율이  $7.7 \times 10^{-4} \sim 2 \times 10^{-4}$ 보다 높은 저 품질이다. 이러한 저 품질 상태에서는 길쌈부호로 전송 오류를 정정시켜 전체 신호대 잡음비를 크게 개선시킬 수 있음을 알 수 있다.

채널부호화 하지 않는 경우, 시뮬레이션치와 이론치가 차이 나는 이유는 시뮬레이션에서는 minimal 복호기 입력비트가 4비트이며 ADPCM을 사용하였으므로 채널오류는 step크기의 적응에 큰 영향을 미치게 되어 재생된 신호는 원 신호와 큰 차이를 보이며, 정상상태에 도달할려면 일정한 시간이 걸리므로 전체적인 신호대 잡음비가 이론적인 값보다 떨어지게 된다. 그리고 채널부호화한 경우 이론치의 결과에 대해 심볼오율은 비트오율의 상한(upper bound)을 나타내어, 특히 낮은 채널의 신호대 잡음비에서는 비트오율의 실험값과 이론값이 근접하지 않으므로(loose), 이론치보다 실험치의 신호대 잡음비가 상향추세를 나타낸다. 이상의 두가지 사실을 고려하여 시뮬레이션 결과(그림 7)와 이론치의 결과(그림 5)와 비교하면 전체적 추세는 비슷함을 알 수 있다.

길쌈부호의 선택은 형식(format 2)에 해당되는 부호율  $r=2/3$ 이 더 우수하였다. 이러한 사실은 중요한 비트 2개를 선택하여 집중적으로 보호시키는 것이 3비트 모두 동시에 보호하는 것보다 신호대 잡음비가 높다는 것을 의미한다. 따라서 부호율이  $r=2/3$ 인 부호를 선택하는 것이 바람직하다.

### VI. 결 론

Embedded DPCM통신에서 비트오율이  $10^{-3}$ 보다 심한 저 품질의 채널에서는 양자화 잡음보다 전송오류에 의한 잡음이 통신 품질을 저하시키는 주 원인이 된다. 오류 정정 부호인 길쌈부호를 사용하여 이러한 문제점을 개선시킬 수 있다.

본 논문에서는 길쌈부호화된 Embedded DPCM 시스템의 신호대 잡음비를 해석하고 효과적으로 개선시키는 방법을 연구하였다. 본 논문에서 얻어진 주요 결과를 정리하면 다음과 같다.

첫째, 길쌈부호의 심볼오율은 서로 다른 오율을 가지므로, 이러한 부등 심볼 오율특성을 이용하여 Embedded DPCM의 중요한 심볼을 보다 더 전송오율로부터 보호되도록 부호화함으로써 시스템 성능을 개선시킬 수 있다.

둘째, 부등심볼 오율이 고려된 Embedded DPCM의 신호대 잡음비를 계산하였다. 따라서 Embedded DPCM

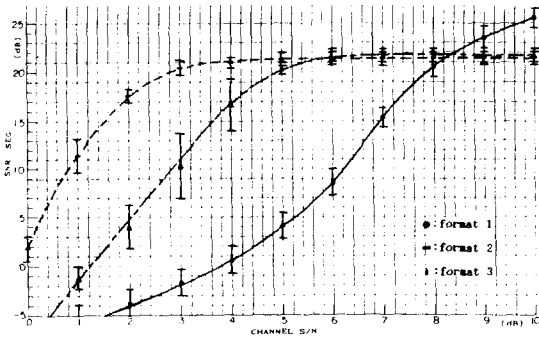


그림 7.  $L=5$  길쌈부호를 사용한 Embedded DPCM의 시뮬레이션에 의한 신호대 잡음비  
 Fig. 7. Simulated SNR of Embedded DPCM with the convolutional codes of  $L=5$ .

에 최적인 길쌘부호를 발굴할 수 있는 이론적 근거를 정립하였다.

세째, 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 음성 신호에 대해 실험하였으며, 신호대 잡음비가 이론적 추세로 개선됨을 확인하였다.

參 考 文 獻

[1] E.R. Berlekamp, "The Technology of Error-Correcting codes," *proceedings of the IEEE*, vol. 68, pp. 570-572, May 1980.

[2] G. Clark Jr and J. Calin, *Error-Correction Coding for Digital Communications*, New York: Plenum, 1981.

[3] D.J. Goodman, "Embedded DPCM for Variable Bit Rate Transmission," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-28, no. 7, pp. 1040-1046, July 1980.

[4] D.J. Goodman and C.E. Sundberg, "Transmission Errors and Forward Error Correction in Embedded Differential Pulse Code Modulation." *BSTJ*, vol. 62, no. 9, Nov. 1983.

[5] A. Viterbi and J. Omura, *Principle of digital communication and coding*, New York: McGraw-Hill, 1976, p. 247.

[6] N.S. Jayant, "Adaptive Quantization with a One-Word Memory," *BSTJ*, vol. 52, no. 7, pp. 1119-1144, Sept. 1973.

[7] G. Clark Jr and J. Cain, *Error-Correction Coding for Digital Communications*, New York: Plenum, 1981, pp. 26-34, and pp. 256-258.

著 者 紹 介



**林 鍾 秀 (正會員)**  
 1961年 9月 13日生. 1988年 2月  
 경북대학교 전자공학과 졸업. 1990  
 年 8月 경북대학교 대학원 전자  
 공학과 석사학위 취득. 1990年 12  
 月~현재 한국이동통신주식회사  
 근무. 주관심분야는 부호기술 및

디지털통신 등임.

**李 相 坤 (正會員)** 第27卷 第2號 參照  
 현재 경북대학교 전자공학과  
 조교



**文 相 在 (正會員)** 第26卷 第3號 參照  
 현재 경북대학교 전자공학과  
 부교수