

論文 90-27-4-1

음성 부호기용 채널 부호화기의 구현 및 성능 분석

(Channel Coder Implementation and Performance Analysis for Speech Coding: Considering bit Importance of Speech Information-part III)

康 法 周*, 金 善 榮*, 李 相 天*, 金 英 植*

(Bub Ju Kang, Sun Young Kim, Sang Cheon Lee, and Young Sik Kim)

要 約

음성을 부호화하게 되면, 음성 정보 비트들은 채널 에러에 대하여 각기 다른 에러 감도를 갖기 때문에 효율적으로 음성부호기용 채널 부호화기를 실현하려면, 음성 정보 비트들의 중요성에 따라 채널 부호화율을 가변하여 실현하여야 한다.

본 논문에서는 12 kbps 음성 정보 전송을 위한, 채널 부호 전송율 4kbps인 채널 부호화기를 실현함에 있어, 음성 정보 비트들의 에러 감도 분석과 각 RCPC(rate compatible punctured convolutional) 부호들의 경관정 복호후 오율분석을 통하여 채널 부호화 방식을 선정하였다. Coherent QPSK, Rayleigh 페이딩 채널로 가정하여 성능 분석한 결과, 7 dB 채널 SNR일때 채널 부호화를 하지 않은 경우보다 4단계 비균등 에러 제어시에 음성 SEGSNR이 10dB 정도의 이익을 보였다.

Abstract

In speech coding scheme, because information bits have different error sensitivities over channel errors, the channel coder for combining with speech coding should be realized by the variable coding rate considering the bit importance of speech information bits.

In realizing the 4 kbps channel coder for 12 kbps speech, this paper have chosen the channel coding method by analyzing the hard - decision post- decoding error rate of RCPC (Rate Compatible Punctured Convolutional) codes and bit error sensitivity of 12 kbps speech.

Under the coherent QPSK and Rayleigh fading channel, the performance analysis has showed that 10 dB gain was obtained in speech SEGSNR by 4 - level unequal error protection, which was compared with the case of no channel coding at 7dB channel SNR.

I. 서 론

이동통신분야의 급증하는 수요에 대처하고 종합적으로 정보를 서비스하기 위한 디지털 통신망과의 연동을 목적으로 이동통신의 디지털화가 대두하게 되었다. 그런데 이동통신 환경하에서는 다경로 전파 및 이동체 속도로 인한 페이딩 현상이 나타난다. 이러한

페이딩 현상은 디지털 이동통신에서 연집에러 및 산발에러를 유발하여 통화 품질 열화의 주요 원인이 되기 때문에 이의 대책기술이 필요하다. 이는 저 전송율 음성 부호화의 경우일수록 각 정보 비트들의 중요성이 커져 전송시 이를 보호해주는 페이딩 대책기술이 더욱 요망된다.

따라서 본 논문은 이동통신용 음성 부호화기에 대한 페이딩 대책기술중 채널 부호화 방식의 실현, 구현 그리고 성능 분석에 대해 기술하고자 한다.

디지털 이동통신에서 주로 사용하고 있는 채널 부

*正會員, 韓國電子通信研究所
(Dept. of Mobile Comm, ETRI)
接受日字: 1989年 8月 16日

호 방식은 RS (reed-solomon) 부호, BCH (bose-chaudhuri-hocquenghem) 부호, 길쌈 부호 등이다. 이중 RS 부호는 연집 에러 및 산발 에러를 정정함으로써 디지털이동통신의 채널 부호 방식으로 가장 우수한 것으로 알려져 왔다.¹¹⁾

그러나, 현재 연구중에 있는 음성부호 방식인 DSBC (dynamic bit allocation sub-band coding), RPE-LTP (regular pulse excited long term prediction), CELP (code excited linear prediction), TC-WVQ (transform coding-weighted vector quantizer)는 음성 부호화된 정보 비트들의 중요도가 서로 다르다. 이를 정보 비트들의 에러 감도라 하는데, 이 비트들의 에러 감도에 따라 부호화율을 가변하여 채널부호화를 구현하면 고정된 부호화율로 구성된 채널 부호화보다 동일한 대역폭내에서 우수한 에러 제어 성능을 갖는다. 그런데, RS 부호나 BCH부호는 이렇게 부호화율을 가변하여 채널 부호화를 구현하는데 다소 어려움이 있으나 길쌈 부호는 이를 구현하는데 구조적으로 용이하다.¹²⁾ 이러한 연유로 부호화율을 가변하여 채널 부호화를 실현하는데 RS 부호나 BCH 부호보다 길쌈부호가 유리한 반면, 연집 에러인 경우에 RS부호에 비해 길쌈 부호의 에러 제어 성능은 약해진다. 따라서, 길쌈부호를 이동통신에 적용하려면 연집 에러를 산발에러로 바꾸는 인터리빙 기법이 필요하다. 이는 한프레임 또는 두, 세 프레임의 메모리에 모아 수행하므로 정보 전송 지연이 수반된다. 그러므로 실시간 내에 수행할 수 있도록 인터리빙의 크기 및 방식을 적합하게 선정해야 한다. 본 논문의 경우 실시간 처리를 고려하여, 한프레임에 대해 블럭 인터리빙을 구현하였다.

그림 1은 채널 부호화의 구현 절차를 나타낸다. 여기서 음성 부호화는 가변 비트 할당 DSBC 방식을 선정하였으며, 채널 부호화는 RCPC부호화 방식을 택하였다. 이 경우, 총 전송율은 16kbps이고, 이중 음성 정보 전송율은 12kbps이고 프레임 sync. 및 채널 부호 전송율은 4kbps이다. 이같은 절차에 의해 각정보 비트의 에러에 대한 영향을 고려하여 구성한 2단계, 3단계, 4단계 비 균등 에러 제어에 대한 복호후의 오류를 분석하여 최적 채널 부호화 방식을 확정한다.

II. 음성 정보 비트의 에러 감도 분석

음성을 디지털로 부호화하면, 음성 정보 비트는 각기 다른 중요도를 갖는다. DSBC의 경우도 각 부대역의 음성 정보 비트들은 에러 발생시의 영향(error

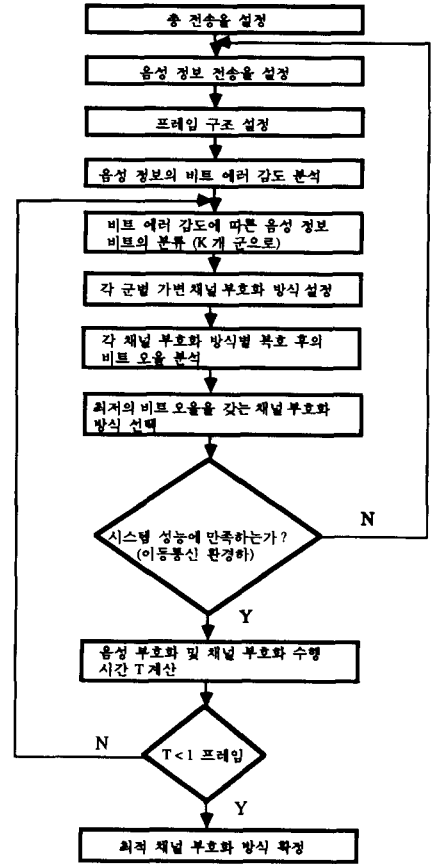


그림 1. 채널 부호화기 구현 흐름도
Fig. 1. Flow chart of channel code Implementation.

sensitivity)이 각기 다르다. 이같은 임의의 비트 에러 발생시 영향에 대한 분석은 매 프레임마다 음성정보 비트들의 에러 감도를 구하여 평균치를 구하면 된다.¹¹⁾

한 프레임 T_b (16ms)의 원래 음성 $s(t)$ 를 N (190) 비트로 부호화한 후, 이를 재구성한 음성을 $r(t)$ 라 하고, N 비트들에 의해 $2^n - 1$ 경우로 오류를 발생시킨 후 재구성한 음성을 $r_e(t)$ 라 하자. 이때 j 번째 프레임의 신호 및 잡음전력은 다음과 같다.

$$p^{(j)} = \frac{1}{T_b} \int_{j-1T_b}^{jT_b} [s(t)]^2 dt \tag{1}$$

$$n^{(j)} = \frac{1}{T_b} \int_{j-1T_b}^{jT_b} [s(t) - r(t)]^2 dt + \sum_{e=1}^{2^n-1} P_e \left\{ \frac{1}{T_b} \int_{j-1T_b}^{jT_b} [(s(t) - r_e(t))^2 + 2(s(t) - r_e(t))(r(t) - r_e(t))] dt \right\} \tag{2}$$

채널 에러 확률이 P_e 일 경우, j 번째 프레임의 신호 대 잡음비는 식(3)과 같고 J 개의 프레임에 대하여 평균한 신호대 잡음비는 식(4)와 같이 표현된다.

$$SEGSNR^{(j)} = 10 \log_{10} p^j / n^{(j)} \quad (3)$$

$$SEGSNR = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J 10 \log p^j / n^{(j)} \quad (4)$$

그런데 식(4)의 SEGSNR은 $2^N - 1$ 에러 패턴에 대한 해석을 각 비트 에러 패턴 N 의 경우로 줄여 해석할 때 음성 정보의 각 비트에 대한 에러 영향은 첫번째 비트부터 N 번째 비트까지 한 비트씩 에러를 발생 한 후, 그 비트에 대한 에러 영향을 구하면 된다.^[1]

즉, i 번째 비트에 에러가 발생한 경우 잡음 전력은 식(5)와 같이 표현 할 수 있다.

$$n_i^{(j)} = \frac{1}{T_b} \int_{j-1T_b}^{jT_b} [s(t) - r(t)]^2 dt + \frac{1}{T_b} \int_{j-1T_b}^{jT_b} [s(t) - r_1(t)]^2 + 2[s(t) - r(t)][r(t) - r_1(t)] dt \quad (5)$$

이상의 과정에 의해 그림 2는 음성정보 전송율이 12 kbps인 DSBC방식의 음성 데이터 237 프레임에 대하여 음성정보 비트의 에러감도를 분석한 결과이다.

이는 전송 에러가 없는 경우, 음성 SEGSNR이 8.451 dB인 4초간의 남자음성에 대해 분석한 것이다. 1번째 비트부터 190번째 비트까지 차례로 에러를 발생하여 재구성한 음성의 SEGSNR을 그런것으로 종축은 재구성된 음성의 SNR이고 횡축에서 1~30 비트는 보조정보(side information)의 에너지이고 30~190 비트는 4, 3, 2, 1로 가변비트 할당 했을때의 각각의 음성정보 비트를 나타낸다. 이로부터 음성의 부호(sign) 및 크기(magnitude)를 나타내는 비트들 보다 부대역의 에너지를 나타내는 보조 정보 비트들이 채널 에러에 민감함을 알 수 있고 크기는 음성의 SEGSNR이 15 dB 정도의 열화가 있음을 알 수 있다.

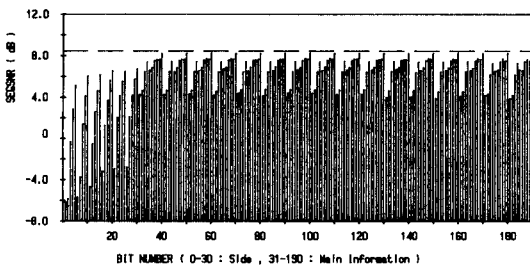


그림 2. 12 kbps 음성 부호기의 비트 에러 감도
Fig. 2. Bit error sensitivities of 12 kbps speech coder.

Ⅲ. RCPC 부호

그림 2에서 보는바와 같이 음성 정보 비트들은 에러에 대한 영향(error sensitivity)이 서로 다르다.

이같이 비트 중요도가 서로 다르므로 N 개의 비트들은 중요도에 따라 K 개의 군으로 분류하여 부호화율이 다른 K 개의 채널 부호화기로 부호화 및 복호화하는 것이 바람직하다.

이런 채널부호 방식을 RCPC 부호라 하는데, 이는 원래 부호(mother code)에서 출력되는 부호열을 일정한 주기 P 를 갖는 puncturing map으로 비트들을 소거함으로써 구성할 수 있다.

예를 들어, 부호화율 $r=1/2$, 메모리 $m=3$, 그리고 생성행렬 $g = [1111]$ 로 구성된 길쌈 부호에서 다음의 puncturing map $a(1), a(2), a(3), a(4)$ 로 부호화율 r 이 $\frac{8}{10}, \frac{8}{12}, \frac{8}{14}, \frac{8}{16}$ 인 길쌈 부호들이 구성된다.^[2,4]

$$\begin{aligned} a(1) &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1] \\ a(2) &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1] \\ a(3) &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1] \\ a(4) &= [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1] \end{aligned} \quad (6)$$

즉, 부호화율 $1/n$ 의 원래 부호로부터 부호화율 $r = P/(p+L)$, $L=1, 2, \dots, (n-1)P$ 를 갖는 punctured 부호를 구성할 수 있으며 이는 $n \leq 4, p \leq 8$, 그리고 $m \leq 6$ 일때 가능하다.^[3] 따라서 N_1, N_2, \dots, N_k 으로 K 개의 정보 비트 군으로 분류해서 puncturing map $a(L_1), a(L_2), \dots, a(L_k)$ 에 의해 채널 부호화한 총 부호화율은 식(7)과 같이 표현된다.

$$r = \frac{\sum_{i=1}^k N_i P}{\sum_{i=1}^k N_i P + \sum_{i=1}^k N_i L_i} = \frac{N}{N + N_r} \quad (7)$$

(7)식에서 $\sum_{i=1}^k L_i N_i$ 는 잉여 비트들을 뜻한다.

그러므로, 각 RCPC 부호의 부호화율 r 은 $p/(p+L_i)$, $i=1, 2, \dots, k$ 로 나타내는데 L_i 는 다음식을 만족하여야 한다.

$$N_r = \sum_{i=1}^k \frac{N_i}{P} L_i = N \frac{1-r}{r} \quad (8)$$

(8)식에서 L_i 에 대한 선택은 $0, 1, 2, \dots, (n-1)P$ 로 제한된다. 다음절은 이의 복호 방법을 다룬다.

Ⅳ. Viterbi 복호

Viterbi 복호는 수신된 비트열에 확률적으로 가장 근사한 경로를 선택하는 Maximum Likelihood 복호이다.^[4] RCPC 부호도 기존의 복호 방법과 마찬가지로

상태 판정, 즉 A-C-S (add-compare-select) 과정을 경로 길이 T만큼 반복함으로써 복호를 수행하게 된다.

수신된 값을 Y_{ij} 라하고 m번째 부호열을 $X_{ij}^{(m)}$ 이라 하면 ML판정은 다음식에 의한다. 여기서 i는 전송된 부호열 $i=1, 2, \dots, n$ 을 나타내고 j는 상태의 수 $j=1, 2, 3, \dots, 2^m$ 을 나타낸다.^[3]

$$P_r \{Y/X^{(m)}\} > P_r \{Y/X^{(m')}\} \text{ for all } m=m' \quad (9)$$

결국 상태의 총수가 J이고 metric를 λ 라 할때 Viterbi복호는 Y_{ij} 에 대해 Maximum Likelihood Metric를 갖는 경로를 찾는 것으로 (10)식과 같다.

$$\text{Max}_m \sum_{j=1}^J \lambda_j \quad (10)$$

여기서 부호열 길이가 n인 RCPC부호의 복호에서, 각 경로 구간마다 metric 증가 즉 λ_j 는 식(11)과 같이 표현하는데,

$$\lambda_j = \sum_{i=1}^n a_{ij} X_{ij}^{(m)} Y_{ij} \quad (11)$$

이식에서 $a_{ij}=0$ 이면 Y_{ij} 에 대한 복호는 행하지 않는다. 이는 puncturing map에 의해 소거된 비트들은 복호시에 소거된 위치에 dummy 비트를 주입하지만, 이 비트에 대해 metric은 계산하지 않는다는 의미이다.

다음으로 최저비트 오류율을 갖는 채널 부호화 방식 선정을 위해 이러한 RCPC 부호의 오류 분석에 대해 고찰해 보자. 부호화율이 r인 길쌈 부호의 자유거리를 d_r 원래 경로에서 벗어난 error weight d가 d_r 보다 큰 모든 에러 경로에서 발생하는 에러 비트의 수를 C_d , 그리고 puncturing 주기를 P라 하면 Viterbi 복호후의 비트오율은 식(12)와 같다.^[4]

$$P_b \leq \frac{1}{P} \sum_{d=d_r}^{\infty} C_d P_d \quad (12)$$

식(12)에서, P_d 는 거리(distance) d에서 에러 경로가 존재할 확률로서 경판정(hard-decision)에 의한 Viterbi 복호의 경우 P_d 는 다음으로 나타낸다.

$$P_d = \begin{cases} \sum_{e=\frac{d+1}{2}}^d \binom{d}{e} (P_e)^e (1-P_e)^{d-e} & d; \text{odd} \\ P_{d-1} & d; \text{even} \end{cases} \quad (13)$$

여기서 P_e 는 채널 비트 오류율로써, coherent QPSK 경우 가우시안 환경하의 비트오율은 식(14)와 같고

$$P_{e \text{ QPSK}} = \frac{1}{2} \text{erfc} (\sqrt{E_b/N_0}) \quad (14)$$

Rayleigh 페이딩 환경하의 비트오율은 식(15)으로 표

현된다.

$$P_{e \text{ FADE}} = \int_0^{\infty} P_{e \text{ QPSK}} P_r(r) dr \quad (15)$$

이 식에서 $P_r(r)$ 은 다음과 같은 Rayleigh페이딩 확률 밀도 함수를 의미한다.

$$P_r(r) = 2r \exp(-r^2) \quad (16)$$

또한, L_k 에 따라 RCPC 부호의 부호화율 r이 변하므로 SNR(signal to noise ratio)과 CNR(carrier to noise ratio)의 관계는 식(17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\text{SNR} = \text{CNR} - 10 \log(P/(P+L_k)), L_k = 1, 2, \dots, (n-1)p \quad (17)$$

이상의 식들로 부터 Viterbi 복호 후의 비트 오류율을 구할 수 있다.

그림 3은 (15)식에 의해 부호화율 $r=1/2$, 메모리 $m=3$ 이고 생성행렬 $g=[1111]$ 로 구성된 원래 부호에서 식(6)의 a(1), a(2), a(3), a(4)로 채널부호화 한 길쌈부호들의 경판정 복호 후 비트오율을 그린 것이다.

또한 아래의 표1은 위와 같은 구성요소와 puncturing 주기가 8이고 메모리가 3인 각각의 RCPC 부호들이 갖는(12)식의 C_d 값들이다.^[2]

이상으로 부터 먼저 비트 중요도에 따라 음성정보

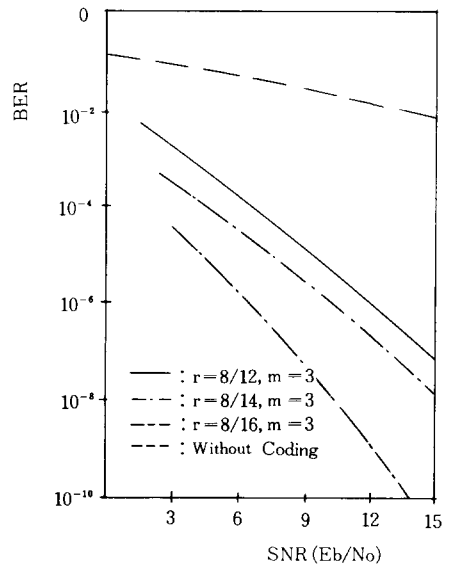


그림 3. $r=8/12, 8/14, 8/16, 16/16$ 인 RCPC부호의 경판정 복호후의 비트오율

Fig. 3. Hard-Decision Post-Decoding BER of RCPC codes, $r=8/12, 8/14, 8/16, 16/16$.

표 1. 메모리 m=3과 puncturing 주기 p=8을 갖는 RCPC 부호들의 C_a 값

Table 1. Puncturing tables A(L) and C values for RCPC codes with m=3, P=8 and $r=P/(P+L)$, $K^d=1, 2, \dots, 16$.

RCPC CODE:M=3

Distance	8/9	8/10	8/12	8/14	8/16	8/18	8/20	8/22	8/24
	8/9 1110 1110 1001 0001 0000 0000	4/5 1110 1110 1001 1001 0000 0000	4/6 1110 1110 1101 1101 0000 0000	4/7 1111 1111 1101 1101 0000 0000	1/2 1111 1111 1111 1111 0000 0000	4/9 1111 1111 1111 1111 1000 1000	2/5 1111 1111 1111 1111 1010 1010	4/11 1111 1111 1111 1111 1110 1110	1/3 1111 1111 1111 1111 1111 1111
2	21								
3	509	62							
4	7759	528	32	4					
5	99172	3894	156	0					
6	1168056	26580	736	160	16	4			
7	13088533	171784	2990	0	56	22	8		
8		1070980	12030	1606	144	34	16	10	
9			46688	0	392	118	24	20	
10					1040	286	92	22	48
11					2664	580	200	58	0
12							336	140	48
13								284	0
14									464
15									0
16									
17									
18									
19									
20									

를 k개의 군으로 나누어 각군별로 부호화율이 다른 길쌈 부호화를하여 복호시 SEGSNR에 따른 최소비트오율을 갖는 RCPC 부호화 방식을 차례로 선정할 수 있다.

다음절에 이들을 연계하여 성능을 분석한다.

V. 음성 부호 및 채널 부호의 연계 성능분석

그림 2를 다시 살펴보면, 각 정보 비트 마다 에러를 발생하여, 237 프레임에 대해 평균치를 구한 190 비트들의 에러 감도를 도시한 것으로, 채널 전송 에러가 없는 경우 SEGSNR은 8.451 dB이다. 이때 가장 큰 에너지를 갖는 보조에너지 정보의 MSB에 에러가 발생하였다면, 15 dB 정도의 열화가 있게 된다. 이처럼 해당되는 비트에 에러가 발생하였을 경우, 열화의 정도가 다른데, 열화의 정도에 따라 음성 정보 비트를 k군으로 분류한 후, 군 별 중요도에 따라 RCPC부호 방식으로 채널 부호화한 경우들에 대해 coherent QPSK, Rayleigh 페이딩 채널에서 오

율분석을 하고자 한다.

먼저 190 비트들에 대해 각 비트의 에러 감도에 따라 분류하면 표 2와 같이 12군으로 나눌 수 있다.

표 2. 비트의 에러 감도에 따른 12군 분류

Table 2. 12 group classifications considering error sensitivity of each bit.

Spec of allocation bits	# of allocation bits	degree of bit importance
side info. bits (1, 2, 3 band)	15	1
side info. bits (4, 5, 6 band)	15	2
1 st sign bits	16	3
1 st mag1 bits	16	4
1 st mag2 bits	"	5
2nd sign bits	"	6
2nd mag1 bits	"	7
1 st mag3 bits	"	8
2nd mag2 bits	"	9
3rd sign bits	"	10
3rd mag1 bits	"	11
4th sign bits	"	12

위의 표 2에서 sign 비트와 mag.비트 앞의 1st, 2nd 3rd, 4th는 첫번째 두번째, 세번째, 그리고 네번째로 큰 에너지를 갖는 부대역을 뜻한다.

이렇게 12군으로 분류된 음성 정보 비트 군을 에러 감도에 따라서 2군, 3군, 그리고 4군으로 다시 분류하여 RCPC 부호를 구성하면 표 3, 4, 5와 같다.

표 3. 2 단계 비균등 에러 제어

Table 3. 2-level unequal error control.

subframe	code rate	speech bits	protection bits	code bits
8 × 16	1	128	0	128
4 × 16	1/2	64(sync. bit2)	64	128

표 4. 3 단계 비균등 에러 제어

Table 4. 3-level unequal error control.

subframe	code rate	speech bits	protection bits	code bits
7 × 16	1	112	0	112
4 × 16	4/7	(sync. bit1)	48	12
1 × 16	1/2	(sync. bit1)	16	32

표 5. 4 단계 비균등 에러 제어

Table 5. 4-level unequal error control.

subframe	code rate	speech bits	protection bits	code bits
6 × 16	1	96	0	96
3 × 16	4/6	48	24	72
2 × 16	4/7	32(sync. bit1)	24	56
1 × 16	1/2	16(sync. bit1)	16	32

위와 같이 2단계, 3단계, 그리고 4 단계 비균등 에러 제어에 대하여, Coherent QPSK, Rayleigh 페이딩 채널에서 채널SNR에 대한 음성 SEGSNR의 관계를 그린 것이 그림 4와 같다.

그림 4를 고찰해보면 채널SNR이 7dB 일때, 채널 부호화를 하지 않은 경우와 4단계 비균등 에러 제어를 한 경우와는 음성 SEGSNR에서 10dB 정도의 차이가 있다. 또한 음성 정보 전송율이 12kbps이고 채널 부호 전송율이 4kbps로 모두 같게 구성했음에도 불구하고 4단계 비균등 에러 제어를 한 경우가 가장 높은 음성 SEGSNR을 나타냄을 알 수 있다. 그러나 단계를 증가하게 되면 DSP 칩을 이용한 채널 부호화를 구현할 때 실시간 내에 복호를 수행하지 못하는 경우도 있다. 따라서 단계의 수와 채널복호 수행 시간을 상호 고려하여 채널 부호화를 구현해야 한다. 길쌈 부호의 경우, 부호화율이 k/n 이고 메모리가 m

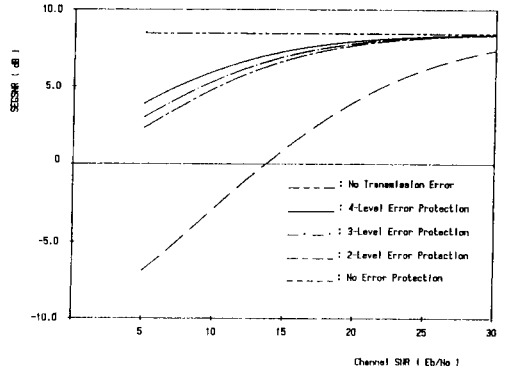


그림 4. 레일리 페이딩 환경하의 채널 SNR과 음성 SEGSNR의 관계

Fig. 4. Channel SNR vs. Speech SNR under the Rayleigh Fading Channel.

일때 trellis 다이어그램의 각단계에서 나가는 가지(branch)의 수는 2^k 이고 상태(state)의 수는 2^{km} 이다. 이는 정보길이 K 와 메모리 m 이 길어짐에 따라 Viterbi복호는 지수함수로 복잡하게 됨을 의미한다. 그러므로 길쌈부호로 채널 부호화를 실현하려면 에러 감도에 따른 에러 제어단계수 및 메모리 m 과 복호 방법(경관정 및 원관정)에 대한 고려가 있어야 한다. 또한 부호화율 k/n , $k=2, 3, \dots, n-1$ 를 갖는 길쌈부호를 구성하려면 그 길쌈부호의 부호화 및 복호화는 지수함수로 복잡해지므로, 원래부호 $1/n$, $n \leq 4$ 에서 일정한 주기를 갖는 puncturing map으로 출력되는 부호열을 소거함으로써 부호화율이 높은 길쌈부호를 구성하는 것이 복잡도를 줄일 수 있다.

따라서본 논문에서는 부호화율 $r=1/2$, 메모리 $m=3$, 생성행렬 $g=[1111]$ 를 갖는 길쌈부호를 puncturing map 주기가 8인 식(6)의 $a(2)$, $a(3)$, $a(4)$ 를 이용하여 4단계 비 균등 에러 제어를 구현하였다.

또한 인터리빙은 음성부호화 및 채널부호화 그리고 control이 실시간내에 구현되어야 하므로 한 프레임 내에 실시하였으며, 구현하는데 이용된 DSP 칩은 TMS320C25이고 인터리빙, 디인터리빙 및 부호화, 복호화를 수행하는데 걸린 시간은 4ms 정도가 되었다.

VI. 결 론

본 논문에서는 음성정보의 비트별 중요성에 따라 부호화율을 가변하여 구성한 채널 부호화 방식, 즉 원래 길쌈 부호를 Puncturing Map에 의해 일정한 주

기로 출력되는 비트열을 소거함으로써 구성되는 RCPC부호들을 실현하였다. 또한 coherent QPSK와 Rayleigh페이딩 채널에서 음성 부호와 채널부호화의 연계된 성능분석을 통한 최적 채널 부호화방식 선정 을 제시했으며, 이의성능분석 결과에 의해 4단계 비 균등 에러 제어를 TMS320C25를 이용하여 구현하였 다.

이경우, 한프레임에 대해 블럭 인터리빙 및 경관 정 복호로 구현했으며, 성능분석에 의하면 채널 SNR이 7dB 일때 10 dB 정도의 음성 SEGSNR이 향 상됨을 알 수 있었다.

參 考 文 獻

[1] J. Hagenauer, N. Seshadri and W. Sunberg, "Variable - Rate Sub-Band Speech Coding and Matched Channel coding for Mobile Radio Channels," *IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 136-146, June 1988, Philadelphia, Pennsylvania.

[2] J. Hagenauer, "Rate Compatible Punctured Convolutional (RCPC) Codes, and Their Application," *IEEE Trans. on Common.*, vol. 36, no. 4, pp. 389-400, April 1988.

[3] J. Hagenauer, N. Seshadri and C - E.W. Sunberg, "The Performance of Rate Compatible Punctured Convolutional Codes for Future Digital Mobile Radio," *IEEE Trans. VTC Conf.*, pp. 22-29, 1988.

[4] G.C. Clark and J.B. Cain, *Error Correcting Coding for Digital Communication*, Plenum Press, New York, 1981.

[5] Y. Yasuda, K. Kashiki and Y. Hirata, "High Rate Punctured Convolutional Codes for Soft Decision Viterbi Decoding," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 32, pp. 315-319, March 1984.

[6] Sun Y. Kim, Bob J. Kang, Sang C. Lee, "Real Time Implementation of a SBC Speech Codes for Digital Mobile Communications (with dynamic bit allocation and channel coding - part II)," in *Submission to KIEE J.*, July 1989.

[7] R.V. Cox, et al., "New Directions in Sub Band Coding," *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, pp.391-409, Feb. 1988.

著 者 紹 介



康 法 周 (正會員)
1961年 8月 20日生. 1983年 경 회대 전자공학과 졸업(학사) 1985 年 연세대 전자공학과 졸업(석사) 현재 한국전자통신연구소 이동통 신연구실 근무. 주관심분야는 음 성처리 및 디지털 통신 등임.



金 善 榮 (正會員)
1957年 2月 10日生. 1982年 동국 대 전자공학과 졸업(학사) 1984年 동국대 전자공학과 졸업(석사). 1985年~현재 동국대 박사과정. 한국전자통신연구소 이동통신 연 구실 근무. 주관심분야는 음성및 적용신호처리 등임.

李 相 天 (正會員) 第26卷 第12號 參照
현재 한국전자통신연구소 동통신 연구실 근무

金 英 植 (正會員)
1952年 1月 10日生. 1973年 고려대학교 전자공학과 학사학위 취득. 1977年 고려대학교 전자공학과 석사 학위 취득. 1988年 Univ. of Massachusetta 박사학위 취득. 현재 한국전자통신연구소 이동통신연구실. 주 관심분야는 MMW/mw devices 및 applications 고려 고 digital land/sattelite mobile communication.