

이동통신시스템을 위한 소스 코더와 결합된 채널코딩 방법 연구

김종현*, 이인성*, 강석봉**, 이정구**

*충북대학교 전자공학과

**한국전자통신연구원 이동통신기술연구단 무선제어 연구실

E-mail : kjh2554@trut.chungbuk.ac.kr

Channel Coding Design Combined with Source Coder for Mobile Communication Systems

Jongheon Kim*, Insung Lee*, Seokbong Kang**, Jeonggu Lee**

*Dept. of Radio Engineering, Chungbuk National Univ.

**Electronics and Telecommunication Research Institute

E-mail : kjh2554@trut.chungbuk.ac.kr

ABSTRACT

In this study, the efficient channel coding method combined with CS-ACELP is proposed. The same convolutional coder and Viterbi decoder of CDMA mobile communication system is used as channel coder. To make the best available use of limited channel coding redundancy, unequal error protection of speech packet data is performed in channel coder. The punctured convolutional coder is used for variable rate allocation. But, the overall code rate is given by 2. The performance of proposed coder is analyzed and simulated in a Rayleigh fading channel.

Experimental results show that the objective and subjective speech quality of variable rate channel coding methods are superior to those of non-variable channel coding method.

I. 서론

채널코더와 소스코더의 결합에 있어서 최적의 방법을 찾는 연구는 Shannon이 정보 이론을 정립할 당시부터 제기된 문제로서 이론적으로 많은 연구가 진행되어 왔으며 아직도 많은 연구 결과가 발표되고 있다.^{[1][2]} 그러나 소스를 비교적 간단한 랜덤 프로세스로 모델링하였기 때문에 이론적으로 도출된 최적의 소스/채널 코더는 실제 모델이 복잡하고 시간적으로 모델 파라미터 값이 변하는 음성이나 영상 신호의 소스/채널 결합 코더에서 잘 적용되지 못하고 있다. 따라서 각 소스코더의 종류와 방식에 따라 실험적인 결합 방법을 사용하고 있다. 대부분 새로운 소스코딩 방법이 발표되면 이와 결합된 효율적인 채널코딩 방법은 소스코더의 특성에 따라 달리 연구되어왔다. 소스코더 출력데이터의 비트에러 감응도(Sensitivity)에 따라 차등적으로 채널 코딩하는 방법은 여러 통신 시스템에서 적용되었으며, DPCM, Subband coding 방식의 영상코더와 PCM, Subband coding, CELP등 음성코더에서 사용되었다.^{[2][3][4]}

본 논문에서는 최근에 ITU-T 표준안으로 채택된 CS-ACELP 소스코더와 결합된 채널코딩 방법을 제시한다. CS-ACELP(ITU-T G.729)음성코더는 8Kbps 전송율에서 명료한 음성(Toll quality)을 내며, 한국,일본,유럽등에서 IMT-2000 시스템의 음성코더로 사용하기 위한 연구를 수행하고 있다. 본 논문에서는 CS-ACELP 음성코더의 출력 패킷 데이터의 중요도를 검사한 후 각각의 중요도에 따라 채널코더의 코드를 달리하는 방법을 제안

하였으며, 소스코더의 특성과 관계없이 일괄적으로 채널 코딩하는 방법과 성능을 비교하여 IMT-2000 시스템에 적용 가능성을 제시한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 2장에서는 CS-ACELP(ITU-T G.729)에 대한 알고리즘을 설명하며, 3장에서는 채널코딩 방법으로 사용한 RCP코더에 대해 설명한다. 4장에서는 모의 실험을 통해 기존의 방법과 제안된 방법의 결과를 비교하며, 5장에서는 결론을 맺는다.

II. CS-ACELP 보코더 알고리즘 (ITU-T G.729)

8Kbps 전송율에서 동작하는 CS-ACELP (Conjugate-Structure Algebraic-Code-Excited Linear-Predicting)코더는 CELP 모델에 기본을 둔다. CS-ACELP 알고리즘의 인코더는 10 ms 음성 프레임마다, 음성신호를 분석하여 CELP 모델 파라미터를 추출한다. 추출된 음성 파라미터들은 프레임당 80 비트를 할당하여 인코딩되어 전송되어진다. 인코딩 과정에서 사용되는 모델 파라미터와 비트 할당은 표 1에 나타나 있다.

표 1. 8Kbps CS-ACELP 알고리즘의 비트할당

Table 1. Bit allocation ation of the 8Kbps CS-ACELP algorithm

파라미터	코드워드	부프레임1	부프레임2	비트 수
LSP	L0,L1,L2,L3			18
적용코드북지연	P1,P2	8	5	13
피치 지연 party	P0	1		1
고정코드북인덱스	C1,C2	13	13	26
고정코드북부호	S1,S2	4	4	8
코드북이득 1	GA1,GA2	3	3	6
코드북이득 2	GB1,GB2	4	4	8
Total				80

전체적 CS-ACELP 알고리즘의 인코딩 과정은 그림 1에 나타나 있다. 처음에 입력음성신호는 고역필터를 통과한 후 자기상관 방법을 사용하여 선형예측계수(LPC)를 추출한다. LPC 계수의 계산 및 전송은 10ms 프레임당 한번 수행되어진다. 음성 신호의 스펙트럼 포폭선 정보를 나타내는 LPC 계수의 전송을 위해 LPC 계수는 Line Spectrum Pairs(LSP) 파라미터로 변환된다. LSP 파라미터는 18비트를 사용하여 2단 예측 벡터 양자화된다. MA 예측기 분리(Split) 벡터 양자화 방법이 사용된다. 적용 코드북과 고정 코드북 파라미터는 5 ms 부프레임 마다 검색되어 전송되어진다. 피치 지연의 검색 시 계산량을 줄이기 위해 전 피치지연에 대해 페구간 검

색방법을 사용하지 않고 개구간 피치 검색 방법을 통해 대략의 피치 지연을 예측한 후 폐구간 검색을 수행한다. 폐구간 검색에서는 개구간 방법에 의한 예측된 피치 지연의 주변 값만을 검색하여 정확히 피치 지연을 예측한다. 검색되어지는 피치지연은 1/3 샘플 피치 지연 분해도를 갖는다. 피치지연 값은 첫번째 부프레임에서 8 비트로 인코딩되고, 두번째 부프레임에서는 앞 부프레임 피치지연 값과의 차를 5 비트를 사용하여 인코딩된다.

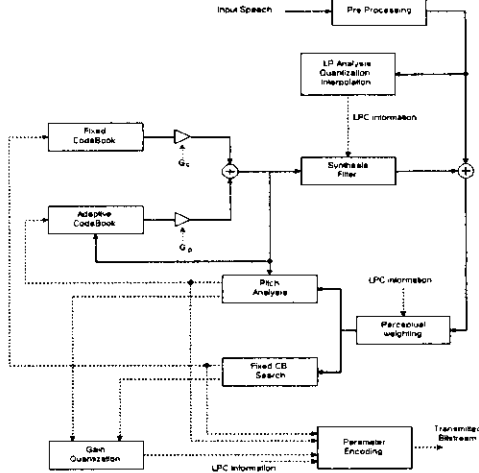


그림 1. CS-ACELP 인코더 블록도
Fig 1. Block diagram of CS-ACELP encoder

최적 피치지연 값을 찾아내면 음성의 여기신호 추출을 위한 고정코드북 검색을 수행한다. 고정코드북 파라미터는 5 ms 부프레임 마다 분석/합성 검색 방법을 사용하여 검색된다 고정 코드북 검색을 위한 목적(Target)신호는 선형예측 잔여신호에서 적용 코드북(adaptive codebook)의 기여분을 제거함으로써 얻어진다. 고정 코드북 여기(fixed codebook excitation)신호를 발생하기 위해 대수적(algebraic) 코드북을 사용하며 펄스 위치에 14 비트, 펄스 부호에 4비트 총 17비트를 할당한다. 각 부프레임당 4개의 펄스만이 지정된 위치 중에 +1, -1의 값을 갖게 되어 고정코드북 검색시 계산량을 줄일 수 있다. 적응코드북과 고정코드북의 이득 양자화에는 Conjugate 구조를 갖는 2개의 코드북을 사용한다. 각각의 코드북은 8개와 16개의 요소 값을 가지며 구해진 이득값과 미리 선택된 4개와 8개의 요소 값들에 대해서만 검색이 이루어져 계산량을 줄일 수 있다. 또한 프레임 간의 상관성을 이용한 4차 MA(Moving Average) 예측기를 사용한다. 인코딩의 최종적 단계에서는 다음 프레임의 목적신호를 구하기 위해 합성 및 가중필터의 메모리 갱신을 수행한다.

CS-ACELP 알고리즘의 디코딩 과정은 그림 2에서 보여진다.

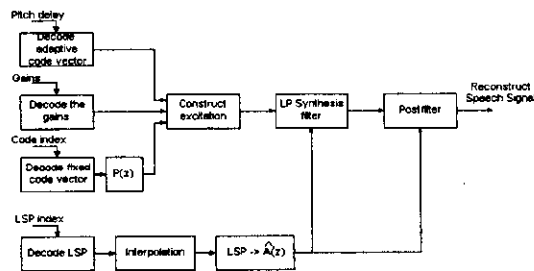


그림 2. CS-ACELP 디코더 블록도
Fig 2. Block diagram of CS-ACELP decoder

10ms 음성프레임에 해당하는 디코더의 파라미터를 얻기 위해서, 이들 파라미터 색인(parameter index)들을 디코딩한다. LSP계수들은 보간된 후 각각의 부프레임에 대한 선형 합성 필터 계수로 변환된다. 적응코드북과 고정코드북의 여기신호는 이득이 곱해진 후 단구간 합성필터 및 후단여과기를 통과하여 음성신호로 합성되어진다.

III. RCPC (Rate Compatible Punctured Convolutional) 코드

소스코더에서 출력되는 패킷 데이터는 채널 에러에 대하여 감응도가 각각 다르게 나타난다. 따라서 데이터의 채널 에러에 대한 감응도에 적합한 채널코더가 필요하다. 중요한 데이터는 코드율을 낮춰 에러에 대하여 데이터를 보호를 하고, 덜 중요한 데이터에는 코드율을 높임으로써 전체 전송율을 조절할 필요가 있다. RCPC 코더는 Puncturing 법칙에 의해 데이터의 중요도에 따라 차등적으로 코드율을 조절할 수 있다. 디코더로는 Viterbi 디코더를 이용한다.

그림 3은 Rate R이 1/2 이고 메모리가 2인 길쌈코더를 기반으로 하는 RCPC(Rate Compatible Punctured Convolutional) 인코더를 나타낸 것이다.

길쌈 인코더는 각 시간마다 ± 1 값이 입력되어지고 인코더의 X_{1j}, X_{2j} 출력 또한 ± 1 의 값을 갖는다. 출력 심볼은 Puncturing 법칙 $a(1), a(2)$ 에 따라 주기 $p=4$ 로 Punctured 된다. Puncturing 법칙에서 0은 코드심볼이 전송되지 않음을, 1은 전송됨을 의미한다.

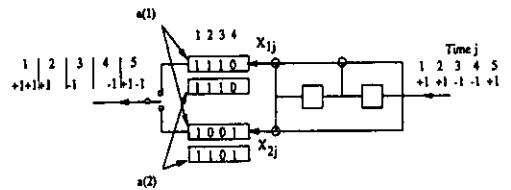


그림 3. Rate 4/5와 2/3을 갖은 RCPC 인코더
Fig 3. RCPC encoder with rates 4/5 and 2/3

그림 3에서 Puncturing 법칙 $a(1)$ 인 경우를 보면 시간 j 가 1일 때 각각의 출력 심볼은 전송되어진다. 하지만 j 가 2와 3 그리고 4일 경우에는 X_{12}, X_{13} 그리고 X_{24} 에서만 전송되어지며 X_{22}, X_{23} 그리고 X_{14} 일때는 전송되지 않는다. Puncturing 법칙은 $p=4$ 주기를 갖고 반복되어진다. 이렇게 하여 4/5 Rate 코더는 원래의 1/2 Rate 코더에서 나오게 된다.

Puncturing 테이블은 $(N \times p) = (2 \times 4)$ 배열로 나타내며

$$a(1) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

로 표현된다.

2/3 Rate 코더는 4/5 Rate코더보다 낮은 코드율을 갖고 있지만 원래의 1/2 Rate 코더 보다는 높은 코드율을 갖는다. 하지만 보다 높은 코드율인 4/5 Rate 코더와 양립성을 지니기 위해서는 4/5 Rate 코더와 같은 순서의 코드심볼은 전송되어야 한다. 즉, 4/5 Rate 코더에서 Puncturing 테이블의 $a(1)$ 에서 1인 경우는 2/3 Rate 코더에서는 0이 되어서는 안된다. 따라서 4/5 Rate 코더와 양립성을 갖기 위해서는 Puncturing 테이블은 다음과 같이 결정되어 질 수 있다.

$$a(2) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

일반적으로 Rate가 1/N인 기본 코더의 Punctured 코더의 코드율은

$$R = \frac{p}{p+l} \quad l=1 \dots (N-1)p \quad (3)$$

로 구할 수 있으며 p 는 Puncturing 주기를 나타낸다.

수신된 신호의 가장 적합한 디코딩 방법은 Viterbi 알고리즘이다. 그림 3에서 주어진 메모리 M이 2이고 Rate 4/5인 채널 코더의 trellis도는 그림 4에 나타나있다. Viterbi 알고리즘에서 최적의 경로는 식 4에서 주어진 최대 likelihood sequence metric을 계산함으로써 얻을 수 있다.

$$\max_m \sum_{j=0}^M \lambda_j^m \quad (4)$$

Trellis 깊이 J에서 2^j 개의 모든 가능한 경로에서 likelihood sequence metric의 값을 계산하고 이때 최대 값을 갖는 경로가 결정된다. 이 최대값을 갖는 경로를 디코딩 경로로 결정한다. λ_j^m 은 시간 j에서 trellis에서의 경로 m에 대한 metric 증가분을 나타낸다. metric 증가분 λ_j^m 은 다음과 같이 계산되어진다.

$$\lambda_j^m = \sum_{i=1}^N a_{ij} x_{ij}^m y_{ij} \quad (5)$$

여기서 a_{ij} 는 Puncturing 테이블의 요소들이고, x_{ij}^m 은 경로 m에 대한 j가지의 i번째 비트의 trellis 심볼 ± 1 이고, y_{ij} 는 hard 또는 soft decision 형태의 수신된 값들을 의미한다.

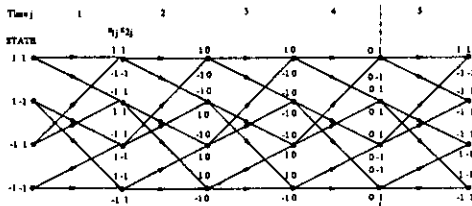


그림 4. R=4/5 Rate Viterbi 디코더 Trellis도
Fig 4. Viterbi decoder trellis for R=4/5

IV. 모의 실험 결과

소스 코더의 출력 패킷 데이터의 특성에 따라 채널코딩의 코드율을 달리 할당하기 위해 소스 코더 패킷 데이터의 전송에러에 대한 특성을 분석하였다. 소스 코더의 성능을 평가하기 위해 객관적 성능 평가 방법인 SNR(Signal to Noise Ratio)와 SegSNR (Segmental SNR)을 사용하였다.

SNR 과 SegSNR은 다음과 같이 계산되어진다.

$$SNR(dB) = 10 \log \left[\frac{\sum_{n=1}^N s^2(n)}{\sum_{n=1}^N (s(n) - \hat{s}(n))^2} \right] \quad (6)$$

$$SegSNR(dB) = \frac{1}{N_b} \sum_{j=0}^{N_b-1} SNR(j) \quad (7)$$

여기서 N_b 는 20ms 크기를 갖는 블록의 수를 나타내며 SNR(j)는 j번째 블록의 SNR 값을 나타낸다.

실험에 사용한 음성 데이터는 남자 6명, 여자 6명의 한국어 음성과 영어 음성으로 구성된 약 153초 가량의 음성데이터를 사용하였다. 수신된 패킷 데이터의 각 파라미터 비트에 에러를 발생시킨 후 CS-ACELP로 디코딩한 음성 출력과 원래 신호와의 SNR와 SegSNR을 계산하여 패킷 비트의 에러 감응도를 측정하였다. 실험에서 전송 에러에 민감한 파라미터 비트와 전송에러에 강한 파라미터 비트 사이의 SNR와 SegSNR 는 각각 19.42dB, 14.53dB 정도로 심한 성능 차이를 보였다. 실험 결과는 그림 5에 나타나 있다.

일반적으로 코드북 이득, 피치 주기는 전송에러에 민감하였고, 코드북인덱스는 전송에러에 강인함을 알 수 있다. 이 결과는 채널 코더의 코드를 할당시 사용된다.

소스 코더와 결합된 채널 코딩의 성능 평가를 하기 위해 채널 코딩을 위한 실험 환경을 구성하였다. 모의 실험에서 소스 코더의 패킷 데이터는 RCPC 코더로 채널코딩

된 후 BPSK로 변조하여 디지털 채널로 전송된다. 채널 환경은 Rayleigh 분포를 갖는 페이딩채널로 실험하였다.

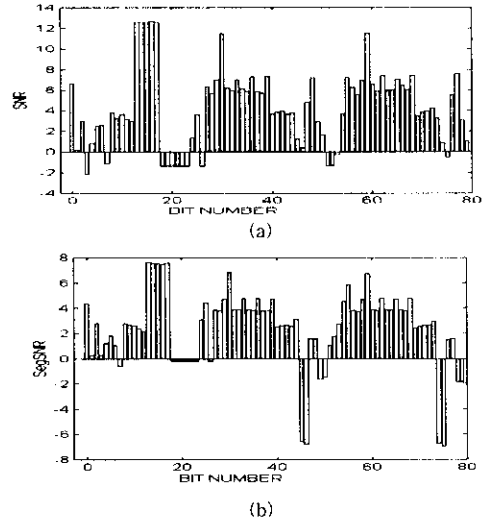


그림 5. CS-ACELP 패킷 데이터의 에러 감응도
(a)SNR (b)SegSNR
Fig 5. Error sensitivity of CS-ACELP packet data.
(a)SNR (b)SegSNR

채널 코딩의 코드율은 1/2인데 여러 코드율을 갖는 코더를 구현하기 위해 Rate 1/3을 기본으로 하는 길쌈코더를 사용하였다. Constraint length K=9로 하였으며 코드 벡터는 IS-95에서 사용하는 것과 같이 사용하였다. 채널 인코더의 코드 벡터는 다음과 같이 주어진다.

$$\vec{C} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

채널코더의 입력으로는 80비트의 음성코더 패킷 데이터이며 채널코더는 코드율을 변환시킬 수 있도록 SNR과 SegSNR에 의한 중요도에 따라 3개에서 5개의 그룹으로 나누었고, 각 그룹은 달리 Punctured 시킨다. 전체 코드율은 실제 CDMA 시스템과 같은 Rate 1/2로 맞추어 비트할당을 하였다. 이와같은 방법으로 5종류의 코더를 사용하여 실험하였다. 그룹당 비트 수와 코드율은 표 2에 나타나 있다.

표 2. RCPC 코더의 Rate당 비트 할당수
Table 2. The number of bit allocation of RCPC coder

Case	Rate당 bit수
Case 1	all 1/2 Rate 80 bit
Case 2	2/3Rate 24bit, 1/2Rate 32bit, 4/10Rate 24bit
Case 3	2/3Rate 16bit, 1/2Rate 48bit, 4/10Rate 16bit
Case 4	4/5Rate 16bit, 1/2Rate 40bit, 4/10Rate 24bit
Case 5	2/3Rate 16bit, 4/7Rate 8bit, 1/2Rate 32bit, 4/9Rate 8bit, 4/10Rate 16bit

1/3 Rate 길쌈 코더를 기본으로한 각각의 Rate에 따른 Punctured 법칙은 표 3와 같다.^[8]

표 3. RCPC 코더의 Punctured 규칙
Table 3. Punctured Rule of RCPC coder

Rate	Punctured 규칙	Rate	Punctured 규칙
1/2	11111111	2/3	11111111
	11111111		10101010
	00000000		00000000
4/10	11111111	4/5	11111111
	11111111		10001000
	11001100		00000000
4/7	11111111	4/9	11111111
	11101110		11111111
	00000000		10001000

길쌈 코더의 시뮬레이션에서 Rayleigh 분포를 갖는 페이딩 채널환경의 E_b/N_0 에 따른 RCPC 코더의 BER은 표 4에서와 같이 측정되었다.

표 4. 페이딩채널 환경에서 RCPC 코더의 BER
Table 4. BER of RCPC coder in fading channel

E_b/N_0	Case 1	Case 2	Case 3	Case 4	Case 5
6dB	0.038703	0.030838	0.029796	0.030190	0.030482
7dB	0.019542	0.2010	0.018883	0.019449	0.019655
8dB	0.012145	0.012779	0.011788	0.012295	0.012382
9dB	0.007462	0.008070	0.007364	0.007669	0.007755
10dB	0.004416	0.004974	0.004376	0.004680	0.004726
11dB	0.002568	0.003049	0.002583	0.002842	0.002891
12dB	0.001470	0.001899	0.001545	0.001717	0.001752
13dB	0.000854	0.001117	0.000927	0.001036	0.001029

각각의 RCPC 코더의 BER은 1/2 Rate(Case 1)코더와 비교하여 볼 때 E_b/N_0 이 낮은 경우에는 큰 차이는 없거나 낮은 BER를 나타냄을 알 수 있다. E_b/N_0 이 높은 경우에는 1/2 Rate(Case 1)코더보다 상대적으로 높은 BER을 나타낸다.

전체적인 소스 코더, 채널코더의 성능평가는 페이딩 채널에서의 채널코더를 통과한 패킷 데이터를 CS-ACELP로 디코딩한 음성데이터와 원래 신호와의 SNR 및 SegSNR을 계산하여 이루어진다. 각 E_b/N_0 에 따른 소스 코더와 결합된 채널코더 경우의 SNR과 SegSNR의 값은 표 5에 나타나 있다. 기존의 균일한 코드율을 갖는 Rate 1/2 코더인 경우에는 BER 면에서 RCPC 코더보다 비교적 우수하거나 비슷하지만 SNR 면에서 나쁘게 평가됨을 확인 할 수 있다. Case 2인 경우는 비교적 E_b/N_0 이 낮은 환경에서 1/2 Rate 코더보다 좋은 성능을 갖고 있으며 Case 3은 E_b/N_0 이 높은 환경에서는 좋은 성능을 갖고 있음을 알 수 있다. Case 5의 경우에서는 거의 모든 경우에서 좋은 성능을 나타낸다. E_b/N_0 이 12dB인 경우를 보면 Case5인 RCPC 코더가 1/2 Rate 코더보다 SNR은 2.96dB이상, SegSNR은 0.26dB이상의 좋은 성능을 나타냄을 알 수 있었다.

표 5. E_b/N_0 에 따른 SNR 및 SegSNR
Table 5. SNR and SegSNR based on E_b/N_0

		Case1	Case2	Case3	Case4	Case5
6dB	SNR	0.60	1.46	0.67	0.99	1.54
	SegSNR	0.38	0.39	-0.03	0.41	0.37
7dB	SNR	2.08	2.64	1.89	2.28	2.99
	SegSNR	1.98	2.15	2.01	2.16	2.25
8dB	SNR	3.15	4.30	3.01	4.20	4.37
	SegSNR	3.43	3.64	3.67	3.75	3.66
9dB	SNR	4.99	6.32	5.05	5.67	6.19
	SegSNR	4.78	5.02	4.95	5.06	4.99
10dB	SNR	5.87	7.98	6.84	7.11	8.23
	SegSNR	5.77	6.01	5.99	6.01	6.03
11dB	SNR	7.36	9.19	9.11	8.42	9.68
	SegSNR	6.60	6.73	6.77	6.67	6.86
12dB	SNR	8.10	10.43	10.62	9.85	11.06
	SegSNR	7.14	7.31	7.31	7.20	7.40
13dB	SNR	9.54	10.80	11.34	10.76	12.44
	SegSNR	7.50	7.60	7.68	7.60	7.73

객관적인 음질평가외에 주관적인 MOS 음질평가를 수행하였다. 음질시험 결과는 표 6에 나타나 있다. 표 6은 Case 1인 코더와 Case 5인 코더의 경우에서 MOS시험을 한 결과이다. AWGN 채널 환경에서는 1.68dB와 2.0dB 경우에서 시험하였고 페이딩 채널 환경에서는 8dB와 12dB의 경우에서 각각 시험하였다. 표 6에서 나타나듯이 모든 경우에서 Case 1인 1/2Rate 코더보다 Case 5인 RCPC 코더의 경우가 음질이 좋게 나타냄을

알 수 있었다. 대체적으로 E_b/N_0 값이 작을수록 MOS 시험의 측정값 차이가 커져 페이딩 채널에서의 E_b/N_0 값이 8dB 일 때에는 1/2 Rate (Case 1) 코더를 사용한 경우보다 RCPC (Case 5)코더를 사용한 경우가 MOS 0.31 정도로 음질이 향상됨을 확인하였다.

표 6. MOS시험 측정값
Table 6. MOS test result

채널 환경	Case 1	Case 5
AWGN 1.68dB	Mos 2.81	Mos 3.09
AWGN 2dB	Mos 3.35	Mos 3.51
Fading 7dB	Mos 1.95	Mos 2.26
Fading 12dB	Mos 3.40	Mos 3.56
No error	Mos 3.86	

V. 결론

본 논문에서는 소스 코더와 결합된 채널코더의 방법에 대하여 제시하였다. 소스 코더는 CS-ACELP(ITU-T G.729)를 사용하였으며 채널코더는 1/2 Rate를 기준으로 하는 RCPC 코더를 사용하였다. 소스 코더의 패킷 데이터의 에러 감응도를 측정하여 중요도에 따라 채널코더의 코드율을 변화하며 채널코딩을 수행하는 방법을 제시하였다. 채널코더의 Rate는 1/2을 사용하며, 페이딩 채널 환경에서 제안된 RCPC 코더는 기존의 1/2 Rate 코더보다 12dB E_b/N_0 일 때 SNR 과 SegSNR은 최대 2.96dB, 0.26dB의 성능 향상을 얻을 수 있다. 실제 음성 청취에서도 많은 성능 향상을 발견할 수 있다. 이러한 소스 패킷 데이터에 따른 채널코더의 코드율 변경은 멀티미디어 통신과 같이 여러 종류의 데이터가 혼합되어 각 데이터의 중요도가 다른 경우 더욱 바람직한 채널코딩 방법으로써 멀티미디어 통신이 요구되는 IMT-2000 시스템에서 더욱 적합한 채널 코딩 방법이 된다.

참고문헌

- [1] J. Hagenauer, "Source-Controlled channel decoding", IEEE Tran. on Commun., Vol. 43, No. 9, pp. 2449- 2456, Sept. 1995.
- [2] W.C.Wong, R.steele, W-E.W.sundberg, *Source-Matched Mobile Communications*, IEEE Press, 1995.
- [3] D.J Goodman, "Embedded DPCM for Variable Bit Rate Transmission", IEEE Trans. Commun., COM-28, No.7, pp.1040-1046, July 1980
- [4] R.A. Salami, L. Hanzo and D. Appleby, "A computationally efficient CELP codec with stochastic vector quantization of LPC parameters", Proc. URSI-ISSE '89, Erlangen, W-Germany, pp. 140-143, Sept. 1989
- [5] ITU-T Recommendation G.729, "Coding of speech at 8 kbps using conjugate-structure algebraic code excited linear prediction(CS-ACELP)", June 1995.
- [6] Redwan Salami, Claude Laflamme, Bruno Bessette, Jean-Pierre Adoul, " ITU-T G.729 Annex A: Reduced Complexity 8kb/s CS-ACELP Codec for Digital Simultaneous Voice and Data", IEEE Communications Magazine, pp.56-63, September 1997.
- [7] B.Sklar, *Digital Communication Fundamental and Applications*, Prentice Hall, 1988
- [8] J. Hagenauer, N. Seshadri, C. W. Sundberg, "The performance of Rate Compatible Punctured Convolutional Coding Codes for Digital Mobile Radio", IEEE Tran. on Commun., Vol 38, No7, pp.966-980, April 1990.