

論 文

# 16Kbps SBC의 Rayleigh 페이딩 채널 에러에 대한 강인성 연구

正會員 吳 守 煥\*    正會員 李 商 郁\*\*

## A Study on the Robustness of a 16 Kbps SBC over the Rayleigh fading Channel Error

Su Hwan OH\*, Sang Uk LEE\*\* *Regular Members*

**要 約** 본 논문에서는 디지털 이동 무선통신을 위한 음성신호의 부호화 기법으로 SBC(sub-band-coding)를 제안하고, SBC의 레일리(Rayleigh)페이딩 채널에서의 음질의 강인성을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 조사하였다. 먼저 레일리 페이딩 채널·시뮬레이터 및 16-ary DPSK(differential phase shift key) 수신기 모델을 제시한 후, 모델의 타당성을 이론치와 비교하여 입증하였다. 채널에러에 대한 영향은 SNR, LPC(linear predictive coding) 거리척도 및 주관적인 청각조사를 통해 검토하였다. BER(bit error rate) =  $10^{-3}$ ,  $10^{-2}$ ,  $5 \times 10^{-2}$ 에 대한 시뮬레이션결과 BER =  $10^{-2}$ 에서도 음성의 이해도는 확인되었으며, BER =  $5 \times 10^{-2}$ 에서도 음성통신에 사용하기는 충분하였다. 따라서 SBC는 ECC(error correction code) 사용없이 BER =  $10^{-4} \sim 10^{-2}$  정도의 레일리 페이딩 채널에서 디지털 이동무선통신에 응용이 가능함을 알 수 있었다.

**ABSTRACT** In this paper, a SBC(sub-band-coding) is proposed to code a speech signal for a digital mobile radio and a robustness of speech quality of the SBC over the Rayleigh fading channel is investigated via a computer simulation. First the Rayleigh fading channel and 16-ary DPSK receiver models are presented and verified its validities by comparing with theoretical values. Three different measures: SNR, LPC distance measure and subjective listening test, were used to evaluate the effects due to the Rayleigh fading channel errors. From the results of computer simulations at BER =  $10^{-3}$ ,  $10^{-2}$ ,  $5 \times 10^{-2}$ , it was found that the speech remained quite intelligible at BER =  $10^{-2}$  and the link is still usable even at BER =  $5 \times 10^{-2}$ . Thus it was concluded that the SBC can be applicable to the digital mobile radio on the Rayleigh fading channel error in the range of  $10^{-4}$  to  $10^{-2}$  without employing any error correction codes.

### 1. 서    론

음성통신에서 널리 사용되고 있는 것이 이동

무선통신(mobile radio)이다. 지금까지 이동무선 통신은 AM, FM 등 아날로그 전송방식이 주류를 이루워 왔으나 최근 디지털 이동무선통신에 대한 관심이 높아지고 있다. 디지털전송은 아날로그 전송에 비해 여러가지 잇점이 있으나 그중 하나가 통신의 보안유지이다. 즉 디지털 신호는 신호의 암호화(encryption)가 쉬워 전송채널대역의 증

\* 三星電子綜合研究所  
R & D Center, Sam Sung Electronic Co.  
\*\* 서울大學校 計測制御工學科  
Dept. of Control and Instrumentation Engineering  
Seoul 151 Korea.  
論文番號 : 86-30(接受 1986. 8. 7)

가없어도 통신의 보안유지가 가능하다. 현재 사용중인 이동무선통신은 FM 변조의 전송대역폭을 25-30KHz로 제한 하고 있어 디지털신호의 전송율(bit-rate)은 14~16 Kbps가 상한선이다. 그러므로 현재 사용중인 디지털 이동무선통신은 DM (delta-modulation)의 일종인 CVSD(continuous variable slope delta)를 채택하며 전송율을 16Kbps 이하로 제한하고 있다.

그러나 CVSD는 전송율 16Kbps 이하에서는음질의 급격한 저하를 초래해 통신의 보안이 절대적으로 요구되는 특수분야를 제외하고는 거의 사용되고 있지 않는 실정이다. 그러나 앞으로는 일반공중 통신에서도 통신의 보안이 필수적으로 요구되어질 것으로 많은 전문가들은 예상하고 있어 CVSD보다 음질이 좋은 디지털 이동무선통신의 개발이 시급하다. 그러나 최근 전송율 16Kbps에서 CVSD보다 음질면에서 훨씬 우수한 SBC(sub-band coding)가 제안되고 있다<sup>(1)~(3)</sup>

SBC는 음성신호를 4~5개의 대역으로 분할하여 각 대역신호를 각각 부호화하므로 전송채널에서 에러가 발생하여도 그 영향이 그 대역에만 국한되므로 전체적인 음질에는 큰 손상을 주지 못하는 특성이 있다. 그러나 UHF/VHF대 이동무선통신의 전송채널은 페이딩의 영향을 심하게 받는다<sup>(4)</sup>. 즉 VHF/UHF 전송채널은 송신기와 수신기의 전송경로가 단일경로가 아닌 복수경로이다. 이유는 VHF/UHF 반송파는 수신기 근방에 있는 나무, 건물 또는 지상의 구조물에 쉽게 반사가 되기 때문이다. 그러므로 이런 현상은 수신기가 지상에 가깝거나 건물이 많은 도시부근에서 심하다. 전송파가 수신기에 복수경로에 의해 수신되면 직접 수신된 파와는 지연(delay)이 생겨 서로들 간에 간섭이 일어난다. 이런 현상하에서 전송파 포락선(envelope)의 분포는 레일리(Rayleigh)확률분포를 갖게되므로 이런 이유에서 VHF/UHF 채널을 레일리 페이딩(Rayleigh fading) 채널이라고 부른다. 레일리 페이딩 채널은 페이딩이 발생하는 동안 전송파의 크기를 급격히 감소 시키므로 이 시간동안 에러의 발생확률이 높다. 또한 페이딩 지속시간이 길게되면 에러가 연속적(burst error)으로 발생하므로 일반적인 채

널에서 잡음에 의해 발생하는 랜덤에러와는 그 성질이 다르다<sup>(5)</sup>. 그러므로 디지털 이동무선통신에 사용할 수 있는 음성부호화 기법은 채널에러에 대한 강한 강인성(robustness)을 가지고 있어야 한다. 따라서 본논문에서는 VHF/UHF대 디지털 이동무선통신에 적용가능한 디지털 음성부호화 기법으로 SBC를 제안하고 레일리 페이딩 채널에서의 강인성 여부를 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 조사하였다. 음성통신에서 가장 중요한 것은 음성의 이해도(intelligibility)이다. 그러므로 강인성은 복원된 음성의 이해도 적인 측면에서 고찰하였다. 이에대한 연구는 CVSD에 대해서는 연구된 바 있으나<sup>(6)</sup> SBC에 대해서는 아직 발표된 바 없다. 본 논문에서는 레일리페이딩 채널은 소프트웨어에 의한 채널 시뮬레이터를 개발하여 사용하였으며 디지털 변조방식으로는 16-ary DPSK(differential phase shift key)를 선택하였다. 또한 SBC 알고리즘은 QMF(quadrate mirror filter) bank를 사용한 나무(tree) 구조를 가진 4 octave band이며<sup>(7)</sup> 전송율은 16Kbps로 하였다.

## 2. 변조방식에 대한 고찰

현재 사용중인 이동무선통신의 전송대역은 FCC(Federal Communication Commission)에서 25~30KHz로 제한하고 있어 증가일로에 있는 통신량을 수용하기 위해서는 FM이 아닌 디지털변조로 변조효율을 높여야 한다.

디지털무선통신을 위한 변조에 관한 연구는 통신분야에서는 고전적인 문제로써 지금까지 많은 연구결과가 발표되어 있다<sup>(8)</sup>. 변조방식의 선택에는 스펙트럼특성, 페이딩영향, 지연왜곡 영향, 간섭(interference) 신호 영향 및 시스템의 복잡성 등 여러 측면에서 검토하여 결정되어야 하나 지금까지의 연구결과를 종합해보면 MSK(minimum shift key)<sup>(9)</sup>, TFM(tamed frequency modulation)<sup>(10)</sup> 및 M-ary PSK<sup>(11)</sup> 등이 유망하게 보인다. 따라서 본 논문에서는 M-ary PSK를 변조방식으로 채택하였는데, M-ary PSK는 디지털변조로 M의 값이 크면 클수록 변조효율은 높아지는데 일반적

으로 사용하는 M의 값은 2, 4, 8 및 16이다. 물론 M의 값이 증가되면 검출에러도 증가할뿐만 아니라 시스템의 구성도 복잡해진다. 또한 M-ary PSK는 페이딩채널에서도 동작을 원만하게 할뿐만 아니라 16-ary PSK는 SSB(single side band)와 변조효율이 거의 비슷하다<sup>12)</sup>.

일반적인 PSK의 수신기는 그림 1과 같다. 그림 1에서 보듯이 기준신호 발생기의 형태에 따라 2가지 방식으로 나누어진다.

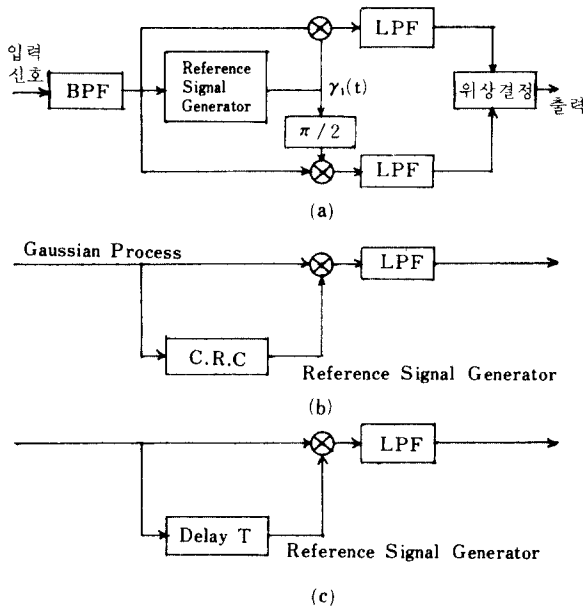


그림 1 PSK 수신기의 블록선도  
 (a) 일반적인 PSK 수신기  
 (b) coherent PSK 수신기  
 (c) non-coherent DPSK 수신기  
 Block diagram of the PSK receiver  
 (a) general PSK receiver  
 (b) coherent PSK receiver  
 (c) non-coherent DPSK receiver.

그림 1-(b)에서와 같이 기준신호 발생을 수신파로부터 직접 반송파 재생회로(carrier recovery circuit)로 얻는 CPSK(coherent PSK)와 그림 1-(c)와 같이 기준신호 발생을 단순히 수신파를 한 정보단위 시간 T만큼 지연시켜 얻는 비동기(non-coherent) DPSK 방식이 있다. 일반적으로 동기(coherent) 방식이 비동기(non-coherent) 방식보다 우수한 특성을 가지나<sup>8)</sup> 동기(coherent) 방식은 수신파의 잡음에 의한 위상변화에 대한 정

보까지 반송파 재생회로에서 정확하게 추출하여야 하는데 이것은 실제 대단히 어려운 문제이다.

특히 VHF/UHF 대 이동무선통신의 채널은 앞에서 설명한 바와 같이 페이딩에 의한 위상의 변화가 극심하기 때문에 동기(coherent) 방식의 이동무선통신의 실제응용은 많은 문제점이 있다. 따라서 본논문에서는 SBC의 레일리 페이딩 채널에서의 동작특성을 조사하기 위한 변조방식으로 16-ary DPSK를 채택하였다. 여기에서 M의 값을 16으로 한 것은 가능한 많은 에러를 유발시켜주기 위해서이다.

### 3. 레일리 페이딩 채널 시뮬레이터

1장에서 설명한 것 같이 이동무선통신에서는 송, 수신기 사이가 복수경로이기 때문에 주파수  $f_i$ 인 신호가 수신기에 복수경로를 통해 수신되면 도플러 편이(doppler shift)가 발생한다<sup>4)</sup>. 즉 도플러편이는 수신기의 속도와 관계가 있으며 식(1)과 같이 표시된다.

$$f_i = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha_i = f_D \cos \alpha_i \quad (1)$$

식(1)에서  $v$ 는 수신기의 속도,  $\lambda$ 는 반송파의 파장,  $\alpha_i$ 는 수신파의 상대입사각(relative incident angle), 그리고  $f_D$ 는 최대 도플러편이를 의미한다. 또한 단일방향 안테나(omni-directional antenna)를 수신안테나로 사용한 경우 수신파의 스펙트럼은 다음과 같다.

$$S(f) = \begin{cases} \frac{E^2}{2\pi f_D} \left[ 1 - \left( \frac{f}{f_D} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}, & f \leq f_D \\ 0, & f > f_D \end{cases} \quad (2)$$

식(2)에서 E는 수신파의 rms 값이다. 그림 2에 수신파의 스펙트럼 모양을 보였다. 한편 Rice<sup>12)</sup>에 의하면 수신파는 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$S(t) = x(t) \cos \omega_c t - y(t) \sin \omega_c t \\ = R(t) \cos(\omega_c t + \theta) \quad (3)$$

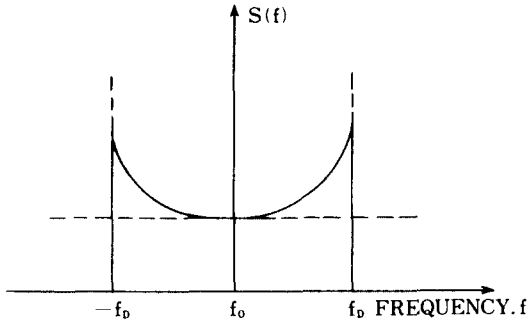


그림 2 수신파의 스펙트럼  
Spectrum of the received wave.

식(3)에서  $x$ ,  $y$  는 각각 서로 독립인 가우스과정(Gaussian process)이다. 또한, 수신파의 포락선  $R$  및 위상  $\theta$  는 식(4)와 같다.

$$R = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (4)$$

$$\theta = \tan^{-1}(y/x)$$

그런데  $x$  와  $y$  는 서로 독립인 가우스과정(Gaussian process)이므로, 포락선  $R$  은 레일리 분포를, 위상  $\theta$  는  $(0, 2\pi)$  에서 균일한(uniform) 분포를 가짐을 쉽게 알 수 있다. 그림 3에 레일리 페이딩 채널 시뮬레이터의 블럭선도를 도시하였다.<sup>(5)</sup> 그림 3에서 LP(lowpass) 필터는 식(2)에서 표시한 스펙트럼을 성형(shaping)하는 필터로서 필터의 차단주파수  $f_b$ 를 변화시키므로서 수신기의 속도  $v$ 를 변화시키는 효과를 얻을 수 있다.

본 논문에서는 31차 FIR(finite impulse response) 필터를 스펙트럼 성형(shaping) 필터로 사용하

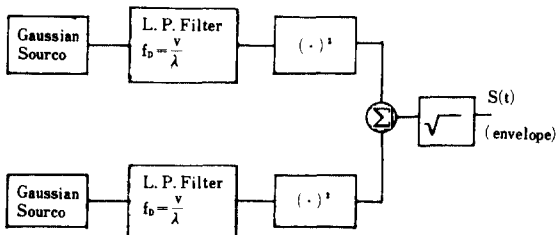


그림 3 레일리의 페이딩 채널 시뮬레이터블록선도  
Block diagram of the Rayleigh fading channel simulator.

였으며,  $f$ 가 450MHz,  $v$ 가 55mph(mile per hour) 일때의 주파수특성을 그림 4에 도시하였다. 그림 5에는 레일리 페이딩 채널 시뮬레이터로 발

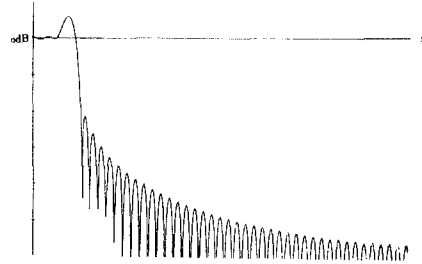


그림 4 성형 필터의 주파수 특성  
Frequency characteristic of a shaping filter.

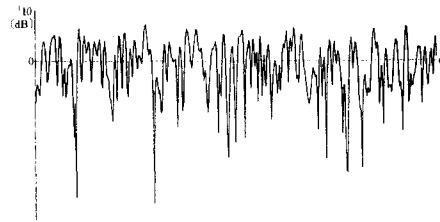


그림 5 레일리 페이딩 포락선의 일부  
Sample of the Rayleigh fading envelope.

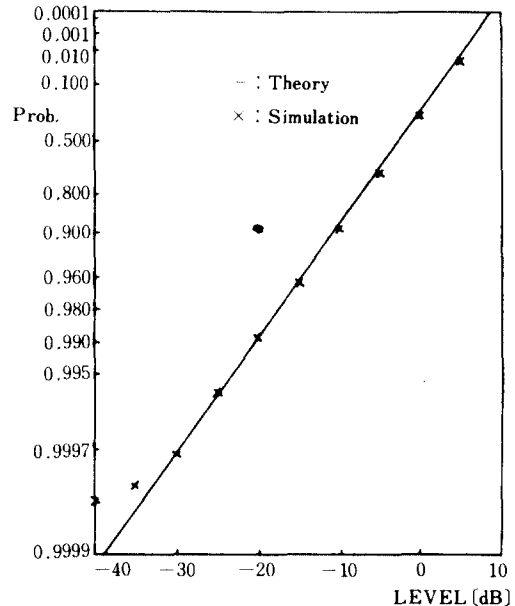


그림 6 레일리 확률분포 곡선  
Rayleigh probability distribution curve.

생시킨 수신파의 포락선의 일부를 도시하였는데 페이딩이 연속적으로 발생되고 있음을 알 수 있다. 레일리 페이딩 채널 시뮬레이터로 발생시킨 데이터들의 CPD(cummulative probability distribution)를 그림 6에 보였다. 그림 6에서 보면 이론치와 실험치의 값들이 잘 일치하고 있어 채널 시뮬레이터의 정확성을 잘 입증하고 있다.

#### 4. M-ary DPSK 수신기 모델

잡음이 없는 경우 DPSK 수신기의 입력신호는 식(3)에 주어졌다. 식(3)에서 평균정보단위(symbol) 에너지  $E_s$ 는 식(5)와 같이 표시할 수 있다<sup>13</sup>.

$$E_s = \frac{\langle R^2 \rangle T}{2} \quad (5)$$

식(5)에서  $\langle \cdot \rangle$ 는 ensemble 평균값을 나타내며, T는 정보단위의 주기이다. 그런데 수신기의 입력 신호에는 부가적 백색잡음  $n(t)$ 가 함께 수신되므로 실제수신기의 입력신호는 식 (6)과 같다.

$$S(t) + n(t) = R(t) \cos(\omega_c t + \theta) + n_i(t) \cos \omega_c t - n_q(t) \sin \omega_c t \quad (6)$$

여기서  $n_i(t)$ ,  $n_q(t)$ 는  $n(t)$ 의 in-phase 및 quadrature 성분을 각각 나타낸다. 식(6)에서 해석의 간편을 위해  $\theta = 0$ 이라 두면 시간  $t_i$ 에서의 수신파의 위상  $\phi_i$ 는 식 (7)과 같이 표시할 수 있다.

$$\phi_i = \tan^{-1} \frac{n_q(t_i)}{n_i(t_i) + R(t_i)} \quad (7)$$

따라서 M-ary DPSK 수신기는 잡음에 의한 각 심볼(symbol)의 위상오차에 해당하는 다음과 같은 랜덤변수(r. v.; random variable) 들을 발생시킨다고 생각할 수 있다.

$$\theta_i = \tan^{-1} \left( \frac{Y_i}{X_i} \right) \quad (8)$$

식(8)에서 r. v.  $X_i$ 와  $Y_i$ 는 서로 독립된 가우스 r. v.로서 평균은 각각 AT 및 O이며 분산은  $N_o T$ 이다. 여기에서 A는 수신파의 피크값,  $N_o$ 은 잡음의 스펙트럼 분포의 값을 의미한다. 따라서 수신기의 대역을  $B_T$ 라고 하면 C/N(carrier-to-noise) 비는 식(9)와 같다.

$$\begin{aligned} C/N &= \frac{A^2 T}{2N_o} \cdot \frac{1}{B_T} \\ &= \frac{E_s}{N_o} \cdot \frac{1}{B_T} \end{aligned} \quad (9)$$

본 연구에서는  $B_T \cong 1.3$ 으로 사용하였다. 따라서 M-ary DPSK 수신기는 식(10)과 같은 조건이 발생할때 심볼 에러가 발생한다고 할 수 있다.

$$\Delta \theta_i = \phi_i - \phi_{i-1} \geq \frac{\pi}{M} \quad (10)$$

그러나 본 논문에서는 그레이 부호(gray code)를 사용하였다고 가정하여 인접위상에 의한 에러는 에러가 발생한 심볼 내에서는 1 비트의 에러만 발생하도록 하였다. 이와같이 구한 M-ary DPSK 수신기 모델의 타당성을 입증하기 위하여 Suzuki<sup>13</sup>가 구한 이론적인 값들과 서로 비교하였다. Suzuki가 계산한 M-ary DPSK의 레일리페이딩 채널상에서의 평균 비트 에러는 다음과 같다.

$$P_b = \frac{M}{2(M-1)} \left[ 1 - \frac{\sin(\pi/M)}{(1+1/CNR+1/CIR)^2 - \cos^2(\pi/M)} \right] \quad (11)$$

식(11)에서 CIR은 carrier-to-interference 비를 의미하나 본 논문에서는 인접채널에서의 간섭은 없는 것으로 하였다. 그림 7에 식(11)에서 구한 이론치와 시뮬레이션을 통해 얻은 값들을 도시하였는데 두 값들이 거의 일치하고 있어 본장에서 설명한 M-ary DPSK 수신기의 모델이 타당함을

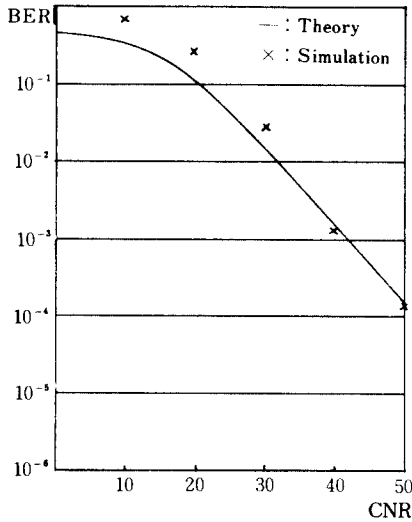


그림 7 16-ary DPSK의 레일리 페이딩 채널에서의 BER 대 평균 CNR 곡선  
BER VS. average CNR curve for the Rayleigh fading channel using a 16-ary DPSK.

알 수 있다.

### 5. 컴퓨터 시뮬레이션 및 검토

컴퓨터 시뮬레이션은 다음 2 가지 경우에 대해 하였다. 먼저 랜덤비트에러(random bit error)에 관해서이고 두번째는 레일리 페이딩 채널의 경우인데 앞장에서 설명한 DPSK 수신기모형을 이용하였다. 시뮬레이션에서 속도  $v$ 는 55mph, 반송파 주파수  $f$ 는 450MHz로 하였다. SBC에서 각 대역신호들을 부호화 하는데 APCM(adaptive pulse code modulation)을 사용하였는데 단일 채널상에서 에러가 발생하면 스텝크기(step-size) 적응이 피이드백(feed-back) 방식이므로 다음 2가지의 결과를 초래한다.

(1) 현재 샘플에서의 크기(amplitude) 오차

(2) 다음 스텝크기(step-size)에 대한 에러유발.

따라서 이에 대한 영향을 줄이기 위해 스텝크기(step-size) 적응을 위해 leakage factor를 사용하였다<sup>14)</sup>. 즉 APCM에서 사용한 스텝크기(step-size) 적응 알고리즘은 다음과 같다.

$$\Delta_{n+1} = M \cdot \Delta_n^\beta \tag{12}$$

식(12)에서  $M$ 은 스텝크기(step-size) 적응상수이고  $\beta$ 는 leakage factor인데,  $0 < \beta \leq 1$ 이다.  $\beta$ 의 값이 0에 가까울수록 채널에러에 대한 영향을 빨리 감소시키는데 본논문에서는  $\beta = \frac{63}{64}$ 를 사용하였다. 비트에러에 대한 시뮬레이션 블록선도를 그림 8에 도시하였다. 그림 8에서 EPG(error pattern generator)는 랜덤 비트에러인 경우는 난수발생기의 출력이 지정된 BER(bit-error-rate) 이하이면 해당 비트에 에러가 발생한 것으로 하였고 레일리페이딩 채널인 경우는 식(10)의

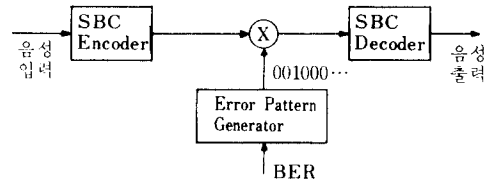


그림 8 비트에러 시뮬레이션블록선도  
Block diagram for the bit error simulation.

모형을 이용하였다. 시뮬레이션에 사용된 음성은 약 10초간의 남자(음성 1) 및 여자(음성 2) 음성이며 전송율은 16Kbps로 하였다. 랜덤 비트에러와 레일리 페이딩 채널에서 모두 평균 BER =  $10^{-3}$ ,  $10^{-2}$ ,  $5 \times 10^{-2}$ 에 대해 시뮬레이션 되었으며 시뮬레이션 결과는 주관적인 청각조사, LPC(linear predictive coding) 거리척도<sup>15)</sup> 및 단시간 SNR 측면에서 고려하였다. LPC 거리척도는 음성부호화 분야에서 음성부호화 알고리즘의 성능을 평가하는데 많이 사용되고 있다. 먼저 랜덤 비트에러인 경우 BER =  $10^{-2}$ 에서 음성통신에 사용할 수 있는 이해도를 충분히 보장한다고 판단 되었으며 BER =  $5 \times 10^{-2}$ 에서도 음성의 이해도에는 손실이 거의 없었다. 이때의 음질은 마치 사용자가 수화기를 손으로 막았다, 떼었다 하는 thumping sound였다. 레일리 페이딩 채널에서도 이와 비슷한 결과를 보이고 있는데 표 1에 BER =  $10^{-3}$ 인 경우 평균 SNR과 평균 LPC 거리척도를 보였다. 또한 그림 9에  $\beta$  에너지 대 단시간

표 1 레일리 페이딩 채널에서의 평균 SNR과 평균 LPC 거리 척도

Average SNR and average LPC distance on the Rayleigh fading channel.

(BER = 10<sup>-3</sup>)

	평균 SNR		평균 LPC 거리	
	No error	BER=10 <sup>-3</sup>	No error	BER=10 <sup>-3</sup>
음성 1	11.93	9.30	0.365	0.365
음성 2	12.18	9.52	0.424	0.448

무성음 부분이므로 LPC 계수들을 계산하는데 큰 영향을 미치지 않았기 때문이다. 이 현상은 표 1에서 보듯이 평균 SNR은 BER=10<sup>-3</sup>일때 약 2~3 dB 감소 하였으나, LPC 거리 척도에서는 거의 차이가 나지 않았음에도 잘 나타나 있다. 또한 주관적인 청각조사를 통해 BER = 5 × 10<sup>-2</sup>에서도 충분한 이해도를 보장하고 있음을 확인할 수 있었다.

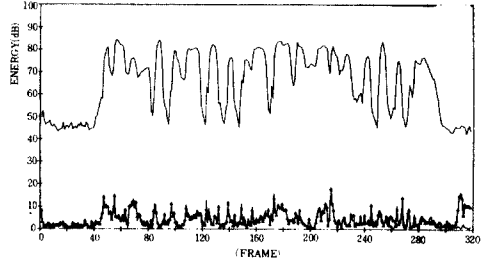
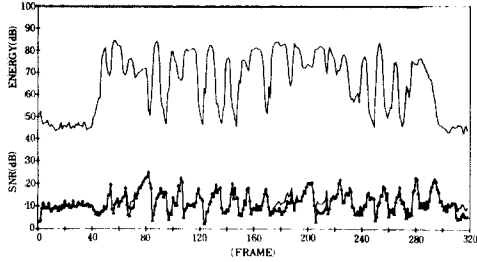
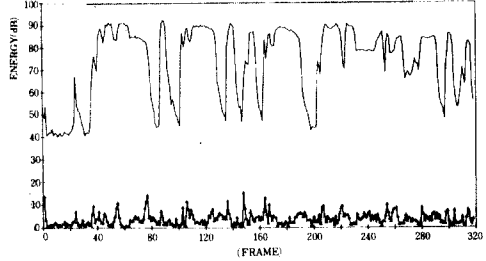
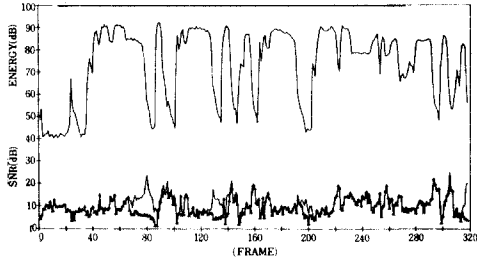


그림 9 단시간 에너지대 SNR (전송율 : 16Kbps)

— : no error  
 -▲- : BER = 10<sup>-3</sup>  
 (a) 음성 1 (남성)  
 (b) 음성 2 (여성)

Short-time energy vs SNR (bit rate: 16 Kbps)

— : no error  
 -▲- : BER = 10<sup>-3</sup>  
 (a) Speech 1 (male)  
 (b) Speech 2 (female).

그림 10 단시간 에너지 대 LPC 거리 척도 (전송율 : 16 Kbps)

— : no error  
 -▲- : BER = 10<sup>-3</sup>  
 (a) 음성 1 (남성)  
 (b) 음성 2 (여성)

Short-time energy vs LPC distance measurement (bit rate: 16 Kbps)

(a) Speech 1 (male)  
 (b) Speech 2 (female).

SNR을 BER = 0인 경우와 비교 하였으며 그림 10에는 LPC 거리 척도 값을 도시하였다. 이때 128개의 샘플을 1 block으로 하였음을 부기한다. 그림 9에서 보면 레일리 페이딩으로 인해 집중적으로 에러가 발생한 부분에서는 SNR이 급격히 저하되었으나 곧 에러가 발생하지 않는 상태로 복구됨을 알 수 있다. 그림 10의 LPC 거리 척도에서도 에러가 있는 경우와 없는 경우의 차이가 거의 나지 않는 것은 에러가 발생한 부분이

이상에서 레일리 페이딩 채널에서의 SBC 특성은 집중에러 발생시에는 음질의 저하가 있으나, 곧 회복되어 음질에 큰 영향(즉, 이해도적인 측면에서)을 미치지 않음을 알 수 있다. 이것은 전송 채널에서 발생한 비트에러는 해당 대역신호에만 영향을 미치므로 전체적으로 큰 영향을 주지 못하기 때문이며, 이러한 점이 다른 음성부호화 알고리즘에 비해 SBC가 가질 수 있는 큰 장점이라고 할 수 있다. 그러나 여기서 한가지 강조

할 것은 SBC는 음성신호를 몇개의 대역으로 나누어 전송하므로 에러가 어느 대역에서 발생하느냐에 따라 음질 손실의 정도가 다르다. 즉 음성의 이해도를 크게 좌우하는 저주파 대역의 에러는 고주파 대역의 에러보다 이해도의 저하를 크게 한다. 그러므로 저주파 대역 신호를 ECC (error correction code)로 보호하거나, 전송 비트 stream을 전대역에 균일하게 분배하는 비트 interleaving 같은 방법을 사용하면 본 연구의 결과보다 더 효과적이 될 수 있을 것이다. 그러나 ECC나 interleaving은 시스템의 구성을 복잡하게 할뿐만 아니라 특히 ECC의 사용은 전송율을 높이는 단점이 있다<sup>15)</sup>. 그러나 본 논문에서는 BER이  $10^{-2} \sim 10^{-4}$  정도에서는 SBC가 레일리 페이딩 채널상에서도 충분한 이해도를 보장한다고 판단되어 더 이상 고려하지 않았다.

## 6. 결 론

본 논문에서는 현존 25KHz 전송채널에서 사용 가능한 새로운 음성부호화 기법으로 SBC를 제안하고 레일리 페이딩 채널상에서의 음질의 강인성(robustness)을 조사하였다. 이를 위하여 레일리 페이딩 채널 시뮬레이터를 소프트웨어로 개발하여 SBC의 강인성을 컴퓨터 시뮬레이션하였는데 이때 사용한 변조방식은 16-ary DPSK이다. 레일리 페이딩 채널에서  $BER = 10^{-3}, 10^{-2}$  및  $5 \times 10^{-2}$ 에 대해 시뮬레이션한 결과  $BER = 5 \times 10^{-2}$ 에서도 음성통신에 필요한 이해도를 충분히 보장하고 있음을 알 수 있었다. 즉 16Kbps SBC는 페이딩에 의해 발생하는 burst에러에 대해 좋은 강인성이 있다고 할 수 있다. 그러므로  $BER = 10^{-2} \sim 10^{-4}$ 에서 ECC나 interleaving 기법을 사용할 필요가 없다. 따라서 CVSD보다 월등히 음질이 좋으며, 강인성도 좋으며 또한 NEC7720이나 TMS 320같은 일반적인 신호처리 프로세서로 실시간 구현이 용이한<sup>16)</sup> SBC가 이동무선통신에 채택되어 좀더 통신보안과 음질이 우수한 디지털 이동무선통신 개발이 기대되는 바이다.

## 参 考 文 献

- (1) R. E. Crochiere and et. al., "Digital coding of speech in sub-bands," BSTJ, 55, no. 7, pp. 1069-85, Oct. 1976.
- (2) R. E. Crochiere, "On the design of sub-band coders for low-bit-rate speech communications," BSTJ, 56, no. 5, pp. 747-70, May-June 1977.
- (3) R. Stroh and S. U. Uee, "SBC application for a digital mobile radio," Technical Report, M/A-COM. Research Center, Rockville, USA, 1983.
- (4) W. C. Jakes, Ed., Microwave mobile communication, New York, Wiley, 1974.
- (5) E. L. Caples and et. al., "A UHF channel simulator for digital mobile radio," IEEE Trans. VT, vol. VT-29, no. 2, pp. 281-289, May 1980.
- (6) P. Petrovic, "Digitized speech transmission at VHF using existing FM mobile radio," IEEE Trans. VT, vol. VT-31, no. 2, pp. 76-88, May 1982.
- (7) J. D. Johnston, "A filter family designed for use in quadrature mirror filter bank," Proc. IEEE Int. Conf. ASSP, pp. 291-294, Apr. 1980.
- (8) J. Oetting, "A comparison of modulation techniques for digital radio," IEEE Trans. COMM, vol. COM-27, no. 12, pp. 1752-1762, Dec. 1979.
- (9) S. A. Gronemeyer and A. I. McBride, "MSK and Offset QPSK modulation," IEEE Trans. COMM, vol. COM-24, no. 8, pp. 809-820, Aug. 1976.
- (10) F. de Jager and C. B. Dekker, "Tamed frequency modulation: A novel method to achieve spectrum economy in digital transmission," IEEE Trans. COMM, Vol. COM-26, no. 5, pp. 534-542, May 1978.
- (11) W. R. Bennett and J. R. Davey, Data Transmission, New York: McGraw-Hill, 1965.
- (12) P. B. Gieselar and J. B. O'neal, Jr., "Speech bandwidth reduction," Federal Communication Commission OPP Working Paper Series, Nov. 1979.
- (13) H. Suzuki, "Canonic receiver analysis for M-ary angle modulations in Raleigh fading environment," IEEE Trans. VT, VT-31, no. 1, Feb. 1982.
- (14) D. J. Goodman and R. M. Wilkinson, "A robust adaptive quantizer," IEEE Trans. Comm., pp. 1362-1365, Nov. 1975.
- (15) R. E. Crochiere, "An analysis of 16kb/s sub-band coder performance: dynamic range, tandem connections, and channel errors," BSTJ, vol. 57, no. 8, pp. 2827-2952, Oct. 1978.
- (16) S. H. Oh and S. U. Lee, "Real-time implementation of a SBC codec using a NEC 7720 DSP," KIEE, Vol. 23, no. 4, pp. 11-20, July 1986.





李商郁(Sang Uk LEE) 正會員

1949年 8月11日生

1968年 3月~1973年 2月 : 서울대학교  
工科大学電氣工  
學科(B.S.)

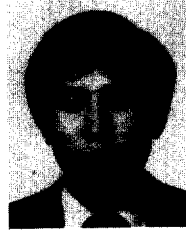
1974年 9月~1976年 5月 : 美國아이오와  
州立대학교電  
氣工學科(M.  
S.)

1976年 9月~1980年 1月 : 美國남가주대학교 電氣工學科(ph.D)

1980年 1月~1981年 9月 : 美國G. E. 연구소 연구원

1981年 9月~1983年 3月 : 美國M/A-COM研究所 研究院

1983年 3月~現在 : 서울대학교 制御計測工學科 助教授



吳守煥(Su Hwan OH) 正會員

1961年 1月20日生

1979年 3月~1984年 2月 : 서울대학교  
工科大学 制御  
計測工學科卒  
業

1984年 3月~1986年 2月 : 서울대학교  
大學院制御計測  
工學科(工學  
碩士)

1986年 3月~現在 : 三星電子綜合研究所