

디지털 이동통신 채널상의 14Kbps SBC-APCM(AQB)를 위한 비트선택적 에러정정부호 (Bit-selective Forward Error Correction for 14Kbps SBC-APCM (AQB) over Digital Mobile Communication Channels)

金 潤 龜*, 李 在 弘**

(Min Goo Kim and Jae Hong Lee)

要 約

16 Kbps 디지털 이동통신의 음성데이터를 위한 에러정정부호 기법을 제안하였다. 음성부호화와 변복조에는 14 Kbps SBC-APCM(AQB)와 QPSK가 각각 사용되었다. 블록 내의 음성데이터 비트들은 서로 다른 중요도를 가지므로 에러정정부호를 모든 음성데이터에 균일하게 적용하는 것보다는 음성데이터에 비트선택적으로 적용하는 것이 보다 효과적이다. 음성데이터 블록 내에서 에러정정부호에 의해 보호될 비트를 선택하기 위하여 각 비트들의 비트에러감도를 계산하였다. 비트 선택적 에러정정부호로 사용된 BCH부호와 Reed-Solomon 부호에 대하여 부호기법의 성능을 계산하였다.

Abstract

A forward error correction (FEC) technique is presented for speech data in 16 Kbps digital mobile communications. 14 Kbps SBC-APCM (AQB) and QPSK are used as speech coding and modulation techniques, respectively. Because each bit in a speech data block has different importance, applying FEC to speech data bit-selectively is more effective than applying FEC to all speech data equally. To select bits in a speech data block to be protected by FEC the bit error sensitivity of each bit is computed. For a few BCH and Reed-Solomon codes used as bit-selective FEC the performance of the coding technique is computed.

I. 서 론

사회발전에 따라 다양한 형태의 통신이 요구되고 있는데, 특히 이동통신은 그 수요가 점차로 증가되고 있는 추세이다. 디지털 이동통신은 아날로그 이동통신에 비하여 보안성 유지 및 ISDN과의 접속을 통한

정보통신 등의 장점을 지니고 있기 때문에 현재 세계 각국에서 아날로그 방식에서 디지털 방식의 이동통신으로 전환하려는 노력이 이루어지고 있다. 디지털 이동통신을 위한 음성부호화 방식으로는 SBC-APCM(sub-band coding-adaptive PCM), RPE-LPC(regular pulse excited linear predictive coder) 등이 연구된 바 있다.^{[1][2][3]} 특히 근래에는 디지털 이동통신을 위한 음성부호화 방식으로 매우 낮은 부호화율의 CELP(codebook excited linear predictive coder)

*準會員, **正會員, 서울대학교 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Seoul Nat'l Univ.)
接受日字: 1990年 4月 17日

가 유망한 것으로 기대되고 있다.⁽⁴⁾ SBC-APCM 은 다른 음성부호화 방식과는 달리 양자화 방식으로 AQB (adaptive quantization with backward estimation) 를 사용하는 경우 채널에러에 대한 강인성을 내재하게 된다. 본 논문에서는 이러한 채널에러에 대한 강인성을 측정하기 위하여 디지털 이동통신 채널 상의 SBC-APCM(AQB)의 성능을 분석하고자 한다.

이동통신 채널에서는 다중경로 간섭에 의한 전파 전파로 인하여 페이딩이 발생하므로 가산백색잡음 (AWGN:additive white gaussian noise)에 의한 산발 에러 (random error)뿐만아니라 페이딩에 의한 연집 에러 (burst error)도 함께 발생한다.⁽⁵⁾⁽⁶⁾이동통신에서 발생하는 페이딩은 Rayleigh 분포를 갖는데 Rayleigh 페이딩 채널의 다중경로 환경에 관한 모델이 Clarke 에 의하여 제안되었으며, 수신신호의 포락선 변화에 관한 하드웨어 및 시뮬레이션 방법이 Chriss와 Smith 에 의하여 제안되었다.⁽⁷⁾⁽⁸⁾ 디지털 이동통신을 위한 변복조 방식으로는 주파수 대역폭의 효율적인 사용과 페이딩에 의한 영향 등을 고려하여 PSK(phase shift keying)계열과 GMSK(generalized minimum shift keying)의 변복조 방식이 검토되고 있다.

이동통신 채널에서는 비교적 높은 비트오율(BER: bit error rate)의 연집에러가 발생하므로 음성신호의 왜곡을 막기위하여 에러정정부호를 사용한다. 특히 전송율이 제한된 경우 에러정정부호에 의해 전송하는 음성데이터 중 일부만을 선택적으로 보호하는 비트선택적 에러정정부호(BS-FEC:bit selective forward error correction)가 보다 효과적이다. BS-FEC에서는 비트들을 선택적으로 보호하기때문에 비트선택 방법에따라 부호시스템의 성능이 달라진다. 비트선택에 따른 부호시스템의 성능의 비교분석을 통하여 보호할 비트를 효과적으로 선택하여 BS-FEC 를 적용해야 한다. 이를 위해서는 음성부호화 방식에 따른 음성데이터의 비트에러감도(bit error sensitivity)를 구하는 것이 필요하다.

본 논문에서는 음성부호화법이 14 Kbps SBC-APCM(AQB), 채널의 전송율이 16 Kbps, 변복조가 QPSK(quadrature phase shift keying)이고 채널이 Rayleigh 페이딩 특성을 갖는 이동통신 시스템에 BS-FEC를 적용하였을 때의 성능을 객관적 측정기준에 의하여 계산 분석하고 보다 효과적인 BS-FEC를 제안하였다. 먼저 보호하는 비트선택을 위해서 14Kbps SBC-APCM(AQB)의 비트에러감도를 계산하였다. 14 Kbps SBC-APCM(AQB)에 BS-FEC를 적용하였을 때의 성능을 robust adaptive quantizer의 누설

인수(leakage factor)에 대하여 계산 분석하였다. II 장에서는 SBC-APCM(AQB)에 사용된 여파기와 양자화기 및 서브밴드의 비트할당에 관하여 설명하고 이러한 구조의 SBC-APCM(AQB)에서 비트에러감도의 측정기준을 제시하였다.III 장에서는 SBC-APCM(AQB)를 위한 비트선택적 에러정정부호의 구성을 제안하였다. IV 장에서는 SBC-APCM(AQB)의 비트에러감도 계산결과와 각 에러정정부호의 성능 계산 결과를 보았다.

II. SBC-APCM음성 부호화기의 구조

1. 대역분할여파기의 구조

그림 1에 SBC-APCM의 전체 블록도를 보았다. 8KHz로 표본화 된 입력 음성신호는 대역분할 여파기를 통하여 500Hz 대역폭을 갖는 8개의 서브밴드로 분리되고 각 서브밴드의 중요도에 따라 양자화를 위한 비트수가 할당된다.⁽¹⁾⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾ 8개의 서브밴드 중 중요도가 큰 저주파와 5개 서브밴드 만이 선택되어 그 주파수 성분들이 APCM(AQB) 부호기에 의해 양자화 된다. 부호화 된 각 서브밴드 데이터는 멀티플렉서에서 모아져서 전송된다. 수신기에서는 수신 음성데이터가 디멀티플렉서에 의해 각 대역별로 분할되고 APCM(AQB)복호기에 의하여 원래의 대역별 신호 성분으로 복원된다. 각 대역별 신호성분은 대역별 합성 여파기를 통한 후에 모두 더해져 원래의 음성신호로 복원된다.⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾

SBC의 성능에 중요한 역할을 하는 것은 대역분할 여파기를 이루는 여파기의 대역통과 특성이 된다. 일반적인 여파기를 SBC에 사용하는 경우 원래의 신호와 복원된 신호 사이에 정수대역 누설 앨리아싱(integer-band leakage aliasing)이 발생하여 신호에 왜곡이 발생된다. 이와같은 현상을 제거하고 원래의 신호를 충실하게 복원하기 위하여 SBC에서는 QMF 여파기가 사용되고 있다. QMF 여파기는 여파과정에서 발생된 정수대역 누설 앨리아싱이 소멸되도록

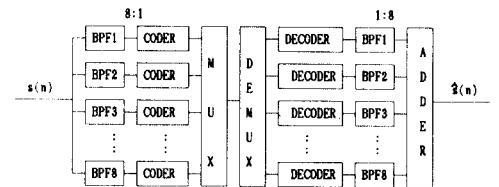


그림 1. 14Kbps SBC-APCM(AQB)의 블록도
Fig. 1. Block diagram of 14 Kbps SBC-APCM (AQB).

구성된 여파기이다. 본 논문에서는 나무구조(tree structure)의 8개 대역 32차 선형위상 FIR QMF 여파기를 사용하였으며, SBC 전체 시스템에서 QMF 여파기에 의한 시간지연은 224 샘플이 된다.⁹⁾

2. APCM-AQB

Robust adaptive quantizer를 사용한 APCM(AQB)의 블록도를 그림 2에 보였다.

그림 2에서 $x(n)$ 은 입력신호, $Q[\cdot]$ 은 양자화기의 특성함수, $y(n)$ 은 출력데이터이며 다음 식으로 주어진다.

$$y(n) = H(n) \Delta(n) / 2 \tag{1}$$

여기서 $H(n)$ 은 n 번째 샘플의 크기지수(magnitude index)이며 R 을 하나의 샘플마다 할당된 비트수라고 할 때 다음 값을 가진다.¹⁰⁾¹¹⁾

$$\pm H(n) = 1, 3, 5, \dots, 2^R - 1 \tag{2}$$

식(1)에서 $\Delta(n)$ 은 n 번째 샘플의 계단크기(step size)이며 다음 식으로 주어진다.

$$\Delta(n) = M(|H(n-1)|) \Delta^{\beta}(n-1) \tag{3}$$

여기서 M 은 AQB의 적응상수(adaptation coefficient)이고 β 는 계단크기의 에러전파를 막기 위한 누설인수이다. 누설인수 β 의 값은 1보다 작은 1에 매우 가까운 값으로 채널 BER과 양자화기의 다이내믹 영역(dynamic range)에 의해 결정되는데 본 논문에서는 Jayant가 채널 BER이 2.3×10^{-2} 인 경우에 제시한 63/64, 31/32, 15/16을 사용하였다.¹⁰⁾¹¹⁾ 각 서브밴드의 비트할당은 음성신호의 에너지분포와 주파수에 따른 명료도 등을 고려하여 1 msec마다 서브밴드 1부터 서브밴드 5까지에 각각 4, 3, 3, 2, 2의 비트를 할당하였다. 또한 한 프레임(frame)의 길이는 실제 시스템에서 발생하는 시간지연을 고려하여 20 msec로 하였으므로 전송율 16Kbps에서는 한 프레임은 320비트로 구성된다.

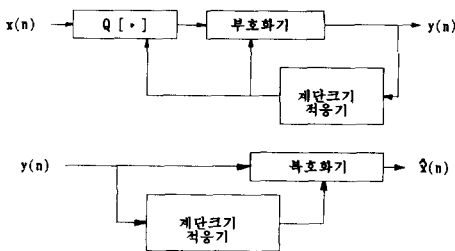


그림 2. APCM(AQB)의 블록도
Fig. 2. Block diagram of APCM(AQB).

3. SBC-APCM(AQB)의 비트에러감도

SBC-APCM(AQB)의 비트에러감도를 측정하는 척도로 Sundberga가 제안한 SEGSRN(segmental SNR)을 사용하였다.¹³⁾ SEGSRN을 계산하기 위하여 음성신호를 프레임 또는 블록의 비트수 N 에 상응하는 시간간격으로 분할하여야 하는데 프레임의 길이는 20 msec, 블록의 길이는 1 msec로 하였다. 하나의 프레임은 20개의 블록으로 구성되는데 블록의 데이터 구조를 그림3에 보였다.

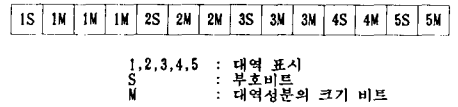


그림 3. 블록 내의 서브밴드 비트의 배열
Fig. 3. Bit arrangement of sub-bands in a block.

그림 3에서 하나의 블록은 5개의 서브밴드로 구성된다. 최상위비트 S는 각 서브밴드의 부호비트를 나타내고 크기비트 M은 각 서브밴드별로 MSB로부터 LSB의 순으로 나열되어 있다.

성능측정의 평가기준으로 사용되는 SEGSRN은 다음 식으로 주어진다.

$$SEGSRN = \lim_{J \rightarrow \infty} \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J 10 \log_{10} \left[\frac{P_s(j)}{P_n(j)} \right] \tag{4}$$

여기서 J 는 측정된 블록의 수를 나타내며 $P_s(j)$ 는 프레임 내의 j 번째 블록의 입력신호전력, $P_n(j)$ 는 j 번째 블록의 잡음전력을 나타낸다. 디지털 통신시스템에서 음성신호에 발생하는 에러는 크게 양자화기에 따른 양자화에러와 채널전송에서 발생하는 채널에러로 구분된다. 그림 4에 신호에 발생하는 잡음을 보였다.

N 비트로 구성된 블록에 발생하는 채널에러패턴은 $2^N - 1$ 가지가 있다. 그림 4에서 $s(t)$ 는 입력음성신호, $v(t)$ 는 양자화 된 음성신호, $w_i(t), i=1, 2, \dots, 2^N - 1$ 은 i 번째 채널에러패턴에 의해 손상된 음성신호이다. 양자화에러 $e_q(t)$, 채널에러 $e_c(t)$, 상호에러(mutual error)

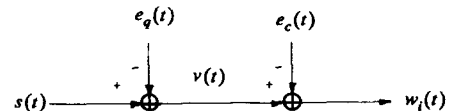


그림 4. 신호에 발생하는 잡음
Fig. 4. Noise occurred in signal.

$m(t)$ 는 각각 다음식으로 주어진다.

$$e_q(t) = s(t) - v(t) \quad (5)$$

$$e_c(t) = v(t) - w_1(t) \quad (6)$$

$$m(t) = 2e_q(t)e_c(t) \quad (7)$$

j 번째 블록의 입력신호전력 $P_s(j)$ 와 j 번째 블록의 잡음전력 $P_n(j)$ 는 각각 다음 식으로 주어진다.

$$P_s(j) = \frac{1}{T_b} \left[\int_{j-1T_b}^{jT_b} s^2(t) dt \right] \quad (8)$$

$$\begin{aligned} P_n(j) &= \frac{1}{T_b} \left[\int_{j-1T_b}^{jT_b} e_c^2(t) dt \right] + E \left[\frac{1}{T_b} \int_{j-1T_b}^{jT_b} (e_c^2(t) + m(t)) dt \right] \\ &= \frac{1}{T_b} \left[\int_{j-1T_b}^{jT_b} e_c^2(t) dt \right] + \sum_{i=1}^{N-1} p_i \left[\frac{1}{T_b} \int_{j-1T_b}^{jT_b} (e_c^2(t) + m(t)) dt \right] \end{aligned} \quad (9)$$

식(9)에서 p_i 는 i 번째 에러패턴이 발생할 확률이다. 식(4), (8), (9)로부터 SEGSNR은 다음 식으로 주어진다.^[12]

$$\begin{aligned} \text{SEGSNR} &= \lim_{J \rightarrow \infty} \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J 10 \log_{10} \left[\frac{\frac{1}{T_b} \left[\int_{j-1T_b}^{jT_b} s^2(t) dt \right]}{\frac{1}{T_b} \left[\int_{j-1T_b}^{jT_b} e_c^2(t) dt \right] + \sum_{i=1}^{N-1} p_i \left[\frac{1}{T_b} \int_{j-1T_b}^{jT_b} (e_c^2(t) + m(t)) dt \right]} \right] \end{aligned} \quad (10)$$

III. 디지털 이동통신 채널과 에러정정부호의 적용

1. Rayleigh 페이딩 채널 특성 및 시뮬레이션
이동통신 채널에는 다중경로 간섭에 의하여 Rayleigh 페이딩이 발생한다.^[6] Rayleigh 페이딩 채널의 시뮬레이션을 위하여 다중경로전파에는 Clarke의 모델을 사용하였고 수신신호의 포락선 발생에는 Smith의 방법을 사용하였고 변복조에는 QPSK를 사용하였다.^{[6][7]} 다중경로전파에서 수신신호의 포락선 R은 평균신호세기에 R에 대하여 Rayleigh 분포를 가지며, 수신신호의 위상은 $[0, 2\pi]$ 에서 균일분포를 가진다.^[5] 수신신호 포락선 R의 확률 밀도함수는 다음 식으로 주어진다.

$$P_R(r) = 2re^{-r^2} \quad (11)$$

식(11)에서 r 은 평균신호세기에 대한 신호세기의 비로 다음 식으로 주어진다.

$$r = \frac{R^2}{\bar{R}^2} \quad (12)$$

시뮬레이션에서 자동차의 속도와 반송파 주파수는 각각 실측에서 많이 사용되는 63.2 Km/h와 820MHz로 하였다.^[6]

2. 에러정정부호의 부호화율 변환

비트선택적 에러정정부호로서는 통신시스템에서 널리 사용되고있는 BCH 부호와 Reed-Solomon(R-S) 부호를 사용하였다. 부호길이(codelength)가 n , 정보길이(information length)가 k , 에러정정능력이 t 인 GF(q^m)상의 (n, k, t) BCH 부호어 $c(x)$ 는 다음 식으로 주어진다.^{[13][14]}

$$\begin{aligned} c(x) &= i(x)g(x) = \sum_{j=0}^{n-1} c_j x^j \\ &= c_0 + c_1 x + c_2 x^2 + \dots + c_{n-1} x^{n-1}, c_j \in GF(q^m) \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 $g(x)$ 와 $i(x)$ 는 각각 다음 식으로 주어지는 생성다항식(generator polynomial)과 정보다항식(information polynomial)이다.

$$i(x) = \sum_{j=0}^{k-1} i_j x^j = i_0 + i_1 x + i_2 x^2 + \dots + i_{k-1} x^{k-1}, i_j \in GF(q^m) \quad (14)$$

$$g(x) = \sum_{j=0}^{n-k} g_j x^j = g_0 + g_1 x + g_2 x^2 + \dots + g_{n-k} x^{n-k}, g_j \in GF(q^m) \quad (15)$$

BCH 부호와 R-S 부호의 복호화에는 Euclidian 알고리즘을 사용하였다.^{[13][14]} 디지털 이동통신에 사용되는 채널은 기존의 아날로그 방식에서 사용되는 주파수 대역을 사용하기 때문에 데이터 전송율이 16 Kbps이다.^{[11][12]} 본 논문에서는 음성데이터에 14 Kbps가 할당되는 시스템을 고려하므로 에러정정부호를 위한 리던던시에 2 Kbps가 할당된다. 음성데이터는 비트에 따라 그 비트에러감도가 다르므로 2 Kbps의 제한된 리던던시로 14 Kbps의 음성 데이터를 모두 보호하는 것보다 비트에러감도가 큰 비트들만을 선택적으로 보호하는 비트 선택적 에러정정부호(BS-FEC)가 효과적이다. 비트선택적 에러정정부호의 부호화율 k/n 는 다음을 만족하여야 한다.

$$\frac{k}{n} \geq \frac{N_i}{N_i + (40 - N_s)} \quad (16)$$

여기서 N_i 는 한 프레임 내의 에러정정부호의 정보 비트 수, N_s 는 프레임 동기를 위한 비트 수, 40은 한 프레임 내의 리던던시 비트 수이다. 비트선택적 에러정정부호로서는 식(16)의 등호를 만족시키는 것이 가장 효율적이다. 그러나 BCH 부호와 R-S 부호 중에는 식(16)의 등호를 만족하는 것이 드물다. 따라서 식(16)의 등호에 근사하는 에러정정부호를 얻기 위해서는 부호

화율을 조절하는 것이 필요한 데 그 방법에는 부호의 단축(shortening) 또는 확장(extension)이 있다.¹³⁾ 단축부호는 다음과 같이 만든다. 식(14)에서 $i(x)$ 의 i_j , $j=k', k'+1, \dots, k-1$ 가 모두 0인 $i'(x)$ 로부터 생성되는 부호어 $c(x)$ 는 다음식으로 주어진다.

$$\begin{aligned}
 c'(x) &= i'(x)g(x) \\
 &= (i_0 + i_1x + \dots + i_{k-1}x^{k-1})g(x) \\
 &= c_0 + c_1x + \dots + c_{n-k+k'}x^{n-k+k'-1} + 0 + 0 \dots + 0
 \end{aligned}
 \tag{17}$$

효율적 전송을 위하여 $c(x)$ 에서 발생하는 $k-k'$ 개의 0은 전송하지는 않고 c_j , $j=0, 1, 2, \dots, n-k+k'-1$, 만을 전송한다. 복호기는 수신되지 않은 c_{n-j} , $j=1, 2, 3, \dots, k-k'$ 을 모두 0으로 두고 복호화하여 정보비트 i_j , $j=1, 2, 3, \dots, k'-1$ 를 추정한다.

3. 에러정정부호의 선택과 SBC에 적용

선택된 부호들의 부호화율 변환을 위해 단축한 에러정정부호를 한 프레임마다 소요되는 동기비트수, 하나의 블록 안에서 보호되는 비트 수 및 비트의 위치에 따라 표 1에 나열하였다. 표 1에서 각 부호의 에러정정 능력에 따라 보호되는 비트의 수를 달리 하였다. 에러정정부호가 보호하는 비트는 비트에러감도 측정의 결과에 따라 블록 내의 2, 6, 9, 12번째 비트들 중에서 선택하였다. 채널에러를 고려하지 않은 비트에러감도와 Rayleigh 페이딩 채널을 고려한 비트에러감도를 비교하기 위하여 (31, 16) BCH 부호에 대하여서 블록 내의 보호받는 비트 위치를 4종류로 구성하였다.

표 1. 단축에 의한 에러정정부호
Table 1. Error correcting codes by shortening.

원래 부호	변환 부호	정정 능력 t	블록내의 보호비트 수	블록내의 보호비트 위치	동기 비트 수	부호어수/프레임수
BCH (31, 16)	BCH (31, 16)	3	2	2, 6	2.5	5/2
"	"	3	2	2, 5	2.5	5/2
"	"	3	2	1, 6	2.5	5/2
"	"	3	2	1, 5	2.5	5/2
BCH (63, 45)	BCH (58, 40)	3	4	2, 6, 9, 12	2.5	5/2
BCH (63, 36)	BCH (57, 30)	5	2	2, 6	4	4/3
R-S (31, 25)	R-S (18, 12)	3	3	2, 6, 12	4	1/1
R-S (7, 5)	R-S (6, 4)	1	3	2, 6, 12	4	5/1

IV. 시뮬레이션 결과 및 토의

1. 비트에러감도

SBC-APCM(AQB)의 성능측정을 위한 음성신호로 약 2.2초 정도시간의 남성음성 2가지와 여성음성 1가지를 사용하였다. 사용된 음성신호는 다음과 같다.

음성신호 1 (남성) "어제는 비가 내리고 오늘은 바람이 분다."

음성신호 2 (남성) "훤바람속에 피는 꽃들."

음성신호 3 (여성) "가슴깊이 적시는 눈물."

누설인수 $\beta=63/64$ 로 하고 에러비트가 매 블록 내의 동일 위치에 발생시킨 경우의 비트에러감도를 그림 5에 보였다. 그림 5(a)와 (b)에 각각 블록길이 $N=14$ 를 주기로 한 비트씩 에러를 발생시킨 경우와 프레임길이 $N=280$ 을 주기로 한 비트씩 에러를 발생시킨 경우를 보였다.

그림 5에서 SBC-APCM(AQB)의 비트에러 감도는 다음 특징을 나타내고 있다. 첫째 낮은 주파수 대역의 비트에러감도가 높은 주파수 대역의 비트에러감도에 비해 큰 것으로 나타났다. 이것은 음성신호의 에너지가 250Hz에서 1.5KHz 근처에 집중되어 있기 때문으로 보인다. 둘째 각각의 서브밴드 내에서 부호비트보다는 신호크기를 나타내는 비트들 중 상위비트가 중요하였다. 이것은 신호크기를 나타내는 비트에 발생된 에러가 계단크기에 에러를 발생시키기 때문이다. 즉 AQB 복호기는 신호크기를 나타내는 비트들로부터 복호화에 필요한 계단크기를 결정하므로 신호크기를 나타내는 비트에 에러가 발생하면 계단크기에 에러가 발생하고 AQB 복호기의 계단크기가 그 이전의 데이터에 의해 결정되기 때문에 계단크기의 에러는 시간에 따라 전파되어간다. 한편,

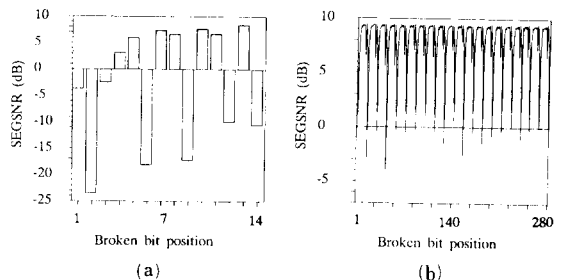


그림 5. SBC-APCM(AQB)의 비트에러감도

(a) 블록 (N=14)

(b) 프레임 (N=280)

Fig. 5. Bit error sensitivity of SBC-APCM(AQB).

(a) block (N=14),

(b) frame (N=280).

복호비트에 발생된 에러는 제단크기에 에러를 발생시키지 않고 복호화 때의 신호극성만을 반전시킨다^[10]. 셋째, 비트에러감도는 프레임의 주기로 에러를 발생시킨 경우에도 블록을 주기로 에러를 발생시킨 경우와 동일한 경향을 보였다. 즉, 에러정정부호를 적용하는대는 프레임 내에서의 블록의 위치보다 블록내에서의 비트위치가 더 중요하다.

2. 보호비트의 위치에 따른 SBC-APCM의 성능 비교

보호받는 비트의 위치에 따른 에러정정부호의 효과를 비교하기 위하여 SBC-APCM(AQB) 데이터에 (31, 16) BCH 부호를 적용한 결과를 그림6에 보였다. 에러정정부호에 의해 보호받는 비트는 한 블록의 14비트 가운데 비트에러 감도가 큰 1, 2, 5, 6번째 비트 중 두비트로 하였다. 그림6에서 보호비트선택에 따른 SBC-APCM의 성능개선 정도는 그림 5의 비트에러감도와 그 경향이 일치하였다. 즉 채널 BER이 5.3×10^{-2} 이하일 때 4개의 곡선 중에서 2번째와 6번째 비트를 보호한 것이 가장 우수한 성능을 보였다. 또한 SBC-APCM의 SEGSNR은 채널 BER이 10^{-2} 보다 큰 경우 에러정정부호를 적용한 모든 경우가 에러정정부호를 적용하지 않은 경우보다 감소하였다. 이것은 채널의 BER이 증가하게되면 에러정정부호의 에러정정능력을 초과하는 에러가 하나의 부호어 안에 발생되어 결국 복호기가 에러정정을 할 수 없게

되기 때문이다. 이런 경우에 복호기는 송신부에서 전송한 정보비트와는 다른 정보비트를 출력시키게 되므로 채널에러에 의해 에러정정부호를 적용하지 않은 정보비트에 발생되는 에러보다 많은 에러가 복호화 된 정보비트에 발생하게 된다.

3. 에러정정부호와 누설인수에 따른 SBC-APCM(AQB)의 성능

에러정정부호를 적용한 SBC-APCM(AQB)의 블록 내의 보호비트의 위치에 따른 성능을 그림7에 보였다. 그림 7(a), (b), (c)에서 누설인수 β 는 각각 15/16, 31/32, 63/64이다. 그림 7(c)에서 $\beta=63/64$ 이고 BER이 8.72×10^{-3} 보다 작을 때 BS-FEC를 적용한 것이 BS-FEC를 적용하지 않은 것보다 SEGSNR이 0.6내지 2 dB 정도 개선됨을 보였다. 한편 그림7에서 SEGSNR은 누설인수 β 가 작을수록 채널 BER의 증가에 따라 완만하게 감소함을 볼 수 있다. 또한 β 가 작을수록 BS-FEC에 의한 SEGSNR의 개선은 작아진다.

그림 7(c)에서 $\beta=63/64$ 인 경우에 대하여 비트오율이 8.72×10^{-3} 보다 작은 경우 SBC-APCM(AQB)에 BCH 부호를 적용한 것과 R-S 부호를 적용한 것 모두 SEGSNR이 최소 1.1dB에서 최대 2.0dB만큼 증가되었다. 비트오율이 8.72×10^{-3} 과 2.14×10^{-2} 사이인 경우 SBC-APCM(AQB)에 BCH 부호를 적용한 것은 SEGSNR이 최소 0.6dB에서 최대 2.2dB 만큼 증가된 반면에 SBC-APCM(AQB)에 R-S 부호를 적용한 것은 SEGSNR이 2.3dB 이상 감소되었다. 비트오율이 5.12×10^{-2} 보다 큰 경우 SBC-APCM(AQB)에 BCH 부호를 적용한 것과 R-S 부호를 적용한 것 모두의 SEGSNR이 에러정정부호를 적용하지 않은 것보다 감소되었다. 이러한 경향은 다음과 같이 설명된다. 일반적으로 R-S 부호는 BCH 부호에 비하여 구조적으로 연집에러정정에 효과적이지만 비트오율이 커서 R-S 부호에 발생한 심볼에러 갯수가 심볼에러 정정능력을 초과하면 성능이 BCH 부호의 성능보다 나빠진다. 특히 16 Kbps 채널에 14Kbps SBC-APCM을 사용하므로 리던던시가 작은 관계로 큰 비트오율에 대하여서는 R-S 부호에 발생하는 에러의 갯수가 에러정정 능력을 초과하게되어 부호의 성능이 급격히 나빠진다. 또한 BCH 부호도 앞서 그림 6의 분석에서 살펴 보았듯이 채널 BER이 증가하게되면 하나의 부호어 안에 발생하는 에러의 수가 에러정정부호의 에러정정능력을 초과하게 되어 복호기가 에러정정을 할 수 없기 때문이다. 이런 경우 복호화 된 정보비트에는 채널에서 발생하는 에러보다

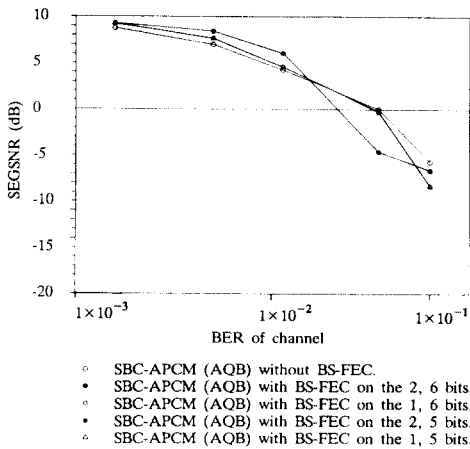


그림 6. 보호비트의 위치에 따른 BS-FEC를 적용한 SBC-APCM(AQB)의 성능
 Fig. 6. Performance of SBC-APCM(AQB) with BS-FEC according to position of protected bits.

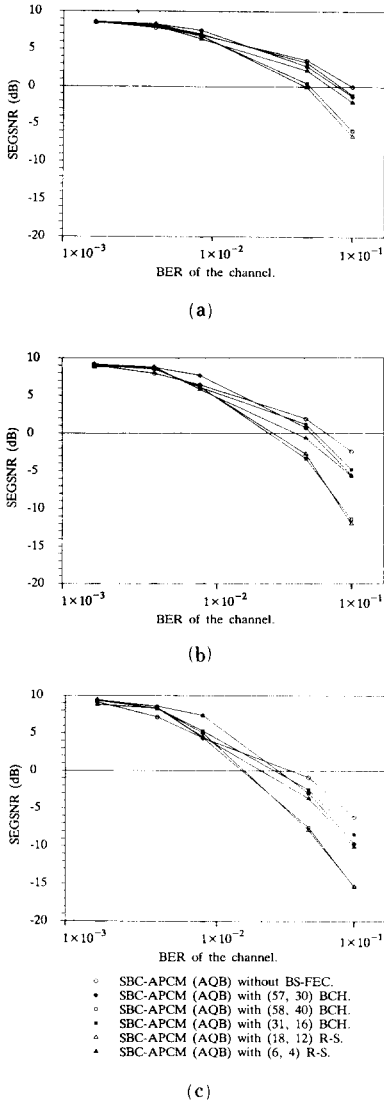


그림 7. 에러정정부호를 적용한 SBC-APCM(AQB)의 성능

(a) $\beta=15/16$ (b) $\beta=31/32$ (c) $\beta=63/64$

Fig. 7. Performance of SBC-APCM(AQB) with BS-FEC.

(a) $\beta=15/16$, (b) $\beta=31/32$, (c) $\beta=63/64$.

많은 에러가 발생할 수도 있다.

V. 결 론

16 Kbps 디지털 이동통신 채널에서 SBC-APCM(AQB)부호화 된 14Kbps 음성데이터에 효과적인 에러정정부호를 제안하고 성능을 계산분석 하였다. 음성데이터의 각각의 비트는 서로 다른 비트에러 감도

를 가지므로 2 Kbps의 제한된 리던던시로 효과적으로 음성데이터를 보호하기 위하여 비트선택적 에러정정부호(BS-FEC)를 사용하였다. 보호할 비트의 선택을 위하여 14Kbps SBC-APCM(AQB)의 비트에러감도를 계산하였다. 비트에러감도 계산결과 각각의 서브밴드에서 부호비트보다는 신호의 크기를 나타내는 비트의 상위비트가 중요함을 보였다. 또한 비트의 위치에 따른 중요도는 한 프레임 내에서의 블록의 위치보다는 한 블록 내에서의 비트위치가 큰 것을 보였다. 선택된 비트를 보호하기 위하여 BCH 부호와 R-S 부호를 적용하였다. 계산결과 누설인수가 63/64일 때 채널의 비트오율이 8.72×10^{-3} 보다 작은 경우 SBC-APCM(AQB)에 비트선택적으로 BCH 부호를 적용한 것과 R-S 부호를 적용한 것 모두 SBC-APCM(AQB)의 SEGSNR이 최소 1.1dB에서 최대 2.0dB 만큼 증가됨을 보였다. 누설인수가 63/64 일 때 채널의 비트오율이 5.3×10^{-2} 보다 큰 경우 SBC-APCM(AQB)에 비트선택적으로 BCH 부호를 적용한 것과 R-S 부호를 적용한 것 모두의 SEGSNR이 에러정정부호를 적용하지 않은 것보다 감소됨을 보였다. 즉 누설인수가 63/64이고 채널의 비트오율이 5.3×10^{-2} 보다 큰 경우에는 2 Kbps의 리던던시로 14 Kbps SBC-APCM(AQB)에 비트선택적으로 BCH 부호와 R-S 부호를 적용하는 것은 효과적이지 않음을 보였다.

參 考 文 獻

[1] J.E. Native, "Evaluation of six medium bit-rate coders for the Pan-European digital mobile radio system," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC-6, pp. 324-331, Feb. 1988.

[2] R.V. Cox, J. Hagenauer, N. Seshadri, and C.E. Sundberg, "A sub-band coder designed for combined source and channel coding," *Proc. 38th IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 235-238, Philadelphia, PA, June 1988.

[3] J. Hagenauer, N. Seshadri, and C.E. Sundberg, "Variable-rate sub-band speech coding and matched channel coding for mobile radio channels," *Proc. 38th IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 139-146, Philadelphia, PA, June 1988.

[4] P. Kroon, Ed. F. Deprettere, "A class of analysis-by-synthesis predictive coders high quality speech coding at rates between 4.8 and 16 Kbit/s," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC-6, pp. 353-363, Feb. 1988.

[5] W.C.Y. Lee, *Mobile Communications Design Fundamentals*. Howard W. Sams, 1986.

[6] K. Otani and et al., "Burst error performance encountered in digital land mobile radio channel," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. VT-30, pp. 156-160, Nov. 1981.

[7] R.H. Clarke, "A statistical theory of mobile-radio reception," *Bell System Tech. J.*, pp. 957-1000, July 1968.

[8] J.I. Smith, "A computer generated multipath fading simulation for mobile radio," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. VT-24, pp. 390-391, Aug. 1975.

[9] R.E. Crochiere and L.R. Rabiner, *Multirate Digital Signal Processing*. Prentice-Hall, 1983.

[10] N.S. Jayant and P. Noll, *Digital Coding of Waveforms*. Prentice-Hall, 1984.

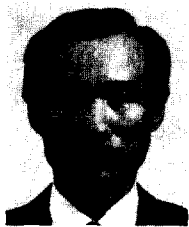
[11] D.J. Goodman and R.M. Wilkinson, "A robust adaptive quantizer," *IEEE Trans. on Communications* pp. 1362-1365, Nov. 1975.

[12] 김민구, 이재홍, "디지털 이동통신 채널상의 14 Kbps SBC-APCM을 위한 비트선택적 에러정정부호에 관한 연구," 대한전자공학회 추계종합학술대회 논문집, pp. 24-28, 1989년11월

[13] S. Lin and D.J. Costello, *Error Control Coding: Fundamentals and Applications*. Prentice-Hall, 1983.

[14] R.E. Blahut, *Theory and Practice of Error Control Codes*. Addison Wesley, 1983.

— 著 者 紹 介 —



李 在 弘 (正會員)

1953年 12月 7日生. 1976年 2月 서울대학교 전자공학과 졸업. 공학사 학위취득. 1978年 2月 서울대학교 대학원 전자공학과 졸업. 공학석사 학위취득. 1986年 8月 미국 Univ. of Michigan 졸업. 공학박사 학위취득. 1978年~1981年 해군사관학교 전자공학과 교관, 전임강사. 1990年 6月~현재 서울대학교 전자공학과 조교수. 주관심분야는 채널코딩, 디지털 통신, 위성 및 이동통신, 음성합성, 정보이론 등임.



金 滿 龜 (準會員)

1964年 8月 20日生. 1988年 2月 연세대학교 전자공학과 졸업. 공학사 학위취득. 1990年 2月 서울대학교 대학원 전자공학과 졸업. 공학석사 학위취득. 1990年 3月 현재 서울대학교 전자공학과 박사과정. 주관심분야는 채널코딩, 디지털 이동통신, 신호처리 등임.