

부대역 부호화 영상전송을 위한 16-QAM CDMA 시스템에서의 최적 처리이득 및 신호성상도

정회원 김진훈*, 김상우*

Optimal Processing Gain and Signal Constellation in 16-QAM CDMA for Subband-Coded Image Transmission

Jin-hoon Kim*, Sang-wu Kim* *Regular Members*

요약

이 논문에서는 부대역 부호화(subband coded) 영상 전송을 위한 중첩 16-QAM 부호분할 다원접속(CDMA) 시스템을 생각한다. 먼저, 비트의 중요도를 무시했을 때의 전체시스템 비트오류확률에 대해서 조사한 다음, 영상신호 비트열을 중요도에 따라 두 그룹으로 나누고 전력과 대역폭이 제한된 조건하에서 각 그룹에 최적의 처리이득과 전력을 할당하여 성능을 향상시키는 방법을 제시한다. 성능척도를 peak SNR 로 설정했을 때, 처리이득과 전력의 최적할당으로부터 기존의 시스템(동거리, 동처리이득 시스템)과 대등데이터보호 방식에 비해 얻을 수 있는 성능향상에 대해 조사한다.

ABSTRACT

In this paper, we consider the superposed 16-QAM CDMA system for subband coded (SBC) image transmissions. We divide the SBC image bit stream into two groups according to its significance. First, we investigate the average bit error rate (BER) of the overall system when the significance of bits is ignored. Next, we investigate the optimal signal constellation and processing gain that maximizes the peak signal-to-noise ratio (PSNR) of SBC image, subject to a fixed power and bandwidth constraint. We examine the performance improvement over the conventional equal distance, equal processing gain system, and the equal error protection (EEP) system.

I. 서론

한정된 주파수 자원의 효율적 이용과 고속데이터 전송을 위해 고수준(high level) 변조방식이 필요하다. 최근에 M-ary 직각진폭변조(M-QAM) 방식이 대역효율성이 중요시되는 디지털 무선통신에 많은 관심을 끌고 있다. 이 논문에서는 중첩 16-QAM CDMA 시스템을 생각하는데 이 시스템에서 각 신호점은 서로 크기가 다른 두 개의 QPSK 페이서의 중첩에 의해 형성된다^{[3][4]}. 그림 1에서 알 수 있듯

달라진다. 예를 들어, $\sqrt{P_1} = 2\sqrt{P_2}$ 일 때, 기존의 동거리 16-QAM 성상도가 생성된다. 이와같이 M-QAM 모뎀을 여러 개의 QPSK 모뎀으로부터 구현 하던 기존의 QPSK 회로를 이용할 수 있다는 점에서 이점이 있다.

먼저, 우리는 비트율 R 의 부대역 부호화 영상비트열을 전송하기 전에 중요도에 따라 R_1 (MSB's)과 R_2 (LSB's)의 비트율을 가지는 두 개의 그룹으로 나눈다($R_1 + R_2 = R =$ 일정). 그림 2는 송신기 구조를 나타낸다. 두 비트열은 I, Q 채널에 걸쳐 각각

* 한국과학기술원 전기및전자공학과 정보전송연구실 (swkim@san.kaist.ac.kr)
논문번호 : 98235-0525, 접수일자 : 1998년 5월 25일

서로 독립이지만 칩율과 주기가 같은 네 개의 확산 수열에 의해 확산된다. 각각의 확산 데이터는 전력이 P_1, P_2 인 두 개의 QPSK 변조기에 의해서 변조된다($P_1 + P_2 = P =$ 일정). R_1 이 감소하면 MSB의 처리이득이 증가하여 다중사용자간섭에 대해 좀더 보호되지만 보호되는 비트의 수는 감소한다. 이로부터 최상의 영상화질을 얻을 수 있는 최적 (R_1, R_2) 쌍이 존재함을 예측할 수 있다. 마찬가지로 P_1 이 증가하면 MSB의 신호간 거리가 증가하여 잡음에 대해 LSB보다 좀더 보호되므로 최적의 (P_1, P_2) 쌍이 존재함을 기대할 수 있다. 이 논문에서는 $R_1 + R_2 = R, P_1 + P_2 = P$ 의 조건하에, 먼저 비트의 중요도를 무시했을 때 전체시스템 비트 오류확률을 최소로 하는 (R_1, R_2), (P_1, P_2) 쌍에 대해 조사한 다음, 영상화질의 척도인 최고신호대잡음비(peak SNR: PSNR)를 최대로 하는 최적 (R_1, R_2), (P_1, P_2) 쌍을 찾는다.

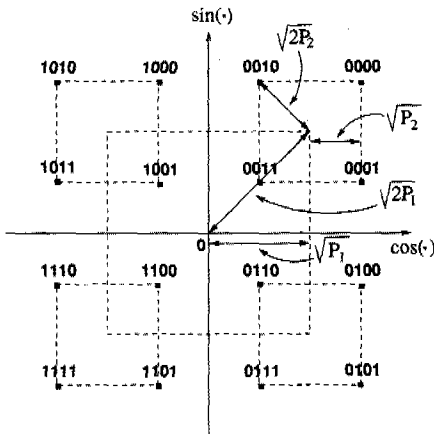


그림 1. 중첩 16-QAM 신호성상도(constellation)

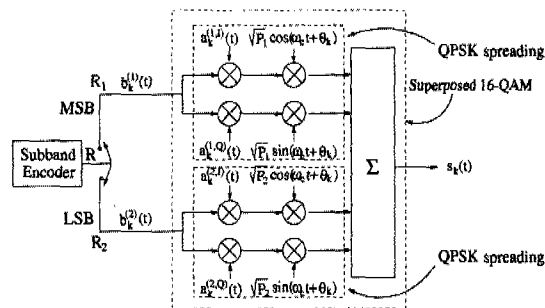


그림 2. k 번째 사용자의 송신기

또한, 기존의 동거리 동처리이득 시스템($R_1 = R_2,$

$P_1 = 4P_2$)과 대등데이터보호(equal error protection: EEP) 시스템($R_2 = P_2 = 0, R_1 = R, P_1 = P$)에 비한 성능향상폭을 제시한다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. 2 장에서 시스템 모형을 기술하고 3 장에서는 MSB, LSB 비트오류 확률을 유도한다. 4 장에서는 전체시스템 비트오류 확률 및 PSNR 관점에서의 최적의 $R_2/R_1, P_2/P_1$ 를 조사하고, 5 장에서 결론을 내린다.

II. 시스템 모형

2.1 부대역 부호화기 (Subband Coder)

그림 3은 직렬연결된 2차원 직각거울필터(quadrature mirror filter: QMF) 묶음에 의해 분리된 7개의 부대역을 표시한다^{[5][6]}. 각각의 부대역은 Lloyd-Max 양자화기와 고정길이부호화 방식을 사용하는 PCM 블록에 의해 독립적으로 부호화된다. 각 부대역으로 부터의 비트열을 중요도 순(저주파에서 고주파 순)으로 배열함으로써 하나의 비트열을 만든다. 수신단에서의 부대역 복호화는 이 과정의 역순이다.

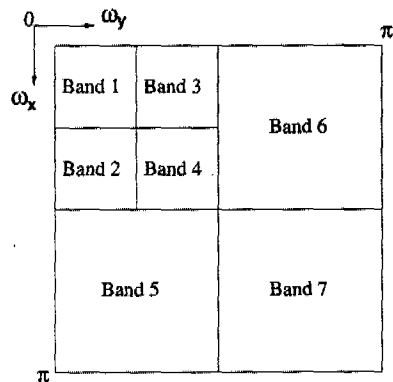


그림 3. 7개의 부대역

2.2 확산/변조 (Spreading/Modulation)

그림 2에서 $b_k^{(j)}(t)$ 는 정보비트열을 나타내고 $a_k^{(j,1)}(t), a_k^{(j,2)}(t)$ 는 확산수열을 나타낸다. $j=1$ 은 MSB, $j=2$ 는 LSB를 표시한다고 가정하자. 이로부터,

$$\begin{aligned}
 b_k^{(j)}(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_{k,n}^{(j)} P_{T_c}(t - nT_c) \\
 a_k^{(j,1)}(t) &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} a_{k,l}^{(j,1)} P_{T_c}(t - lT_c) \\
 a_k^{(j,2)}(t) &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} a_{k,l}^{(j,2)} P_{T_c}(t - lT_c)
 \end{aligned} \tag{1}$$

인데, 여기서 $P_k(t)$ 는 t 가 0 과 τ 사이에서는 1 이고 그밖의 영역에서 0 인 함수이고 $b_{k,n}^{(j)}$, $a_{k,i}^{(j,l)}$, $a_{k,i}^{(j,Q)}$ 는 $\{-1, +1\}$ 을 1/2의 확률로 취하는 독립랜덤변수이다. $T_1=1/R_1$, $T_2=1/R_2$ 는 각각 MSB, LSB의 비트간격이며, T_c 는 칩간격이다. 이로부터, k 번째 사용자의 송신신호 $s_k(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$s_k(t) = [\sqrt{P_1}b_k^{(1)}(t)a_k^{(1,l)}(t) + \sqrt{P_2}b_k^{(2)}(t)a_k^{(2,l)}(t)]\cos(\omega_c t + \theta_k) + [\sqrt{P_1}b_k^{(1)}(t)a_k^{(1,Q)}(t) + \sqrt{P_2}b_k^{(2)}(t)a_k^{(2,Q)}(t)]\sin(\omega_c t + \theta_k) \quad (2)$$

여기서, ω_c 는 반송파 주파수이고 θ_k 는 k 번째 사용자의 반송파 위상이다.

채널이 주파수 선택적이고 느리게 변한다고 가정하면, 수신 신호 $r(t)$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L a_{k,i} ([\sqrt{P_1}b_k^{(1)}(t-\tau_{k,i})a_k^{(1,l)}(t-\tau_{k,i}) + \sqrt{P_2}b_k^{(2)}(t-\tau_{k,i})a_k^{(2,l)}(t-\tau_{k,i})] \cdot \cos(\omega_c(t-\tau_{k,i}) + \theta_k + \phi_{k,i}) + [\sqrt{P_1}b_k^{(1)}(t-\tau_{k,i})a_k^{(1,Q)}(t-\tau_{k,i}) + \sqrt{P_2}b_k^{(2)}(t-\tau_{k,i})a_k^{(2,Q)}(t-\tau_{k,i})] \cdot \sin(\omega_c(t-\tau_{k,i}) + \theta_k + \phi_{k,i})) + n(t) \quad (3)$$

여기서, K 는 총사용자수, L 은 분해가능한 경로 수로서 최대 지연확산을 T_m 이라 할 때 $L = \lfloor T_m/T_c \rfloor + 1$ 로 주어진다. $\tau_{k,i}$, $\phi_{k,i}$ 은 각각 k 번째 사용자의 l 번째 경로에 대한 전파지연 및 채널 인가위상이다. $n(t)$ 는 양측 전력주파수밀도가 $N_0/2$ 인 가산백색정규잡음이다. $a_{k,i}$ 은 k 번째 사용자의 l 번째 경로에 대한 채널이득으로서 레일리 분포를 가진다. 모든 k 와 l 에 대해 $E[a_{k,i}^2] = G_c$ 라 하고, 수신단에서 채널이득, 전파지연, 위상에 대한 추정치가 정확하다고 가정한다. 이로부터, 수신단에서는 최대비 합성 기법을 이용한다. 한편, 이 논문에서는 전방오류제어 기법은 전혀 사용되지 않았다.

III. 비트 오류 확률

그림 4는 i 번째 사용자의 L -branch RAKE 수신기와 i 번째 사용자의 l 번째 경로에 대한 16-QAM 복조기를 나타낸다. 복조기 출력 $Z_i^{(1,l)}$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$Z_i^{(1,l)} = \int_{\tau_{i,l}}^{\tau_{i,l}+T_{1l}} r(t)a_i^{(1,l)}(t-\tau_{i,l}) \cdot \cos[\omega_c(t-\tau_{i,l}) + \theta_i + \phi_{i,l}]dt = a_{i,l}\sqrt{P_1}T_1b_{i,l}^{(1)}/2 + N_B + I_M + I_S + I_{2l} \quad (4)$$

여기서, 수신기가 i 번째 사용자의 l 번째 경로 신호에 동기되었다고 가정하였다 ($\tau_{i,l} = \phi_{i,l} = 0$). 위 식에서 첫 번째 항은 원하는 신호를 나타내며, 나머지 네 개의 항은 다음과 같다.

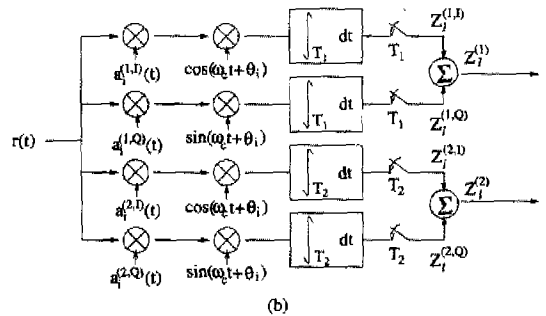
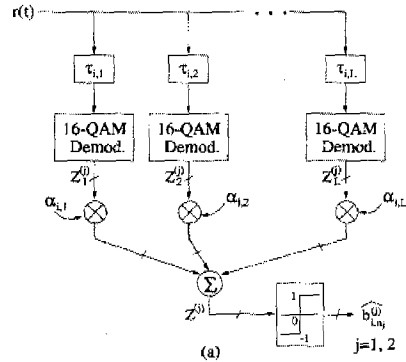


그림 4. (a) i 번째 사용자의 L -branch RAKE 수신기
(b) i 번째 사용자의 l 번째 경로에 대한 증점 16-QAM 복조기

- N_B : 분산이 $N_0T_1/4$ 이고 평균이 0 인 배경잡음
- I_M : 분산이 $(K-1)G_cPT_cT_1/6$ 이고 평균이 0 인 다중사용자 간섭
- I_S : 분산이 $(L-1)G_cPT_cT_1/6$ 이고 평균이 0 인 자신으로부터의 다경로 간섭

· I_{21} : 분산이 $G_c P_2 T_c T_1 / 4$ 이고 평균이 0 인, 자신으로부터의 두 번째 비트열이 첫 번째 비트열에 영향을 미치는 비트열 상호간 간섭

그러면, $Z_i^{(j)} = Z_i^{(j,N)} + Z_i^{(j,Q)}$ ($j=1, 2$) 는 다음과 같은 평균과 분산을 가지는 정규랜덤변수로 모형화할 수 있다.

$$E[Z_i^{(j)}] = \alpha_{i,j} \sqrt{P_j} b_{i,0}^{(j)} T_j$$

$$Var[Z_i^{(j)}] = T_j \left[\frac{N_0}{2} + \frac{G_c P_{3-j} T_c}{2} + \frac{(KL-1)G_c P T_c}{3} \right] \quad (5)$$

RAKE 수신기에서 최대비 합성을 거친 후의 최종적인 결정변수 $Z^{(j)}$ 는 다음과 같이 형성된다.

$$Z^{(j)} = \sum_{i=1}^L \alpha_{i,j} Z_i^{(j)}, \quad j=1, 2. \quad (6)$$

최대비 합성기 출력에서의 순간 신호대간섭비 (signal-to-equivalent interference ratio: SIR) γ_j 는 다음과 같다.

$$\gamma_j = \frac{E^2[Z^{(j)}]}{2 Var[Z^{(j)}]} \quad (7)$$

$$= \frac{\sum_{i=1}^L \alpha_{i,j}^2 P_j}{R_j [N_0 + 2(KL-1)G_c P T_c / 3 + G_c P_{3-j} T_c]}$$

한편, $R_1 + R_2 = R$, $P_1 + P_2 = P$ 라는 조건하에 파라미터 α 와 β 를 $\alpha = R_2 / R_1$, $\beta = P_2 / P_1$ 로 정의한다면, $T_1 / T_c = (1 + \alpha)N$, $T_2 / T_c = (1 + 1/\alpha)N$ 임을 알 수 있다. 여기서, $N = T_b / T_c$ 이고 $T_b = 1/R$ 이다. 그러면, 기존의 동거리 동처리이득 시스템은 $\alpha=1, \beta=1/4$ 인 경우에 대응하며, EEP 시스템은 모든 비트가 한 채널로 전송되는 경우로서 $\alpha=\beta=0$ 에 대응한다. 위의 관계식들과 $P_1 = P / (1 + \beta) = E_b / [(1 + \beta)NT_c]$, $P_2 = \beta P / (1 + \beta) = \beta E_b / [(1 + \beta)NT_c]$ 을 (7)식에 대입하면, 평균 SIR $\overline{\gamma_j}$ 는 다음과 같은 형태로 얻어진다.

$$\overline{\gamma_1} = \frac{1}{2} \left(\frac{1 + \alpha}{1 + \beta} \right) \cdot \left(\frac{N_0}{2L G_c E_b} + \frac{KL-1}{3LN} + \frac{\beta}{2(1 + \beta)LN} \right)^{-1} \quad (8)$$

$$\overline{\gamma_2} = \frac{\beta}{2\alpha} \left(\frac{1 + \alpha}{1 + \beta} \right) \cdot \left(\frac{N_0}{2L G_c E_b} + \frac{KL-1}{3LN} + \frac{1}{2(1 + \beta)LN} \right)^{-1} \quad (9)$$

이로부터, MSB와 LSB의 비트오류확률 P_{b1}, P_{b2} 는 $\overline{\gamma_j}$ 에 대한 함수로써 다음과 같이 표현될 수 있다^[10].

$$P_{b_j} = \left(\frac{1 - \mu_j}{2} \right)^L \sum_{l=0}^{L-1} \binom{L-1+l}{l} \left(\frac{1 + \mu_j}{2} \right)^l, \quad (10)$$

여기서, $\mu_j = \sqrt{\frac{\gamma_j / L}{1 + \gamma_j / L}}$ 이다.

이상적인 인터리빙을 가정하면, MSB와 LSB는 천이확률이 각각 P_{b1}, P_{b2} 인 이진대칭채널(binary symmetric channel: BSC)을 통해 전송된다고 생각할 수 있다. 또한, 특수한 경우로서 (8)식에 $\alpha = \beta = 0$ 과 $L = G_c = 1$ 을 대입하여 (BPSK 변조/QPSK 확산)의 경우에 대한 $\overline{\gamma_1}$ 를 구해 보면, $\overline{\gamma_1} = \left(\frac{N_0}{E_b} + \frac{2(K-1)}{3N} \right)^{-1}$ 이 되는데, 이는 [8]에서 유도된 식과 일치함을 알 수 있다.

IV. 수치적 결과 및 토의

4.1 전체시스템 비트오류확률

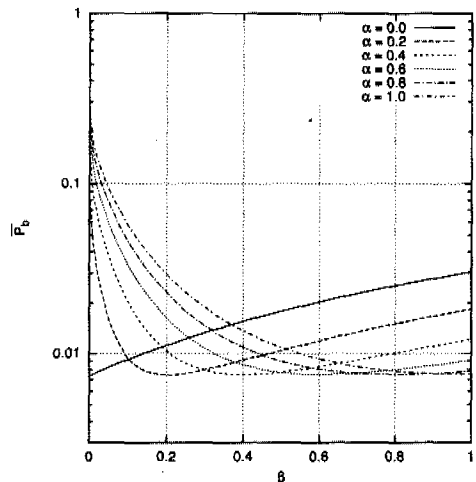


그림 5. $\overline{P_c}$ 대 β , $E_b/N_0 = 10$ dB, $K = 10$, $N = 60$, $L = 4$, $G_c = 0.25$

비트의 중요도를 무시했을 때, 즉 모든 비트의 중

요도가 같다고 가정했을 때 전체시스템 비트오류확률 \overline{P}_b 는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\overline{P}_b = \frac{R_1 P_1 + R_2 P_2}{R_1 + R_2} = \frac{P_1 + \alpha P_2}{1 + \alpha} \quad (11)$$

그림 5는 여러 개의 α 값에 대해 \overline{P}_b 대 β 의 관계를 보여준다. 그림으로부터 각각의 α 값에 대해 $\beta = \alpha$ 일 때 \overline{P}_b 가 최소가 된다는 것을 확인할 수 있다. 그 중에서도 $\alpha = \beta = 0$ ($R_2 = P_2 = 0$)일 때의 \overline{P}_b 가 가장 작다. 즉, 비트열을 두 개로 나누지 않고 하나의 비트열로 최대의 전력을 할당하여 보내는 것이 전체시스템 비트오류확률 측면에서 최적이라는 것을 알 수 있다.

4.2 PSNR

성능척도로 사용되는 PSNR은 8 bits per pixel(bpp) 영상에 대하여 다음과 같이 정의된다⁹⁾.

$$PSNR = 10 \log_{10} \frac{255^2}{E[(u - \hat{u})^2]} \quad (12)$$

여기서, u 는 임의의 위치에서의 입력영상의 픽셀값이며, \hat{u} 은 같은 위치에서의 복원영상의 픽셀값이다. 우리는 모의실험을 통하여 PSNR을 최대로 하는 최적의 α 와 β 를 찾고 기존의 시스템과 EEP 시스템에 비한 성능향상폭을 조사할 것이다. 실험에서 사용된 입력영상의 크기는 256×256 이고 소스 비트율 R 은 2.5 bpp이며 처리이득 N 은 60으로 잡았다. 또한, 비트당 평균 SNR인 $LG_e E_b/N_0$ 을 $\overline{\gamma}_b$ 로 표기하였다.

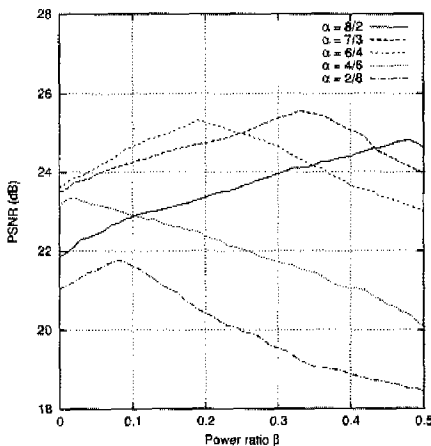


그림 6. PSNR 대 β , $\overline{\gamma}_b = 10$ dB, $L = 4$, $K = 20$

그림 6은 여러 α 값에 대하여 PSNR 대 β 의 관계를 보여준다. 그림으로부터 PSNR을 최대로 하는 $(\alpha, \beta)_{opt}$ 가 존재하며 $\alpha_{opt} = 7/3$, $\beta_{opt} = 0.33$ 이라는 것을 알 수 있다. 그림 7은 여러 (α, β) 쌍에 대해 PSNR 대 K 의 관계를 보여준다. 그림으로부터 (α, β) 쌍을 알맞게 선택함으로써 기존의 시스템 ($\alpha = 1/1, \beta = 0.25$)과 EEP 시스템 ($\alpha = \beta = 0$)에 비해 성능을 향상시킬 수 있으며 사용자수 K 가 증가할수록 성능향상폭도 증가함을 알 수 있다.

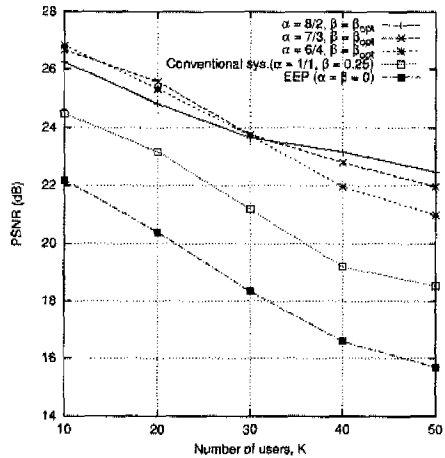


그림 7. PSNR 대 K , $\overline{\gamma}_b = 10$ dB, $L = 4$

표 1-4는 사용자수 K 에 따른 $(\alpha, \beta)_{opt}$, 최대 PSNR, 기존의 시스템에 비한 PSNR 이득(Gain1), EEP 시스템에 비한 PSNR 이득(Gain2)을 차례로 보여준다. 이로부터, 최적의 (α, β) 선택에 의해 기존의 시스템에 비해 약 2.1~3.9 dB, EEP 시스템에 비해서는 약 3.0~6.7 dB의 PSNR 향상이 있음을 알 수 있고, 사용자수가 증가할수록 성능향상폭도 더 커짐을 알 수 있다.

또한, 채널 상황이 나빠질수록 (K 의 증가, E_b/N_0 의 감소, L 의 감소), MSB의 처리이득을 높이고(α 의 증가) 전력을 많이 할당함으로써(β 의 감소) MSB를 가능한한 많이 보호하는 것이 유리하다는 것을 알 수 있다.

표 1. $L = 1$, $\overline{\gamma}_b = 10$ dB

K	$(\alpha, \beta)_{opt}$	PSNR _{max}	Gain1	Gain2
10	(8/2, 0.38)	20.92	2.76	4.15
20	(8/2, 0.19)	19.89	2.84	4.23
30	(8/2, 0.15)	19.13	2.94	4.28
40	(8/2, 0.08)	18.28	3.06	4.42
50	(8/2, 0.03)	17.87	3.48	4.63

표 2. $L=4, \overline{\gamma_b}=10$ dB

K	$(\alpha, \beta)_{opt}$	PSNR _{max}	Gain1	Gain2
10	(6/4,0.22)	26.81	2.34	4.63
20	(7/3,0.33)	25.56	2.39	5.17
30	(7/3,0.26)	23.75	2.57	5.41
40	(8/2,0.49)	23.17	3.96	6.50
50	(8/2,0.19)	22.47	3.93	6.70

표 3. $L=1, \overline{\gamma_b}=20$ dB

K	$(\alpha, \beta)_{opt}$	PSNR _{max}	Gain1	Gain2
10	(8/2,0.45)	22.65	2.52	3.86
20	(8/2,0.33)	20.41	2.61	3.94
30	(8/2,0.20)	19.65	2.85	4.34
40	(8/2,0.09)	18.70	3.06	4.55
50	(8/2,0.03)	18.41	3.57	4.67

표 4. $L=4, \overline{\gamma_b}=20$ dB

K	$(\alpha, \beta)_{opt}$	PSNR _{max}	Gain1	Gain2
10	(6/4,0.50)	27.78	2.07	3.03
20	(7/3,0.24)	26.58	2.22	4.71
30	(7/3,0.20)	25.13	2.45	5.39
40	(7/3,0.16)	23.84	3.53	5.47
50	(8/2,0.26)	22.92	3.53	6.31

V. 결론

이 논문에서는 부대역 부호화영상 전송을 위한 중첩 16-QAM 부호분할 다원접속 시스템을 생각하였다. 먼저, 비트의 중요도를 무시했을 때의 전체시스템 비트오류확률에 대해 조사한 결과, 대동데이터 보호 방식이 최적이라는 것을 알 수 있었다. 다음, 비트의 중요도를 감안하여 영상 비트열을 두 그룹으로 나누고, 전력과 대역폭이 제한되어 있다는 조건하에서 각 그룹에 최적의 처리이득과 전력을 할당하여 성능을 향상시키는 방법을 제시하였다. 처리이득과 전력을 최적으로 할당함으로써 기존의 동거리 동처리이득 시스템에 비해 PSNR이 약 2.1~3.9 dB 향상되고 대동데이터보호 시스템에 비해서는 약 3.0~6.7 dB 향상됨을 알 수 있었다. 또한, 채널 상황이 나빠질수록, 성능향상폭이 증가하며 처리이득의 증가와 많은 전력의 할당을 통하여 MSB를 가능한 많이 보호하는 것이 유리한 방법이라는 것을 알 수 있었다.

참고 문헌

- [1] L. Hanzo, R. Steele and P. Fortune, "A Subband Coding, BCH Coding, and 16-QAM System for Mobile Radio Speech Communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 39, No. 4, pp. 327-339, November 1990.
- [2] V. O. Hentinen, "Error Performance for Adaptive Transmission on Fading Channels," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 22, No. 9, pp. 1331-1337, September 1974.
- [3] K. Miyauchi, S. Seki and H. Ishio, "New Techniques for Generating and Detection Multilevel Signal Formats," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 24, pp. 263-267, February 1976.
- [4] H. Y. Chung and S. G. Wilson, "Multimode Modulation and Coding of QAM," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 41, No. 1, pp. 1-6, January 1993.
- [5] J. W. Woods and S. D. O'Neil, "Subband Coding of Images," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. 34, No. 5, pp. 1278-1288, October 1986.
- [6] J. D. Johnston, "A Filter Family Designed for Use in Quadrature Mirror Filter Banks," *Proc. ICASSP*, pp. 291-294, April 1980.
- [7] A. J. Viterbi, *CDMA Principles of Spread Spectrum Communication*, Addison Wesley, pp. 26-36, 1995.
- [8] M. B. Pursley, "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication-Part I: System Analysis," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 25, No. 8, pp. 795-799, August 1977.
- [9] A. K. Jain, *Fundamentals of Digital Image Processing*, Prentice-Hall, pp. 57-60, 1989.
- [10] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed., McGraw-Hill, pp. 778-785, 1995.

