

# 주파수 선택성 라이시안 페이딩 환경에서 직교 다중반송파 16 QAM 신호의 블록 오류율 성능

김영철, 강덕근

## 요 약

본 논문은 주파수 선택성 라이시안 페이딩 환경에서 직교 다중반송파 16 QAM 신호의 블록 오류율 성능을 알아보았다. 블록 오류율을 느린 페이딩과 빠른 페이딩의 경우로 나누어서 구하였는데 파라미터로서는 정규화 된 시간 지연 ( $\tau/T_s$ ), 비트 에너지 대 잡음 전력비 ( $E_b/N_0$ ), 회망 신호 전력대 지연된 비회망 신호 전력비 ( $DUR$ )를 고려하였다. 오류정정개수가  $t = 1, 2$ 인 블록 부호를 사용하면 느린 페이딩보다 빠른 페이딩에서 성능 개선이 있음을 알 수 있었다.

## Block Error Performance of Orthogonal Multicarrier 16 QAM Signal in a Frequency Selective Rician Fading Environment

Young-Chul Kim · Duk-Keun Kang

## ABSTRACT

In this paper, we have analyzed the block error probability of orthogonal multicarrier 16 QAM signal in a frequency selective Rician fading environment. The block error probability is evaluated with several parameters such as normalized propagation delay ( $\tau/T_s$ ), bit energy to noise power ratio ( $E_b/N_0$ ) and desired signal to undesired signal power ratio ( $DUR$ ) in fast fading and slow fading channels. In the fast fading channel, The result shows that the block error probability rather in the fast fading channel achieves better performance than in the slow fading channel, when the error correction capability is one or two.

Key words : 16QAM, Block Coding, multipath fading

## 1. 서 론

최근의 디지털 이동 무선전송 시스템은 데이터나 영상 전송을 위한 여러 가지 서비스를 제공하려는 추세이며 이들 시스템에는 다중접속이나 가변용량을 가질 것이 요구되고 있다. 이동 무선 채널 상에서 높은 비트율로 신호를 전송하게 되면 장구간과 단구간에서의 다중 경로 페이딩이나 주파수 선택성 페이딩의 영향을 받게 되어 심볼간 간섭 (ISI : Intersymbol Interference) 이 발생되므로, 이에 대한 대책의 하나로써 적응 등화기를 채용하고 있으나 수 Mbps의 고속 디지털 전송에

서는 회로의 규모가 너무 커지는 단점이 있다. 이를 해결하기 위하여 직교 다중반송파 변조방식이 제안되었는데 이는 하나의 채널로부터 발생하는 주파수 선택성 페이딩을 낮은 전송속도를 가지고 제한하며, 복수의 채널을 사용함으로써 고속 디지털 전송에 대처하는 방식이다[1],[2]. 직교 다중반송파 변조방식의 부반송파는 변복조시 고속 푸리에 변환 알고리즘을 사용함으로써 회로의 규모를 작게 할 수 있으며, 데이터 전송 시에 이용되는 부반송파의 수를 변화시킴으로써 전송용량을 가변할 수 있는 장점을 갖는다[3]. 무선 채널 상에서 발생하는 다중 경로에 의한 전파지연과 주파수 선택성 페이딩에 의한 심볼간 간섭은 보호구간을 삽입하여 제거하며, 이를 벗어나는 경우 심각한 오류를 발생하므로

※ 제일저자(First Author) : 김영철, 주소 : 경기도 광주시 역동 181-3, 한국정보통신기술대학 방송통신설비과, 전화 : 031) 760-3336, Fax : 031) 767-0072, E-mail : yckim@icpc.ac.kr  
접수일 : 2004년 2월 15일, 완료일 : 2004년 2월 28일  
정회원, 한국정보통신기술대학 방송통신설비과

- 본 연구는 2004년도 한국정보통신기술대학의 학술 연구비 지원으로 수행되었음

이를 개선시킬 수 있는 기법이 요구된다. 따라서 이동 통신 채널의 경우, 페이딩에 대한 성능 개선 기법으로 채널 부호화 기법이 널리 이용되는데 기존의 연구는 주로 비트 오류율을 구하였다. 그러나 실제 데이터 통신이나 위성 통신 등에서는 시스템을 평가하는데 블록 오류율을 이용하며, 대표적으로 자동재전송 (ARQ : automatic repeat request) 기법을 채용 시에는 시스템의 성능 효율이 블록 오류율과 깊은 관계가 있다[4]. 또한 이동 통신시스템에서의 수신 신호는 이동체에 대한 속도와 상관관계가 높으므로 이에 대한 시스템의 성능을 다중 경로 페이딩에서의 느린 페이딩과 빠른 페이딩 하에서의 블록 오류율을 알아볼 필요가 있다.

본 논문에서는 위에서 거론되어진 주파수 선택성 라이시안 페이딩 환경에서 직교 다중반송파 16 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 신호에 대한 느린 페이딩과 빠른 페이딩에 의한 블록 오류율을 알아보며, 오류정정개수가 한 개와 두 개인 경우에 대해 정규화된 시간 지연 ( $\tau/T_s$ ), 비트 에너지 대 잡음 전력비 ( $E_b/N_0$ ), 희망 신호전력 대 지연된 비희망 신호 전력비 ( $DUR$ )를 파라미터로 하여 블록 오류율 성능을 나타내고 비교 및 검토한다.

## 2. 시스템 해석

### 2.1 직교 다중반송파 16 QAM 시스템

그림 1은 직교 다중반송파 16 QAM 시스템의 해석 모델이다. 직렬의 데이터가 부호기에서 블록 단위로 부호화 되며, 부호화 된 비트들은 16 QAM 신호로 변조된다. 16 QAM 신호는 직/병렬(S/P) 변환기에 의하여  $N$ 개의 병렬 데이터가 되며 IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform)에 의하여 직교성 (Orthogonal)을 갖는 신호로 다중반송파 변조된 후 보호 구간이 삽입된

다. 직교 다중반송파 16 QAM 신호는 다음과 같이 나타내진다[2].

$$c(t) = \sum_{k=0}^{N-1} [d_I(t - T_s) \cos(2\pi f_k(t - T_s)) + d_Q(t - T_s) \sin(2\pi f_k(t - T_s))] \quad (1)$$

여기서,  $d_I, d_Q$ 는 정보데이터이고,  $f_k (= f_0 + k/t_s)$ 는  $k$ 번째 부 반송파의 주파수이다.  $T_s (= t_g + t_s)$ 는 심볼 구간이며  $t_g$ 와  $t_s$ 는 각각 보호 구간과 유효 심볼 구간이다. 전송되는 신호  $s(t)$ 는 다음과 같이 나타내진다.

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \text{Re} [c_{ki} e^{j2\pi f_k(t - iT_s)}] \mathcal{F}(t - iT_s) \quad (2)$$

여기서,  $c_{ki}$ 는 정보데이터의 복소 포락선이며,  $\mathcal{F}(t)$ 는 펄스 파형이며 다음과 같다.

$$\mathcal{F}(t) = \begin{cases} 1 & (-t_g \leq t \leq t_s) \\ 0 & (t < -t_g, t > t_s) \end{cases} \quad (3)$$

전송 신호  $s(t)$ 는 부가성 가우스 잡음 (AWGN : additive white Gaussian noise)과 주파수 선택성 페이딩에 의하여 열화됨으로 수신 신호  $r(t)$ 는 다음과 같이 나타내진다[5].

$$r(t) = \int_0^{\infty} s(t - \tau) h(\tau, t) d\tau + n(t) \quad (4)$$

$h(\tau, t)$ 는 채널 임펄스 응답이며,  $n(t)$ 는 부가성 가우스 잡음이다. 식 (4)에서 주어진 시간  $t$ 에서의 채널 임펄스 응답은 다음 식과 같이 나타내진다.

$$h(\tau, t) = \sum_{l=1}^{M_1+M_2} h_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (5)$$

단,  $M_1$  : 보호 대역 (guard band)내에 들어온 최대 다중 경로 수,

$M_2$  : 보호 대역과 심볼 주기내에 들어온 최대 다중 경로 수,

$\delta(t)$  : Dirac의 델타 함수,

$h_l$  :  $l$  번째 수신된 신호의 응답 특성,

$\tau_l$  :  $l$  번째 경로의 전파 지연.

수신기의 출력 시각  $iT_s$ 에서의  $m$ 번째 반송파 출력

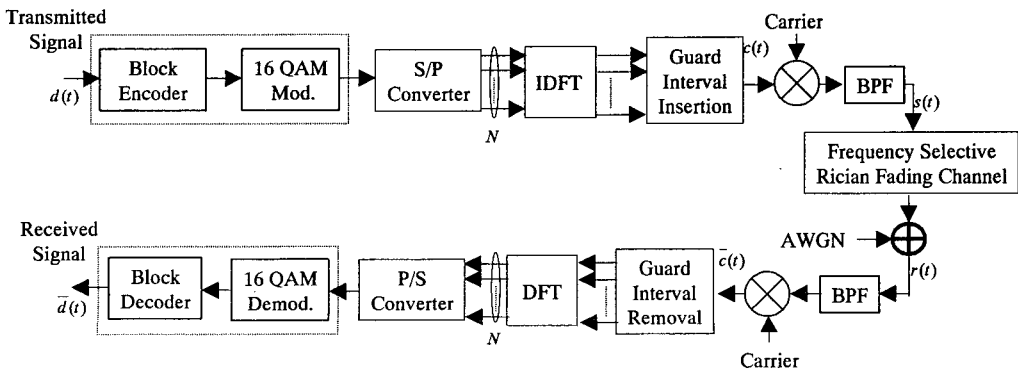


그림 1. 직교 다중반송파 16 QAM 시스템의 해석 모델

Fig. 1. Analysis Model of Orthogonal Multicarrier 16 QAM Systems.

$r_{mi}$ 는 다음과 같다.

$$r_{mi} = \frac{1}{t_s} \int_{iT_s}^{t_s+iT_s} r(t) e^{-j2\pi f_m(t-iT_s)} dt \quad (6)$$

수신측의 직교 다중반송파 16 QAM 복조기는 보호구간을 제거 한 후 각 부채널의 데이터들이 병/직렬(P/S) 변환기를 거쳐 직렬 데이터가 되고, 직교 복조 방식에 의하여 기저대역 신호로 분리, 복조 된다. 이 때 정보 데이터는 블록 단위로 버퍼링 된 후 채널 복호기에서 복호되며, 에러의 정정과 검출이 이루어져 수신 데이터가 복원된다. 복호 된 각 부 채널의 데이터로부터 원래의 정보 비트를 얻게 된다.

### 3. 시스템의 오율 및 성능 개선

#### 3.1 직교 다중반송파 16 QAM 신호의 오율

수신기에서 출력 시각  $iT_s$ 에서의 수신 신호는  $m$ 번째 반송파 출력  $r_{mi}$ 가 되므로 식 (2)와 식 (5)의 컨볼루션(convolution)에 의해 다음 식과 같이 구해진다 [5].

$$\begin{aligned} r_{mi} &= \frac{1}{t_s} \int_{iT_s}^{t_s+iT_s} r(t) \exp(-j2\pi f_m(t-iT_s)) dt \\ &= \frac{1}{t_s} \int_{iT_s}^{t_s+iT_s} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} s(t-\tau) h(\tau) d\tau + n(t) \right\} \\ &\quad \exp(-j2\pi f_m(t-iT_s)) dt \\ &= \left\{ \sum_{l=1}^{M_1} h_l e^{-j2\pi f_{m,l} t_s} + \sum_{l=M_1+1}^{M_1+M_2} \frac{t_s - \tau_l + t_g}{t_s} h_l e^{-j2\pi f_{m,l} t_s} \right\} c_{mi} \\ &\quad - \sum_{l=M_1+1}^{M_1+M_2} \sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} \frac{\tau_l - t_g}{t_s} h_l e^{-j2\pi f_{m,l} \tau_l - j \frac{\pi(k-m)(\tau_l - t_g)}{t_s}} \\ &\quad \times S_a \left( \frac{\pi(k-m)(\tau_l - t_g)}{t_s} \right) c_{ki} \\ &\quad + \sum_{l=M_1+1}^{M_1+M_2} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\tau_l - t_g}{t_s} h_l e^{-j2\pi f_{m,l}(\tau_l - T_s) - j \frac{\pi(k-m)(\tau_l - t_g)}{t_s}} \\ &\quad \times S_a \left( \frac{\pi(k-m)(\tau_l - t_g)}{t_s} \right) c_{k(i-1)} \\ &\quad + n_{mi} \end{aligned} \quad (7)$$

단,  $c_{mi}$  :  $m$ 번째 반송파의  $i$ 번째 심볼의 진폭,

$c_{ki}$  :  $k$ 번째 반송파의  $i$ 번째 심볼의 진폭,

$c_{k(i-1)}$  :  $k$ 번째 반송파의  $(i-1)$ 번째 심볼의 진폭,

$$S_a(x) = \frac{\sin(x)}{x}$$

식 (7)에서 첫 번째 항은 희망 신호성분, 두 번째 항은 채널간 간섭(ICI : Interchannel Interference) 성분, 세 번째 항은 심볼간 간섭(ISI : Intersymbol Interference) 성분, 네 번째 항은 잡음 성분을 나타낸다. 그리고 심볼간 간섭 성분에서 희망 신호성분을 얻을 수 있다고 가정하고 이는  $|c_{ki}| = |c_{k(i-1)}| = 10$

라고 하면 수신 전력의 평균치  $E[r_{mi} r_{mi}^*]$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$E[r_{mi} r_{mi}^*] = \sigma_D^2 + \sigma_I^2 + \sigma_n^2 \quad (8)$$

단,  $\sigma_D^2$  : 희망 신호 전력,

$\sigma_I^2$  : 간섭 전력,

$\sigma_n^2$  : 잡음 전력.

희망 신호 전력 ( $\sigma_D^2$ ) 과 간섭에 의한 비희망 신호 전력 ( $\sigma_I^2$ )을 식 (8)로부터 분리하여 구하면 다음과 같다.

$$\sigma_D^2 = \sum_{l=1}^{M_1+M_2} p_l = p_1 + \sum_{l=2}^M p_l + \sum_{l=M_1+1}^{M_1+M_2} \left( \frac{t_s - \tau_l + \Delta}{t_s} \right)^2 p_l \quad (9)$$

단,  $p_l$  :  $l$ 번째 수신 경로를 통해 들어온 신호 전력 ( $\tau_l > \Delta$ , ( $l = M_1 + 1, \dots, M_1 + M_2$ )),

$\tau_l$  :  $l$ 번째 경로의 전파 지연,

$t_s$  : 유효 심볼 구간

$\Delta (= t_g)$  : 보호 구간.

식 (9)에서 첫 번째 항은 희망 신호의 직접파 성분을 나타내고, 두 번째 항과 세 번째 항은 각각 희망 신호의 반사파 성분을 나타낸다. 따라서 비희망 신호의 간섭 전력은 다음과 같다.

$$\sigma_I^2 = \sum_{l=M_1+1}^{M_1+M_2} \left( \frac{\tau_l - t_g}{t_s} \right)^2 p_l \cdot \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} S_a \left( \frac{\pi(k-m)(\tau_l - t_g)}{t_s} \right) - \frac{1}{2} \right\} \quad (10)$$

식 (9)과 식 (10)로부터 AWGN이 부가된 경우의 희망 신호 전력 대 비희망 신호 전력 분산치는 다음과 같이 구해진다.

$$\sigma^2 = \left\{ \left( \frac{\sigma_D^2}{\sigma_n^2} \right)^{-1} + \left( \frac{\sigma_I^2}{\sigma_n^2} \right)^{-1} \right\}^{-1} \quad (11)$$

전송 신호인 16 QAM 신호는 인접하는 부호 사이가 한 비트씩 밖에 다르지 않은 그레이(Gray) 부호를 이용하며, 복조는 위상에 정보가 있으므로 동기 검파를 하게 된다. 또한 사각(rectangular) 16 QAM 신호의 부호 배치는 참고문헌 [6]을 참조하며,  $I$ 축과  $Q$ 축의 각각의 검파 출력에 의하여 16개의 부호 중 어느 부호가 수신되었는가가 결정되어 그 종류에 따라서 4계열의 2치(binary) 펄스가 재현된다. AWGN 환경에서의 16 QAM 신호의 오율식을 신호대 잡음 전력비 ( $\gamma$ )로 나타내면 다음과 같다[6],[7].

$$P_b(\gamma) = \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{2}{5}} \gamma \right) - \frac{9}{64} \operatorname{erfc}^2 \left( \sqrt{\frac{2}{5}} \gamma \right) \quad (12)$$

이동 무선채널은 주파수 선택성 라이시안 페이딩 환경이라 가정하며, 수신 신호 중에는 직접파 성분은 존재하나 실제적으로 반사파 성분을 무시할 수 없고 한다. 따라서 이동 무선채널에서 수신신호의 신호대 잡음 전력비  $\gamma$ 에 대한 확률밀도함수에 라이시안 분포를 도입하면 다음과 같이 표현된다[6].

$$p(\gamma) = \frac{1+K}{\gamma_0} \exp \left( -K - \frac{\gamma(1+K)}{\gamma_0} \right) I_0 \left( 2\sqrt{\frac{\gamma K^2 + K}{\gamma_0}} \right) \quad (13)$$

단,  $K$  : 직접파 대 반사파 전력비.

여기서, 평균 신호대 잡음 전력비  $\gamma_0$ 의 값은 식 (11)의  $\sigma^2$ 에 해당된다.

$$\langle P_{cw} \rangle = 1 - \sum_{k=0}^L C_k^L \langle P_b \rangle^k (1 - \langle P_b \rangle)^{L-k} \quad (18)$$

여기서  $C_k^L$ 는 식 (15)에서 보여준다.

### 3.2 블록 부호 기법에 의한 성능 개선

이동 무선채널에서 야기되는 다중 경로 페이딩 환경에서 페이딩 구간에서는 수신 신호에 연접 오류가 발생한다. 페이딩 구간은 이동체의 속도와 밀접한 관계가 있는데 속도가 빠르면 페이딩 구간은 짧아지고, 속도가 느리면 페이딩 구간은 길어진다. 따라서, 다중 경로 페이딩에 대한 대책으로 블록 부호를 사용하는 경우에 블록 오류율은 이동 속도에 의존하게 되므로 블록 오류율은 이동 속도 면에서 느린 페이딩과 빠른 페이딩으로 나누게 된다[4],[8].

먼저, AWGN 환경에서 직교 다중반송파 16 QAM 신호의 비트 오류율을  $P_b$ 라고 했을 때 오류정정개수가  $t$  개 이하이고 비트의 길이가  $L$ 일 때의 블록 오류율은 다음과 같이 나타내진다[8].

$$P_{ew} = 1 - \sum_{k=0}^L C_k^L P_b^k (1 - P_b)^{L-k} \quad (14)$$

$$\text{단, } C_k^L = \frac{L!}{(L-k)! k!} \quad (15)$$

#### 3.2.1 느린 페이딩 환경에서의 블록 오류

느린 페이딩은 보행자나 차량과 같이 이동체가 느리게 움직일 때 발생하며 인접한 비트는 그들 자신간에 상관관을 갖고, 그들 중에 한 비트가 페이딩을 받으면 인접한 비트 또한 깊은 페이딩을 받는다. 따라서 블록의 모든 비트는 같은 페이딩 조건에 놓여있다고 가정한다. 느린 페이딩하에서의 평균 블록 오류율은 다음과 같이 하여 구한다.

$$\langle P_{ew} \rangle = \int_0^\infty P_{ew} p(\gamma) d\gamma \quad (16)$$

여기서  $p(\gamma)$ 는 식 (7)에 나타난 라이시안 페이딩의 확률밀도함수이다.

#### 3.2.2 빠른 페이딩 환경에서의 블록 오류

빠른 페이딩은 위성이나 비행체와 같이 이동 속도가 매우 빠르다고 가정하며, 신호는 연속적으로 변동하므로 블록에서 인접된 비트들은 독립적으로 페이딩을 받게 됨으로 인접 비트간에 상관관이 없게 되어, 각 비트는 독립적으로 다루어지게 된다. 페이딩 환경에서의 직교 다중반송파 16 QAM 신호의 평균 비트 오류율을 먼저 구한다.

$$\langle P_b \rangle = \int_0^\infty P_b \cdot p(\gamma) d\gamma \quad (17)$$

따라서, 오류정정개수가  $t$  개 인 블록 부호 ( $L, k$ )의 블록 오류율은 다음과 같이 하여 구한다.

## 4. 수치 계산 및 검토

본 논문에서는 정규화 된 보호 구간 ( $= t_g/T_s = 0.03$ ), 정규화 된 시간 지연 ( $= \tau/T_s = 0.05$ ), 희망 신호 전력 대 지연된 비희망 신호 전력비 ( $DUR$ ), 라이시안 페이딩의 파라미터 ( $K$ ) 및 비트 에너지 대 잡음 전력비 ( $E_b/N_0$ )를 파라미터로 하여 느린거나 빠른 주파수 선택성 라이시안 페이딩하에서의 직교 다중반송파 16 QAM 시스템의 블록 오류율 성능을 수치 계산하여 비교 및 검토했다.

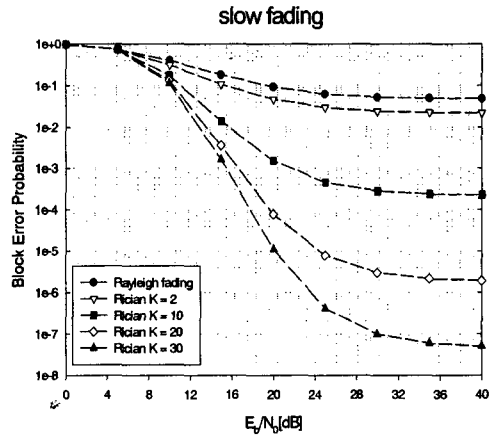


그림 2. 주파수 선택성 느린 라이시안 페이딩하에서 직교 다중반송파 16 QAM 시스템의 블록 오류율

그림 2는 주파수 선택성 느린 라이시안 페이딩하에서의 직교 다중반송파 16 QAM 시스템에서 파라미터  $K$ 의 값에 따른 블록 오류율의 변화를 보여준다. 블록의 길이를 31로 고정했을 경우로서 희망 신호 대 비희망 신호 전력비는 0 [dB]이다. 그림에서 직접파 성분이 없는 레일리 페이딩일 때와 직접파 성분이 미약한  $K = 2$ 인 경우에는  $E_b/N_0$ 가 40 [dB] 이상에서도 오류율이 10<sup>-3</sup>에 미치지 못하지만,  $K = 10$  이상 일 때는  $E_b/N_0$ 가 21.5 [dB]이하에서 음성통신에서 요구하는 오류율 10<sup>-3</sup> 이상을 얻을 수 있다.

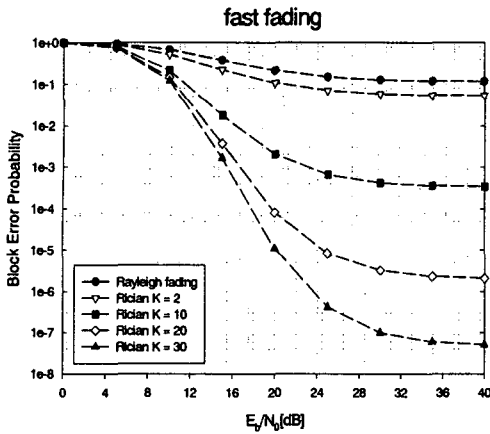


그림 3. 주파수 선택성 빠른 라이시안 페이딩하에서 직교 다중반송파 16 QAM 시스템의 블록 오류율

그림 3은 주파수 선택성 빠른 라이시안 페이딩하에서의 블록 오류율을 보여준다.

그림 3과 비교하여 보았을 때 예로써,  $K = 10$  이상에서 오율 성능 10-3을 얻기 위해서는  $E_b/N_0$ 를 23 [dB] 요구하므로 성능 면에서 좋지 않음을 알 수 있다. 따라서 직교 다중반송파 16 QAM 시스템은 느린 페이딩 보다는 빠른 페이딩의 영향을 크게 받는다는 것을 알 수 있다.

그림 4와 5는  $DUR$  변동에 따른 직교 다중반송파 16 QAM 시스템의 느린 페이딩과 빠른 페이딩하에서의 블록 오류율을 보여준다. 희망 신호 전력 대비 희망 신호 전력비가 증가할수록 성능이 좋아짐을 알 수 있다.

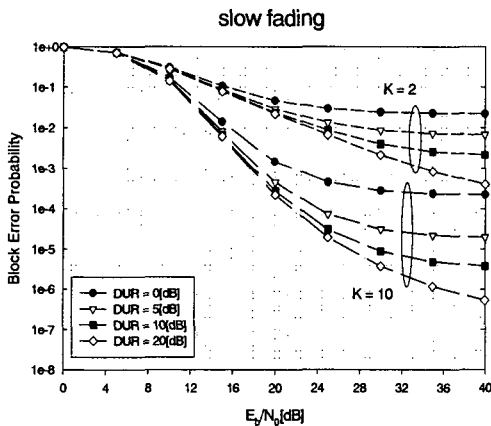


그림 4. 주파수 선택성 느린 라이시안 페이딩하에서  $DUR$  변동에 따른 직교 다중반송파 16 QAM 시스템의 블록 오류율

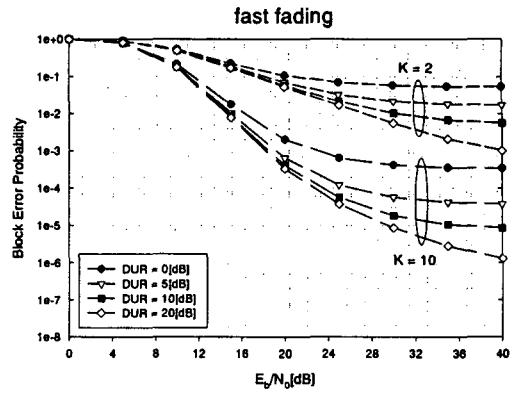


그림 5. 주파수 선택성 빠른 라이시안 페이딩하에서  $DUR$  변동에 따른 직교 다중반송파 16 QAM 시스템의 블록 오류율

느린 페이딩에서  $DUR = 20$  [dB]일 때,  $K = 20$ 이면  $E_b/N_0$ 는 34 [dB]이고,  $K = 10$ 이면  $E_b/N_0$ 는 18 [dB]이다. 빠른 페이딩도  $K = 20$ 이면  $E_b/N_0$ 는 40 [dB]이고,  $K = 10$ 이면  $E_b/N_0$ 는 18.5 [dB]이다. 따라서 느린 페이딩과 빠른 페이딩하에서  $DUR$ 이 커지면 서로간의 성능에 대한 차는 점차로 없어진다는 것을 알 수 있다.

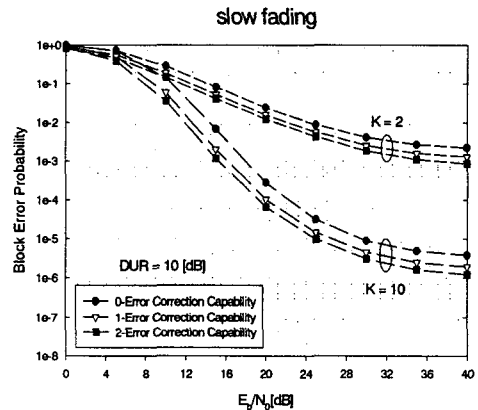


그림 6. 주파수 선택성 느린 라이시안 페이딩 하에서 블록 부호화 한 직교 다중반송파 16QAM 시스템의 오류율

그림 6과 7은 블록 부호기법을 채용한 경우로서 오류정정개수  $t$ 가 한 개와 두 개일 때이다. 부호화 기법을 채용함으로써 빠른 페이딩하에서는 성능 개선이 현저하게 좋아짐을 알 수 있고, 느린 페이딩하에서는

### V. 결론

본 논문에서는 직교 다중반송파 16 QAM 시스템에 대하여 주파수 선택성 라이시안 페이딩 환경하에서 블록 오류율에 관하여 느린 페이딩과 빠른 페이딩의 경우에 대하여 구하였다. 성능을 구하기 위한 파라미터로는 정규화된 지연 시간 ( $\tau/T_s$ ), 비트 에너지 대 잡음 전력 ( $E_b/N_0$ ), 희망 신호 전력대 지연된 비희망 신호 전력비 ( $DUR$ )를 채용하여 블록 오류율을 해석하고 이를 수치 계산한 결과를 그림으로 나타내고 검토 하였다.

검토한 결과, 정규화 된 보호구간이 0.03이고 정규화 된 지연시간이 0.05일 경우 느린 페이딩 보다 빠른 페이딩의 영향이 직교 다중반송파 16 QAM 시스템의 블록 오류율 성능에 더욱 크게 미치며, 블록 부호에 오류 정정을 도입했을 경우는 느린 페이딩 보다 빠른 페이딩 하에서 현저한 성능 개선이 있었다. 따라서 주파수 선택성 빠른 페이딩하에서의 직교 다중 반송파 16 QAM 시스템을 사용하고자 할 때는 블록 부호화를 성능 개선 기법으로 채용하는 것이 바람직스럽다.

### 참고문헌

- [1] M. Okada, S. Hara, and N. Morinaga, "Bit error rate performance of orthogonal multicarrier modulation radio transmission system," IEICE Trans. Commun., vol. E76-B, no. 2, pp. 113-119, Feb. 1993.
- [2] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission : An idea whose time has come." IEEE Commun. Mag., vol. 28, no. 5, pp. 5-14, May 1990.
- [3] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by frequency- division multiplexing using the discrete fourier transform," IEEE Trans. on Commun., Tech., vol. COM-19, no. 5, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [4] Y. D. Yao, Tho Le-Ngoc, and A. U. H. Sheikh, "Block error probabilities in a Nakagami fading channel," IEEE Vehic. Tech. Conf., Meadowlands Hilton Secaucus, New Jersey, USA, pp. 130-133, May 1993.
- [5] S. Hara, K. Fukui, M. Okada, and N. Morinaga, "Multicarrier modulation technique for broadband indoor wireless communication," Proc. 4th Int. Symp. PIMRC, Yokohama Japan, pp. E1.2.1-E1.2.5, 1993.
- [6] Seiichi Sampei, Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications, Prentice Hall PTR, 1997.
- [7] J. G. Proakis, Digital Communication, McGraw-Hill, 3rd Ed., 1995.
- [8] William C. T. Lee, Mobile Communications Design Fundamentals, John Wiley & Sons, Inc. 2nd Ed., 1993.

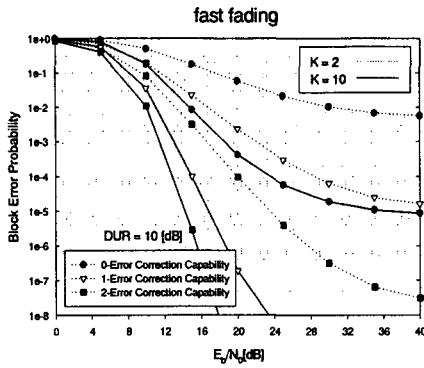


그림 7. 주파수 선택성 빠른 라이시안 페이딩하에서 블록 부호화 한 직교 다중반송파 16 QAM 시스템의 오류율

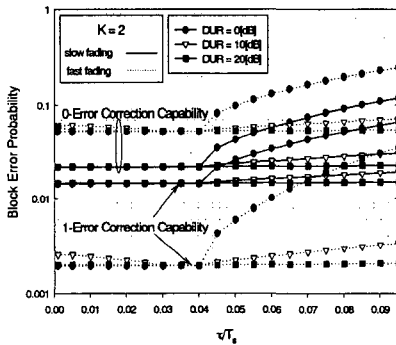


그림 8. 직교 다중파 16 QAM 시스템의 정규화된 시간지연 ( $\tau/T_s$ )에 따른 블록 오류율

약간의 성능 개선이 이루어짐을 알 수 있다. 따라서 빠른 페이딩과 같이 열악한 환경에서는 블록 부호화 기법을 채용하는 편이 좋다는 것을 알 수 있다.

그림 8은  $E_b/N_0 = 20$  [dB]에서 느린 페이딩과 빠른 페이딩하에서 대한 블록 오류를 정정하지 않은 경우와 한 개를 정정한 경우로서 정규화 된 시간 지연에 따른 블록 오류율을 나타낸 것이다.  $K = 2$ ,  $DUR$ 이 0 [dB],  $\tau/T_s$ 가 0.09인 경우를 보면 느린 페이딩하에서 부호화 하지 않은 경우에는  $1.0 \times 10^{-1}$ 이고 오류정정개수가  $t = 1$ 인 부호화를 했을 경우에는  $6.6 \times 10^{-2}$  이었다. 빠른 페이딩하에서 부호화를 하지 않은 경우에는  $2.2 \times 10^{-1}$  이었으나 오류정정개수가  $t = 1$ 인 부호화를 했을 경우에는  $3.4 \times 10^{-2}$ 까지 되었다. 따라서 주파수 선택성 페이딩하에서 블록 부호 기법의 채용하면 느린 페이딩 일 때 보다 빠른 페이딩 일 때 성능 개선이 더욱 좋아지는 것을 알 수 있다.



**김 영 철**

1993년 2월 동신대학교 정보통신공학과 공학사

1995년 2월 동신대학교 대학원 전자공학과 공학석사

2002년 2월 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 공학박사

2000년 8월 - 2004년 3월 인하공업전문대학 정보통신과 초빙교수

2004년 2월 - 현재 한국정보통신기능대학 방송통신설비과 전임강사

[주 관심분야] 무선인터넷, UWB, 방송통신기술



**강 덕 근**

1985년 8월 서울산업대학교 전자공학과 공학사

1988년 8월 연세대학교 공학대학원 전자공학전공 공학석사

2004년 2월 중부대학교 대학원 명예공학박사

2001년 1월 정보통신부 중앙전파관리소장

2003년 2월 정보통신부 전남체신청장

2003년 5월 - 현재 한국정보통신기능대학 초대학장

[주 관심분야] 전파·방송 정책, 주파수자원관리기술 전자파 인체 보호