

다중 경로 페이딩 채널에서 M진 직교 신호화를 적용한 다중 반송파 CDMA 시스템의 성능 분석

Performance Analysis of Multicarrier CDMA System with M-ary Orthogonal Signaling in Multipath Fading Channel

박경숙 · 김항래 · 김 남 · 박성균

Kyoung-Suk Park · Hang-Rae Kim · Nam Kim · Sung-Kyun Park

요 약

본 논문은 레일레이 페이딩 채널 환경하에서, M진 직교 신호화와 적응형 부채널 할당 방법을 사용하는 다중 반송파 CDMA 시스템의 순방향 링크에 대한 성능 및 부채널을 할당함에 있어서 발생하는 에러가 시스템 성능에 미치는 영향에 대하여 분석한다. 제안된 시스템은 각각의 DS 파형을 L개의 부채널 중 가장 큰 신호를 갖는 부채널을 선택하여 전송한다. 이진 심볼을 M진 직교 신호화 할 경우, 부반송파의 수를 4로 가정한다면 BER이 10^{-3} 을 만족하는 SNR의 값은 k=1, 2와 3에 대해 각각 7.33 dB, 5.33 dB와 4.49 dB로 k값이 증가함에 따라 감소하였다. 부반송파수가 4이고 M진 직교 신호화를 적용하지 않은 상태에서, 부채널 에러가 발생한다면 BER이 10^{-3} 을 만족하는 SNR의 값은 8.18 dB로 약 0.85 dB 성능이 저하가 나타났다. k=4인 M진 직교 신호화를 적용할 경우, 요구되는 SNR의 값은 5.44 dB로 다중 반송파 CDMA 시스템의 성능이 개선되었다.

Abstract

In this paper, the performance of a multicarrier CDMA system applying M-ary orthogonal signaling and adaptive subchannel allocation scheme is analyzed for forward links in Rayleigh fading channel. Also, the effect of error caused by subchannel allocation is analyzed. In the proposed system, each DS waveform is transmitted over the subchannel having the biggest fading among L subchannels. Considering M-ary orthogonal signaling and 4 subchannels, the BER of 10^{-3} is satisfied if SNRs are 7.33 dB, 5.33 dB, and 4.47 dB for $k = 1, 2,$ and $3,$ respectively. Therefore, SNR is decreased as k is increased. If the error of subchannels exists, the BER of 10^{-3} is met if SNR is 8.18 dB in the absence of M-ary orthogonal signaling. So, a required SNR is declined about 0.85 dB. Adding the M-ary orthogonal signaling with $k=4,$ it is observed that the multicarrier CDMA system has performance improvement because a required SNR is 5.44 dB.

I. 서 론

최근 정보화 사회가 가속화됨에 따라 무선 채널을 통한 고속 및 양질의 음성, 데이터, 영상을 동시에 수용할 수 있는 멀티미디어 서비스에 대한 요구

가 급속히 확대되어가고 있다. 이러한 요구에 부응하여 급속히 진전되는 무선 통신의 기술 발전에 힘입어, 종래의 음성 위주의 무선 통신은 데이터 및 영상을 포함하는 고속의 무선 멀티미디어 통신 시스템으로 발전하고 있다. 미래 이동 통신 시스템은

충북대학교 정보통신공학부(Dept. of Computer and Communication Engineering, Chungbuk Nat'l Univ.)

· 논문 번호 : 20001031-127

· 수정완료일자 : 2001년 2월 5일

멀티미디어 통신과 높은 데이터율(data rate) 전송 등의 다양한 조건을 요구하기 때문에 DS CDMA (Direct Sequence Code Division Multiple Access) 시스템을 대체하는 새로운 방식의 시스템이 필요하게 되었다. 이러한 문제를 해결하기 위한 방안으로 다중 반송파 CDMA(Multicarrier CDMA) 시스템에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다^{[1],[2]}.

다중 반송파 CDMA 시스템은 송신기와 수신기의 복잡도를 증가시키지 않고, 고속 푸리에 변환(FFT; Fast Fourier Transform) 장치를 사용함으로써 신호를 쉽게 송·수신할 수 있으며 주파수 선택적인 채널에 강한 잇점을 가지고 있다^{[3]~[5]}. 이러한 다중 반송파 CDMA 시스템은 직교 주파수 분할 다중화(OFDM; Orthogonal Frequency Division Multiplexing)와 CDMA가 결합된 방식 및 주파수 영역에서 협대역 DS 파형(narrowband DS waveform)을 병렬로 전송하는 방식으로 크게 분류된다. 직교 주파수 분할 다중화 방식과 CDMA가 결합된 방식인 OFDM-CDMA 시스템은 확산 수열이 직렬에서 병렬로 전환된 후, 서로 다른 반송파 주파수를 사용하여 변조하는 방식으로 사용되는 반송파의 수는 처리 이득(PG; processing gain)과 동일하고, 각 반송파(subcarrier)는 DS CDMA 시스템에 비하여 협대역 파형을 전송한다. 다중 반송파 협대역 DS 시스템은 총 주파수 대역을 L 개의 동일한 주파수 대역으로 분리한 후, 각 협대역 DS 파형을 전송하는 방식이다. 이때, L 의 값은 일반적으로 처리이득보다 작은 값으로 반송파의 수를 의미한다^{[3]~[10], [6]}.

M진 직교 신호화(M-ary orthogonal signaling)는 직교 신호의 수를 증가시킴으로써 시스템의 성능을 향상시키기 때문에, CDMA 시스템에서는 중요한 변조 방식 중의 하나로 알려져 있다. 이러한 M진 직교 신호화는 TIA(Telecommunication Industry Association)에 의하여 IS-95로써 표준화되었다^[11].

본 논문은 순방향 링크(forward link)에 대하여 다중 반송파 CDMA 시스템의 성능 개선을 보여준다. 기존의 시스템은 부채널(subchannel)상에서 DS 파형이 동일하게 전송되는 반면, 제안된 시스템은 선택된 부채널로 각 사용자의 DS 파형을 전송하는 방식과 적응 부채널 할당 방법을 사용하는 다중 반송

파 CDMA 시스템이다. 이동국(mobile station)은 기지국(base station)으로부터 전송된 파울릿 신호를 사용하여 모든 부채널의 페이딩 진폭을 계산하고 가장 큰 페이딩 진폭을 갖는 부채널 인덱스를 기지국으로 전송한다. 기지국은 인덱스 정보를 사용하여 각 사용자의 DS 파형을 그 사용자를 위한 가장 좋은 부채널로 할당한다. 이때, 신호를 전송하는 부채널을 선택함에 있어서 발생하는 에러는 시스템의 성능을 크게 저하시킨다. 따라서, 본 논문에서는 M진 직교 신호화를 적용하여 다중 반송파 CDMA 시스템에서 발생하는 이러한 성능 저하의 개선 방법을 제안한다.

본 논문의 구성은 II장에서 순방향 링크에서의 송신기와 수신기의 시스템 모델을 설명하고, III장에서 데이터 수열을 이진 신호화를 사용한 경우와 M진 직교 신호화를 적용한 경우로 각각 나누어서 비트 에러율(BER; Bit Error Rate) 식을 유도한다. IV장에서는 다중 반송파 CDMA 시스템에 대한 수치적인 해석을 보이며, 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

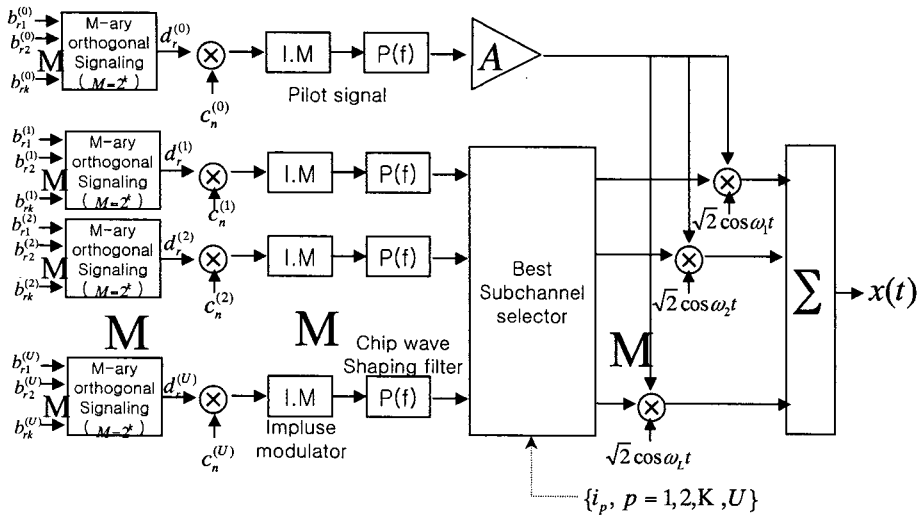
II. 순방향 링크에서의 다중 반송파 CDMA 시스템 모델링

다중 반송파 CDMA 시스템의 순방향 링크에 대하여 시스템 모델을 그림 1에 나타내었다. 시스템 모델은 [12]에서 제안된 다중 반송파 CDMA 시스템을 바탕으로 한 것이다.

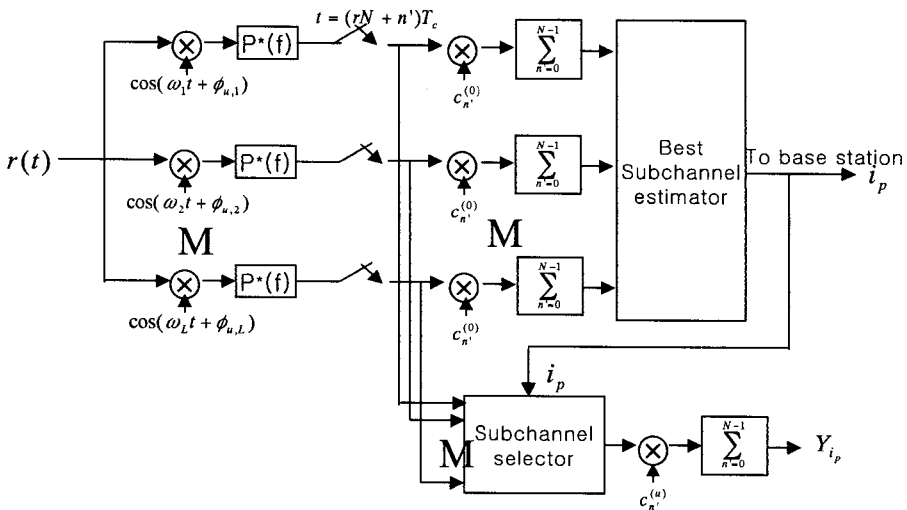
그림 2는 신호의 전송 대역폭을 보여준다. 총 시스템 대역폭 W_T 는 대역폭 $W_s = W_T/L$ 로, 대역폭을 L 개의 동일한 부채널로 나누고, 각각의 협대역 DS 파형은 L 개의 부채널상에서 병렬로 전송된다. 반면에 제안된 시스템에서 각 사용자는 우선 채널 상태에 따라 가장 좋은 채널을 선택하고, 협대역 DS 파형은 선택된 부채널을 통하여 전송된다.

2-1 송신기

기지국에서 p 번째 사용자의 이진 심볼 $b_n^{(p)}$ 은 $M(=2^k)$ 진 직교 신호화를 한 후, 사용자 수열 $c_n^{(p)}$



(a) 송신단 (a) The transmitter

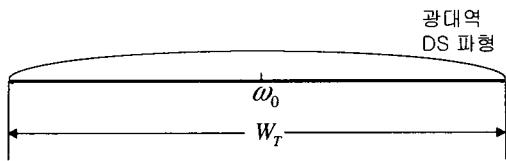


(b) 수신단 (b) The receiver

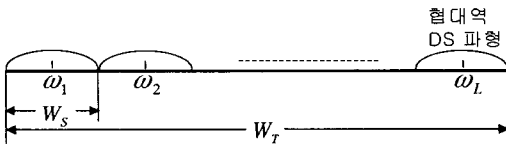
그림 1. 시스템 블록도
Fig. 1. System block diagram.

에 의하여 확산된다. 심볼이 N 개의 칩으로 구성되므로 각 사용자는 N 주기로 다른 수열을 갖는다고 가정한다. 수열 $d_r^{(p)} c_n^{(p)}$ 는 임펄스 열로 변조된 후, 칩 파형 정형 필터(chip wave-shaping filter)를 통과한다. 이때, E_c 는 칩 에너지이다. 부채널 선택기(selector)는 p 번째 사용자($p=1, 2, \dots, U$)를 나타내는 인덱스 i_p 로 가장 좋은 부채널을 선택하고, 필터의 신호 출력은 선택된 부채널의 반송파로 변

조된다. 인덱스 i_p 는 p 번째 사용자의 모든 부채널 중 가장 큰 페이딩 진폭을 갖는 부채널을 나타낸다. 이동국은 파일럿 신호를 사용하여 페이딩 진폭을 계산함으로써 기지국에 주기적으로 인덱스를 전송한다. 이때, 궤환(feed back) 채널로 인한 에러는 적절한 부호화를 함으로써 제거된다고 가정할 수 있다. 가장 좋은 부채널의 인덱스는 궤환 채널을 통하여 전송되어야 하기 때문에, 정보량은 매우 작게 되



(a) 단일 반송파 DS 파형의 전력 스펙트럼
(a) Power spectrum of a single-carrier DS waveform



(b) 다중 반송파 DS 파형의 전력 스펙트럼
(b) Power spectrum of a multi-carrier DS waveform

그림 2. DS 파형의 전력 스펙트럼
Fig. 2. Power spectrum of DS waveforms.

며, 좋은 성능을 유지하기 위해서는 저속의 부호화 방법이 요구된다. 파일럿 신호는 이동국에서 페이딩 진폭을 계산하기 위하여 모든 부채널로 전송된다. 파일럿 심볼 $d_r^{(0)}$ 은 1로 구성되고, 파일럿 확산 수열은 $c_n^{(0)}$ 이다. 파일럿 신호는 각 이동국이 모든 부채널 상태를 계산할 수 있도록 모든 부반송파로 변조된다. 일반적으로 파일럿에 할당되는 에너지는 신뢰성 있는 채널 평가를 위하여 각 사용자에게 할당되는 것보다 더 많은 에너지를 필요로 한다^[13].

기지국으로부터 전송되는 신호 $x(t)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 x(t) &= \sqrt{2E_c} \sum_{p=1}^L \sum_{r=-\infty}^{\infty} d_r^{(p)} c^{(p)}(t-rT) \\
 &\cdot \sum_{i=1}^L \Delta(i_p) \cos(\omega_i t) \\
 &+ \sqrt{\frac{2E_c A}{L}} \sum_{r=-\infty}^{\infty} d_r^{(0)} c^{(0)}(t-rT) \sum_{i=1}^L \cos(\omega_i t)
 \end{aligned} \tag{1}$$

여기서, $\Delta(i_p)$ 와 $c^{(p)}(t)$ 는 다음과 같다.

$$\Delta(i_p) = \begin{cases} 1, & \text{for } i_p = l \\ 0, & \text{for } i_p \neq l \end{cases} \tag{2}$$

$$c^{(p)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(p)} p(t-nT_c) \tag{3}$$

식 (1)에서, 칩주기 T_c 를 갖는 심볼 주기는 $T = NT_c$ 이고, ω_i 와 A 는 각각 l 번째 부채널의 각 주파수와 파일럿 신호에 추가적으로 할당되는 에너지이다. $p(t)$ 의 주파수 응답 $P(f)$ 는 W_s 로 대역 제한되고, $H(f) = |P(f)|^2$ 는 나이퀴스트 조건과 다음 조건을 만족한다.

$$\int_{-(W_s/2)}^{W_s/2} H(f) df = 1 \tag{4}$$

2-2 페이딩 채널

최적의 부채널 인덱스는 갱신 주기 동안 변화하지 않으므로, 이때 사용되는 채널은 느린 변화를 갖는다고 가정한다. 또한, 채널은 주파수 선택적인 레일레이 페이딩이지만, 부채널은 주파수 비선택적이고 독립적이라고 가정할 수 있다. 이러한 채널 특성은 [12]에서와 같이 L 을 적절하게 선택함으로써 얻어질 수 있다. 기지국에서 u 번째 이동국까지 부채널의 복소 저역(complex lowpass) 임펄스 응답은 다음과 같다.

$$h_{u,l}(t) = \alpha_{u,l} e^{j\phi_{u,l}} \delta(t), \text{ for } l=1,2,\dots,L \tag{5}$$

여기서, $\alpha_{u,l}$ 은 페이딩 진폭이고 $\phi_{u,l}$ 은 부채널의 랜덤 위상이다. 진폭 $\alpha_{u,l}$ ($l=1,2,\dots,L$)은 레일레이 페이딩 랜덤 변수이고, $\phi_{u,l}$ ($l=1,2,\dots,L$)은 $[0, 2\pi)$ 에서 균일 랜덤 변수이다.

2-3 수신기

u 번째 이동국에서 수신된 신호 $r(t)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 r(t) &= \sqrt{2E_c} \sum_{p=1}^L \sum_{r=-\infty}^{\infty} d_r^{(p)} c^{(p)}(t-rT) \\
 &\cdot \sum_{i=1}^L \Delta(i_p) \alpha_{u,i} \cos(\omega_i t + \phi_{u,i}) \\
 &+ \sqrt{\frac{2E_c A}{L}} \sum_{r=-\infty}^{\infty} d_r^{(0)} c^{(0)}(t-rT) \\
 &\cdot \sum_{i=1}^L \alpha_{u,i} \cos(\omega_i t + \phi_{u,i}) + n(t)
 \end{aligned} \tag{6}$$

여기서, $n(t)$ 는 AWGN(Additive White Gaussian Noise)이다. 각 이동국은 기지국에서 전송한 파일럿 신호를 사용하여 페이딩 진폭을 계산한 후, 최적의 부채널을 결정한다. 수신된 신호는 각 부반송파로 복조된 후, 칩 파형 정형 필터를 거친다. 최적의 부채널 판별기에서는 각 부채널의 파일럿 신호를 사용하여 모든 부채널의 페이딩 진폭을 계산함으로써 최적의 부채널 인덱스를 결정한다. 이때, 결정된 인덱스를 i_p 라고 하면 이동국은 부채널 선택기에서 i_p 를 사용하여 전송된 부채널을 결정한 후, 송신 심볼을 추정하기 위하여 필터 출력과 사용자 수열을 곱한다. 이때, i_p 번째 부채널의 칩 파형 정형 필터의 출력은 다음과 같다.

$$y(t) = \sqrt{E_c} a_{u,i_p} \sum_{p \in U_i} \sum_{r=-\infty}^{\infty} d_r^{(p)} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} c_n^{(p)} h(t - (rT + n)T_c) + \sqrt{\frac{E_c A}{L}} a_{u,i_p} \sum_{r=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} d_r^{(0)} c_n^{(0)} \cdot h(t - (rT + n)T_c) + \tilde{n}(t) \quad (7)$$

이때, U_i 는 총 U 명의 사용자 중에서 i_p 번째 부채널에 할당된 사용자 집합이고, $h(t)$ 는 $H(f)$ 의 역푸리에 변환을 나타내며, $\tilde{n}(t)$ 는 필터를 통과한 AWGN이다.

III. 다중 반송파 CDMA 시스템의 성능 분석

3-1 이진 신호화를 사용하는 데이터 수열

최적의 채널이 선택된다는 가정 하에서, 제안된 시스템의 성능을 분석한다. 또한, 사용자 수열로써 직교 수열을 사용한다고 가정한다. $p \neq u$ 일 때 $C_{u,p}(0) = 0$ 이므로, I_{i_p} 는 0이 된다. 그러므로 $\beta = \alpha_{u,i_p}^2$ 하에서, 비트 에러율(BER)은 다음과 같다.

$$P_B(\beta) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b\beta}{N_0}}\right) \quad (8)$$

여기에서,

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-(y^2/2)} dy$$

이고, $E_b = NE_c$ 는 비트당 에너지이다. β 의 특성을 얻기 위하여 $\{\alpha_{1,i}^2, \alpha_{2,i}^2, \dots, \alpha_{L,i}^2\}$ 을 $\{v_1, v_2, \dots, v_{L-1}\}$ 라고 하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$v_L \leq v_{L-1} \leq \dots \leq v_1$$

$v_q (q=1, 2, \dots, L)$ 의 확률 밀도 함수는 다음과 같다^[14].

$$f_q(v) = \frac{L!}{(L-q)!(q-1)!} F_{\alpha^2}(v)^{L-q} \cdot (1 - F_{\alpha^2}(v))^{q-1} f_{\alpha^2}(v) \quad (9)$$

이때, f_{α^2} 는 $\alpha_{u,i}^2$ 의 확률 밀도 함수(pdf)이고 $F_{\alpha^2}(v)$ 는 누적 분포 함수(cdf)를 나타낸다. 본 논문에서 $a_{u,i}$ 은 레일레이 확률 밀도 함수를 갖는다고 가정하였으므로, 식 (9)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$f_q(v) = \frac{L!}{(L-q)!(q-1)!} (1 - e^{-(v/2\sigma^2)})^{L-q} \cdot (e^{-(v/2\sigma^2)})^{q-1} \frac{1}{2\sigma^2} e^{-(v/2\sigma^2)} \quad (10)$$

식 (10)을 이항 분포를 사용하여 정리하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$f_q(v) = \frac{L!}{(L-q)!(q-1)!} \cdot \sum_{s=0}^{L-q} \binom{L-q}{s} (-1)^s \frac{1}{2\sigma^2} e^{-((s+q)/2\sigma^2)v} \quad (11)$$

여기에서, $\sigma^2 = \frac{1}{2} E\{\alpha_{u,i}^2\}$ 이다.

일반적으로 $\alpha_{u,i}^2$ 이 v_q 라면, 평균 비트 에러율은 다음과 같다.

$$P_B^q = \int_0^{\infty} Q(\sqrt{2\beta E_b/N_0}) f_q(\beta) d\beta = \frac{L!}{(L-q)!(q-1)!} \sum_{s=0}^{L-q} \binom{L-q}{s} \frac{(-1)^s}{s+q} \cdot \int_0^{\infty} [1 - e^{-((s+q)\beta^2/(2 \times SNR))}] \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-(\beta^2/2)} dy$$

$$= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \frac{L!}{(L-q)!(q-1)!} \cdot \sum_{s=0}^{L-q} \binom{L-q}{s} \frac{(-1)^{s+1}}{s+q} \sqrt{\frac{SNR}{s+q+SNR}} \quad (12)$$

식 (12)에서, $SNR = E\{\alpha_{u,l}^2 E_b / N_0\}$ 이며, 평균 비트 에러율이 사용자 수 u 에 독립적이라는 것을 알 수 있다.

$\beta = v_1$ 이라면, 평균 비트 에러율은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_B = \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{2E_b\beta}{N_0}}\right) f_1(\beta) d\beta \\ = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sum_{s=1}^L \binom{L}{s} (-1)^s \sqrt{\frac{SNR}{s+SNR}} \quad (13)$$

이때, 부채널을 할당함에 있어서 발생하는 에러는 시스템 성능 저하의 요인으로 작용한다. 이와 같은 에러는 이동국이 계산한 페이딩 진폭값이 부정확하거나, 궤환 주기 동안에 채널상의 변화로 인하여 발생할 수 있다. 이러한 부채널의 할당 에러로 인하여 α_{u,i_b} 는 $\alpha_{u,l}$ ($l=1, 2, \dots, L$)중에서 신호를 전송하기에 최적의 부채널이 아닐 수도 있다는 것을 의미한다. 일반적으로 α_{u,i_b} 을 v_b 라는 가정하에 서, 평균 비트 에러율이 식 (12)와 같으므로 할당된 부채널 에러를 갖는 비트 에러율은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$P_{error} = \sum_{q=1}^L \rho_q P_B^q \quad (14)$$

여기서, ρ_q 는 q 번째로 큰 페이딩 진폭이 부채널로 할당되는 비율이며, 다음과 같은 조건을 만족해야만 한다.

$$\sum_{q=1}^L \rho_q = 1 \quad (15)$$

3-2 M진 직교 신호화를 사용하는 데이터 수열

사용자 수열로써 M진 직교 신호화를 할 경우에는 동일한 에너지를 갖는 직교 신호에 대하여 심볼 에러의 확률은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$P_E(k) \leq (2^k - 1) Q\left(\sqrt{\frac{2kE_b\beta}{N_0}}\right) \quad (16)$$

$P_B(k)$ 와 $P_E(k)$ 는 다음과 같은 관계를 갖는다^[15].

$$\frac{P_B(k)}{P_E(k)} = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} \quad (17)$$

그러므로, 비트 에러율은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_B(\beta) = (2^{k-1}) Q\left(\sqrt{\frac{2kE_b\beta}{N_0}}\right) \quad (18)$$

일반적으로 α_{u,i_b} 이 v_q 라면, 평균 비트 에러율은 다음과 같다.

$$P_B^q = \int_0^\infty (2^{k-1}) Q\left(\sqrt{\frac{2k\beta E_b}{N_0}}\right) f_q(\beta) d\beta \\ = (2^{k-2}) \left[1 + \frac{L!}{(L-q)!(q-1)!} \cdot \sum_{s=0}^{L-q} \binom{L-q}{s} \frac{(-1)^{s+1}}{s+q} \sqrt{\frac{SNR}{s+q+SNR}} \right] \quad (19)$$

여기에서, $SNR = E\{\alpha_{u,l}^2 E_b / N_0\}$ 이고 식 (12)와 마찬가지로 평균 비트 에러율은 사용자 수 u 에 독립적이라는 것을 알 수 있다.

$\beta = v_1$ 이라면, 평균 비트 에러율은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_B = \int_0^\infty (2^{k-1}) Q\left(\sqrt{\frac{2kE_b\beta}{N_0}}\right) f_1(\beta) d\beta \\ = (2^{k-1}) \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sum_{s=1}^L \binom{L}{s} (-1)^s \cdot \sqrt{\frac{k \times SNR}{s + k \times SNR}} \right] \quad (20)$$

M진 직교 신호화 일 때도 마찬가지로 할당된 부채널 에러를 갖는 비트 에러율은 다음과 같다.

$$P_{error} = \sum_{q=1}^L \rho_q P_B^q \quad (21)$$

여기서, ρ_q 는 q 번째로 큰 페이딩 진폭이 부채널로 할당되는 비율이며, 식 (15)를 만족해야만 한다.

IV. 다중 반송파 CDMA 시스템의 수치 해석

M진 직교 신호화를 적용한 다중 반송파 CDMA 시스템의 성능을 분석한다. 본 논문에서는 직교 수열을 사용하므로 다른 사용자의 신호와 파일럿 신호로 인한 간섭이 없다고 가정하면, 시스템 성능은 사용자 수와 파일럿 신호에 할당된 에너지와는 무관하게 된다. 또한, 부반송파의 수와 처리이득의 곱은 512라고 가정한다.

그림 3은 M진 직교 신호화를 적용하지 않을 경

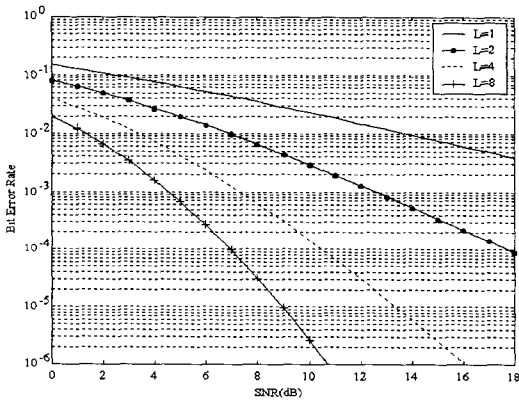


그림 3. 부반송파 수에 따른 평균 SNR 대 BER
Fig. 3. Average SNR vs. BER according to a number of subcarriers.

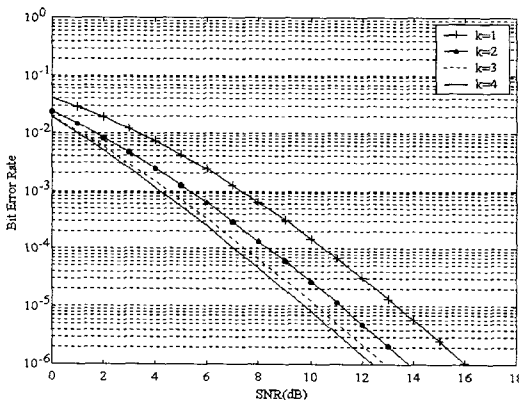


그림 4. k 값에 따른 평균 SNR 대 BER(L=4)
Fig. 4. Average SNR vs. BER according to k values(L=4).

우, 부반송파의 수에 따른 다중 반송파 CDMA 시스템의 성능을 나타낸다. 시스템의 부반송파 수가 1, 2, 4와 8에 대하여, 각 신호의 처리 이득 N은 각각 512, 256, 128과 64이다. BER이 10^{-3} 을 만족하기 위하여 $L=2, 4$ 와 8에서 각각 SNR의 값은 12.58 dB, 7.33 dB와 4.56 dB로 나타난다. 즉, 부반송파의 수가 증가함에 따라 요구되는 SNR의 값은 감소하는 것을 알 수 있다.

그림 4는 M진 직교 신호화를 적용할 경우, 다중 반송파 CDMA 시스템의 성능을 나타낸다. 이때, 적용된 부반송파의 수는 4이므로 시스템의 처리 이득은 128이다. $k=1, 2$ 와 3일 때, BER이 10^{-3} 을 만족하기 위하여 요구되는 SNR의 값은 7.33 dB, 5.33 dB와 4.49 dB임을 알 수 있다. 그림 4에서 알 수 있듯이 k값이 증가함에 따라 요구되는 SNR 값이 감소하는 것을 볼 수 있다. 이때, k값이 1에서 2로 증가할 때와 2에서 3으로 증가할 때 각각 약 2 dB와 0.84 dB로 성능 향상을 보여준다. 특히, k값이 1에서 2로 증가할 때, 성능 향상의 개선폭이 가장 두드러지는 것을 볼 수 있다.

그림 5는 부반송파의 수가 4이고 M진 직교 신호화를 고려하지 않은 시스템의 경우, 부채널을 할당함에 있어서 발생하는 에러가 다중 반송파 CDMA 시스템에 미치는 영향을 나타낸다. 부채널 선택기에서 2차 페이딩 진폭을 선택할 확률이 0.1일 경우(즉, 10 %일 경우), BER값이 10^{-3} 을 만족하기 위하여

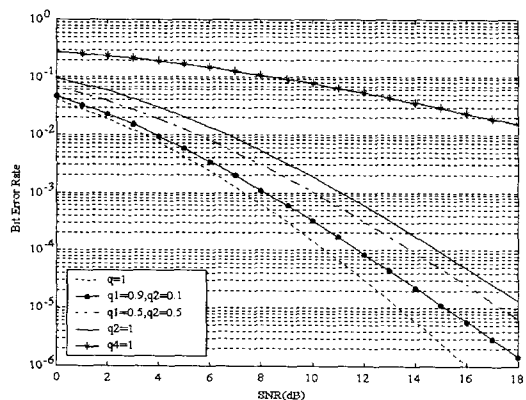


그림 5. 부채널 에러에 따른 성능 변화(L=4, k=1)
Fig. 5. Performance variation according to sub-channel error(L=4, k=1).

요구되는 SNR의 값은 8.18 dB이다. 그러므로 에러가 발생하지 않을 경우에 비하여 약 0.85 dB 만큼의 성능 저하가 발생한다. 만일, 신호를 전송하기 위하여 2차 페이딩 진폭을 선택하였을 경우 BER 값이 10^{-3} 을 만족하기 위하여 요구되는 SNR의 값은 11.12 dB이다. 그러므로 가장 큰 페이딩 진폭을 선택하였을 경우와 비교하면 약 3.79 dB 만큼의 성능 저하가 발생한다.

그림 6은 그림 5에서와 같이 부채널 할당 에러로 발생하는 성능 저하를 M진 직교 신호화 과정을 수행함으로써 나타나는 시스템의 성능 개선을 나타낸다. 이때, 부반송파의 수는 4이다. M진 직교 신호화를 적용하지 않을 경우, BER 값이 10^{-3} 을 만족하기 위하여 요구되는 SNR의 값은 7.33 dB이다. 이때, 신호를 전송하기 위하여 2차 페이딩 진폭을 선택한다면 요구되는 SNR 값은 11.12 dB이므로, 약 3.79 dB의 성능 저하가 발생하는 것을 볼 수 있다. 이때, $k=2$ 인 M진 직교 신호화를 적용하였을 경우, 약 1.83 dB의 시스템 성능을 보상할 수 있다는 것을 그림 6을 통하여 알 수 있다.

그림 7은 다중 반송파의 수와 k 값의 증가로 나타나는 시스템의 성능 변화를 나타낸다. BER이 10^{-3} 을 만족하는 SNR의 값은 부반송파의 수가 2일 때, k 값이 1과 2에서 각각 12.58 dB와 11.16 dB로 약 1.42 dB의 성능 개선을 볼 수 있으며 또한, 부반송파의 수가 8일 때, k 값이 1과 2에서 각각 4.56 dB와

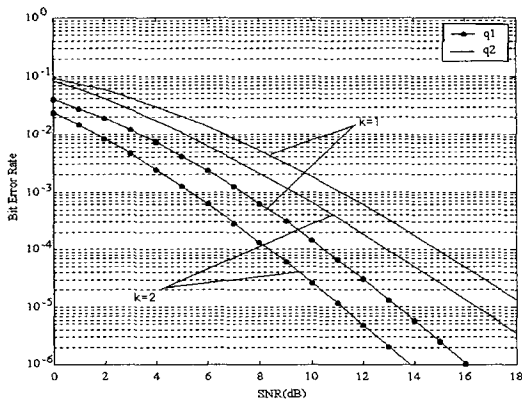


그림 6. M진 직교 신호화에 따른 성능 변화($L=4$)
Fig. 6. Performance variation according to M-ary orthogonal signaling($L=4$).

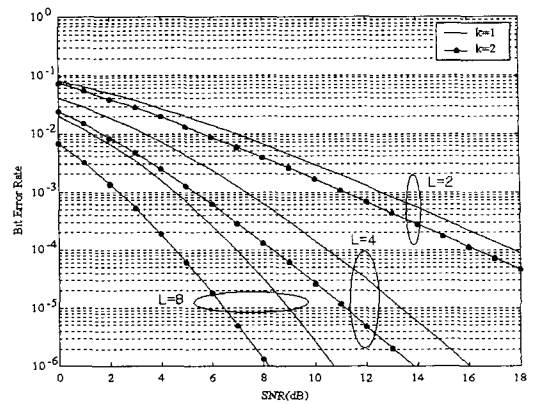


그림 7. 부반송파 수와 k 값에 따른 평균 SNR 대 BER
Fig. 7. Average SNR vs. BER according to a number of subcarriers and k values.

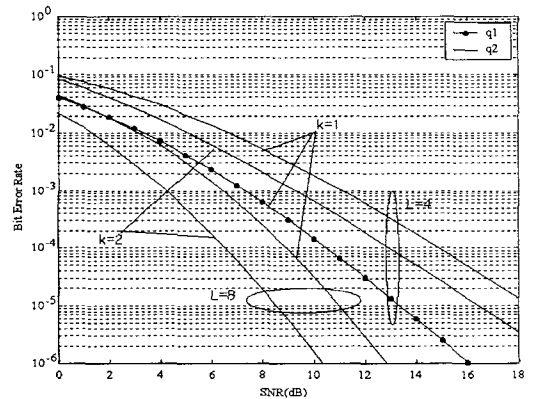


그림 8. 부반송파 수와 M진 직교 신호화에 따른 성능 변화
Fig. 8. Performance variation according to a number of subcarriers and k values.

2.33 dB로써 약 2.23 dB의 성능이 향상되었음을 알 수 있다. 즉, 반송파의 수가 증가할수록 시스템 성능은 향상된다.

그림 8은 부반송파 수와 M진 직교 신호화가 각각 $L=4, 8$ 과 $k=1, 2$ 로 변화할 때 다중 반송파 CDMA 시스템에 미치는 성능 변화를 나타낸다. 부반송파 수가 4일 때, 즉, 신호 처리 이득이 128일 때, 신호를 전송함에 있어서 2차 페이딩 진폭을 선택함으로써 BER 값이 10^{-3} 을 만족하기 위하여 요구

되는 SNR의 값은 11.12 dB이므로, 약 3.79 dB의 성능 저하를 가져온다. 이때, $k=2$ 인 M진 직교 신호화를 적용하면, 그림 7에서와 같이 약 1.83 dB 만큼 성능이 보상되기는 하지만, 여전히 약 1.96 dB의 성능 저하가 나타난다. 부반송파 수를 8로 증가시키면, BER값이 10^{-3} 을 만족하기 위하여 요구되는 SNR의 값은 약 0.86 dB만큼의 성능 증가를 가져오며, 이때, $k=2$ 인 M진 직교 신호화를 적용하였을 때, 부채널 에러가 발생함에도 불구하고 약 3.08 dB의 윌등한 성능 향상을 가져온다.

V. 결 론

본 논문에서는 순방향 링크하에서 적응형 부채널 할당 방법을 사용하는 다중 반송파 CDMA 시스템의 성능을 분석하였다. 이때, 적용되는 채널은 레일레이 페이딩 분포를 갖는다고 가정하였다. 또한, 이진 신호화를 적용한 데이터 수열과 M진 직교 신호화를 적용한 데이터 수열에 대하여 각각의 비트 에러율을 유도하고 수치해석을 통하여 분석하였다. 분석 결과, M진 직교 신호화를 적용하지 않은 경우, 부반송파의 수가 4에서 8로 증가할 때, BER 값이 10^{-3} 을 만족하기 위하여 요구되는 SNR의 값은 약 2.77 dB로 감소하였다. 따라서, 부반송파의 수가 증가함에 따라 요구되는 SNR의 값은 감소하는 것을 알 수 있었다. M진 직교 신호화의 k 값을 1에서 2로 증가시킨 후, 부반송파의 수가 4라고 가정할 경우, BER 값이 10^{-3} 을 만족하기 위하여 요구되는 SNR의 값은 5.33 dB이므로 약 2 dB로 감소하고, 부반송파의 수를 8이라고 가정하면, 약 2.23 dB로써 부반송파의 수가 증가함에 따라 M진 직교 신호화로 인한 성능 향상이 두드러지게 나타남을 알 수 있었다. 또한, 신호를 전송하기 위하여 할당된 부채널 에러가 시스템에 미치는 영향을 레일레이 페이딩 채널하에서 분석하였다. 그 결과, 부채널을 할당함에 있어서 발생하는 에러로 인한 성능 저하는 부반송파의 수를 증가시키거나 M진 직교 신호화를 사용함으로써 성능을 보상할 수 있다는 것을 알 수 있었다.

본 논문의 연구 결과는 다중 반송파 CDMA 시스템의 설계나 응용면에 있어서 적절한 부반송파의

수와 k 값의 선택이 중요한 변수가 된다는 사실을 입증하였으며, 다중 반송파 CDMA 시스템의 용량과 무선 이동 통신 시스템의 전파 환경, M진 직교 신호화로 인한 성능 변화에 대한 이론적인 참고 자료로서 활용 가능할 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] R. L. Pickholtz, D. L. Schilling and L. B. Milstein, "Theory of spread spectrum communications-A tutorial," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-30, no. 5, pp. 855-884, May, 1982.
- [2] K. S. Kim, I. Song, S. I. Park and B. H. Chung, "Analysis and performance comparison of the trellis coded and convolutional coded DS/SSMA systems in impulsive noise environment," *Proc. Inst. Elect. Eng., Commun.*, vol. 145, no. 4, pp. 283-287, Aug., 1998.
- [3] A. R. S. Bahai and B. R. Saltzberg, *Multi-Carrier Digital Communications*, Kluwer Academic/Plenum Publishers, 1999.
- [4] D. N. Rowith and L. B. Milstein, "Convolutionally coded multicarrier DS-CDMA systems in a multipath fading channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 11, pp. 1729-1736, Nov., 1999.
- [5] A. Chouly, A. Brajal and S. Jourdan, "Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA systems," in *Proc. IEEE GLOBECOM'93*, pp. 1723-1728, Nov., 1993.
- [6] B. M. Popovic, "Spreading sequences for multicarrier CDMA systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 6, pp. 918-926, June, 1999.
- [7] E. Sourour and M. Makagawa, "Performance of orthogonal multi-carrier CDMA in a multipath fading channel," in *Proc. IEEE GLOBECOM '94*, pp. 390-394, Dec., 1994.
- [8] N. Yee and J. P. Linnartz, "Controlled equalization of multi-carrier CDMA in an indoor Rician fading channel," in *Proc. VTC'94*,

Stockholm, Sweden, pp. 1665-1669, June, 1994.

[9] S. Kondo and L. B. Milstein, "Multicarrier CDMA system with cochannel interference cancellation," in *Proc. VTC'94*, Stockholm, Sweden, pp. 1640-1644, June, 1994.

[10] F. J. Block and C. W. Baum, "Parallel acquisition of multicarrier direct-sequence spread-spectrum signals in partial-band interference," in *Proc. MILCOM'99*, pp. 1090-1094, Oct.-Nov., 1999.

[11] TIA/EIA/IS-95 Interim Standard, "Mobile station-base station compatibility standard for dual-mode wideband spread spectrum cellular system." *TIA*, July, 1993.

[12] K. Kondo and L. B. Milstein, "Performance of multicarrier DS CDMA systems," *IEEE Trans.*

Commun., vol. 44, no. 2, pp. 238-246, Feb., 1996.

[13] Q. Chen, E. A. Sousa and S. Pasupathy, "Multicarrier CDMA with adaptive frequency hopping for mobile radio systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 14, no. 9, pp. 1852-1858, Dec., 1996.

[14] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, McGraw-Hill, 3rd ed., 1991.

[15] J. G. Proakis, *Digital Communication*, McGraw-Hill, 3rd ed., 1995.

[16] L. Litwin, "An introduction to multicarrier modulation," *IEEE Potentials*, pp. 36-38, April-May, 2000.

박 경 숙



1999년: 충북대학교 전기전자공학부(공학사)
 1999년~현재: 충북대학교 정보통신공학과 석사과정
 [주 관심 분야] 디지털 이동통신, 무선 시스템

김 향 래



1995년: 청주대학교 전자공학과(공학사)
 1997년: 청주대학교 전자공학과(공학석사)
 1997년~1997년: 한국전자통신연구원 위촉연구원
 1999년~현재: 충북대학교 정보통신공학과 박사과정

[주 관심분야] 디지털 이동통신, 무선시스템

김 남



1981년: 연세대학교 전자공학과(공학사)
 1983년: 연세대학교 전자공학과(공학석사)
 1988년: 연세대학교 전자공학과(공학박사)
 1992년~1993년: 미 Stanford 대학 방문교수

2000년~현재: 미 California Technology Institute(Caltech) 방문교수

1989년~현재: 충북대학교 정보통신공학과 교수
 [주 관심분야] Diffractive Optics, WDM Optical Filter & DEMUX Optical Memory, Holography Application, 디지털 이동통신, 전자파 해석, EMR/EMC

박 성 균



1981년: 연세대학교 전자공학과(공학사)
 1995년: 연세대학교 전자공학과(공학석사)
 1985년~1989년: 금성통신연구소(현LG전자) 단말연구실
 1989년~현재: SK텔레콤 nTop사업본부

[주 관심분야] Wireless Internet Buiness