

나카가미-m 페이딩 채널에서 부반송파 간격에 따른 MC DS-CDMA 시스템에 관한 연구

A Study on MC DS-CDMA with Subcarrier-Spacing over Nakagami-m Fading Channel

김 원 섭 · 박 진 수

Won-Sub Kim · Jin-Soo Park

요 약

본 논문에서는 나카가미-m 페이딩 채널에서 정규화된 부반송파의 간격에 따라 구분되는 직교 MC DS-CDMA 시스템과 오버래핑 되지 않는 MC DS-CDMA 시스템을 분석하였다. 다중 반송파 시스템에서 발생하는 선택 경로 수를 줄이기 위하여 Hybrid SC/MRC 방식이 적용되어 MRC 방식을 사용한 경우와 비교 분석하였다. 분석 결과, Hybrid SC/MRC 방식을 MRC 방식으로 대체할 수 있으며, 주어진 대역폭이 고정되어 있는 경우 부반송파의 수를 증가시키면 부반송파 간격이 증가하고 필요한 대역폭이 더 많이 필요하므로 부반송파의 수는 주어진 대역폭을 고려하여 선택하여야함을 확인하였다.

Abstract

In this paper, we analyzed the orthogonal MC DS-CDMA system and no-overlapping MC DS-CDMA System, which were divided by the normalized spacing between adjacent subcarrier over Nakagami-m fading channels. In order to reduce the number of selective paths occurring in the MC system, the Hybrid SC/MRC technique was applied, which was compared with the case when the MRC technique was used.

As a result of simulations, it was found that the Hybrid SC/MRC method could be replaced by the MRC method and if the number of subcarriers was increased when the given bandwidth was fixed, the interval between subcarriers increased and bigger bandwidths were required. Thus, the number of subcarriers should be selected in consideration of given bandwidth.

Key words : MC DS-CDMA, Hybrid SC/MRC, MRC, Nakagami-m

I. 서 론

직접 확산된 부반송파 신호를 사용한 MC DS-CDMA 방식은 두 인접 부반송파 사이의 주파수 간격에 따라 직교 MC DS-CDMA 방식 및 부반송파가 오버래핑 되지 않는 MC DS-CDMA로 나눌 수 있다.

다중 반송파를 이용하여 신호의 직병렬 변환기를 통해 병렬 데이터를 만든 후 각기 다른 부반송파로

변조하여 전송하는 방식으로 각각의 캐리어 신호의 상관성을 이용하여 출력신호를 얻는 직교 MC DS-CDMA 방식의 장점은 다중 경로 페이딩에 강하며, 협대역 간섭이 감소하는 효과가 있고 U개의 반송파를 가진 직교 MC DS-CDMA 시스템에서 시스템의 전체 대역폭은 동일한 주파수 대역폭을 가진 U개의 반송파로 나누어지므로 각각의 반송파 주파수는 단일 반송파 시스템의 U배 만큼의 칩 주기를 가진 확

청주대학교 전자공학과(Department of Electronics Engineering, Cheongju University)

· 논문 번호 : 20041025-141

· 수정완료일자 : 2004년 11월 24일

산 코드에 의해 변조되기 때문에 낮은 칩 율을 필요로 하는 장점을 가지고 있다^{[1]~[3]}.

광대역 MC DS-CDMA 방식에서 다이버시티는 채널의 주파수 선택성이 낮을 때 인접 반송파의 페이딩 진폭 사이에 존재할 수 있는 상관성이 높기 때문에 통신 성능을 방해할 수 있다. 그러므로 적절한 부반송파 간격이 필요하며 부반송파가 직교한 경우와 오브래핑 되지 않는 경우의 성능이 우수할 것이다. 또한 높은 지연 확산을 가진 전파 환경에서 많은 수의 레이크 브랜치를 사용하도록 설계된다. 하지만 유효 경로수가 적다면 잡음을 포함할 것이다. 왜냐하면 유효 경로수가 적은 환경은 낮은 지연 확산을 나타내기 때문이다. 반면 레이크 수신기의 브랜치 수를 적게 사용하여 설계한 경우 적은 지연 확산을 가진 환경에 적합하다. 그러나 긴 지연 확산을 가진 환경에서 레이크 수신기의 브랜치 수를 적게 하면 이로 인해 선택되지 않는 유효 경로가 발생할 것이며 이는 수신 신호의 에너지 효율이 낭비되는 단점을 가지고 있다^[4].

따라서 부반송파의 간격에 따라 나누어지는 각 시스템에서 이러한 단점을 해결하기 위한 방법으로 선택적 결합 방식(SC)과 최대비 합성 결합 방식(MRC)의 하이브 기법을 적용할 수 있다. SC/MRC (Selective Combining/Maximum Ratio Combining) 방식에서 유효 경로를 먼저 선택하고 이에 좋은 성능을 보여주는 최대비 합성 방식을 적용함으로써 최적의 성능을 얻고자 하는 것이다.

따라서, 본 논문의 목적은 부반송파의 간격에 따른 MC DS-CDMA 시스템을 정의하고 MRC 다이버시티 기법과 하이브리드 다이버시티 기법을 적용할 경우의 성능 분석을 목적으로 한다.

II. 시스템 모델

2-1 MC DS-CDMA 시스템 모델

직교 MC DS-CDMA 방식의 원리 시간-주파수 영역 확산을 수행하는 것이다. MC DS-CDMA에서 시간 영역 부반송파 확산에 기초를 한 직접 확산은 각 부반송파 신호 할당되는 유효 확산 이득을 증가할 수 있도록 한다. 또한 다수의 부반송파에서 주파수 영

역에서의 확산은 전체 유효 확산 이득을 증가시킨다.

따라서 전체 확산 이득은 일반적으로 시간 영역과 주파수 영역에서의 확산 요소의 곱에 의해 결정되어 진다.

BPSK 변조방식을 사용한 MC DS-CDMA 송신기는 이진 데이터 열을 가지면 k 사용자에 대한 송신 신호는 다음과 같다^[5].

$$s_k(t) = \sum_{u=1}^U \sqrt{2P} b_{ku}(t) c_k(t) \cos(2\pi f_u t + \phi_{ku}) \quad (1)$$

식 (1)에서 U 는 부반송파의 수, ϕ_{ku} 는 부반송파의 위상, f_u 는 부반송파의 주파수를 나타내며 P 는 부반송파의 전송 전력을 나타낸다.

$b_{ku}(t)$ 는 k 번째 사용자의 이진 입력 데이터를 의미하며, $c_k(t)$ 는 하나의 심볼당 j 개의 칩이 할당된다. 각 사용자들에게 확산 변조되어 구형파 형태의 PN(Pseudo Noise) 부호를 가지게 된다.

MC DS-CDMA 시스템에서의 총 대역폭은 $\omega_s = 2T_c$ 를 필요로 하며 직접 확산 파형들은 서로간의 중복을 피하며 나이퀴스트 주파수를 만족한다. MC DS-CDMA 시스템에서의 부반송파의 중심주파수는 다음 식으로 표현된다.

$$f_u = f_0 + \frac{\lambda(1-U+u)}{2T_s}, \quad u=0, 2, 4, \dots, 2(U-1) \quad (2)$$

부반송파 간격간의 대역폭 관계는 다음과 같이 식 (3)으로 표현된다.

$$\omega_s = (U-1) \Delta + \omega_{ds} \quad (3)$$

$$\frac{2}{T_c} = (U-1) \frac{\lambda}{T_s} + \frac{2}{T_c} \quad (4)$$

식 (4)에서 심볼 주기는 $T_s = N_e T_c$ 이며, $T_s = UT_b = UN_1 T_c$ 이다.

$N_e = T_s/T_c$ 는 MC DS-CDMA 시스템에서 부반송파 신호의 확산 이득을 의미한다. $U = T_s/T_b$ 는 부반송파의 수이며, $N_1 = T_s/T_c$ 는 SC DS-CDMA 시스템에서의 확산 이득에 해당하는 확산이득이다.

직교 MC DS-CDMA 시스템에서의 처리이득 $N_e = 2UN_1/(U+1)$ 이 되며, 오브래핑 되지 않는 MC DS-CDMA 시스템에서의 처리이득은 부반송파의 수에 영향을 받지 않는 $N_e = N_1$ 가 된다.

k번째 송신기와 수신기 사이의 채널이 다중 경로 나카가미 페이딩 채널일 경우, k번째 사용자의 u 부반송파에 의한 표현되는 임펄스 응답의 복소 지역 통과 수식은 다음과 같이 표현할 수 있다^[6].

$$h_{ku}(t) = \sum_{l_p=0}^{L_p-1} a_{ul_p}^{(k)} \delta(t - \tau_{kl_p}) \exp(-j \phi_{ul_p}^{(k)}) \quad (5)$$

직교 MC DS-CDMA 시스템에서 RAKE 수신기에 다중 선택 경로 수 L_p 개의 신호가 입력된다고 하면 $L_p = \lceil T_m / T_c \rceil + 1$ 로 나타낼 수 있다.

$\delta(t)$ 는 Kronecker-Delta 함수이며 T_m 은 통신 채널상의 최대 지연 확산을 나타낸다.

SC DS-CDMA 시스템에서의 경로는 다음과 같이 표현 가능하다^[7].

$$L_1 = \lceil T_m / T_c \rceil + 1 \quad (6)$$

전체 선택 경로와 현재의 경로의 관계에서 각각 다음 식으로 표현할 수 있다.

$$L_p = \left\lceil \frac{2(L_1 - 1)}{U + 1} \right\rceil + 1 \quad (7)$$

$$L_p = \left\lceil \frac{L_1 - 1}{U} \right\rceil + 1 \quad (8)$$

MC DS-CDMA 시스템에서 각 반송파는 모두 동일하고 독립적인 모델링이 가능하다고 가정한다.

주파수 선택적 나카가미 페이딩 환경에서 K명의 사용자를 가지는 MC DS-CDMA 시스템의 수신 신호는 식 (9)로 표현된다^[7].

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{u=1}^U \sum_{l_p=0}^{L_p-1} \sqrt{2P} a_{ul_p}^{(k)} b_{ku}(t - \tau_{kl_p}) c_k(t - \tau_{kl_p}) \cdot \cos(2\pi f_u t + \phi_{ul_p}^{(k)}) + n(t) \quad (9)$$

식 (9)에서 $\phi_{ul_p}^{(k)}$ 는 $\phi_{ul_p}^{(k)} = \phi_{ku} - \phi_{ul_p}^{(k)} - 2\pi f_u \tau_{kl_p}$ 로 정의되며 $(0, 2\pi)$ 에서 균일한 분포를 가지는 랜덤 변수를 가진다. τ_{kl_p} 는 k번째 사용자의 전파 지연을 나타내며 $n(t)$ 는 영 평균을 가지는 가우시안 분포의 $N_0/2$ 인 양측파대 전력 스펙트럼 밀도를 가진다.

2-2 MC DS-CDMA 수신신호의 결정 변수

수신기는 SC/MRC를 이용한 RAKE 수신기를 사용했으며 Matched Filter의 수는 주파수 합성기에서 발생하는 부반송파의 수와 같다. 수신기에서의 다이

버시티 가지 수는 $1 \leq L \leq L_p$ 와 같은 조건을 만족한다. 필터에서 출력되는 SC/MRC에서의 Z번째 데이터 비트 Z_v 는 v번째 사용자의 데이터 열로 표현하면 식 (10)으로 정의된다^[7].

$$Z_v = \sum_{l_p=0}^{L_p-1} Z_{vl}, \quad v = 1, 2, \dots, U \quad (10)$$

$$Z_{vl} = \int_{T_l}^{T_l + \tau_l} r(t) \cdot a_{vl} c(t - \tau_l) \cos(2\pi f_v t + \phi_{vl}) dt \quad (11)$$

결정변수 $Z_v, v = 1, 2, \dots, U$ 로 나타나며 v번째 부 데이터 열의 현재 데이터 비트는 0 아니면 1로 결정된다.

지연시간 $\tau_l = 0$ 으로 가정하고 결정 영역을 분석하면 Z_{vl} 은 다음과 같다.

$$Z_{vl} = \sqrt{\frac{P}{2}} T_s \left\{ D_{vl} + N_{vl} + \sum_{l_s=0}^{L_p-1} I_1^{(s)} + \sum_{u=1}^U \sum_{l_s=0}^{L_p-1} I_2^{(s)} + \sum_{k=2}^K \sum_{l_s=0}^{L_p-1} I_1^{(k)} \sum_{k=2}^K \sum_{l_s=0}^{L_p-1} \sum_{u=1}^U I_2^{(k)} \right\} \quad (12)$$

여기에서 N_{vl} 은 영 평균 가우시안 랜덤 변수와 분산 값에 의해 영향을 받는다. 비트당 에너지는 $E_b = P T_s$ 이며 출력신호 D_{vl} 은 $k=1, L_p=l$ 그리고 $u = v$ 로 가정하면 식 (13)과 같이 근사화 할 수 있다^[8].

$$D_{vl} = b_v [0] a_{vl}^2 \quad (13)$$

b_v 는 기본 사용자에게 대한 v개의 부반송파 상관 값이다.

자기 간섭 $I_1^{(s)}$ 는 $l_p, l_s = 0, 1, \dots, L_p - 1 (l_p \neq l_s)$ 의 경로에 의해 수신되어지는 부반송파 v와 관련하여 다음 식으로 표현된다.

$$I_1^{(s)} = \frac{a_{vl} a_{vl} \cos \theta_{vl_s}}{T_s} [b_v [-1] R_1(\tau_{l_s}) + b_v [0] R_1^*(\tau_{l_s})] \quad (14)$$

부분적인 자기상관함수 $R_1(\tau_{l_p}), R_1^*(\tau_{l_p})$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$R_1(\tau_{l_p}) = \int_0^{\tau_{l_p}} c(t - \tau_{l_p}) c(t) dt \quad (15)$$

$$R_1^*(\tau_{l_p}) = \int_{\tau_{l_p}}^{T_s} c(t - \tau_{l_p}) c(t) dt \quad (16)$$

상호 간섭 $I_2^{(s)}$ 는 $l_p, l_s = 0, 1, \dots, L_p - 1 (l_p \neq l_s)$ 의 경로에 의해 수신되어지는 부반송파 u와 관련하여 다음 식으로 표현된다.

$$I_2^{(s)} = \frac{a_{vl} a_{vl}}{T_s} [b_{ul}[-1]R_1(\tau_l, \theta_{ul}) + b_{ul}[0]R_1^*(\tau_l, \theta_{ul})] \quad (17)$$

부반송파 u, v 의 부분적인 상호 상관 함수 $f(u), f(v)$ 는 다음과 같다.

$$R_1(\tau_l, \theta_{ul}) = \int_0^{\tau_l} c(t - \tau_l) c(t) \cos(2\pi(f_u - f_v)t + \theta_{ul}) dt \quad (18)$$

$$R_1^*(\tau_l, \theta_{ul}) = \int_{\tau_l}^T c(t - \tau_l) c(t) \cos(2\pi(f_u - f_v)t + \theta_{ul}) dt \quad (19)$$

자기 다중사용자 간섭 MUI(multisuser interference)에서의 부반송파(v), 경로 및 사용자수를 포함하는 $I_1^{(k)}$ 은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$I_1^{(k)} = \frac{a_{vl}^{(k)} a_{vl} \cos \theta_{vl}^{(k)}}{T_s} \cdot [b_{kv}[-1]R_k(\tau_{kl}, \theta_{kl}) + b_{kv}[0]R_k^*(\tau_{kl}, \theta_{kl})] \quad (20)$$

마지막으로 상호 다중사용자 간섭 MUI(multisuser interference)에서의 부반송파(u), 경로 및 사용자수를 포함하는 $I_2^{(k)}$ 은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$I_2^{(k)} = \frac{a_{ul}^{(k)} a_{vl}}{T_s} [b_{ku}[-1]R_k(\tau_{kl}, \theta_{ul}^{(k)}) + b_{ku}[0]R_k^*(\tau_{kl}, \theta_{ul}^{(k)})] \quad (21)$$

결과적으로 상관 출력 값 Z_{vl} 은 $D_{vl} = b_v[0]a_{vl}^2$ 의 표준 평균 값과 분산 값으로 나타난다.

$$\text{Var}[Z_{vl}] = \left\{ \sqrt{\frac{a_{vl}^2 N_0}{2E_b}} + \sum_{l=0}^{L_c-1} \text{var}[I_1^{(s)}] + \sum_{l=0}^{L_c-1} \sum_{s=1}^U \text{Var}[I_2^{(s)}] + \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L_c-1} \text{Var}[I_1^{(k)}] + \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L_c-1} \sum_{s=1}^U \text{Var}[I_2^{(k)}] \right\} \quad (22)$$

I_s^* 와 I_M^* 은 $I_2^{(s)}, I_2^{(k)}$ 의 증가하는 기간 동안 $\Omega_{ul} a_{vl}^2$ 을 포함하는 평균으로 나타낼 수 있다. 부반송파 u 와 v 를 고려하여 다시 쓰면 다음과 같다^[5].

$$I_s^* = I_M^* = \frac{1}{U(U-1)} \sum_{u=1}^U \sum_{v=1}^U [1 - \sin c(2\pi(u-v))] \quad (23)$$

MIP(Multipath Intensity Profile)는 $\Omega_{ul}^{(k)} = \Omega_0 \exp(-\eta_l)$ 으로 주어지며 부반송파와 사용자에 대해서 독립적인 랜덤변수이다. 부반송파는 중복을 피하며 다른 사용자를 가진다. Z_v 는 L 개의 독립적인 가우

시안 랜덤변수의 합으로 표준화할 수 있으며 평균 값은 다음과 같다.

$$E[Z_v] = b_v[0] \sum_{l=0}^{L_c-1} a_{vl}^2 \quad (24)$$

최종적으로 Z_v 의 분산은 식 (24)와 같이 나타낼 수 있다^[7].

$$\text{Var}[Z_v] = \left[\left(\frac{2\Omega_0 E_b}{N_0} \right)^{-1} + \frac{(KL_p - 1)q(L_p, \eta)}{L_p} \cdot \left(\frac{1}{3N_c} + (U-1)I_M^* \right) \right] \cdot \Omega_0 \sum_{l=0}^{L_c-1} a_{vl}^2 \quad (25)$$

2-3 성능 분석

이진 신호의 수신기에서 $L=3, L=4$ 이고 $L_c=2$ 인 하이브리드 SC/MRC 다이버시티 기법은 수신되는 신호의 브랜치 중 가장 큰 신호를 가지는 두 개의 MRC 조합으로 구현되어진다. 페이딩 진폭상의 BER를 표현하면 다음과 같다^[6].

$$P_b(\gamma_i) = Q(\sqrt{2g\gamma_i}) \quad (26)$$

여기서, $r_i = \bar{r} \cdot \frac{a_{vl}^2}{\Omega_0}$ 이며, 동기 BPSK 변조신호에 서는 $g=1$ 이고 $\bar{r} = \left[\left(\frac{2\Omega_0 E_b}{N_0} \right)^{-1} + \frac{(KL_p - 1)q(L_p, \eta)}{L_p} \cdot \left(\frac{1}{3N_c} + (U-1)I_M^* \right) \right]^{-1}$ 이다^[7]. 수신시 MRC에서의 결합 수식은 $r_i = r_1 + r_2$ 이 된다. 총 SNR의 평균 BER은 r_i 의 PDF에 의해 계산되어진다^[6].

$$P_b(E) = \int_0^\infty Q(\sqrt{2g\gamma_i}) p_{r_i}(\gamma_i) d\gamma_i \quad (27)$$

수신기가 L 개의 입력 다이버시티 가지 중에서 가장 큰 신호를 갖는 L_c 를 선택하고 그 신호 중에서 SNR이 좋은 신호만을 MRC 다이버시티로 가중치를 주어 성능을 개선한다^[8].

비트 당 순시 SNR이 가장 큰 L_c 의 결합 확률 밀도 함수는 식 (28)과 같이 표현할 수 있다^[8].

$$p_{r_1, \dots, r_L}(\gamma_1, \dots, \gamma_{L_c} = L_c) \cdot \left(\frac{L}{L_c} \right) \cdot [P_r(\gamma_{L_c})]^{L-L_c} \cdot \prod_{l=1}^{L_c} p_r(\gamma_l), \quad \gamma_1 \geq \dots \geq \gamma_{L_c} \geq 0 \quad (28)$$

MRC를 하이브리드 SC/MRC와 비교하기 위하여 MRC 수신기의 평균 BER을 구해 보면 다음과 같다. MRC에서 조건부 SNR(신호대 잡음비)은 $r_i = \sum_{l=1}^{L_c} \gamma_l$

에 의해 주어지고, γ_i 은 모든 브랜치($L_c=L$)의 확률을 포함하는 수신되는 브랜치 L 에 랜덤하게 일치되어진다.

Eng와 Milstein에 의해 얻어진 결과를 이용하여 평균 BER의 이상적인 결과를 얻었다^[9].

$$P_b(E) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{g\gamma/m}{\pi(1+g\gamma/m)}} \frac{\Gamma(L_c m + \frac{1}{2})}{\Gamma(L_c + 1)} \cdot \left(\frac{1}{1+g\gamma/m}\right)^{L_c} \cdot {}_2F_1\left(1, L_c m + \frac{1}{2}, L_c m + 1; \frac{1}{1+g\gamma/m}\right). \quad (29)$$

식 (28)에서 $L_c=2$ 와 $L=3$ 일 때의 접합 확률을 구하면 식 (30)으로 표현할 수 있다.

$$p_{\gamma_1, \gamma_2}(\gamma_1, \gamma_2) = 6p_\gamma(\gamma_1)p_\gamma(\gamma_2) \frac{\gamma\left(m, \frac{m\gamma_2}{\gamma}\right)}{\Gamma(m)}, \quad \gamma_1 \geq \gamma_2 (L_c=2, L=3) \quad (30)$$

나카가미-m 분포함수를 적용하고^{[10],[11]} 위의 식 (30)을 식 (27)에 대입하여 풀면 식 (31)과 같이 전개할 수 있다.

$$P_b(E) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \int_0^\infty \int_0^{\gamma_1} 6p_\gamma(\gamma_1)p_\gamma(\gamma_2) \cdot \frac{\gamma\left(m, \frac{m\gamma_2}{\gamma}\right)}{\Gamma(m)} \exp\left(-\frac{g(\gamma_1+\gamma_2)}{\sin^2\psi}\right) d\gamma_2 d\gamma_1 d\gamma_\psi \quad (31)$$

식 (31)을 적분공식을 적용하여 전개하면 식 (32)와 같이 전개할 수 있다.

$$P_b(E) = \frac{3}{(\Gamma(m))^3} \sqrt{\frac{g\gamma/m}{\pi(1+g\gamma/m)}} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n \Gamma(3m+n+1/2)}{2^{3m+n} n! (m+n)(2m+n)(3m+n)} \cdot \left(\frac{1}{1+g\gamma/m}\right)^{3m+n} \times {}_2F_1\left(1, 3m+n; 2m+n+1; \frac{1}{2}\right) \cdot {}_2F_1\left(1, 3m+n+1/2; 3m+n+1; \frac{1}{1+g\gamma/m}\right) \quad (32)$$

식 (28)에서 $L_c=2$ 와 $L=4$ 의 접합 확률은 식 (33)으로 전개할 수 있다.

$$p_{\gamma_1, \gamma_2}(\gamma_1, \gamma_2) = 12p_\gamma(\gamma_1)p_\gamma(\gamma_2) \frac{\gamma\left(m, \frac{m\gamma_2}{\gamma}\right)}{\Gamma(m)}, \quad \gamma_1 \geq \gamma_2 (L_c=2, L=4) \quad (33)$$

나카가미-m 분포함수를 적용하고^{[10],[11]} 위의 식 (33)을 식 (27)에 대입하여 풀면 식 (34)와 같이 전개할 수 있다.

$$P_b(E) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \int_0^\infty \int_0^{\gamma_1} 12p_\gamma(\gamma_1)p_\gamma(\gamma_2) \cdot \left[\frac{\gamma\left(m, \frac{m\gamma_2}{\gamma}\right)}{\Gamma(m)}\right]^2 \exp\left(-\frac{g(\gamma_1+\gamma_2)}{\sin^2\psi}\right) d\gamma_2, d\gamma_1, d\gamma_\psi \quad (34)$$

식 (34)를 적분공식을 적용하여 전개하면 식 (35)와 같이 전개할 수 있다.

$$P_b(E) = \frac{6}{(\Gamma(m))^4} \sqrt{\frac{g\gamma/m}{\pi(1+g\gamma/m)}} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{(-1)^{n+l} \Gamma(4m+n+l+1/2)}{2^{4m+n+l} n! l! (m+n)(m+l)(3m+n+l)(4m+n+l)} \cdot \left(\frac{1}{1+g\gamma/m}\right)^{4m+n+l} \cdot {}_2F_1\left(1, 4m+n+l; 3m+n+l; \frac{1}{2}\right) \cdot {}_2F_1\left(1, 4m+n+l+1/2; 4m+n+l+1; \frac{1}{1+g\gamma/m}\right) \quad (35)$$

III. 시뮬레이션 결과

직교 MC DS-CDMA 시스템에서 수신 신호에 영향을 주는 변수는 인접 반송파에 따른 각각의 자기 간섭, 각각의 부반송파, 경로 및 사용자 수에 따른 다중 간섭 및 AWGN의 영향을 받는다. 시뮬레이션에 적용된 변수는 나카가미 페이딩 지수(m), PLL 이득 값(ρ), 사용자 수(K), 확산 이득(N_c), 부반송파의 수(U), 인접 반송파 사이의 정규화된 간격(λ), 각 부반송파의 직접 확산 이득(N_f), 다중 경로 수(L_p), 단일 반송파인 경우의 경로(L_1) 등이다.

그림 1에서는 직교 MC DS-CDMA 시스템에서 부

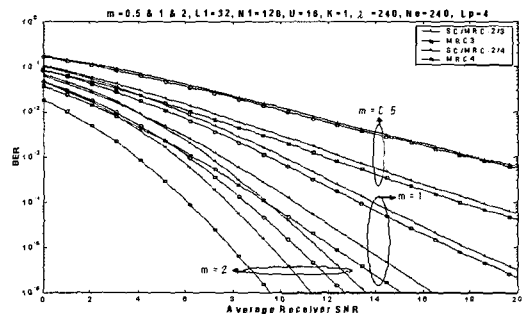


그림 1. MC DS-CDMA 시스템의 평균 수신 SNR 대 비트 오류 확률(BER)

Fig. 1. Average receiver SNR versus BER of the MC DS-CDMA(1).

반송파의 수(U)가 16인 단일 사용자 간섭인 경우 나카가미 페이딩 지수(m)가 0.5, 1, 2인 경우에 대하여 MRC 기법과 Hybrid SC/MRC 기법을 적용하여 시뮬레이션 하였다. $m=0.5$ 인 경우 MRC4 기법을 적용할 때 17.56 dB가 필요하며 Hybrid SC/MRC 기법을 적용할 때 18.49 dB가 필요하여 평균 수신 SNR 값이 크며 두 기법 사이에는 0.84 dB의 작은 차가 나는 것을 볼 수 있다. $m=2$ 인 경우 6.10 dB와 7.78 dB로 두 기법 사이에는 1.68 dB의 차가 나는 것을 알 수 있지만 요구되는 BER을 얻기 위한 평균 SNR 값이 6.10 dB와 7.78 dB로 모두 작은 값을 알 수 있다. 이는 환경이 열악한 곳에는 MRC 기법과 Hybrid 기법의 성능 차가 거의 나지 않음을 의미하는 것이며 환경이 양호한 곳에서는 다소의 성능 차는 존재하지만 두 기법 모두 좋은 성능을 나타냄으로 나카가미- m 페이딩 환경 하에서 직교 MC DS-CDMA 시스템에 MRC 기법을 Hybrid SC/MRC 기법을 대처할 수 있음을 의미한다.

그림 2와 그림 3에서는 다중 사용자 간섭의 영향을 받는 직교 MC DS-CDMA 시스템에 부반송파의 수(U)가 16일 때와 32일 경우에 대한 시뮬레이션을 수행하였다. 부반송파 간격과 확산 이득이 동일한 조건이 되기 위해 $U=16$ 인 경우 정규화된 부반송파 간격은 240이 되어야 하며, $U=32$ 인 경우 즉, 부반송파의 수가 증가한 경우의 정규화된 부반송파 간격은 248로 증가하여야 한다. 이는 부반송파의 수가 증가하면 확산 이득의 증가를 의미하는 것으로 확산 이득이 증가하면 직교 MC DS-CDMA 시스템이 되기

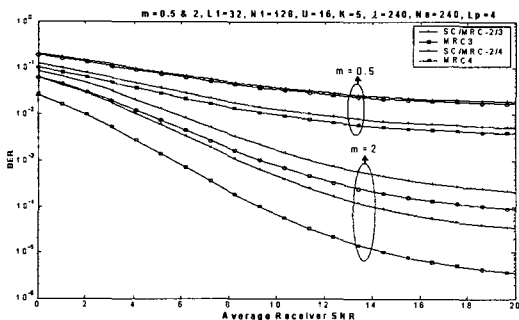


그림 2. MC DS-CDMA 시스템의 평균 수신 SNR 대 비트 오류 확률(2)
Fig. 2. Average receiver SNR versus BER of the MC DS-CDMA(2).

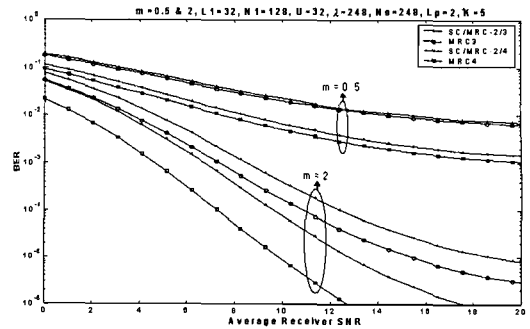


그림 3. MC DS-CDMA 시스템의 평균 수신 SNR 대 비트 오류 확률(3)
Fig. 3. Average receiver SNR versus BER of the MC DS-CDMA(3).

위해 부반송파간 간격이 증가해야 함을 의미한다. 단일 반송파일 경우의 경로(L_1)와 각 부반송파의 직접 확산 이득(N_1)이 고정일 때 부반송파의 수가 증가하면 다중 경로 간섭에 영향을 주는 다중 경로 수(L_2)가 감소하게 되므로 성능의 개선이 이루어짐을 알 수 있으며 이는 부반송파의 수가 증가하면 확산 이득이 증가하고 다중 경로 간섭이 감소하여 시스템의 성능을 향상됨을 의미한다. 하지만 주어진 대역폭이 고정되어 있는 경우 부반송파의 수를 증가시키면 부반송파 간격이 증가하고 필요한 대역폭이 더 많이 필요함으로 부반송파의 수는 주어진 대역폭을 고려하여 선택하여야 한다. 다이버시티 기법에 따른 시뮬레이션 결과를 보기 위해 부반송파 수가 32인 경우를 보면 열악한 페이딩 환경($m=0.5$)에서는 MRC4와 Hybrid SC/MRC-2/4의 차가 0.98 dB이며 페이딩 환경이 좋은 경우($m=2$)에서는 차가 2.34 dB로 그림 1의 결과와 동일함을 볼 수 있다.

그림 4와 그림 5에서는 다중 사용자 간섭의 영향을 받는 부반송파의 main lobes가 오브래핑 되지 않는 MC DS-CDMA 시스템에서 부반송파의 수(U)가 16과 32일 때 시뮬레이션을 수행하였다. 이 경우 각 부반송파의 직접 확산 이득(N_1)과 확산 이득이 128로 동일한 경우이며 정규화 된 부반송파 간격은 확산 이득의 두 배인 256이 되어 각각의 부반송파는 오브래핑 되지 않는다. 정규화된 부반송파 간격이 이보다 크면 손실 주파수 영역이 될 것이며 이보다 작으면 오브래핑으로 인한 부반송파간 간섭이 발생할 것이다. 부반송파 수의 증가에 따른 성능과 페이

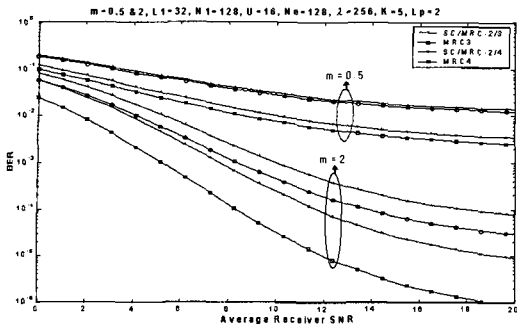


그림 4. MC DS-CDMA 시스템의 평균 수신 SNR 대 비트 오류 확률(4)

Fig. 4. Average receiver SNR versus BER of the MC DS-CDMA(4).

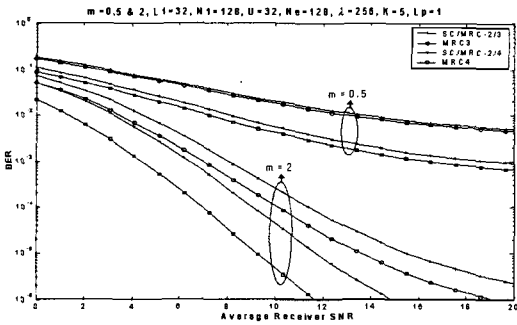


그림 5. MC DS-CDMA 시스템의 평균 수신 SNR 대 비트 오류 확률(5)

Fig. 5. Average receiver SNR versus BER of the MC DS-CDMA(5).

던지수에 따른 성능은 직교 MC DS-CDMA 시스템에서와 동일함을 알 수 있다.

직교 MC DS-CDMA 시스템과 오브래핑 되지 않는 MC DS-CDMA 시스템을 비교하면 직교인 경우 MRC 기법을 적용한 경우와 Hybrid SC/MRC 기법을 적용한 경우의 차가 오브래핑 되지 않는 MC DS-CDMA 시스템이 적음을 알 수 있다. 이는 부반송파 간 간섭의 영향으로 오브래핑 되지 않는 경우가 통신 환경이 더 양호함을 의미하는 것이다. 직교인 경우 $m=0.5$ 일 때 부반송파의 수가 32이면 Hybrid SC/MRC-2/4의 평균 수신 SNR은 8.54 dB이고 $m=2$ 에서는 9.62 dB이며, 오브래핑 되지 않는 경우 $m=0.5$ 일 때 8.05 dB이고 $m=2$ 에서는 9.05 dB이다. 따라서 $m=0.5$ 일 때는 0.49 dB, $m=2$ 일 때는 0.57 dB만큼 오브래핑 되지 않는 경우의 MC DS-CDMA 시스템이 성능

이 우수함을 알 수 있다. 하지만 전체 주파수 대역이 정해진다면 직교 MC DS-CDMA 시스템이 오브래핑 되지 않는 경우보다 반송파의 수를 두 배 더 가질 수 있으므로 데이터 전송량은 직교 MC DS-CDMA 시스템이 우수하다.

IV. 결 론

전체 시스템의 대역폭이 주어질 때 사용자간 간섭을 최소화 하는 최적의 부반송파 간격은 변조되는 부반송파 신호의 오브래핑과 확산 이득에 영향을 미칠 것이다. 즉, 부반송파 신호의 오브래핑과 확산 이득은 서로 trade-off 관계가 된다. 부반송파 간격(λ)이 낮을 경우 부반송파 신호는 동일 사용자의 부반송파와 인접 사용자의 부반송파가 오브래핑 되어 좋지 않은 영향을 준다. 하지만 다중 사용자간 간섭의 영향을 적게 받게 하는 높은 확산 이득을 유지할 수 있게 한다. 반대로 부반송파 간격(λ)이 높을 경우 동일 사용자와 인접 사용자의 부반송파에 의한 간섭은 적어지지만 부반송파의 확산 이득이 낮아져 다중 사용자 간섭을 증가시킬 것이다.

본 논문에서는 대표적인 MC DS-CDMA 시스템 방식인 직교 MC DS-CDMA 시스템과 오브래핑 되지 않는 MC DS-CDMA 시스템에서 성능 분석을 하였다. 본 논문에서는 나카가미-m 페이딩 채널에서 정규화된 부반송파의 간격에 따라 구분되는 직교 MC DS-CDMA 시스템과 오브래핑 되지 않는 MC DS-CDMA 시스템을 분석하였다. 다중 반송파 시스템에서 발생하는 선택 경로 수를 줄이기 위하여 Hybrid SC/MRC 방식이 적용되어 MRC 방식을 사용한 경우와 비교되었다.

시뮬레이션은 단일 사용자 간섭인 경우와 다중 사용자인 경우로 구분하였으며, 부반송파의 수가 32인 경우와 16인 경우에 대하여 직교 MC DS-CDMA 시스템과 오브래핑 되지 않는 시스템을 구분하여 페이딩 환경이 열악한 경우와 양호한 경우에 대하여 시뮬레이션을 수행하였다.

시뮬레이션 결과, Hybrid SC/MRC 방식을 MRC 방식으로 대체할 수 있음을 알 수 있었으며, 부반송파의 수가 증가하면 다중 경로 간섭에 영향을 주는 선택 다중 경로 수(L_p)가 감소하게 되므로 성능의

개선이 이루어짐을 알 수 있으며 이는 부반송파의 수가 증가하면 확산 이득이 증가하고 다중 경로 간섭이 감소하여 시스템의 성능이 향상됨을 의미한다. 하지만 주어진 대역폭이 고정되어 있는 경우 부반송파의 수를 증가시키면 부반송파 간격이 증가하고 필요한 대역폭이 더 많이 필요함으로 부반송파의 수는 주어진 대역폭을 고려하여 선택하여야 함을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] Lajos Hanzo et al., *Single and Multi-Carrier DS-CDMA : Multi-User Detection, Space-Time Spreading, Synchronisation, Standards and Networking*, IEEE Press-Wiley, Jun. 2003.

[2] R. Prasad, Hara, "Overview of multicarrier CDMA", *IEEE Commun. Mag.*, pp. 126-133, Dec. 1997.

[3] Shiro Kondo, Laurence B. Milstein, "Performance of multicarrier DS-CDMA systems", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 2, pp. 238-246, Feb. 1996.

[4] Lie-Liang Yang, Lajos Hanzo, "Performance of generalized multicarrier DS-CDMA over Nakagami-m fading channels", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 6, pp. 956-966, Jun. 2002.

[5] Lie-Liang Yang, Lajos Hanzo, "Performance of generalized multicarrier DS-CDMA using various chip waveforms", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 5, pp. 748-752, May 2003.

[6] John. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd Ed. New York, McGraw-Hill, 1995.

[7] Lie-Liang Yang, Lajos Hanzo, "Performance of generalized multicarrier DS-CDMA over Nakagami-m fading channels", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 6, pp. 956-966, Jun. 2002.

[8] Mohamed-Slim Alouini, Marvin K. Simon, "Performance of coherent receivers with hybrid SC/MRC over Nakagami-m fading channels", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, pp. 1155-1164, Aug. 1999.

[9] T. Eng, L. B. Milstein, "Coherent DS-CDMA performance in Nakagami multipath fading", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 1134-1143, Feb./Mar./Apr. 1995.

[10] Minoru Nakagami, "The m-distribution---A General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading", reprinted from *Statistical Methods of Radio Wave Propagation*, W. C. Hoffman, Ed. Oxford, England: Pergamon Press, 1960.

[11] Marvin K. Simo, Moharmed-Sim Aiouini, *Digital Communication over Fading Channels*, 1st Ed. New York, John Wiley & Sons, Inc., 2000.

김 원 섭



1999년: 청주대학교 전자공학과 (공학사)
 2001년: 청주대학교 전자공학과 (공학석사)
 2004년: 청주대학교 전자공학과 박사수료
 2000년 4월~2004년 2월: 한국과학

재단지정 정보통신연구센터 기술연구원
 2004년 3월~현재: 라인전자 연구개발팀 팀장
 [주 관심분야] 디지털 이동 통신, 부호이론, 대역확산 통신, Multimedia 통신, 영상통신

박 진 수



1975년: 한양대학교 전자공학과 (공학사)
 1977년: 한양대학교 전자통신과 (공학석사)
 1985년: 한양대학교 전자통신과 (공학박사)
 1978년~현재: 청주대학교 정보통신공학부 교수

1999년~현재: 한국과학재단지정 정보통신연구센터 소장
 [주 관심분야] 디지털 이동 통신, 부호이론, 대역확산 통신, Multimedia 통신, 영상통신