

PAPR을 줄이기 위한 Multicarrier Code Select CDMA시스템의 다중 경로 페이딩 채널에서 성능 분석

정희원 류관웅*, 박용완*, 홍인기**, 김명진***

Performance Analysis of Multicarrier Code Selection CDMA System for PAPR Reduction in Multipath Fading Channel

Kwan-Woong Ryu*, Yong-Wan Park* , Een-Kee Hong**, Myoung-Jin Kim***, *Regular Members*

요약

최근 MC DS-CDMA시스템은 차세대 고속 데이터 전송을 위해 활발히 연구되고 있지만 높은 PAPR(peak-to-average power ratio)을 가지는 단점이 있다 반면 CS-CDMA시스템은 코드 선택 방식을 사용함으로써 부 채널수에 상관없이 일정한 크기의 송신 신호로 인해 낮은 PAPR을 가진다 본 논문에서는 MC DS-CDMA와 CS-CDMA의 결합한 새로운 다중접속 방식인 MC CS-CDMA(multicarrier code select CDMA)을 제안한다 MC CS-CDMA 시스템은 특별한 경우로서 MC DS-CDMA시스템과 CS-CDMA시스템을 포함한다 MC CS-CDMA 시스템은 주파수 선택적 다중경로 채널과 MRC를 가진 레이크 수신기에서 성능 및 PAPR을 비교 분석한다 시뮬레이션 결과 MC CS-CDMA 시스템이 CS-CDMA에 비해 높은 PAPR을 가지지만 MC DS-CDMA에 비해 PAPR을 줄일 수 있다 또한 수치해석의 결과 MC CS-CDMA 시스템이 확산 이득과 시간 다이버시티 이득의 증가로 인해 MC DS-CDMA에 비해 우수한 성능을 가진다 그러나, MC CS-CDMA 시스템은 수신기의 복잡도 증가와 가입할 수 있는 사용자수가 감소하는 단점을 가진다.

Key Words MC CS-CDMA, Code selection, MC DS-CDMA, fading channels

ABSTRACT

Multicarrier direct sequence code-division multiple access CDMA(MC DS-CDMA) is an attractive technique for achieving high data rate transmission even if the potentially large peak-to-average power ratio(PAPR) is an important factor for its application On the other hand, code select CDMA(CS-CDMA) is an attractive technique with constant amplitude transmission of multicode signal irregardless of subchannels by introducing code selection method In this paper we propose a new multiple access scheme based on the combination of MC DS-CDMA and CS-CDMA Proposed scheme, which we called MC CS-CDMA, includes the subclasses of MC DS-CDMA and CS-CDMA as special cases The performance of this system is investigated for multipath frequency selective fading channel and maximal ratio combining with rake receiver In addition the PAPR of proposed system is compare with that of both MC DS-CDMA and CS-CDMA Simulation results show that proposed system improves PAPR reduction than MC DS-CDMA at the expense of the complexity of receiver and the number of available users Also, the numerical result shows that the proposed system is better performance than MC DS-CDMA due to the increasing processing gain and the number of time diversity gain

* 영남대학교 정보통신공학과 이동통신 연구실(kwryu@yumail.ac.kr, ywpark@yu.ac.kr)

** 경희대학교 전자정보공학부 이동통신연구실(ekhong@khu.ac.kr) *** 한국외국어대학교 정보통신공학과(mjkim@huf.ac.kr)

논문번호 KICS2004-06-042, 접수일자 2004년 6월 17일

※본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(R01-2002-000-00368-0)지원으로 수행되었습니다

최근 차세대 고속 데이터 전송을 위해 여러 가지 multicarrier 변조방식이 제안되었다^[1-14] 그러나 이러한 다중 반송파 신호의 중요한 단점은 송신 파형이 가지는 높은 최대 전력 대 평균 신호 전력의 비(PAPR, peak-to-average power ratio)이다^[15]. 일반적으로 다중반송파 신호(Multi-Carrier CDMA)는 단일 반송파 시스템(CDMA)에 비해 독립적으로 변조된 많은 부반송파에 의해 높은 크기 신호가 발생하므로 높은 PAPR을 가지게 된다. 송신기의 높은 PAPR은 송신 증폭기의 비선형 특성에 의해 송신 신호를 왜곡시키고 증대한 전력 손실 문제를 발생시킨다. 출력 신호의 PAPR을 줄이면 기지국의 HPA(high power amplifier)의 가격을 낮추어 증폭기 효율을 증가시킬 수 있고 휴대용 이동 시스템의 배터리(battery) 수명을 증가시킬 수 있다. PAPR의 줄이기 위한 방식으로는 OFDM에서 비선형 블록코딩(nonlinear block coding)^[15], 부분 송신열(PTS, partial transmit sequence)^[17], 선택적 매핑(SLM:selective mapping)^[18] 등의 여러 가지 방식이 제안되었으며, 최근에는 MC-CDMA에서 PAPR 줄이기 위한 연구가 진행 중이다^[19-21] 그러나, 지금까지 PAPR을 줄이기 위한 연구는 각 부반송파에서 병렬 송신된 모든 신호가 상호 독립이고 심볼 단위(symbol-by-symbol)인 경우에만 가능하였다. 그러나 먼저 직병렬 변환기를 거친 후에 확산하는 MC DS-CDMA 시스템의 경우처럼 각 부반송파의 병렬 송신된 모든 신호가 확산한 후에 더해지는 경우에는 칩 단위(chip-by-chip) PAPR뿐만 아니라 심볼 단위의 PAPR도 함께 고려해야 함으로써 PAPR을 줄이기 위한 기존의 방식을 적용하는데 어려움이 있고 여기에 관한 연구가 거의 이루어지지 않았다.

또한, Multi-Code CDMA에서는 PAPR을 줄이기 위한 방식(일정한 크기를 유지하기 위한 방식)으로 Wada가 제안한 방식^[22]과 CS-CDMA 방식^[23]이 있다. Wada가 제안한 방식은 다중부호 송신에서 크기 변화를 피하기 위한 방법으로 입력신호의 마지막 비트를 그 전 비트들의 잉여 코드 채널로 사용하여 출력신호가 일정한 크기를 갖도록 하는 일정한 크기 코딩(constant amplitude coding)을 사용하였다. 그러나, Wada 방식은 출력 신호를 일정한 포락선으로 만들기 위해 패리티 체크 비트(parity check bit)를 사용함으로써 전송율이 감소하고 확산 코드로서 하다마드 코드만을 사용해야 하는 단점이 있다^[22]. CS-CDMA(code select CDMA) 시스템은 입력 시퀀스에 따라 확산 코드를 선택하고 선택된 확산코드로 마지막 비트를 확산 시키는 코드 선택 방식을 사용함으

로써 확산 코드에 상관없이 출력신호가 일정한 크기를 유지할 수 있는 장점을 가진다. 그러나, CS-CDMA는 확산 코드 블록의 입력 부채널수(M)가 증가함에 따라 수신기 복잡도가 증가하고 전송 효율이 떨어지는 단점이 있다^[23].

본 논문에서는 Multi-Code CDMA 시스템의 일정한 크기(constant amplitude) 형태를 유지시키기 위한 방식으로 제안된 코드 선택 코드 분할 다중 접속 방식(CS-CDMA)과 MC DS-CDMA 방식을 결합한 코드 선택 다중반송파 코드 분할 다중 접속 방식(MC CS-CDMA)을 제안한다. 제안된 방식은 기존의 다중 반송파 시스템의 장점을 가지면서도 부반송파수의 감소로 PAPR 문제점을 극복할 수 있는 장점을 가진다. 또한, 다중 경로 환경에서는 기존의 MC DS-CDMA 시스템에 비해 확산 이득과 다이버시티 이득이 증가함으로써 BER 성능이 우수한 특성을 가진다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 제 II절에서는 Multi-Code CDMA 시스템에서 일정한 크기를 가지기 위해 제안된 Wada 기법과 CS-CDMA를 소개한다. 제 III절에서는 송신신호, 채널 모델, 수신신호, PAPR를 포함하여 제안된 MC CS-CDMA 시스템을 소개한다. 제 IV절에서 BER 성능을 계산하고 V에서는 제안된 시스템과 MC DS-CDMA 시스템, CS-CDMA 시스템의 결과를 분석한다. 마지막으로 제 VI절에서는 결론을 맺는다.

II. Multi-Code CDMA with Constant Waveform

본 절에서는 기존의 Multi-Code CDMA와 Multi-Code CDMA에서 일정한 크기를 가지기 위한 방식으로 제안된 CS-CDMA 시스템을 소개한다.

1 직교 Multi-Code System(기존 시스템)

그림 1은 기존의 Multi-Code CDMA 시스템을 보여주고 있다. 직교 코드로 하다마드 코드를 사용하였고 입력 정보 비트 열은 식(1)과 같이 나타내었다.

$$b_i^p = (b_{1,0}, b_{i,1}, b_{i,2}, \dots, b_{i,p-1}) \quad (1)$$

여기서 i 는 비트 열 번호($i=0, 1, \dots, 2^p-1$)를 나타낸다. 즉 P 개의 비트는 0에서부터 2^p-1 까지의 비트 열 번호로 표현될 수 있다. 그림 1과 같이 직병렬 변환기를 통과한 P 개의 비트 (각 비트는 $b_{1,0}, b_{i,1}, b_{i,2}, \dots, b_{i,p-1}$ 로 표시)는 직교 코드

$(a_0, a_1, \dots, a_{P-1})$ 에 의해 확산되고 확산된 신호는 합쳐져서 다중 레벨 신호로 전송된다. 전송 신호 $s_i^P = (s_{i,0}, a_{i,1}, a_{i,2}, \dots, a_{i,P-1})$ 는 로 나타낼 수

있고, s_i^P 은 다중 레벨 신호로서 P 이 커짐에 따라 크기 변화가 매우 크게 나타난다. 이러한 크기 변화는 송신 증폭기의 비선형 왜곡을 발생시키는 원인이 된다. 그림1에서는 4x4의 하다마드 코드를 확산 코드로 사용할 경우의 송신 신호가 1,1,1,1일 경우 수신파형이 4,0,0,0로 나타나는 예를 보여주고 있다.

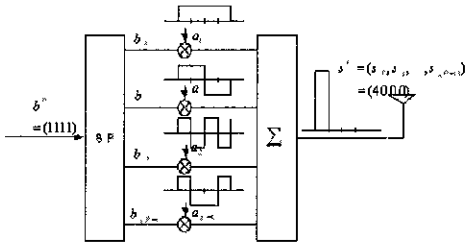


그림 1 Multi-Code CDMA시스템(P=4, 1=0,1, ,F)

2 CS-CDMA

CS-CDMA는 Multi-Code CDMA의 다중 레벨(multi-level) 출력 신호를 일정한 크기 형태로 유지시키기 위한 방식으로 제안되었다. 그림 2는 CS-CDMA의 송수신기를 보여주고 있다. 여러 채널에서 병렬로 입력되는 데이터($b_0^k, b_1^k, \dots, b_M^k$)을 이용하여 코드집합에서 하나의 확산 코드($C_i^k, i=1 \dots L$ 여기서 $L=2^M$)을 선택하고 선택된 확산 코드로 마지막 데이터(b_{M+1}^k)을 확산하여 전송한다. CS-CDMA의 k 번째 사용자의 송신신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_{cs}^k(t) = \sum_{i=0}^M \sum_{m=1}^N b_{M+1}^k(i) c_i^k(m) p_c(t - (m-1)T_c - iT_s) \cos(2\pi f_c t) \quad (2)$$

여기서 $b_{M+1}^k(i) (= +1$ 이나 $-1)$ 와 c_i^k 은 i 번째 ($b_1^k, b_2^k, \dots, b_M^k$) 입력 신호에 의해 선택된 k 번째 사용자의 확산 코드 블록(SCB, spreading code block)의 i 번째 확산 코드를 나타낸다. c_i^k 의 SCB로부터 선택 원리는 표1와 같다. $T_s, T_c (= T_s/N)$ 와 f_c 는 각각 심볼 주기, 칩 주기, 반송파 주파수를 나타낸다. 그리고, 펄스 파형 $p_c(t)$ 은 다음과 같이 정의된다.

$$p_c(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_c) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (3)$$

그림 2의 (b)는 복조기의 구조를 보여 주고 있다.

$$r_{cs}^k(t) = \sum_{i=0}^M \sum_{m=1}^N \alpha^k b_{M+1}^k(i) c_i^k(m) p_c(t - (m-1)T_c - iT_s) \cos(2\pi f_c t) + n(t) \quad (4)$$

여기서 α^k 는 채널의 랜덤 변수를 나타내고, $n(t)$ 는 백색 가우시안 잡음을 나타낸다. 복조시 전송되는 모든 데이터에 코드 집합의 모든 코드로 상관관을 취하고 그 결과 값 중 절대 값이 가장 큰 값으로 i 를 판단하여 병렬 데이터($\tilde{b}_1^k, \tilde{b}_2^k, \dots, \tilde{b}_M^k$)을 복조하고 상관 값의 부호로써 \tilde{b}_{M+1}^k 를 판단한다. 전체 채널 수를 $M+1$, 각 블록에 필요한 코드 수는 2^M 이 된다. 따라서 CS-CDMA의 출력 신호($C_i \times d_i$) 레벨은 이진(binary) 형태를 가지므로 변·복조 회로가 간단해지고 송신기에서 낮은 PAPR을 가지는 장점이 있지만 M 의 수가 증가함에 따라 송신기의 확산코드 수가 증가하고 수신기에서 필요한 상관기(correlator)의 수(2^M)가 증가하여 수신기의 복잡도가 증가하는 단점이 있다.

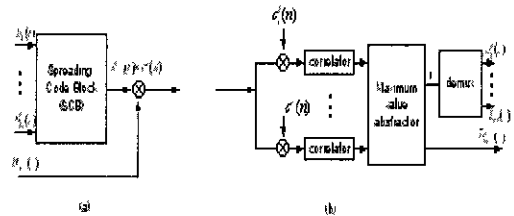


그림 2 CS-CDMA시스템의 송수신기 구조 (a)송신기 (b)수신기

표 1은 모든 입력신호(000부터 111까지)에 대해서 2.1에서 설명한 기존의 Multi-Code CDMA와 2.2에서 설명한 CS-CDMA의 경우의 송신 신호의 레벨 변화를 나타내고 있다. Multi-Code CDMA에서는 비트열 번호(i)가 0,3,5,6,9,A,C,F에서 전송신호의 크기가 커짐으로써 송신기의 비선형 왜곡의 영향을 더 많이 받게 된다. CS-CDMA의 출력 신호들은 모두 일정한 크기를 나타낼 수 있다. 여기서 CS-CDMA는 $M=3$ 이고 확산코드 CI은 8x8 하다마드 코드($M=3$ 이면 최소의 $2^3=8$ 확산 코드가 필요)를 사용할 경우 출력신호 파형을 나타내고 있다. 즉, SCB안으로 입력되는 신호 ($M=3, b_1^k, b_2^k, b_3^k$)는 순차적으로 000~111까지 각각W0~W7이 선택되고, 선택된 확산 코드는 $M+1$ 번째 데이터(b_{M+1}^k)를 확산한다. 결론적으로 4개의 입력 데이터를 전송하기 위해서는 Multi-Code

표 1 4개의 입력 데이터를 전송하기 위한 Multi-Code CDMA 시스템($P=4$)의 송신 신호와 CS-CDMA시스템의 송신 신호($M=3$, 총채널수 $M+1=4$)

| | 입력 신호 | 출력 신호 | |
|---|---------------------|----------------------|--|
| | | Multi-Code CDMA | CS-CDMA |
| 1 | $(b^i b^j b^k b^l)$ | s_i, s_j, s_k, s_l | $(\text{Spreading Code}) \times d_i = b_i^j, C^i(n)$ |
| 0 | (0000) | -4, 0, 0, 0 | (#0) = 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1 |
| 1 | (0001) | -2, 2, -2, 2 | (#1) = 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1 |
| 2 | (0010) | -2, 2, 2, -2 | (#2) = 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1 |
| 3 | (0011) | 0, 0, 4, 0 | (#3) = 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1 |
| 4 | (0100) | -2, 2, 2, -2 | (#4) = 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1 |
| 5 | (0101) | 0, 4, 0, 0 | (#5) = 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1 |
| 6 | (0110) | 0, 0, 0, 4 | (#6) = 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1 |
| 7 | (0111) | 2, 2, -2, 2 | (#7) = 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1 |
| 8 | (1000) | 2, 2, 2, 2 | (#8) = 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1 |
| 9 | (1001) | 0, 0, 0, 4 | (#9) = 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1 |
| A | (1010) | 0, 4, 0, 0 | (#10) = 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1 |
| B | (1011) | 2, 2, 2, 2 | (#11) = 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1 |
| C | (1100) | 0, 0, 4, 0 | (#12) = 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1 |
| D | (1101) | 2, 2, 2, 2 | (#13) = 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1 |
| E | (1110) | 2, 2, 2, 2 | (#14) = 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1 |
| F | (1111) | 4, 0, 0, 0 | (#15) = 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1 |

CDMA는 확산이득이 4인 4개의 확산 코드가 필요하고 CS-CDMA는 확산이득이 8인 8개의 코드가 필요하다. 입력 부채널 수 M 값이 증가함에 따라 CS-CDMA는 확산 이득이 2^M 만큼 커짐으로써 대역폭이 Multi-Code CDMA에 비해 2^M 배 증가한다.

표 2 시스템의 비교(총 부 채널수 $P=M+1$)

| | 전송 데이터율(R) | PAPR | 요구되는 코드 수 | 사용할 수 있는 코드의 종류 |
|-----------------|-----------------------|-------------------------------|-----------|------------------------|
| Multi-Code CDMA | $R=1/P$ | $10\log_{10} P$ | P | 모든 종류의 직교 코드 |
| Wada Scheme[22] | $3R/4$ (3M coding) | $P_{avg} = P \rightarrow 0dB$ | P | 특별한 코드 집이름 가진 하디 마드 코드 |
| CS-CDMA | $PR/2$ | $P_{avg} = P \rightarrow 0dB$ | 2^M | 모든 종류의 직교 코드 |

표2에서는 Multi-Code CDMA시스템과 일정한 크기 코딩을 가지기 위해 제안된 Wada 방식과 CS-CDMA 시스템의 특징을 대역폭 효율, PAPR, 필요 코드 수 측면에서 비교한 표이다. 표2에서 표현한 것과 같이 Wada방식은 Multi-Code CDMA시스템에 비해 부 채널 수를 증가시킴에 따라 낮은 PAPR을 가진다는 장점이 있지만 잉여 비트가 필요함으로써 전송효율이 떨어지고 특정한 수의 부 채널과 하다마드 코드에서

만 적용가능하다는 단점이 있다 CS-CDMA시스템은 낮은 PAPR과 부채널 수와 코드의 종류에 상관없이 사용할 수 있다는 장점이 있다 그러나, 가입할 수 있는 사용자 수 감소하고 많은 수의 수신 상관기가 필요하다는 단점이 있다.

III. MC CS-CDMA시스템

본 논문에서는 기존의 Multi-Carrier 시스템의 부반송파수가 증가함에 따라 높은 PAPR해결하기 위하여 II 절의 표 2에서 비교한 Multi-Code CDMA시스템의 일정한 크기 형태를 유지시키기 위한 방식을 적용한다 표2에서 설명한 것과 같이 CS-CDMA는 낮은 PAPR을 가짐으로써 OFDM과 결합하여 기존의 Multi-Carrier 시스템의 높은 PAPR문제를 해결할 수 있다 본 절에서는 CS-CDMA와 OFDM을 결합한 새로운 다중 접속 방식으로 코드 선택 다중 반송파 코드 분할 다중 접속 방식(MC CS-CDMA)을 제안하고 송수신기의 구조에 대해 설명한다

1 디자인 목적

MC CS-CDMA시스템의 목적은 MC DS-CDMA에서 수신기 복잡도를 희생하여 다이버시티 이득을 향상시키고 PAPR을 줄이는 것이다 그림3에서 MC CS-CDMA의 송신기구조를 보여준다. MC CS-CDMA에서 $M=0$ 이면 MC DS-CDMA시스템이고 $M=U-1$ 이면 CS-CDMA로 볼 수 있다 따라서 MC DS-CDMA와 CS-CDMA는 임의의 $M\{0, U-1\}$ 값에 따라 코드 선택 집합을 가진 MC CS-CDMA시스템의 하나의 멤버이다. 만약 M 이 크면 - 예를 들어 $M=U-1$ 주어진 총대역폭에서 높은 확산 이득을 얻음으로써 MAI(multiple access interference)을 줄일 수 있다. 또한 분해 경로의 증가로 인해 많은 가능한 다이버시티 이득을 얻을 수 있고 PAPR을 줄일 수 있다 그러나, 수신기의 복잡도가 증가하고 가입할 수 있는 사용자 수가 감소하는 단점이 있다 반면 M 값이 작으면 - $M=0$ MC DS-CDMA로 볼 수 있는데 각 부 반송파신호의 확산 이득이 작음으로 MAI가 증가하고 다이버시티 이득이 줄어들고 높은 PAPR을 가진다 그러나 수신기 복잡도가 줄어들고 가입자 수가 증가하는 장점을 가진다

2 송신기

그림3에서는 MC CS-CDMA의 k 번째 사용자의 송신기 구조를 보여주고 있다 송신기에서는 비트주기를

T_b 인 이진 데이터 열이 U 개의 병렬 부 데이터 열을 가진 직병렬 변환기에 의해 변환되어진다 각 부 데이터열의 비트주기 혹은 심볼 주기는 $T_s = UT_b$, M 은 각 SCB의 입력 데이터 비트의 수, S 는 그룹의 수 또는 부반송파 수를 나타낸다. 직·병렬 변환기를 통과한 후 각 M 비트는 k 번째 사용자의 확산코드 집합인 SCB에서 하나의 확산 코드를 선택한다. SCB는 $L = 2^M$ 개의 코드 집합으로 구성되어져 있다 선택된 코드 집합은 $(M+1)$ 번째 데이터 비트를 확산하고 서로 직교성을 갖는 부반송파 주파수에 의해 변조된다 송신 신호는 이러한 신호의 출력의 합으로 구성된다 따라서, 그림3에서와 같이 k 번째 사용자의 송신 신호는

$$s_k(t) = \sqrt{2P} \sum_{s=1}^S b_{s,(M+1)}^k(t) c_{s,i}^k(t) \cos(2\pi f_s t + \theta_s^k) \quad l=1, \dots, L \quad (5)$$

이고 P 는 부반송파 당 송신 전력을 의미한다. 여기서, $\{b_{s,(M+1)}^k(t)\}, \{c_{s,i}^k(t)\}$ 와 $\{f_s\}$ 은 k 번째 사용자의 각 그룹의 $M+1$ 번째 확산되는 데이터, 사용자 구분을 위해 할당된 L 개의 코드를 가진 SCB의 확산 코드 집합 중 $(b_{s,1}^k, b_{s,2}^k, \dots, b_{s,M}^k)$ 에 의해 선택되는 코드, 그리고 부반송파 주파수 집합으로 표현한다. θ_s^k 는 k 번째 사용자의 각 부반송파의 초기 위상을 나타낸다 $M+1$ 번째 데이터 열은 식(6)과 같이 정의할 수 있다.

$$b_{s,(M+1)}^k(t) = \sum_{i=0}^{\infty} b_{s,i}^k P_{T_s}(t - iT_s) \quad (6)$$

$b_{s,(M+1)}^k$ 은 상호 독립적인 T_s 주기를 가지며 +1과 1이 발생할 확률이 동일한 이진 데이터 열로 표현할 수 있다 식(6)과 식(7)의 P_{T_s} 와 P_{T_c} 은 데이터 열(data sequence)과 확산 열(spreading sequence)의 shaping 임펄스를 나타낸다 확산 코드 집합의 확산 데이터 열은 식 (7)과 같이 표현할 수 있다

$$c_{s,i}^k(t) = \sum_{j=0}^{\infty} c_{s,i,j}^k P_{T_c}(t - jT_c) \quad (7)$$

식(7)은 k 번째 사용자의 확산 코드 열 파형을 나타낸다 여기서, $c_{s,i,j}^k$ 는 +1과 1이 발생할 확률이 동일하다고 가정한다

각 그룹의 $M+1$ 번째 송신신호는 SCB의 코드 집합 중 선택된 하나의 확산코드에 의해 확산되고 확산된

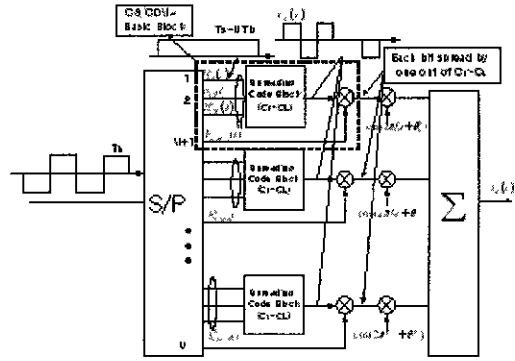


그림 3 MC CS-CDMA의 k번째 사용자의 송신기 구조

신호는 부반송파 간격이 $1/T_c$ 떨어진 인접 부반송파들에 곱해진다. 여기서 T_c 는 MC CS-CDMA의 칩 주기를 MC CS-CDMA의 처리이득(processing gain)이라 하면 $T_c = T_s/N$ 으로 표현할 수 있다. 따라서 부반송파간 직교 주파수를 식(8)와 같이 나타낼 수 있다.

$$f_s = f_c + (s-1) \frac{1}{T_c}, \quad s = 1, 2, \dots, S \quad (8)$$

여기서 f_c 는 중심주파수, s 는 부반송파 번호를 의미한다 제안된 MC CS-CDMA시스템과 MC DS-CDMA를 비교하기 위해 모든시스템간의 송신 전송율과 총대역폭이 같다고 가정한다.

그림 4(a)와 4(b)은 MC DS-CDMA와 MC CS-CDMA의 시간과 주파수 영역특성을 비교한다. 그림 4(a)는 MC DS-CDMA와 MC CS-CDMA의 직·병렬 변환기를 통과한 후의 시간 영역 신호를 보여준다. MC DS-CDMA와 MC CS-CDMA의 칩 주기는 각각 $T_{c1} = T_{s1}/N_1$, $T_{c2} = T_{s2}/N$ 로 나타낼 수 있다. 그림 4(b)에서 MC DS-CDMA의 반송파 사이의 간격 $\Delta f_{MC-DS} = 1/T_{c1}$ 이고 전체 부 채널수는 U 개이므로 전체 스펙트럼은 $W_{MC-DS} = (U+1)(1/T_{c1})$ 로 나타낼 수 있다. MC CS-CDMA의 반송파 사이의 간격 $\Delta f_{MC-CS} = 1/T_c$ 이고, SCB의 입력 심볼수가 M 일 때 전체 부 반송파수는 $(U/(M+1)+1)$ 개이므로 전체 스펙트럼은 $W_{MC-CS} = (U/(M+1)+1)(1/T_c)$ 으로 표시 된다. 먼저 두 시스템 간 전체 스펙트럼이 같다는 가정에서 두 시스템 간 칩 주기의 관계를 구할 수 있다

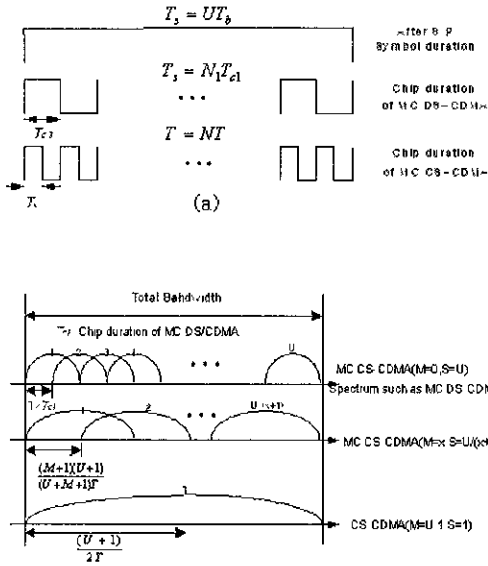


그림 4 동일한 스펙트럼에서 MC DS-SS-CDMA와 MC CS-SS-CDMA의 시간 영역의 신호와 주파수 영역 신호 비교 (a)MC DS-SS-CDMA와 MC CS-SS-CDMA의 칩주기와 심볼주기 (b)MC-DS-SS-CDMA와 여러 가지 M값에 따른 MC CS-SS-CDMA의 스펙트럼 구조

$$T_c = \frac{U + M + 1}{(M + 1)(U + 1)} T_{cl} \quad (9)$$

따라서 MC CS-SS-CDMA의 칩 주기는 고정된 전체 대역폭에서 M이 증가함에 따라 감소한다. 이것은 MC CS-SS-CDMA의 부반송파수가 감소함에 따라 MC CS-SS-CDMA시스템의 각 부반송파의 대역폭과 확산 이득이 증가한다

3 채널모델

채널 모델은 주파수 선택적 레일리 페이딩 채널을 가정한다. k번째 사용자의 s번째 부반송파가 겪는 임펄스 응답의 복소 지역 등가 표현은 다음과 같다

$$h_{ks}(t) = \sum_{l_p=0}^{L_p-1} g_{s,l_p}^k \delta(t - \tau_{l_p}) \quad (10)$$

여기서 L_p 는 분해 경로의 수이고 τ_{l_p} 은 채널의 l_p 번째 다중 경로 성분의 지연을 나타낸다. 평균이 0인 복소 가우시안 랜덤 변수 g_{s,l_p}^k 는 $\alpha_{s,l_p}^k \exp(-j\beta_{s,l_p}^k)$ 로 나타낼 수 있다 여기서 α_{s,l_p}^k 와 β_{s,l_p}^k 은 각각 채널의 크기 감쇠와 채널의 l_p 번째 다중경로 성분의 대한 위

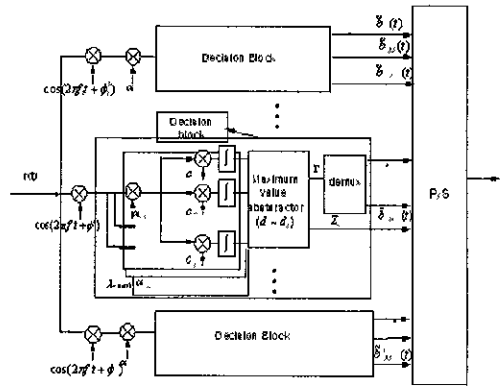


그림 5 MC CS-SS-CDMA의 k번째 사용자의 수신기 구조

상 천이로 나타낼수있다. L_p 은 총 다이버시티 경로 수이고 $\delta(t)$ 은 Kronecker-Delta 함수로 나타낼수 있다 α_{s,l_p}^k 의 2차 모멘트를 Ω_{s,l_p}^k 로 가정하면 $E(\alpha_{s,l_p}^k)^2 = \Omega_{s,l_p}^k$ 로 표시할수 있다. 총 반송파 신호는 수신된 전력 지수 함수적으로 감소하는 MIP(Multipath Intensity Profile)분포로 표시하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Omega_{s,l_p}^k = \Omega_0^k e^{-\eta r} \quad \eta \geq 0 \quad (11)$$

Ω_{s,l_p}^k 대한 함수 형태는 경로 지연 함수로서 평균 경로 길이의 감쇠로서 계산된다. Ω_0^k 은 평균 신호강도의 첫 번째 분해경로이고 η 은 평균 전력 감쇠율이다 만약 모든 사용자의 수신 신호가 완벽한 전력 제어되었다고 가정하면 식(11)은 $\Omega_{s,l_p}^k = \Omega_0^k e^{-\eta r} = \Omega_0 e^{-\eta r}$ 로서 표현되어진다 만약 L_p 경로가 존재한다고 가정하면 식(11)은 다음과 같이 표현할 수 있다

$$\sum_{l_p=0}^{L_p-1} \Omega_{s,l_p}^k = \sum_{l_p} \Omega_{s,l_p}^k = \Omega_0 q(L_p, \eta) \quad (12)$$

여기서

$$q(L_p, \eta) = \sum_{l_p=0}^{L_p-1} e^{-\eta r_{l_p}} = \begin{cases} (1 - e^{-\eta r}) / (1 - e^{-\eta}) & \eta \neq 0 \\ L_p & \eta = 0 \end{cases} \quad (13)$$

따라서 평균 다중 경로 신호 Ω_{s,l_p}^k 은 $q(L_p, \eta) \Omega_0 / L_p$ 로서 표현될 수 있다

또한, MC CS-SS-CDMA와 MC CS-SS-CDMA사이의 분해 경로 수 사이의 관계를 고려하자. 통신 채널의 최대 지연확산을 $T_m \approx 1/(\Delta f_c)$ 로 정의 하자 MC

CS-CDMA와 관련된 경로의 수는 $L_{MC-CS} = \lfloor T_m/T_c \rfloor + 1$ 로서, MC DS-CDMA와 관련된 경로의 수는 $L_{MC-DS} = \lfloor T_m/T_c \rfloor + 1$ 로 표현한다 식(9)를 인버전하여 양변에 T_m 을 곱하면 다음식과 같이 나타낼수 있다

$$L_{MC-CS} = \left\lfloor \frac{(M+1)(U+1)}{U+M+1} (L_{MC-DS} - 1) \right\rfloor + 1 \quad (14)$$

다음 장부터는 계산상의 편의를 위해 L_{MC-DS} 과 L_{MC-CS} 을 L_p 로 나타낸다

4 수신기

그림 5에서는 등화 기법으로 MRC와 다이버시티 이득을 얻기 위해 레이크 수신기를 사용한 MC CS-CDMA수신기 구조를 보여주고 있다.

수신기의 기준 신호인 k 번째 사용자 신호는 각 경로에 대해서 완벽하게 시간 동기를 얻을 수 있고 완벽한 채널 추정에 의해 다중 경로의 크기 감쇠와 위상 천이값이 추정되어져 있다고 가정한다 MC CS-CDMA는 MC DS-CDMA시스템에서 부반송파수를 M 값에 따라 감소한 시스템으로 생각할 수 있으므로, MC CS-CDMA방식의 다중경로 레일레이 (multi-path rayleigh fading)환경에서 BER 성능은 MC CS-CDMA시스템의 BER성능을 구하는 방식을 이용하여 구할 수 있다 무선 채널을 통과한 송신 신호 $s_k(t)$ 는 다중경로 페이딩과 백색 가우시안 잡음(AWGN)에 의해 손상되어진다. 또한, 다중경로 환경에서 k 명의 사용자를 가진 비동기 시스템이고, 각 사용자로부터 기지국에 수신되는 평균 전력이 같다고 가정할 때(완벽한 전력 제어가 이루어진 상태) 수신 신호는 식(15)으로 나타낼 수 있다

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{i=1}^K \sum_{l=0}^{L_i-1} \alpha_{s,i}^k b_{s,(M+1)}^k(t - \tau_{s,i}^k) c_{v,i}^k(t - \tau_{s,i}^k) \cos(2\pi f_c t + \phi_{s,i}^k) + n(t) \quad (15)$$

여기서 $\alpha_{s,i_p}^k, \tau_{s,i_p}^k, \phi_{s,i_p}^k = \theta_s^k - \phi_{s,i_p}^k - 2\pi f_s \tau_{s,i_p}^k$ 은 각각 k 번째 사용자의 채널의 감쇠 지수, 채널의 i_p 번째 다중경로 성분에 대한 지연, 위상 천이로 표현할 수 있다 $\tau_{s,i_p}^k, \phi_{s,i_p}^k$ 는 $[0, T_s)$ 와 $[0, 2\pi)$ 에 대한 i.i.d. 균일 분포를 가진 랜덤 변수이고 α_{s,i_p}^k 는 레일 레이(multi-path rayleigh fading)분포를 가진다. $n(t)$ 는 평균이 0이고 $N_0/2$ 의 양측파 대 전력밀도 스펙트럼(double-sided power spectrum)을 가진 백색 가우시안 잡음(AWGN)이다 MC CS-CDMA 수신부는 두 부분으로 나누어 생각할

수있다 첫째 v 번째 반송파의 수신신호가 수신기의 L 개의 상관기와 상관되고 최대 상관값을 가지는 l 번째 확산코드 Γ_l 을 결정하는 단계와 결정된 확산 코드에 Γ_l 의한 결정변수 Z_v 를 결정하는 단계로 나누어 생각할 수 있다.

첫번째 단계에서 최대 상관 값이 결정된 $\Gamma_v = l$ 번째 코드는 v 번째 부반송파의 0에서부터 M 번째 비트의 값인 $(b_{v,1}^k, b_{v,2}^k, \dots, b_{v,M}^k)$ 을 결정하게 된다 따라서 그 과정을 식(16)과 같이 나타낸다

$$d_l = r(t) c_{v,l}^k \quad l = 1, 2, \dots, L \text{ 이면} \\ \Gamma_v = \text{index}[\max(|d_l|)] \quad (16)$$

여기서 d_l 는 수신된 신호와의 L 개의 확산코드와의 상관 값을 나타내고 Γ_v 는 L 개의 수신 코드 중 상관 값이 가장 큰 l 번째 확산 코드를 나타낸다. 여기서 임의의 값 l 이 선택될 확률이 동일하다고 가정하면 l 에 의해 선택될 코드 집합 $(b_{v,1}^k, b_{v,2}^k, \dots, b_{v,M}^k)$ 의 각 비트가 선택될 확률도 동일하다. 두번째 단계는 첫번째 단계에서 선택된 확산코드 $\Gamma_v = l$ 의해 k 번째 사용자의 v 번째 부반송파의 $M+1$ 번째 심볼은 다음과 같이 결정하는 단계이다. 이것은 기존의 CDMA수신기에 의한 과정과 동일하다 식(17)에서는 이러한 과정을 표현하였다.

$$\begin{cases} b_{v,M+1}^k = 1 & \text{if } d_l > 0 \\ b_{v,M+1}^k = -1 & \text{if } d_l < 0 \end{cases} \quad (17)$$

결국 Z_v 에 의한 확률과 Γ_v 에 의해 각 비트가 선택될 확률이 동일하다고 볼 수 있으므로 계산의 편의를 위해 Z_v 에 의한 확률만을 계산한다 따라서 4장에서 성능분석은 이러한 가정 하에서 이루어진다. 마지막으로 이러한 수신 과정을 거친 U 개의 병렬데이터는 병직렬변환기를 거쳐 직렬 데이터로 변환되어 수신된다

3 PAPR영향

단일 반송파를 사용하는 CDMA에 비해 다중반송파를 사용하는 OFDM과 다중반송파 CDMA시스템은 높은 최대 전력 대 평균전력의 비를 가진다. 이러한 높은 최대 전력 대 평균 전력의 비는 전력 증폭기의 비선형 왜곡을 발생시킨다 본 절에서는 MC CS-CDMA와 MC DS-CDMA의 PAPR을 비교한다. 일반적으로 PAPR은 다음과 같이 정의되어 진다^[15]

$$PAPR = 10 \log_{10} \frac{P_{\max peak}}{P_{\text{average}}} \quad (18)$$

여기서, $P_{\max peak}$ 와 P_{average} 는 다음식과 같이 표현할 수 있다

$$P_{\max peak} = \max |s_k(t)|^2 = |SA|^2 \quad (19)$$

$$P_{\text{average}} = \frac{1}{T} \int_0^T |s_k(t)|^2 dt = SA^2 \quad (20)$$

여기서, $s_k(t)$ 는 부반송파에 의해 변조된 후의 출력 신호, $A = \sqrt{2P}$ (송신신호의 크기), S 는 부반송파의 수를 나타낸다. 따라서 최대 PAPR은 $PAPR = 10 \log_{10} 10S$ 같은 부반송파의 함수로 표현된다 MC DS-CDMA 의 총 부반송파 수를 이므로 최대 PAPR은 다음과 같이 정의할 수 있다

$$PAPR = 10 \log_{10} [U^2 / U] = 10 \log_{10} U [dB] \quad (21)$$

그러나, MC CS-CDMA 의 경우 송신신호의 부반송파 수는 코드 선택 방식에 의해 감소하므로 SCB의 입력 채널의 수 M 과 부반송파 수와는 $S = U / (M + 1)$ 과 같이 표현된다 따라서 MC CS-CDMA 의 최대 PAPR 은 다음과 같이 정의할 수 있다

$$PAPR = 10 \log_{10} \left[\frac{U}{M+1} \right]^2 / \frac{U}{M+1} = 10 \log_{10} \frac{U}{M+1} [dB] \quad (22)$$

결론적으로 MC DS-CDMA 와 비교하여 MC CS-CDMA 의 PAPR 감소 효과는 식(23)과 같이 나타낼 수 있다

$$PAPR_{RD} = 10 \log_{10} U [dB] - 10 \log_{10} \frac{U}{M+1} [dB] \quad (23)$$

MC CS-CDMA 는 MC DS-CDMA 에 비해 적은 부반송파를 사용함으로써 낮은 PAPR 을 가짐을 알 수 있다

IV. 성능 분석

동기 상관 수신기가 사용되었다고 가정하면 MRC 후의 v 번째 부반송파, n 번째 경로의 정합필터 기준사용자의 출력은 다음과 같다.

$$Z_{v,n} = \int_{\tau_n}^{\tau_n + \tau} r(t) \alpha_{v,n} c_{v,n}^*(t - \tau_n) \cos(2\pi f_c t + \phi_{v,n}^k) dt \quad (24)$$

결정변수 $Z_{v,n}$ 의 통계적 분석을 위해 식(24)의 $\tau_n^k = 0$, $\phi_{v,n}^k = 0$ 로 가정하자. 결정 변수 $Z_{v,n}$ 가 레이크 수신기의

λ 개의 핑거로 구성 되어 있다고 가정하자 따라서 결정 변수 $Z_{v,n}$ $v = 1, 2, \dots, S$ 에 기초를 둔 마지막 결정 통계는 다음과 같이 표현된다

$$Z_v = \sum_{n=0}^{\lambda-1} Z_{v,n} = \eta + D + I \quad (25)$$

$v = 1, 2, \dots, S$

v 번째 부반송파는개의 레이크 핑거($1 < \lambda < L_p$)의 병렬 결합으로 구성되어 있고 그것의 λ' 번째 핑거($1 < \lambda' < L_p$)는 기준 사용자의 L_p 개 분해 경로 사이의 λ' 번째 경로와 동기화된다. $Z_{v,n}$ 의 정규화된 평균은 다음과 같이 주어진다

$$E[Z_{v,n}] = E[D] = \sqrt{\frac{P}{2}} T_s b_{v,(M+1)} \sum_{n=0}^{\lambda-1} (\alpha_{v,n}^1)^2 \quad (26)$$

가우시안 잡음은 평균이 0이고 분산은 다음과 같이 표현한다.

$$\text{var}(\eta) = \frac{N_0 T_s}{4} \sum_{n=0}^{\lambda-1} (\alpha_{v,n}^1)^2 \quad (27)$$

간섭의 분산은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\text{Var}[I] = \frac{P}{2} T_s^2 \left[\frac{1}{3N} ((L_p - 1) E\{(\alpha_{v,i}^1)^2\}) + (K - 1) L_p E\{(\alpha_{v,i}^1)^2\}) \right] \sum_{n=0}^{\lambda-1} \alpha_{v,n}^2 \quad (28)$$

결론적으로 총 결정 변수의 분산은 다음과 같이 표현할 수 있다

$$\text{Var}[Z_{v,n}] = \sum_{n=0}^{\lambda-1} \text{Var}[Z_{v,n}] = \frac{P}{2} T_s^2 \left[\frac{N_0}{2E_s \Omega_0} + \frac{1}{3N} (KL_p - 1) \frac{q(L_p, \eta)}{L_p} + (S - 1) \bar{I} (KL_p - 1) \frac{q(L_p, \eta)}{L_p} \right] \Omega_0 \sum_{n=0}^{\lambda-1} \alpha_{v,n}^2 \quad (29)$$

식 (29)에서 I 의 평균은 다음과 같이 표현한다

$$\bar{I} = \frac{1}{S(S-1)} \sum_{v=1}^S \sum_{v'=1}^S \frac{1}{2\pi^2 (s-v)^2 N} (1 - \text{sinc}(2\pi(s-v))) \quad (30)$$

논문^[3]의 식(17)을 사용하면 식(30)을 식(31)로 표현할 수 있다.

$$\bar{I} = \frac{1}{S(S-1)} \sum_{v=1}^S \sum_{v'=1}^S \frac{1}{\pi^2 (s-v)^2 N} (1 - \text{sinc}(2\pi(s-v))) \quad (31)$$

결정 변수 Z_r 는 평균이 식(26)이고 분산이 식(29)인 가우시안 랜덤 변수로 표현할 수 있다. 일반적으로 페이딩 파라미터 α 에 대한 조건부 BER은 식(33)와 같이 나타낼 수 있다^[4].

$$R_r = Q\left(\sqrt{\frac{(E|Z_r|)^2}{\text{Var}(Z_r)}}\right) = Q\left(\sqrt{2 \sum_{n=0}^{\lambda-1} \gamma_n}\right) \quad (32)$$

여기서

$$\gamma_n = \frac{(\alpha_{s,r}^1)^2}{\Omega_0} \gamma_c \quad (33)$$

로 표현되고 $Q(\cdot)$ 는 식(34)과 같이 정의 되어진다.

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt \quad (34)$$

Graig은 논문[27,eq.(9)]로부터 가우시안 $Q(\cdot)$ 함수 (34)을 식(35)와 같은 유한 식으로 표현하였다^[26]

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{x^2}{2 \sin^2 \theta}\right) d\theta, \quad x \geq 0 \quad (35)$$

만약, 다중 경로 환경에서는 랜덤 변수 $\{\gamma_i\}_{i=0}^{\lambda-1}$ 은 통계적으로 독립이라고 가정하면,

$P_{\gamma_0, \gamma_1, \dots, \gamma_{\lambda-1}} = \prod_{n=0}^{\lambda-1} P_{\gamma_n}(\gamma_n)$ 이고 평균 BER은 다음과 같이 표현할 수 있다^[26]

$$P_b(E) = \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \dots \int_0^{\infty} \prod_{n=0}^{\lambda-1} P_{\gamma_n}(\gamma_n) d_{\gamma_0} d_{\gamma_1} \dots d_{\gamma_{\lambda-1}} \\ = \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \dots \int_0^{\infty} \frac{1}{\pi} \prod_{n=0}^{\lambda-1} \exp\left(-\frac{g\gamma_n}{\sin^2 \theta}\right) P_{\gamma_n}(\gamma_n) d_{\gamma_0} d_{\gamma_1} \dots d_{\gamma_{\lambda-1}} \quad (36)$$

여기서 $g=1$ 은 동기 BPSK(coherent binary-shift keying), $g=1$ 은 동기 직교 BFSK(coherent orthogonal binary frequency shift keying), $g=0.715$ 최소 상관도를 가진 동기 BFSK를 나타낸다 BPSK시스템을 고려할 경우 다음식과 같이 표현할 수 있다^{[14][26]}.

$$P_b(E) = \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \dots \int_0^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{\lambda-1} \gamma_n}{\sin^2 \theta}}\right) \prod_{n=0}^{\lambda-1} P_{\gamma_n}(\gamma_n) d_{\gamma_0} d_{\gamma_1} \dots d_{\gamma_{\lambda-1}} \quad (37)$$

결론적으로 나카가미 페이딩 환경에서 MC CS-CDMA시스템의 평균 BER은 다음과 같이 나타낼 수 있다^[14]

$$P_b(E) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \prod_{n=0}^{\lambda-1} \left(\frac{m \sin^2 \theta}{\bar{\gamma}_n + m \sin^2 \theta}\right)^m d\theta \quad (38)$$

여기서 $\bar{\gamma}_i = \gamma_c e^{-\eta i}$ 이고, $n = 0, 1, \dots, \lambda - 1$ 나타내고,

$$\gamma_c = \left[\left(\frac{\Omega_0 E_b}{N_0}\right)^{-1} + \frac{2}{3N} \left[(L_p - 1)E\{(\alpha_{s,r}^1)^2\} + (K-1)L_p E\{(\alpha_{s,r}^1)^2\} \right] \right. \\ \left. + 2(S-1)\bar{I} \left[(L_p - 1)E\{(\alpha_{s,r}^1)^2\} + (K-1)L_p E\{(\alpha_{s,r}^1)^2\} \right]^{-1} \right. \\ \left. - \left[\left(\frac{\Omega_0 E_b}{N_0}\right)^{-1} + \frac{2}{3N} (KL_r - 1) \frac{g(L_r, \eta)}{L_r} + 2(S-1)\bar{I} (KL_r - 1) \frac{g(L_r, \eta)}{L_r} \right]^{-1} \right. \\ \left. - \left[\left(\frac{\Omega_0 E_b}{N_0}\right)^{-1} + 2(KL_r - 1) \frac{g(L_r, \eta)}{L_r} \left(\frac{1}{3N} + (S-1)\bar{I} \right) \right]^{-1} \right] \quad (39)$$

로 표현된다 식(38)의 나카가미 페이딩의 BER식에서 $\eta=0$ 일때 각 경로는 균일 MIP경로를 가진다 즉, 식 (36)의 $\{\gamma_n\}_{n=0}^{\lambda-1}$ 은 i.i.d 랜덤 변수이고 $\bar{\gamma}_0 = \bar{\gamma}_1 = \dots = \bar{\gamma}_{\lambda-1} = \gamma_c$ 로 나타낼 수 있다. $m=1$ 일 때 식 (40)의 나카가미 채널 모델은 다중경로 레일레이 페이딩 채널 모델로 표현할 수 있다. 따라서 $\eta=0, m=1$ 일때 식(38)의 수식은 간단히 식 (40)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_b = \left[\frac{1-\mu}{2} \right]^2 \sum_{n=0}^{\lambda-1} \binom{L-1+n}{n} \left[\frac{1+\mu}{2} \right]^n \quad (40)$$

여기서 $\mu = \sqrt{\gamma_c / (\gamma_c + 1)}$ 로 표현 할 수 있다. 식(40)은 다중경로 레일레이 페이딩에 채널에 대한 BPSK변조방식의 평균 BER로 표현할 수 있다^[25].

V. 수치적 결과와 시뮬레이션 결과

표 3은 동일한 전송율과 대역폭하에서 성능 비교를 위한 MC DS-CDMA시스템과 MC CS-CDMA시스템

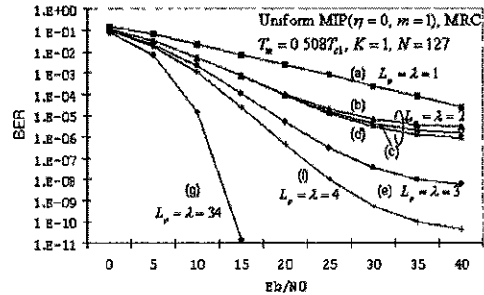
표 3 MC DS-CDMA와 MC CS-CDMA의 침주기와 다이버시티 경로수의 비교

| | MC DS-CDMA | MC CS-CDMA | | | | | |
|--------------------|------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|----------------|
| | M=0 S=0 | M=1 S=30 | M=2 S=20 | M=3 S=15 | M=4 S=12 | M=5 S=10 | CS-CDMA S=1 |
| 침주기(T) | Tc1 | 0.308Tc1 | 0.344T | 0.262T | 0.213T | 0.187Tc1 | 0.037Tc1 |
| 확산 이득 | 127 | 369 | 368 | 483 | 595 | 704 | 3773 |
| 사용자수 | 127 | 125 | 92 | 60 | 37 | 22 | 1 |
| 분배 경로수 (경로당 전력) | 1 (1) | 2 (12) | 2 (12) | 2 (12) | 3 (12) | 4 (18) | 34 (184) |

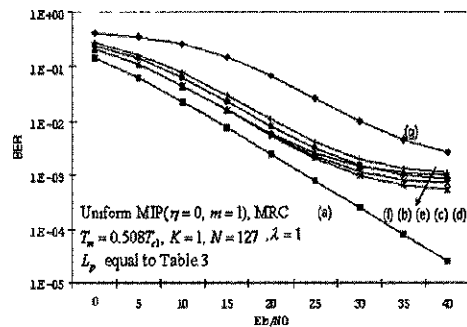
의 파라미터를 나타내고 있다.

MC DS-CDMA시스템의 칩 주기, 확산 이득, 분해 경로 수는 각각 $T_c=1$, $N=127$, $L_{MC-DS}=1$ 이다. 이러한 MC DS-CDMA의 파라미터와 일치하는 MC CS-CDMA의 파라미터는 표3에 나타내었다. $U=60$ 이고 전체 대역폭과 전송율은 같고 수신기는 MRC를 사용한다고 가정한다. 채널환경은 균일 분포(uniform distribution)레이레이 분포이고 채널의 최대 지연 확산은 $T_m=0.508T_c$ 로 가정한다. 각 시스템의 분해 경로 수는 식(14)에 의해 계산되어진다. 여기서 공정한 비교를 위해 하나의 경로 당 전력은 1/(# of total path)이고 모든 경로의 전력 합은 1W로 동일하다고 가정한다 또한 경로 탐색을 위한 경로 시간 검파와 채널 추정은 완벽하다고 가정한다. 가입할 수 있는 사용자 수를 (확산이득)/(사용자당 요구되는 확산 코드의 수)로 표3에서 계산하였다 즉 M 이 증가할수록 확산 이득도 증가하지만 사용자당 요구되는 확산 코드의 수가 더 증가함으로써 전체적으로 가입할 수 있는 사용자 수는 감소한다. 표 3에서와 같이 M 이 감소함에 따라 부반송파가 증가하고 부 반송파당 할당되는 대역폭이 줄어들고 이것은 채널의 분해 경로 수를 줄인다 그림 6,7,8은 식(40)에 따른 수치해석 결과를 나타내고 그림 9는 시뮬레이션 결과를 나타낸다

그림 6은 MC CS-CDMA, MC DS-CDMA와 CS-CDMA의 성능 평가를 보여 주고 있다 그림 6(a)은 채널의 최대 지연 확산이 $T_m=0.508T_c$ 일때 MC CS-CDMA, MC DS-CDMA와 CS-CDMA의 성능 평가를 보여 주고 있다 수신기는 분해 경로수와 동일한 레이크 수신기의 평거를 가지고 있다고 가정하였다 같은 지연 확산에서 CS-CDMA의 다중경로의 수는 다른 방식보다 증가함으로 다른 방식보다 시간 다이버시티 이득이 증가한다 또한 MC CS-CDMA는 MC DS-CDMA보다 다중 경로수가 증가함으로 더 나은 성능을 가진다 높은 E_b/N_0 에서는 분해 경로수가 많아지면 MPI(multipath interference)의 영향이 증가함으로 모든 시스템의 성능이 포화상태가 된다 그러나 CS-CDMA는 다이버시티 이득이 MPI영향에 비해 매우 크므로 포화 상태에 이르지 않는다 그림 6(b)는 레이크 수신기의 평거의 수가 1로 고정되어 있을때 MC CS-CDMA, MC DS-CDMA와 CS-CDMA의 성능 평가를 보여 주고 있다 여기서 모든 다른 파라미터는 그림 6(a)와 같다고 가정한다 MC DS-CDMA는 수신 에너지 손실이 없으므로 다른 방식에 비해 우수한 성능을 가진다 그러나 MC



(a)



(b)

그림 6 다중경로 레일레이 채널환경에서 MC DS-CDMA와 MC CS-CDMA의 BER성능(a) 분해 경로수와 레이크 수신기 평거수가 같을때 (b)레이크 평거수가 하나일때 (a)MC DS-CDMA (S=60) (b) MC CS-CDMA(M=1,S=30) (c) MC CS-CDMA (M=2,S=20) (d) MC CS-CDMA (M=3,S=15) (e) MC CS-CDMA(M=4,S=12) (f) MC CS-CDMA (M=5,S=10) (g) CS-CDMA(S=1)

CS-CDMA는 M 이 증가함에 따라 제한된 레이크 수신기의 평거수에 의해 수신 신호 에너지 손실이 증가함으로 성능이 감소된다. 따라서 CS-CDMA의 성능이 가장 열화된다

그림 7은 사용자 수가 10이라고 가정했을때 MC CS-CDMA, MC DS-CDMA와 CS-CDMA의 성능 평가를 보여 주고 있다. CS-CDMA의 사용자 수는 표3에서와 같이 1이므로 고려하지 않는다. 식(14)로부터 MC DS-CDMA경로 수 1과 일치하는 MC CS-CDMA의 분해 경로 수는 각각 1,2,3,4이다 MC CS-CDMA는 MC-DS CDMA에 비해 다음과 같은 이유로 우수한 성능을 나타낸다

- 1) 분해 경로 증가에 따라 하나의 경로의 전력이 감소하더라도 시간 다이버시티 이득의 증가로

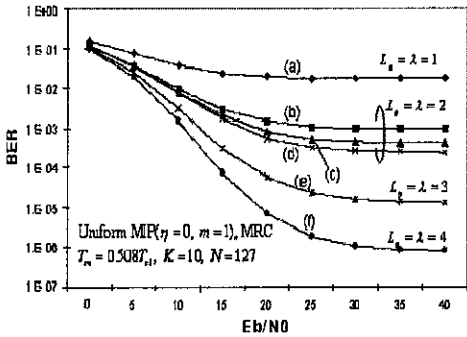


그림 7 다중경로 레일레이 채널환경에서 MC DS-CDMA와 MC CS-CDMA의 BER성능 (a) MC DS-CDMA (S=60) (b) MC CS-CDMA(M=1,S=30) (c) MC CS-CDMA(M=2,S=20) (d) MC CS-CDMA (M=3,S=15) (e) MC CS-CDMA(M=4,S=12) (f) MC CS-CDMA(M=5,S=10)

MC CS-CDMA이 우수한 성능을 가진다.

2) 확산 이득의 증가로 인한 MAI가 감소함으로써 다중 사용자 환경에서 성능을 향상시킬 수 있다.

즉 MC CS-CDMA는 낮은 칩주기 때문에 높은 다이버시티 이득과 확산 이득을 가진다.

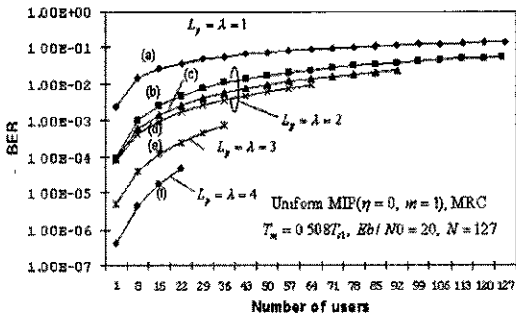


그림 8 다중 사용자 환경에서 MC CS-CDMA와 MC DS-CDMA(U=60)의 BER성능 (a) MC DS-CDMA (S=60) (b) MC CS-CDMA(M=1,S=30) (c) MC CS-CDMA(M=2,S=20) (d) MC CS-CDMA (M=3,S=15) (e) MC CS-CDMA(M=4,S=12) (f) MC CS-CDMA(M=5,S=10)

그림 8은 Eb/N0가 20dB일때 MC DS-CDMA와 MC CS-CDMA의 가입할 수 있는 사용자수를 나타낸다 제한된 사용자에서 MC CS-CDMA시스템은 확산 이득의 증가에 의한 MAI의 감소로 인해 MC DS-CDMA시스템보다 우수한 성능을 나타낸다. 또한

M=1,2,3일때 다이버시티 이득은 동일하지만 M=3이 높은 확산 이득을 가짐으로 성능이 우수하다. 그러므로 다중 사용자 환경에서 MC CS-CDMA는 높은 확산 이득을 가짐으로 성능이 우수하다.

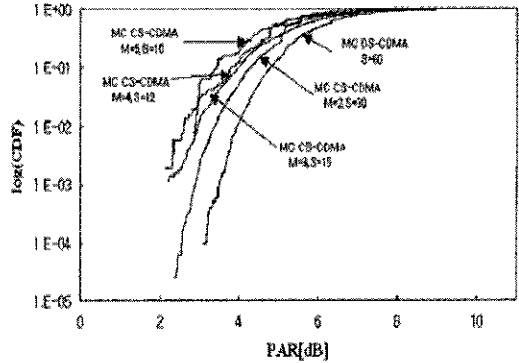


그림 9 MC CS-CDMA와 MC DS-CDMA(U=60)의 PAPR누적 분포함수

그림 9는 M값에 따른 MC DS-CDMA시스템과 MC CS-CDMA시스템의 PAPR 누적분포함수를 보여 주고 있다 CS-CDMA는 모든 심볼이 0dB PAPR을 가짐으로 그림에서 표현하지 않았다. 그림 9에서 4dB 이하의 PAPR이 전체 심볼 중 각각 (a) 0.0125(1.25%), (b)0.053(5.3%), (c)0.116(11.6%), (d)0.14(14%), (e)0.18(18%) 존재 함을 알 수 있다 따라서 U가 60개에서 M값이 증가할수록 부반송파수(S) 감소로 PAPR이 감소함을 알 수 있다. 즉 같은 전송율에서 MC CS-CDMA는 MC DS-CDMA에 비해 낮은 PAPR특성을 갖는다 그리고 MC CS-CDMA의 SCB의 M값을 증가시킬수록 낮은 PAPR을 가진 심볼을 더 많이 얻을 수 있다 표4는 각 부반송파의 레이크 수신기의 핑거수가 개이고 SCB의 상관기의 수가 L이라고 가정할때 각 부반송파당 수신기의 복잡도를 나타낸것이다. CS-CDMA시스템의 복잡도가 가장 높고 MC DS-CDMA의 복잡도가 가장 낮음을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 새로운 다중 반송파 방식인 MC CS-CDMA를 제안하고 동일한 대역폭과 유니폼 채널 환경에서 수치 해석을 통해 성능을 분석했다. 분석결과 MC CS-CDMA시스템은 MC DS-CDMA와 MC CS-CDMA의 SCB의 입력 채널수 M값을 증가시킴으

로써 부반송파수 개수 S 를 줄임으로써 PAPR을 줄일 수 있었다. 또한, M 값의 증가는 MC CS-CDMA 시스템의 확산 이득과 다이버시티 이득의 증가시켜 MAI(multuser interference)를 감소시킴으로써 성능을 향상시킬 수 있었다. 그러나, 입력 부 채널수 M 값을 증가함에 따라 사용자당 필요 코드수와 다이버시티 수 증가함에 따라 수신기의 복잡도가 증가하는 문제점이 있다 따라서 복잡도는 성능향상과 PAPR감소와는 트레이드오프(trade-off) 관계에 있으므로 제안된 시스템의 파라미터를 적절히 변화시킴으로써 차세대 무선 접속 방식에 적합한 시스템을 구성할 수 있다

참 고 문 헌

- [1] R Prasad, *CDMA for Wireless Personal Communications* Norwood, MA:Artech,1996.
- [2] N Morimaga, M Nakagawa, and R Kohno, "New concepts and technologies for achieving highly reliable and high-capacity multimedia wireless communications systems," *IEEE Commun. Mag.*, pp 34-40, Jan 1997
- [3] R Prasad, *Universal Wireless Personal Communications* Artech, 1998
- [4] E A Sourour and M. Nakagawa, "Performance of orthogonal multi carrier CDMA in a multipath fading channel," *IEEE Trans, Commun.*, vol.44 356-366, Mar 1996.
- [5] R Prasad and S.Hara, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Commun. Mag.*, pp 126-133, Dec 1997
- [6] V.M Dasilva and E S Sousa, "Multicarrier orthogonal CDMA signals for quasisynchronous communication systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol 12, pp 842-852, June 1994
- [7] L Vandendorpe, "Multitone spread spectrum multiple access communications system in a multipath Ricean fading channel," *IEEE Trans. Veh Technol* vol 44, pp.327-337, 1995
- [8] N.Yee, J-P Linnartz, and G.Fettweis, "Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio networks," in *Proc, IEEE PIMRC' 93*, Sept.1993, pp 109-113
- [9] K.Fazel and L Papke, "On the performance of convolutionally-coded CDMA/OFDM for mobile communication system," in *Proc IEEE PIMRC'93*, Sept. 1993, pp.468-472
- [10] A Chouly, A. Brajal, and S. Jourdan, "Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA systems," in *Proc. IEEE GLOBECOM'93*, Nov 1993, pp 1723-1728.
- [11] X Gui and T.S.Ng, "Performance of asynchronous orthogonal multi carrier CDMA system in frequency selective fading channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol.47, pp 1084-1091, July 1999.
- [12] S Kondo and L.B.Milstein, "Multi carrier CDMA system with co-channel interference cancellation for asynchronous forward link," in *Proc. VTC*, Stockholm, Sweden, June 7-10, 1994
- [13] S Elnoubi and A ElBeheiry, "Effect of overlapping between successive carriers of multi-carrier CDMA on the performance in a multi-path fading channel," *IEEE Trans Commun.*, vol.49, pp. 769-773, May 2001
- [14] L.-L Yang and L. Hanzo, "Performance of Generalized Multi carrier DS-SS-CDMA Over Nakagami-m Fading Channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol.50, No.6, pp 956-966, June 2002
- [15] R.van Nee, A.de Wild, "Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM," in *IEEE VTC98*, Vol 3, 1998 pp 2072-2076.
- [16] A E Jones, T.A. Wilkinson, and S K Barton, "Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio multicarrier transmission schemes," *Electron Lett.* vol.30, No 25, pp 2098-2099, 1994.
- [17] S.Muller et al, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by multiple signal representation," *Annals Telecommun.* vol. 52, no.1, pp.58-67, 1997.
- [18] R W Bauml, R.Fisher and J.B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multi carrier modulation by selected mapping," *Electron Lett* vol 32, no 22, pp.2056-2057, 1996.
- [19] B-J Choi, E-L Kuan, and L.Hanzo, "Crest-factors study of MC-CDMA and OFDM," in *Proc IEEE Veh Technol. Conf. (VTC)' 99*, Houston, TX, May 1999, pp 233-237.
- [20] H Ochiai and H.Imai, "OFDM-CDMA with

peak power reduction based on the spreading sequen ces," in *Proc.IEEE Int.Conf. Commun. (ICC)'98*, Atlanta, GA, June 1998,pp.1299-1303.

- [21] L.J.Cimini Jr and N.R. Sollenberge, "Peak-to-Average Power Ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences," *IEEE Commun.Lett.*, vol.4,pp.86-88,Feb.2000.
- [22] T.Wada,T.Yamazato, M.Katayama, and A.Ogawa,"A Constant amplitude coding for orthogonal multicode CDMA systems," *IEICE Trans.Fund.*,vol.E80-A, pp.2477-2484,Dec.1997
- [23] 안호성,류승문,나성웅,"Binary CDMA 소개," 제 12회 JCCI 학술대회, 2002,제주
- [24] G.L Turin, "The Effect of Multi path and Fading on the Performance of Direct-Sequence CDMA Systems," *IEEE JSAC*, Vol.SAC-2,No.4,page 597-603 July 1984.
- [25] J.G.Proakis,"*Digital Communications*," 3thed. NewYork:McGraw Hill, 1995
- [26] M.-S.Alouini and A.J.Goldsmith, "A unified approach for cal culation error rates of linearly modulated signals over gener alized fading channels," *IEEE Trans, Commun.*, vol.47,pp.1324- 1334, Sept.1999
- [27] J.W.Craig,"A new,simple,and exact result for calculating the probability of error for two dimensional signal constellations," in *Proc. IEEE Military Commun ications Conf.(MILCOM'91)*, Mc Lean, VA,Oct. 1991, pp.571-575
- [28] K.Pahlavan, "Wireless Commun ications for Office Information Networks," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.23, No. 6 pp.19-27, June 1985
- [29] K.Pahlavan and M.Chase,"Spread- Spectrum Multiple-Access Performance of Orthogonal Codes for Indoor Radio Commun ications," *IEEE Trans, Commun.*, vol.38, No. 5, pp.574-577,May. 1990

류 관 응(Kwan-Woong Ryu)

정회원



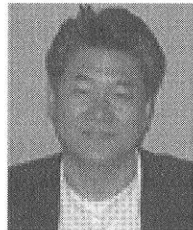
1997년 2월 : 영남대학교 전자공
학과 졸업
1999년 2월 : 영남대학교 전자공
학과 석사
2002년 3월~현재 : 영남대학교
정보통신공학과 박사과정
2004년 2월~현재 : 일본 NTT

DoCoMo YRP연구소 Internship

<관심분야> Multicarrier CDMA, MIMO-OFCDM,
Binary CDMA

박 용 완 (Yong-Wan Park)

정회원



1982년 2월 : 경북대학교 전자 공
학과 졸업
1984년 2월 : 경북대학교 전자 공
학과 석사
1989년 2월 : 뉴욕주립대 전자 공
학과 석사
1992 년 2월 : 뉴욕주립대 전자

공학과 박사

1992 년 10월~1993년 12월 : 캘리포니아 공과 대학
Research Fellow

1994 년 1월~1996년 8월 : SKT기술 연구 부장

1996 년 9월~현재 : 영남대학교 전자정보공학부 부
교수

2000 년 1월~2000년 2월 : NTT DoCoMo 연구소
초빙교수

2003 년 1월~2004년 1월 : UC Irvine 방문교수

< 관심분야> 무선통신, 디지털통신

홍 인 기 (Een-Kee Hong)

정회원



1989년 2월: 연세대학교 전기공
학과 학사

1991년 2월: 연세대학교 전기공
학과 석사

1995년 8월: 연세대학교 전기공
학과 박사

1995. 09 - 1999. 02 : SK

Telecom 중앙연구원 선임연구원

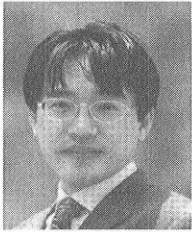
1997. 10 - 1998. 12 : NTT Mobile
Communications Network Inc. (NTT
DoCoMo)Radio Network Development
Department 연구원

1999.3 현재 : 경희대학교 전자정보학부 조교수

<관심분야> CDMA, 차세대 이동통신 무선접속방식,
휴대인터넷 시스템

김 명 진 (Myoung-Jin Kim)

정회원



1982년 2월 : 서울대학교 제어계
측공학과 졸업

1984년 2월 : 서울대학교 제어계
측공학과 석사

1992년 1월 : University of
Minnesota 전기공학과 박사

1996년 9월~현재 : 한국의국어대

학교 컴퓨터및정보통신공학부 교수

<관심분야> 무선통신, 이동통신, UWB, Wavelet 응
용 신호 처리