

고속데이터 전송을 위한 Multi-Phased MC-CDMA 시스템의 제안 및 성능 분석

정희원 안철용*, 안치훈*, 김동구*, 류승문**

Performance Evaluation of Multi-Phased MC-CDMA System for transmitting the High Rate Data

Cheol Yong Ahn*, Chi Hun Ahn*, Dong Ku Kim*, Seung Moon Ryu** *Regular Members*

요 약

Multi-Code CDMA (MC-CDMA) 방식은 송신 시 여러 채널의 신호를 동시에 선형적으로 합하여 전송하므로 채널수가 증가할수록 신호의 PAPR(Peak to Average Power Ratio)가 증가하게 되어 증폭기의 비선형 특성에 의해 시스템 성능이 변화한다. 본 논문에서는 다중 레벨 신호에 대한 증폭기의 비선형 왜곡 특성을 분석하고, 증폭기의 비선형 특성에 의한 영향을 최소화하기 위해 다중 레벨 신호를 constant envelope 신호로 변환하는 Multi-Phase CDMA (MP-CDMA) 방식을 제안한다. 또한 다중 레벨 신호의 일정 레벨 이상은 잘라버리는 clipping 방식을 적용함으로써 레벨수의 증가에 따른 성능 저하 및 시스템의 복잡화를 줄이며 이로 인한 시스템 성능의 변화와 요구 전송 속도에 따른 최적의 clipping level을 연구한다.

ABSTRACT

Multi-Code CDMA (MC-CDMA) can not only be integrated easily with a conventional system, but also achieve good spectral efficiency and high processing gain. However, it suffers from high value of peak-to-average power ratio (PAPR). In this paper, we propose the Multi-Phase CDMA (MP-CDMA) system that can provide variable rate service and is not susceptible to the non-linear characteristics of amplifier. The clipping is introduced between at the output of multi-code modulator and at the input of MPSK modulator in order to improve the performance of MPSK chip demodulator and reduce the system complexity. The system performances are compared for the different number of codes and different clipping levels, respectively. The optimum clipping level is also evaluated for the different number of codes in both, AWGN and frequency flat fading channel.

I. 서론

기존의 MC-CDMA 방식은 송신 시 여러 채널의 신호를 동시에 선형적으로 합하여 전송하므로 채널수가 증가할수록 출력신호의 레벨수가 증가하여 다중 레벨 신호의 형태를 갖게 된다. 신호는 전송 시 증폭기를 거치게 되는데 다중 레벨을 갖는 신호는 사용되는 증폭기의 비선형 왜곡 특성에 따라 성능이 크게 저하된다. 차세대 이동 통신 및 무선 LAN

에서는 기지국과 단말기간에 2Mbps 이상의 전송속도를 요구하게 되므로 한 사용자가 여러 개의 채널을 동시에 다중 사용하게 된다^{[1][2][3]}. 따라서 단말기의 증폭기 역시 선형성이 요구된다. 이러한 증폭기의 비선형 특성을 개선하기 위해 전치 왜곡기를 사용하거나 back-off를 두는 방식을 적용할 경우 전력 효율이 저하되어 배터리의 수명을 단축시키게 된다. 선형 특성이 좋은 A급 증폭기의 사용은 단말 장치의 가격을 상승시켜 경쟁력을 약화시키게 된다. 따

* 연세대학교 전기전자공학과(ironond@hanmail.net),
논문번호 : 010221-0821, 접수일자 : 2000년 8월 21일

** (주) 카서

라서 기존 시스템을 최대한 유지하면서 고속의 데이터 전송을 위해서는 증폭기의 비선형 특성에 의한 왜곡 특성을 극복하기 위한 신호 처리 과정이 요구된다. 본 논문에서는 사용된 채널수의 증가에 따라 비선형 증폭기의 왜곡 특성으로 인한 시스템의 성능 저하 및 성능 향상을 위해 필요한 back-off 정도를 모의실험을 통해 연구하였다. 증폭기의 비선형 왜곡 특성에 의한 영향을 줄이기 위한 방식으로 MC-CDMA의 각 칩 신호를 MPSK로 변조하여 전송하는 MP-CDMA 방식을 제안하고 이론적 분석 및 모의 실험을 통해 성능을 연구하였으며 왜곡된 신호의 보상 정도를 정량화하고 MP-CDMA 시스템에서 고속 레이터를 보내기 위해 요구되는 E_b/N_0 에 대해 연구하였다. 또한 MPSK 심볼 수의 증가에 따른 성능 저하와 시스템의 복잡화를 줄이기 위해 MC-CDMA 신호의 일정 레벨 이상은 잘라버리는 clipping 방식을 적용하였으며 이로 인한 시스템 성능의 변화와 요구 전송 속도에 따른 최적의 clipping level을 연구하였다. 2장에서 제안된 MP-CDMA 전송 방식 및 시스템을 소개하고 3장에서 이론적 분석을 하였으며 4장에서 모의 실험을 위한 시스템 사양 및 증폭기 모델을 설명하고 모의 실험 결과를 비교 분석하였다.

II. Multi-Phased MC-CDMA 시스템

기존의 MC-CDMA 시스템은 요구되는 전송률에 따라 각 사용자당 하나 이상의 직교 부호열이 할당된다. 특히 기지국에서는 이러한 모든 사용자들의 신호를 동시에 선형적으로 합하여 전송하게 되므로

출력신호가 다중 레벨 신호의 형태를 갖게 된다. 다중 레벨 신호는 PAPR이 증가하게 되므로 증폭기의 선형성을 필요로 한다. MP-CDMA 전송 방식은 이러한 증폭기의 비선형 특성에 의한 영향을 최소화하기 위해 다중 레벨 신호를 constant envelope 신호로 변환하는 것이다. MP-CDMA 전송 방식은 다중 레벨 신호를 M-ary PSK 방식을 적용하여 신호 레벨이 일정한 전송 신호를 만든다. 다중 레벨 신호의 각 레벨을 MPSK의 심볼에 하나씩 할당하여 전송하게 되므로 최종적으로 신호는 constant envelope을 유지하게 된다.

전송률이 높아질 경우 사용 채널 수의 증가로 신호의 레벨수가 증가하게 되며 요구되는 MPSK 심볼수가 많아지게 되어 MPSK 신호의 전송 어려움이 증가한다. 본 논문에서는 송신 시 출력 신호의 레벨을 일정한 값 이상은 잘라버리는 clipping 방식을 적용하고 이때 요구되는 MPSK 심볼수를 줄임으로써 시스템의 복잡도를 줄였으며 전송 어려움을 감소시켰다. 그림 1은 본 논문에서 고려된 MP-CDMA 시스템의 송수신단 블록도이다. 각 사용자 신호는 직교 부호로 확산된 후 선형적으로 합해져 clipping 과정을 거치게 된다. 진폭 제한된 다중 레벨 신호는 MPSK 심볼에 각각 할당되며 비선형 증폭기를 통해 전송된다. 수신된 MPSK 신호는 경판정된 후 다중 레벨 신호로 역변환되며 역확산 과정을 거쳐 복원된다.

2-1. Clipping level에 따른 MPSK 심볼 할당

그림 2는 직교열로 확산된 신호가 선형적으로 합

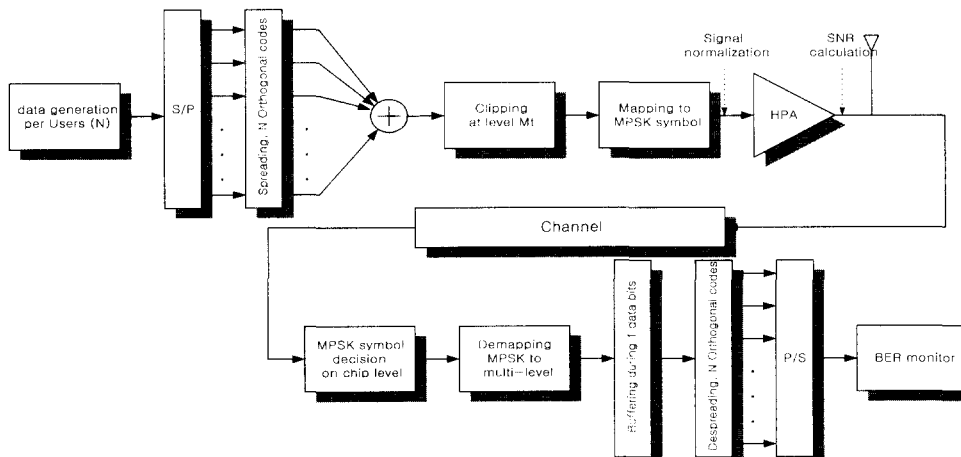


그림 1. MP-CDMA 시스템 송수신단 블록도

쳐졌을 때 발생할 수 있는 다중 레벨 신호를 레벨 M_i 로 clipping 하는 과정이며 그림 3은 Clipping된 다중레벨신호가 MPSK 심볼에 할당되는 방식을 보여준다.

사용자 4명 이상 ($N \geq 4$), clipping level ($M_i = 4$)를 가정할 때 발생할 수 있는 레벨의 종류는 $[-4 -2 0 +2 +4]$ 이며 각 레벨은 8-PSK의 심볼 중 수신 오류가 가장 작은 다섯 심볼에 각각 할당된다.

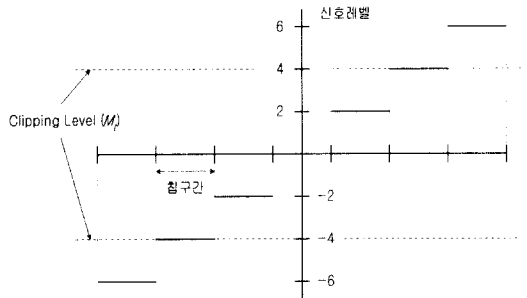


그림 2. 다중레벨신호의 Clipping

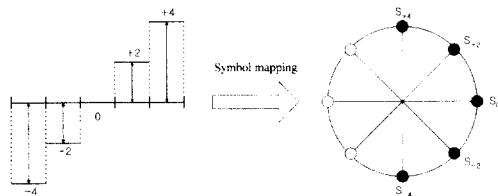


그림 3. Clipping된 신호와 MPSK 심볼 할당

III. MP-CDMA 시스템 성능의 이론적 분석

직교열로 확산된 N 개의 채널신호가 선형적으로 합해진 신호를 $x(t)$ 라 할 때 식 (3-1)과 같이 표현할 수 있다.

$$x(t) = \sqrt{E_c} \left\{ \sum_{n=1}^N D_n(t) c_n(t) \right\} \quad (3-1)$$

위 식 (3-1)에서 E_c 는 사용자당 신호 전력을 나타내며, N 은 사용된 채널 수를 나타낸다. $D_n(t)$ 는 n 번째 채널로 전송되는 비트 구간이 T_b 인 이진 데이터 신호를 나타내며, $c_n(t)$ 는 n 번째 채널에 사용되는 비트 구간이 T_c 인 직교열로 다음 식으로 표현된다.

다중 레벨 신호가 레벨 M_i 로 clipping된 신호를 $y_{clipping}(t)$ 라 할 때 식 (3-2)로 표현된다.

$$y_{clipping}(t) = x(t) + \eta(t) \quad (3-2)$$

$\eta(t)$ 는 clipping함으로써 발생하는 신호의 오류성분을 나타내며 식 (3-3)와 같이 표현할 수 있다.

$$\eta(t) = \begin{cases} -x(t) + M_i, & \text{if } x(t) > M_i \\ x(t) - M_i, & \text{if } x(t) < -M_i \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3-3)$$

레벨 M_i 로 진폭이 제한된 신호는 진폭이 일정한 신호의 전송을 위해서 MPSK 신호로 변환된다. 진폭 제한된 신호의 각 레벨은 MPSK 심볼들에 각각 할당된다. 변환된 MPSK 신호 $S_{y_{MPSK}}(t)$ 는 식 (3-4)과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_{y_{MPSK}}(t) = f_{MPSK}(y_{clipping}(t)) \quad (3-4)$$

여기서 $f_{MPSK}(x)$ 는 진폭 제한된 다중레벨신호와 MPSK 신호 사이의 관계를 정의하는 함수로서 다중레벨신호 x 를 입력으로 하며 MPSK 심볼을 출력값으로 갖는다.

다중레벨 신호가 MPSK 심볼 중 m 번째 심볼에 할당된 경우 신호는 식 (3-5)로 표현된다.

$$S_{y_{MPSK}}(t) = \sqrt{NE_c} \left\{ \cos \left[\frac{\pi}{M} y_{clipping}(t) \right] + j \sin \left[\frac{\pi}{M} y_{clipping}(t) \right] \right\} \quad (3-5)$$

식 (3-5)에서 NE_c 는 사용 채널이 N 인 경우의 총 송신 전력을 나타내며, M 은 MPSK 신호의 심볼 수를 나타낸다. 여기서 $M = M_i + 1$, $-M_i \leq y_{clipping}(t) \leq M_i$ 의 값을 갖는다.

MPSK 신호로 변환된 후 채널을 통해 전송된 신호를 $r(t)$ 라 할 때 식 (3-6)과 같이 나타낼 수 있다. 이때 $n(t)$ 는 평균이 0 이고 양측전력밀도가 $N_c/2$ 인 AWGN 이다.

$$r(t) = x(t) + \eta(t) + n(t) \quad (3-6)$$

수신된 신호는 정합 여파기를 통과한 뒤 칩 구간 T_c 에서 표본화되어 M 개의 MPSK 심볼 중 하나로 경판정 된다. 경판정된 신호는 다시 진폭 제한된 다중레벨 신호로 역변환되며 길이 L 인 직교 부호로 역확산 과정을 거치게 된다. 경판정된 j 번째 칩 신호를 γ_j 라 하고 역변환된 다중레벨 신호를 Z_j 라 할

때 식 (3-7)와 같이 표현할 수 있다.

$$Z_i = f^{-1}_{MPSK}(\gamma_i) \quad (3-7)$$

j번째 칩 신호 Z_j 는 송신단의 clipping 과정으로 인한 오류성분과 채널 전송 과정에서 발생한 오류 성분을 포함하고 있으며 식 (3-8)으로 모델링 할 수 있다.

$$Z_j = x_j + \eta_j + n_j \quad (3-8)$$

x_j 는 송신된 다중레벨 신호를 나타내며 η_j 는 clipping으로 인해 발생한 오류성분, n_j 는 채널의 잡음 성분으로 인해 경판정 과정에서 발생한 오류 성분을 나타낸다. 길이 L 인 직교 부호열로 역확산된 k 번째 채널 신호를 Z_k' 라 할 때 식 (3-9)과 같이 표현된다.

$$Z_k' = \sum_{j=1}^L (x_j + \eta_j) \cdot c_{j,k} + \sum_{j=1}^L n_j \cdot c_{j,k} \quad (3-9)$$

여기서 $c_{j,k}$ 는 k 번째 채널의 j 번째 칩 성분을 나타낸다.

$$\eta' = \sum_{j=1}^L (x_j + \eta_j) \cdot c_{j,k} \quad (3-10)$$

$$n' = \sum_{j=1}^L n_j \cdot c_{j,k} \quad (3-11)$$

식 (3-10), (3-11)과 같이 정의된 η' 와 n' 은 서로 상관 관계를 갖는 랜덤 변수이다. 따라서 주어진 $(x_j + \eta_j)$ 에 대해 n_j 의 확률분포함수는 식 (3-12)와 같이 계산이 가능하다.

① $n_j \geq 0$ 인 경우

$$p(n = n_j | x_j + \eta_j) = \sum_{k=-a}^K P(x_j = M_i - n_j - 2k) \cdot P_{ij} \quad (3-12)$$

여기서 변수 a , K , i , j 는 식 (3-13)에서 식 (3-17)로 결정된다.

$$a = \begin{cases} 0 & \text{for } n_j > 0 \\ -1 & \text{for } n_j = 0 \end{cases} \quad (3-13)$$

$$K = \begin{cases} \frac{M + M_i - n_j}{2}, & \text{for } n_j > M - M_i \\ M_i, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3-14)$$

$$i = \begin{cases} M_i - n_j - 2k, & \text{for } |M_i - n_j - 2k| \leq |M_i| \\ -M_i, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3-15)$$

i) $n_j > 0$ 일 때

$$j = \begin{cases} M_i - 2k, & \text{for } M_i - 2k > 0 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3-16)$$

ii) $n_j = 0$ 일 때

$$j = \begin{cases} M_i - 2k, & \text{for } M_i > M_i - 2k \\ M_i, & \text{for } M_i \leq M_i - 2k_i \\ -M_i, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3-17)$$

다중레벨신호 x 가 특정 레벨 값(l)을 가질 확률 $P(x=l)$ 는 식 (3-18)과 같이 구할 수 있다.

$$P(x=l) = \frac{1}{2^M} \cdot M C_{\frac{M-l}{2}} \quad (3-18)$$

식 (3-12)에서 P_{ij} 는 M-ary PSK 방식으로 전송되는 M개의 심볼 중 i 번째 심볼이 j 번째 심볼로 판정될 확률을 나타내며 다음 식으로 구해질 수 있다^[5].

$$P_{ij} = \int_a^b p_\theta(\theta | \phi_i) d\theta \quad (3-19)$$

ϕ_i 는 i 번째 심볼의 위상값을 의미하며 (a , b)는 j 번째 심볼로 판정되기 위한 결정 범위를 나타낸다. θ 는 채널을 통해 수신된 신호의 위상값을 나타내는 랜덤 변수이다.

$$p_\theta(\theta | \phi_i) = \frac{1}{2\pi} e^{-2\gamma_s \sin^2(\theta - \phi_i)} \int_0^\infty V e^{(-V - \sqrt{4\gamma_s \cos(\theta - \phi_i)})^2} dV \quad (3-20)$$

여기서, $\gamma_s = \frac{NE_c}{N_o}$ 이며 V 는 수신 신호의 진폭을 나타낸다.

② $n_j < 0$ 인 경우

$$P(n = -n_j) = P(n = n_j) \quad (3-21)$$

직교 부호열 $c_n(t)$ 가 서로 직교하며 완전한 랜덤 부호열이라고 가정할 때 주어진 L 개의 $(x_j + \eta_j)$ 에 대해 \bar{n} 의 결합확률분포함수(joint pdf)는 식 (3-22)와 같이 구해질 수 있다.

$$\begin{aligned}
 & p_i\{n' | (x_1 + \eta_1)_i, (x_2 + \eta_2)_i, \dots, (x_L + \eta_L)_i\} \\
 & = p_{n_1}(n' | x_1 + \eta_1)_i * p_{n_2}(n' | x_2 + \eta_2)_i * \dots \\
 & \quad * p_{n_L}(n' | x_L + \eta_L)_i
 \end{aligned} \tag{3-22}$$

위 식 (3-22)는 발생 가능한 신호열들 중에서 i 번째 신호열에 대한 n' 의 확률분포함수를 나타내며 *는 convolution 과정을 의미한다. i 번째 신호열이 발생할 확률은 식 (3-23)와 같이 구해진다.

$$P_i = P\{(x_1 + \eta_1)_i, (x_2 + \eta_2)_i, \dots, (x_L + \eta_L)_i\} \tag{3-23}$$

여기서 가능한 i 값의 범위는 $1 \leq i \leq (M_t + 1)^L$ 로 결정된다. i 번째 신호열이 발생했을 경우의 에러 확률값을 P_e^i 라 하면 식(3-24)과 같이 구해질 수 있다.

$$P_e^i = P_i \cdot \sum_{n=K_i}^{\infty} p_i\{n | (x_1 + \eta_1)_i, \dots, (x_L + \eta_L)_i\} \tag{3-24}$$

식 (3-24)에서 정의된 K_i 는 식 (3-25)과 같이 계산되며 모든 경우에 대한 평균 에러 확률값은 식 (3-26)로 구해질 수 있다.

$$K_i = \sum_{j=1}^L (x_j + \eta_j)_i \tag{3-25}$$

$$P_e = \sum_{i=1}^I P_e^i, \quad I = (M_t + 1)^L \tag{3-26}$$

3-1. 직교 부호열에 따른 신호의 분포 형태

그림 4는 사용된 직교 부호열에 따라 식(3-10)에서 정의된 \bar{n} 의 확률 분포를 나타낸다. 사용된 채널 수는 4, 확산 이득은 32를 고려하였다. 칩당 신호의 크기를 정규화하면 Gold 부호열을 사용한 경우는 24와 -24에서 발생 확률 1/2를 갖는 분포를 보이고, Walsh 부호열을 사용한 경우는 32, 16, -16, -32에

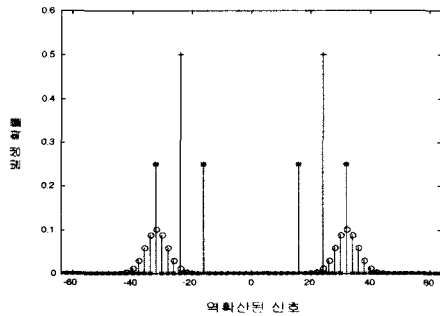


그림 4. 역확산된 신호의 확률분포 (N=4, M_t=2, SF=32)

서 각각 발생 확률 1/4을 갖는 분포를 보인다. Gold 부호열을 사용한 경우는 Walsh 부호열을 사용한 경우에 비해 심볼간의 최소 거리가 더 먼 것을 알 수 있으며 랜덤 부호로 가정한 경우는 심볼간의 최소 거리는 가장 작지만 해당 심볼의 발생 확률이 매우 적음을 알 수 있다. 그림 5는 사용된 채널수가 32, 확산 이득이 128일 때 Gold 부호열과 Walsh 부호열을 사용한 경우의 신호 확률 분포이다.

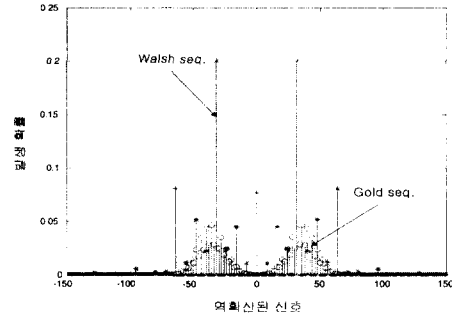


그림 5. 역확산된 신호의 확률분포(N=32, M_t=2, SF=128)

3-2. 이론적 분석 결과 및 사용 코드간의 비교

그림 6은 사용된 직교 부호열에 따른 MP-CDMA 시스템의 성능을 Eb/No에 대한 BER 곡선으로 보여준다. 사용된 부호열이 Extended Gold 부호열인 경우는 약 6.5[dB]에서 BER 10⁻³의 성능을 얻을 수 있으며 Walsh 부호열인 경우는 약 8.3[dB]에서 BER 10⁻³의 성능을 얻을 수 있다. 서로 직교하며 랜덤한 부호열을 가정한 경우는 낮은 Eb/No에서 가장 좋은 성능을 보이고 Eb/No가 높아짐에 따라 성능이 점차 열화됨을 알 수 있다. 그림 4에서 알 수 있듯이 랜덤한 부호열을 가정한 경우는 높은 발생 확률을 갖는 대부분의 신호는 가장 멀리 분포되어

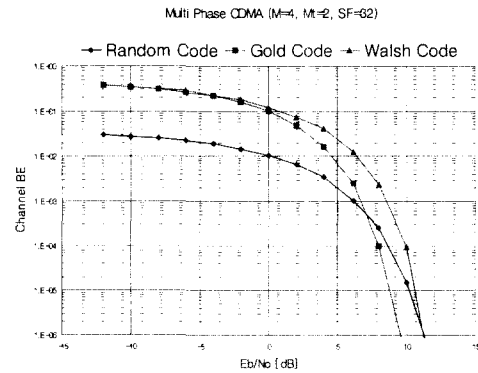


그림 6. AWGN 환경에서 사용된 부호열에 따른 시스템의 채널 BER

있는 반면 매우 작은 발생 확률을 갖는 신호는 가장 가까이 분포되어 있다. 따라서 낮은 E_b/N_0 에서는 서로 가까이 분포한 신호들에 의한 영향이 적지만 높은 E_b/N_0 에서는 이 신호들에 의한 영향이 점차 커지는 것으로 판단된다.

IV. 모의 실험을 위한 시스템 사양 및 구성

본 논문에서 구성한 MP-CDMA 시스템 사양은 표 1과 같다. 직교열로 extended Gold 부호열과 Walsh 부호열을 사용했으며 확산 이득은 128을 고려하였다. 수신단에서의 동기 에러는 없으며, 채널은 시간에 따라 통계적 특성이 변하지 않는다고 가정하였다.

표 1. MP-CDMA 시스템 사양

| 변조 방식 | BPSK/MPSK |
|-------------------------|--------------------------------|
| 직교열 | Extended Gold seq., Walsh seq. |
| Clipping level(M_t) | 2, 6 |
| 사용 채널 수(N) | 8, 16, 32, 64 |
| PN 칩율 | 1.2288Mcps |
| 확산 이득(K) | 128 |

페이딩 채널 모델

주파수 비선형적이고 시간에 따라 천천히 변화하는 페이딩 채널을 가정할 때, 채널의 임펄스 응답 $h(t)$ 는 식 (4-1)과 같다.

$$h(t) = ae^{-t/\phi}, \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (4-1)$$

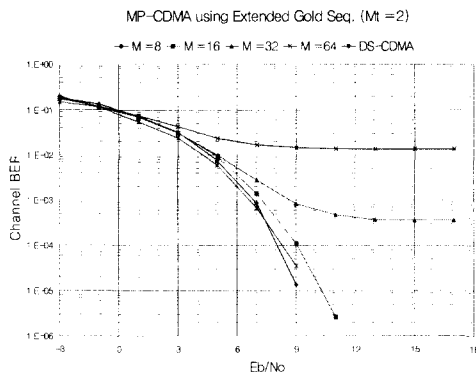


그림 7. AWGN 환경에서 $M_t=2$, Gold 부호열을 사용한 경우의 채널 BER

페이딩 채널은 복소 가우시안 랜덤 프로세스로서 구성되었다.

4-1. 부호열과 채널수에 따른 MP-CDMA 시스템 성능

그림 7에서 그림 12는 비선형 증폭기를 고려하지 않았으며 MP-CDMA 시스템에 사용된 직교 부호열과 전송된 채널 수에 따른 성능을 AWGN 채널과 페이딩 채널에서 각각 보여준다.

그림 7과 그림 8은 AWGN 채널에서 직교 부호열로 extended Gold 부호열을 고려한 경우이다. $M_t=2$ 일 때는 전송 채널수가 16 이하인 경우 BER 10^{-3} 를 기준으로 볼 때 기존의 DS-CDMA 방식에 비해 약 0.5 [dB] 이내의 성능 열화를 보이고 있다. $M_t=6$ 인 경우는 사용 채널수가 32인 경우 E_b/N_0 약 6.5[dB]에서 BER 10^{-3} 의 성능을 얻을 수 있으며 사용 채널이 64 이상인 경우에 BER 10^{-4} 에서 에러 floor 현상이 나타난다.

그림 9과 그림 10은 AWGN 채널에서 직교 부호열로 Walsh 부호열을 고려한 경우이다. $M_t=2$ 일 때는 전송 채널수가 8인 경우 E_b/N_0 약 9.5[dB]에서 BER 10^{-3} 의 성능을 얻을 수 있으며 extended Gold 부호열을 이용한 경우에 비해 약 3[dB] 정도의 성능 열화를 보인다. 채널수가 16 이상인 경우는 BER 10^{-2} 이상에서 에러 floor 현상이 나타난다. $M_t=6$ 인 경우는 채널수가 16일 때 E_b/N_0 약 8[dB]에서 BER 10^{-3} 의 성능을 얻을 수 있으며 채널수 8인 경우는 E_b/N_0 약 10[dB]에서 BER 10^{-3} 의 성능을 얻을 수 있다.

그림 11과 그림 12는 페이딩 채널에서 extended Gold 부호열을 고려한 경우이다. $M_t=2$ 일 때는 전

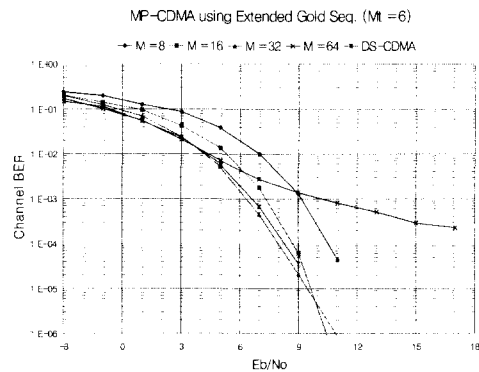


그림 8. AWGN 환경에서 $M_t=6$, Gold 부호열을 사용한 경우의 채널 BER

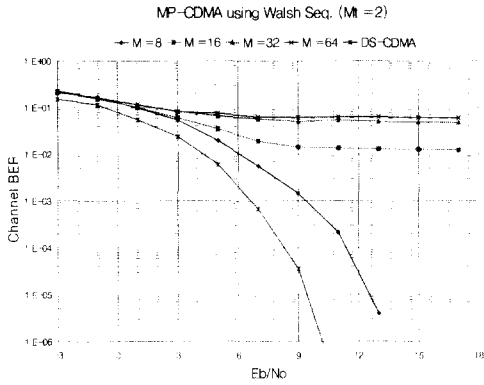


그림 9. AWGN 환경에서 $M_t=2$, Walsh 부호열을 사용한 경우의 채널 BER

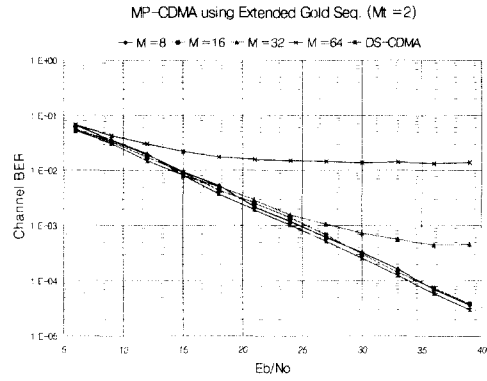


그림 11. 페이딩 채널 환경에서 $M_t=2$, Gold 부호열을 사용한 경우의 채널 BER

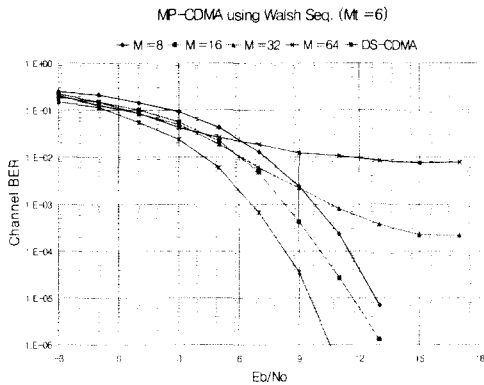


그림 10. AWGN 환경에서 $M_t=6$, Walsh 부호열을 사용한 경우의 채널 BER

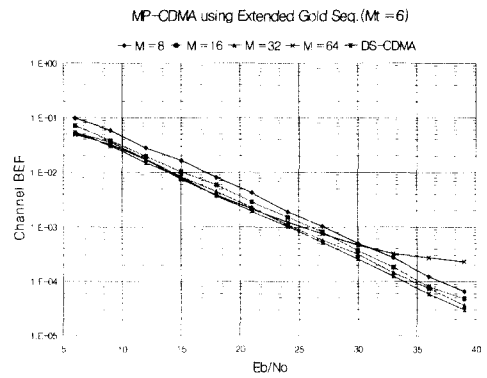


그림 12. 페이딩 채널 환경에서 $M_t=6$, Gold 부호열을 사용한 경우의 채널 BER

송 채널수가 16 이하인 경우 BER 10^{-3} 를 기준으로 볼 때 기존의 DS-CDMA 방식에 비해 약 1 [dB] 이내의 성능 열화를 보이고 있다. $M_t=6$ 인 경우는 사용 채널수가 32인 경우 E_b/N_0 약 24[dB]에서 BER 10^{-3} 의 성능을 얻을 수 있으며 사용 채널이 64 이상인 경우에 BER 10^{-4} 에서 에러 floor 현상을 보인다.

4-2. 비선형 증폭기의 전달 특성

다중레벨신호는 PAPR의 증가로 인해 비선형 증폭기를 통과하게 될 경우 AM/AM, AM/PM 왜곡을 겪게 된다. 식 (4-2), 식 (4-3)은 각각 증폭기의 AM/AM, AM/PM 왜곡 특성을 나타내며, ρ 는 정규화된 증폭기 입력신호의 크기를 나타낸다⁴¹.

$$M(\rho) = \frac{2\rho}{1 + \rho^2} \tag{4-2}$$

$$\phi(\rho) = \phi_0 \frac{2\rho^2}{1 + \rho^2}, \quad \phi_0 = \frac{\pi}{6} \tag{4-3}$$

그림 13은 정규화된 증폭기의 입력신호에 대한 출력신호의 왜곡 특성을 보여준다.

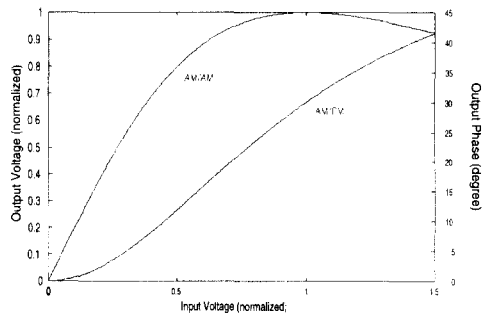


그림 13. 증폭기의 AM/AM, AM/PM 특성

그림 8은 증폭기 입력단의 BPSK 신호 전력 스펙트럼을 나타내며, 그림 9는 다중 레벨화된 BPSK 신호가 입력 backoff 0dB인 비선형 증폭기를 통과한 후의 신호의 전력 스펙트럼의 퍼짐 현상을 나타내고 있다.

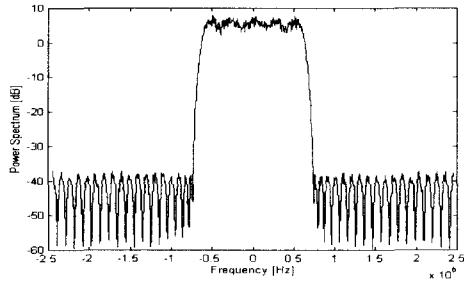


그림 14. 증폭기 입력단의 전력 스펙트럼

비선형 증폭기를 통과한 뒤의 신호가 증폭기 통과전의 신호에 비해 인접채널간섭이 많이 증가하였음을 그림 8과 그림 9로부터 알 수 있다.

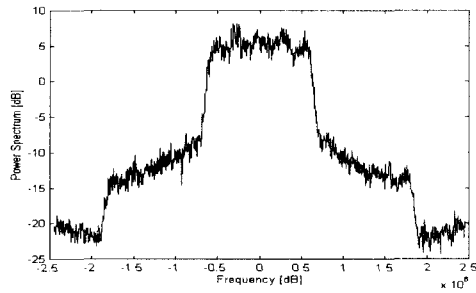


그림 15. 비선형 증폭된 신호의 전력 스펙트럼 (IBO = 0dB)

4-3. 비선형 증폭기를 고려한 MP-CDMA 시스템 성능 및 MC-CDMA 시스템과의 성능 비교

그림 16과 그림 17은 고속 데이터 전송을 위해 MC-CDMA 방식을 적용한 경우 사용 채널 수에 따라 증폭기에 의한 시스템의 성능 변화를 AWGN 채널과 페이딩 채널에 대해 각각 보여준다.

그림 16은 증폭기의 왜곡 특성을 줄이기 위해 입력 back-off를 4[dB]로 두었으며 사용 채널은 AWGN을 고려하였다. IBO(Input Back Off) 4[dB]를 두는 경우 사용 채널이 8과 16일 때 각각 E_b/N_o 약 8[dB]와 약 9.5[dB]에서 BER 10^{-3} 의 성능을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 채널수 64 이상에서 에러 floor 현상을 보인다. 그림 17은 IBO 0[dB]를 두었

으며 사용 채널은 페이딩 채널을 고려하였다. 사용 채널이 8과 16일 때 각각 E_b/N_o 약 27[dB]와 약 28[dB]에서 BER 10^{-3} 의 성능을 얻을 수 있으며 채널수가 32 이상인 경우 에러 floor 현상을 보인다. 그림 18에서 그림 21은 MP-CDMA 방식을 적용한 경우 clipping 레벨과 사용 채널수에 따른 시스템 성능을 E_b/N_o 에 대한 BER 곡선으로 나타낸다. AWGN 채널과 페이딩 채널을 고려하였으며, 증폭기의 IBO는 0[dB]로 두었다.

그림 18과 그림 19는 AWGN 채널에서 clipping 레벨이 각각 2와 6인 경우 MP-CDMA 시스템의 성능을 보여준다. Clipping 레벨이 2인 경우는 사용 채널이 8일 때 E_b/N_o 약 8[dB]에서 BER 10^{-3} 의 성능을 얻을 수 있으며 사용 채널수가 16일 때 E_b/N_o 약 9.5[dB]에서 BER 10^{-3} 의 성능을 얻을 수 있다. 사용 채널수가 32 이상인 경우는 BER이 10^{-3} 이상에서 에러 floor 현상이 일어남을 알 수 있다. Clipping 레벨이 6인 경우는 사용 채널수가 32인 경우 E_b/N_o 약 7.3[dB]에서 BER 10^{-3} 의 성능을 얻을 수 있으며 사용 채널이 64 이상인 경우에 BER 10^{-3} 에서 에러 floor 현상이 나타난다.

그림 20과 그림 21은 페이딩 채널에서 clipping 레벨이 각각 2와 6인 경우 MP-CDMA 시스템의 성능을 보여준다. Clipping 레벨이 2인 경우는 사용 채널이 8과 16일 때 E_b/N_o 약 26[dB]에서 BER 10^{-3} 의 성능을 얻을 수 있으며 사용 채널이 32인 경우와 64인 경우 각각 BER 10^{-3} , BER 10^{-2} 에서 에러 floor 현상이 나타난다. Clipping 레벨이 6인 경우는 사용 채널수가 32인 경우 E_b/N_o 약 26[dB]에서 BER 10^{-3} 의 성능을 얻을 수 있으며 사용 채널이 64 이상인 경우에 BER 10^{-3} 에서 에러 floor 현상을 보인다.

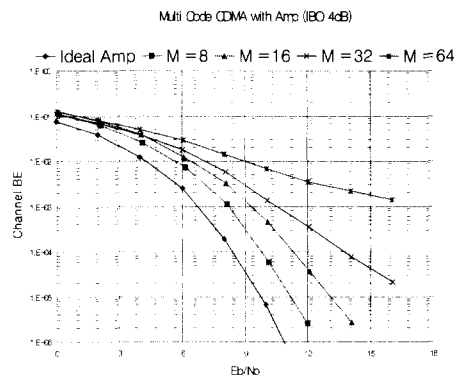


그림 16. AWGN 환경에서 MC-CDMA 시스템의 채널 BER (IBO 4dB)

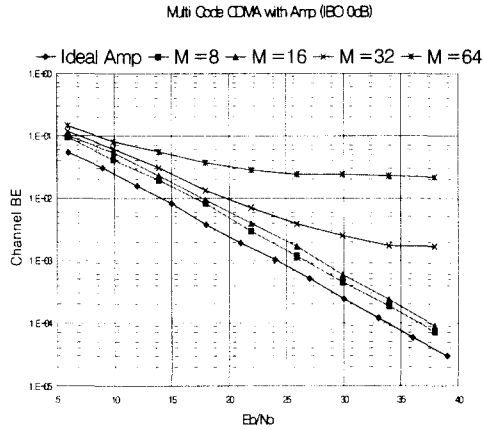


그림 17. 페이딩 채널 환경에서 MC-CDMA 시스템의 채널 BER (IBO 0dB)

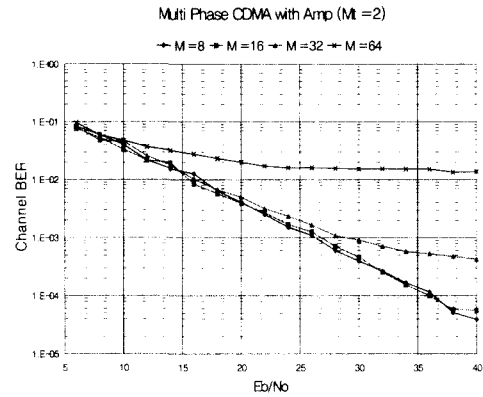


그림 20. 페이딩 채널 환경에서 Clipping 레벨 2인 경우의 MP-CDMA 시스템의 채널 BER (IBO 0dB)

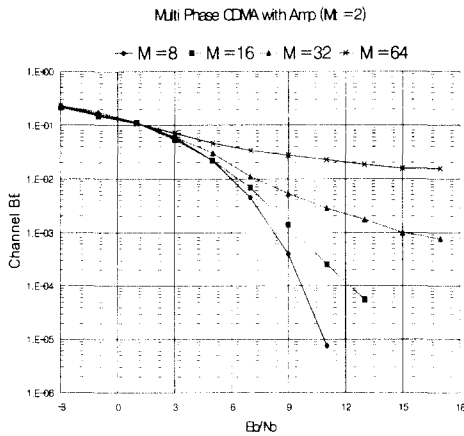


그림 18. AWGN 환경에서 Clipping 레벨 2인 경우의 MP-CDMA 시스템의 채널 BER (IBO 0dB)

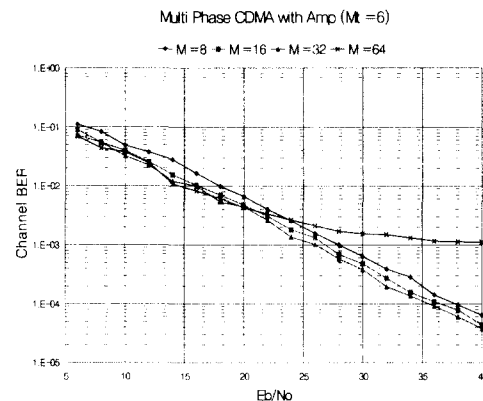


그림 21. 페이딩 채널 환경에서 Clipping 레벨 6인 경우의 MP-CDMA 시스템의 채널 BER (IBO 0dB)

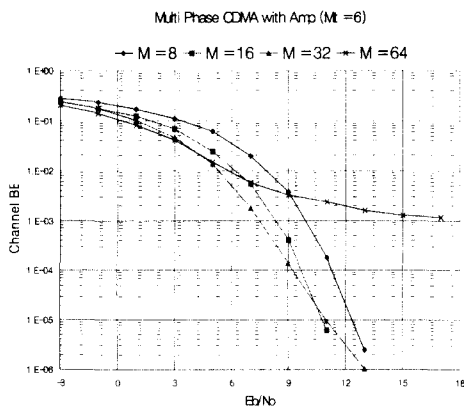


그림 19. AWGN 환경에서 Clipping 레벨 6인 경우의 MP-CDMA 시스템의 채널 BER (IBO 0dB)

V. 결론

본 논문에서는 증폭기의 비선형 왜곡 특성에 의한 영향을 줄이기 위한 방식으로 MP-CDMA 방식을 제안하고 이론적 해석과 모의 실험을 통해 성능을 연구하였다. 왜곡된 신호의 보상 정도를 MC-CDMA 시스템 성능과 비교하여 정량화 하였으며 MP-CDMA 시스템에서 고속 데이터를 보내기 위해 요구되는 E_b/N_0 에 대해 연구하였다. 다중 레벨 신호의 일정 레벨 이상은 잘라버리는 clipping 방식을 적용함으로써 레벨수의 증가에 따른 시스템의 복잡도를 줄였으며 이로 인한 시스템 성능의 변화와 요구 전송 속도에 따른 최적의 clipping level을 연구하였다. 또한 다양한 직교 부호열을 고려함으로써 각각의 직교 부호열이 갖는 상관특성에 따른 시스템 성능을 연구하였다.

채널수가 16인 경우를 비교해 보면 AWGN 채널에서 MC-CDMA 경우 IBO 4[dB]를 두었을 때 E_b/N_0 약 10[dB]에서 BER 10^{-3} 의 성능을 보였으며, MP-CDMA의 경우는 clipping 레벨이 6인 때 IBO 0[dB]를 두었을 때 E_b/N_0 약 8[dB]에서 BER 10^{-3} 으로 IBO 0[dB]를 두었음에도 불구하고 약 2[dB] 이상의 성능 향상을 얻을 수 있었다. Clipping 레벨이 2인 경우 사용 채널이 32 이상에서 에러 floor 현상을 보이며 clipping 레벨이 6인 경우는 채널이 64 이상일 때 에러 floor 현상을 보였다. Clipping 레벨이 6인 경우는 clipping 레벨이 2인 경우와는 다르게 채널수가 32 이하에 대해서 사용 채널수가 증가할수록 더 좋은 성능을 보임을 알 수 있다. MP-CDMA 시스템은 칩당 송신 신호의 전력이 사용 채널의 수에 비례하여 증가하게 된다. 따라서 clipping으로 인해 잘려나가는 신호에 의한 오류가 적다면 시스템의 성능은 MPSK 심볼의 전송 에러에 의해 결정된다. Clipping 레벨을 6으로 두고 32개 이하의 채널을 전송하게 되면 잘려나가는 신호에 의한 오류는 매우 적게되며 오히려 MPSK 심볼의 전송 과정에서 발생하는 오류가 더 크게 영향을 미치게 된다. 따라서 심볼당 신호 전력이 큰 32 채널의 경우가 16 채널, 8 채널을 사용하는 경우보다 더 좋은 성능을 보이는 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

[1] K. Ben Letaief, J. C-I Chuang, and R. D. Murch, "Multicode High-Speed Transmission for Wireless Mobile Communications", *Proceedings of the IEEE International Conference on Universal Personal Communications*, 1996, pp. 1835-1839.

[2] C-L I, G. P. Pollini, Larry Ozarow, and Richard D. Gitlin, "Performance of Multi-Code CDMA Wireless Personal Communications Networks", *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*, 1995, pp. 907-911.

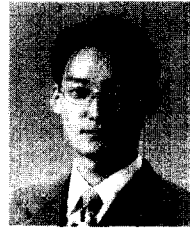
[3] Jinkang Zhu, Hongbin Zhang and Yucong Gu, "Principle and Performance of Variable Rate Multi-code CDMA Method", *Proceedings of the IEEE International Conference on Universal Personal Communications*, 1995, pp. 256-259.

[4] A. A. M. Saleh and J. Salz, "Adaptive Linear-

ization of Power Amplifiers in Digital Ratio Systems", *The Bell System Technical Journal*, Vol. 62, April 1983, pp.1019-1033.

[5] John G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill.

안 철 옹(Ahn, Choel Yong)



1996년 2월: 경북대학교
전자공학과(공학사)
1998년 8월: 연세대학교
전파공학과(공학석사)
1998년 9월~현재: 연세대학교
전기전자공학과
박사과정

<주관심 분야> 3G/4G 이동시스템, 스마트 안테나

안 치 훈(Ahn, Chi Hun)



1996년 2월: 충북대학교
정보통신공학과(공학사)
1998년 8월: 충북대학교
정보통신공학과(공학석사)
1999년~현재: 연세대학교 전기
전자공학과 박사과정

<주관심 분야> 3G/4G 이동시스템, 위성시스템, 초고속 무선 LAN

김 동 구(Kim, Dong Ku)

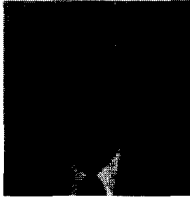


1983년 2월: 한국항공대학교
통신공학과(공학사)
1985년: U.S.C. Dept. of
Electrical Engineering
(공학석사)
1992년: U.S.C. Dept. of
Electrical Engineering
(공학박사)

1999년~현재: 연세대학교 공과대학 기계전자공학부
부교수

<주관심 분야> CDMA 이동통신시스템, 3G/4G 시스템, 오류정정부호

류 승 문(Ryu, Seung Moon)



1975년 2월: 서울대학교
전기공학과(학사)

1980년 2월: 한국과학기술원
전기전자공학과
(공학석사)

1985년 8월: 한국과학기술원 전기전자공학과(공학박
사)

2000년 10월~현재: (주) 카서 대표이사

<주관심 분야> 초고속 무선 LAN