

# 레일레이 페이딩 채널에서 직교확산부호를 이용한 셀룰러 CDMA 시스템의 성능

## (Performance of Cellular CDMA Systems using Orthogonal Spreading Codes in Rayleigh Fading Channels)

趙鉉旭\*, 曹容碩\*\*, 朴尙奎\*

(Hyun-Wook Cho, Yong Suk Cho, and Sang Kyu Park)

### 요 약

본 논문에서는 각 사용자에게 할당된 M개의 직교확산부호를 이용한 CDMA 시스템의 성능을 분석한다. M개의 직교확산부호의 집합은 각 사용자에게 랜덤하게 할당된다고 가정하여 다른 사용자의 간섭을 구하며 주변 셀로부터의 전체적인 간섭을 해석하고 비교 분석한다. 느린 주파수 선택적 레일레이 페이딩 환경에서 레이크 수신기를 사용하여 임의의 한 사용자에게 대한 평균비트오율을 각각 구하고 이로부터 셀 내의 최대 사용자수를 구한다. 본 논문에서 제안한 방식은 이진 CDMA 시스템과 비교하여 동일한 대역폭과 정보데이터율에서 M이 증가할수록 성능이 좋아짐을 보인다.

### Abstract

In this paper, we analyze CDMA systems using M-orthogonal spreading codes. We assume that each user uses one set of M-orthogonal spreading codes allocated randomly. The effect of multiple access interference from the reference and adjacent cells is considered slowly frequency selective rayleigh fading channels. And the adjacent cells interference is considered to analyze the system performance. We calculate bit error rate and the maximum number of users who can communicate simultaneously within a cell by using Rake receiver. By comparing CDMA system which transmits 1 bit/spreading code, our system shows bit error rate decreases as M increases under the same bandwidth and information rate.

### I. 서 론

확산대역 통신시스템은 1950년대 미국에서 군용과 위성용 등 특수한 용도로 사용되었으며 그 후 여러번 민간 용도로의 응용이 시도되었으나 실현되지 못했

다. 그러나 최근 들어 디지털 신호처리 기술의 고집적화로 가능하게 되었다.

가장 널리 알려진 확산대역 시스템에는 주기가 긴 확산부호를 사용하여 정보 신호의 대역을 확산시키는 직접확산(direct sequence : DS)시스템과 정보신호의 빈송 주파수를 특정한 주파수 도약패턴에 따라 도약시켜서 정보신호의 대역을 확산시키는 주파수도약(frequency hopping : FH)시스템이 있다. 또한 두 시스템의 장점을 살린 하이브리드 방식이 있다.

이중에서 DS 다원접속방식인 CDMA 방식은 미국의 Qualcomm 사에 의해 상용으로 제안되었고 우리

\* 正會員, 漢陽大學校 電子電氣工學部  
(Division of Electrical & Computer Eng., Hanyang University)

\*\* 正會員, 嶺東大學校 電子工學部  
(Dept. of Electronic Eng., Youngdong Univ.)  
接受日字: 1996年8月14日, 수정완료일: 1998年2月3日

나라에서도 한국이동통신과 신세기통신이 CDMA 방식을 이용하여 상용서비스를 제공하고 있다. 앞으로도 PCS(personal communication service)로 불리는 개인휴대통신, GlobalStar 나 Iridium 같은 저궤도위성서비스, 무선 LAN 등 다양한 분야에서 적용될 예정이다.

통신시스템에서 주파수 자원은 한정되어 있기 때문에 주파수 효율이 높은 시스템의 개발은 시스템 설계에 있어서 중요한 요소이다. CDMA에서는 모든 사용자가 같은 대역폭을 사용하므로 고정된 대역폭을 효율적으로 사용할 수 있는 방법으로써 확산부호<sup>[1]</sup>와 변조방식<sup>[2]</sup>에 관한 많은 연구가 진행 중이다. 또한 고정된 대역폭에서 높은 정보데이터율을 갖는 M-ary 신호를 사용하여 주파수효율을 높인다<sup>[3] [4] [5]</sup>.

CDMA에서는 모든 사용자가 같은 대역폭을 사용하므로 셀룰러 환경에서 전력이 강한 신호에 의한 간섭을 줄이고 적은 전력으로 다수의 사용자를 수용할 수 있어야 한다. M-ary 신호를 사용하는 시스템은 M값이 커질수록 신호처리 시간이 증가하기 때문에 사용자가 요구하는 성능을 얻기위하여 적절한 M값을 선택하여야 한다.

본 논문에서는 각 사용자에게 M개의 직교확산부호를 할당하는 셀룰러 CDMA 시스템의 성능을 분석한다. 확산부호당 하나의 비트를 전송하는 시스템<sup>[6] [7]</sup>에 비해서 본 논문에서 제안한 방식은  $\log_2 M$  비트를 전송하며 직교부호확산을 사용함으로써 간섭을 줄일 수 있는 장점이 있다. 기존의 이진 CDMA 시스템은 antipodal 신호를 사용했지만 본 논문에서는 M-ary 신호에 적합한 직교부호를 사용한다. 셀룰러 모델<sup>[8]</sup>을 이용하여 AWGN과 페이딩 채널하에서 성능을 분석한다. 본 논문에서 제안한 방식은 이진 CDMA 시스템과 비교하여 동일한 대역폭과 정보데이터율에서 M이 증가할수록 성능이 좋아진다.

2장에서는 가산적 백색가우시안 잡음과 다원접속간섭이 존재하는 환경에서 간섭의 양을 구하고 그 결과를 셀룰러 환경에 적용한다. 3장에서는 느린 주파수 선택적 레일리 페이딩 채널에서 다중경로환경에 적합한 레이크 수신기를 이용하여 성능을 분석한다. 4장에서는 수치해석 결과를 검토하고 5장에서 결론을 내린다.

## II. AWGN 환경에서 직교확산부호를 이용한 셀룰러 CDMA 시스템

본 장에서는 다원접속간섭을 고려한 셀룰러 환경에서 셀내에 K명의 사용자가 존재하고 각 사용자에게 같은 M개의 직교확산부호를 할당한다. 수신시 기준 사용자에게 대한 다른 사용자의 상대적인 지연을 고려하므로 기준사용자의 확산신호와 다른 사용자의 확산신호는 랜덤하게 된다.

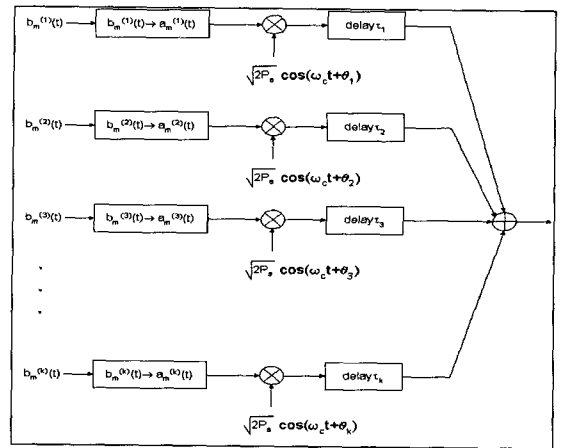


그림 1. 직교확산부호를 이용한 비동기 CDMA 시스템 송신기

Fig. 1. Asynchronous CDMA transmitter using orthogonal spreading code.

그림 1은 직교부호를 확산부호로 사용할 때의 비동기 CDMA 시스템의 송신모델이다. 여기서  $b_m^{(k)}(t)$  ( $m=0,1,2,\dots,M-1$ )는 k번째 사용자의 m번째 정보심볼이다. 송신신호  $s_m^{(k)}(t)$ 는 식 (1a)와 같이 나타낼 수 있고 정보신호  $b_m^{(k)}(t)$ 와 일대일 대응하는 직교부호신호  $a_m^{(k)}(t)$ 는 식 (1b)로 표현된다.

$$s_m^{(k)}(t) = \sqrt{2P_s} \cdot a_m^{(k)}(t) \cos(\omega_c t + \theta_k) \tag{1a}$$

$$a_m^{(k)}(t) = \sum_{i=0}^{M-1} a_{m,i}^{(k)} P_{T_c}(t - iT_c) \tag{1b}$$

여기서,

$\omega_c$  : 반송파의 주파수

$\theta_k$  : k번째 송신신호의 위상을 나타내는 확률변수로  $[0, 2\pi]$ 에서 균일하게 분포한다.

$a_{m,i}^{(k)}$  : k번째 사용자에게 할당된 m 번째 직교부호의 i번째 칩으로써,  $a_{m,i}^{(k)}$ 과  $a_{m,i}^{(j)}$ 는  $i \neq j$ 일 때 서로 독립이며  $a_{m,i}^{(k)}$ 는 1과 -1이 될 확률이 각각 1/2이다.

$P_s$  : 정보심볼의 평균전력으로  $P_s = E_s/T_s$ 이다.  
 $N$  : 확산부호의 길이  
 $T_c$  : 확산부호의 칩간격으로  $T_c = T_s/N$ 이다.  
 (  $N$  : 처리 이득(processing gain))

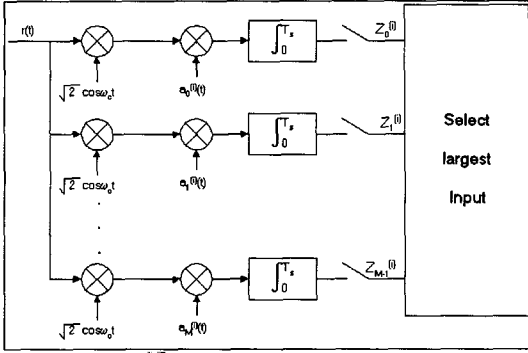


그림 2. 직교확산부호를 이용한 비동기 시스템의 수신기  
 Fig. 2. Asynchronous receiver using orthogonal spreading code.

그림 2는 직교확산부호를 이용한 비동기 시스템의  $i$  번째 기준사용자의 수신기이며  $M$ 개의 상관수신기로 구성되어 있다. 시스템 내에  $K$ 명의 사용자가 동시에 존재할 경우 수신신호  $r(t)$ 는 식 (2)와 같이  $K$ 개의 송신신호가 더해진 형태로 주어진다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2P_s} a_m^{(k)}(t - \tau_k) \cdot \cos(\omega_c t + \phi_k) + n(t) \quad (2)$$

여기서,

- $\tau_k$  :  $k$ 번째 송신신호의 지연 시간으로서  $[0, T_s]$ 에서 균일하게 분포한다.
- $\phi_k$  :  $(\omega_c \tau_k + \theta_k) \bmod 2\pi$  로서  $[0, 2\pi]$ 에서 균일하게 분포한다.
- $n(t)$  : 양측전력밀도가  $N_0/2$  인 가산적 백색가우시안 잡음.

식 (2)에서 확률변수  $\tau_k$ 와  $\phi_k$ 는 각 송신신호 사이의 상대적인 값만이 의미를 가지므로  $i$  번째 사용자를 기준으로 하여  $\tau_i$ 와  $\phi_i$ 를 0으로 가정할 수 있다. 따라서  $i$ 번째 상관수신기의  $m$ 번째 심볼에 대한 결정변수  $Z_m^{(i)}$ 는 식 (3)과 같이 표현된다.

$$Z_m^{(i)} = \sqrt{P_s} T_s + \sum_{k=1, k \neq i}^K \int_0^{T_s} s_m^{(k)}(t - \tau_k) a_m^{(i)}(t) \sqrt{2} \cos \omega_c t dt + \int_0^{T_s} n(t) \cdot a_m^{(i)}(t) \cdot \sqrt{2} \cos \omega_c t dt \quad (3)$$

식 (3)에서 주어진 결정변수  $Z_m^{(i)}$ 는 모든 심볼에 대해 확률적 성질이 동일하므로  $i$ 번째 상관수신기의 0번째

심볼만을 고려하면,  $k$ 번째 사용자가  $i$ 번째 사용자에게 일으키는 간섭성분  $I_{k,i}$ 는 식 (5)와 같이 주어지며 결정변수  $Z_0^{(i)}$ 는 식 (4)와 같다.

$$Z_0^{(i)} = \sqrt{P_s} \cdot T_s + \sqrt{P_s} \sum_{k=1, k \neq i}^K I_{k,i} + \eta \quad (4)$$

여기서,

$$I_{k,i} = \cos \phi_k \int_0^{T_s} a_m^{(k)}(t - \tau_k) \cdot a_0^{(i)}(t) dt \quad (5)$$

이고,

$$\eta = \int_0^{T_s} n(t) a_0^{(i)}(t) \sqrt{2} \cos \omega_c t dt \quad (6)$$

으로 평균이 0, 분산이  $N_0 T_s/2$ 인 정규분포를 가진다.

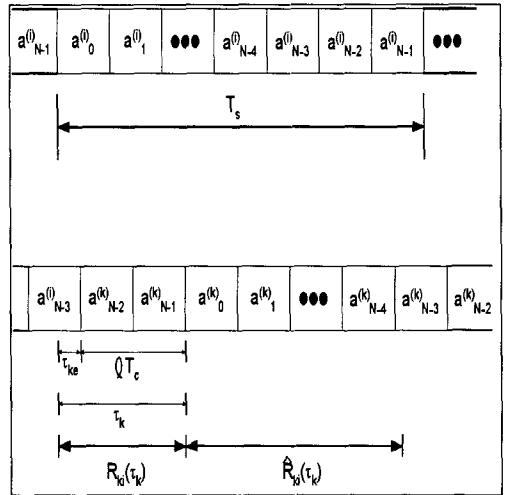


그림 3. 지연된 다원접속간섭 신호  
 Fig. 3. Multiple access interference with delay.

그림 3은 다른 사용자가 기준사용자에 미치는 간섭을 해석하기 위한 모델로서 기준사용자와 다른 사용자 사이의 칩 동기가 이루어지지 않는다.  $R_{ki}(\tau_k)$ 와  $\hat{R}_{ki}(\tau_k)$ 는  $k$ 번째 사용자가  $i$ 번째 사용자에게 미치는 간섭을 표시하기 위한 파라미터로서의 부분상관함수로 기준사용자의 한 확산부호에 대하여  $R_{ki}(\tau_k)$ 는  $T_c$  구간 중에서 다른 사용자의  $\tau_k$  시간지연부분의 간섭이고  $\hat{R}_{ki}(\tau_k)$ 는 나머지 부분의 간섭으로 식 (7a)와 (7b)와 같다

$$R_{k,i}(\tau_k) = \int_0^{\tau_k} a_m^{(k)}(t - \tau_k) \cdot a_0^{(i)}(t) dt \quad (7a)$$

$$\hat{R}_{k,i}(\tau_k) = \int_{\tau_k}^{T_s} a_m^{(k)}(t - \tau_k) \cdot a_0^{(i)}(t) dt \quad (7b)$$

단,  $0 \leq \tau_k \leq T_s$  와  $0 \leq \ell T_c \leq \tau_k \leq (\ell + 1) T_c$

을 만족하며 위의 두 정보신호의 상호상관함수는 식 (8a)와 (8b)로 표현할 수 있다.

$$R_{k,i}(\tau_k) = C_{k,i}(\ell - N)[T_c - \tau_{ke}] + C_{k,i}(\ell + 1 - N)[\tau_{ke}] \quad (8a)$$

$$\hat{R}_{k,i}(\tau_k) = C_{k,i}(\ell)[T_c - \tau_{ke}] + C_{k,i}(\ell + 1)[\tau_{ke}] \quad (8b)$$

식 (8a)와 (8b)에서 쓰인  $C_{k,i}(\cdot)$  는 이산 비주기 상호상관함수를 나타내는 파라미터이며 식 (9)와 같이 정의된다<sup>[9]</sup>.

$$C_{k,i}(\ell) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-\ell} a_{m,j}^{(k)} \cdot a_{0,j+\ell}^{(i)}, & 0 \leq \ell \leq N-1 \\ \sum_{j=0}^{N-1+\ell} a_{m,j-\ell}^{(k)} \cdot a_{0,j}^{(i)}, & 1-N \leq \ell < 0 \\ 0, & |\ell| \geq N \end{cases} \quad (9)$$

k번째 사용자가 결정변수  $Z_0^{(i)}$ 에 미치는 간섭성분인  $I_{k,i}$  는 식 (10)과 같이 전개된다.

$$I_{k,i} = \cos \phi_k \int_0^{T_s} a_m^{(k)}(t - \tau_k) \cdot a_0^{(i)}(t) dt \quad (10)$$

$$= [R_{k,i}(\tau_k) + \hat{R}_{k,i}(\tau_k)] \cdot \cos \phi_k$$

따라서 결정변수  $Z_0^{(i)}$ 의 평균과 분산은 식 (11)과 (12)와 같이 된다.

$$E[Z_0^{(i)}] = \sqrt{P_s} \cdot T_s \quad (11)$$

$$VAR[Z_0^{(i)}] = P_s \sum_{k=1, k \neq i}^K E[I_{k,i}^2] + \frac{1}{2} N_0 T_s \quad (12)$$

$$= \frac{P_s T_s^2}{6 N^3} \sum_{k=1, k \neq i}^K r_{k,i} + \frac{1}{2} N_0 T_s$$

$r_{k,i}$  는 주기가 N일 때 k번째 사용자의 신호가 기준인 i번째 사용자의 신호에 미치는 평균간섭을 나타내며 식 (13)과 같다.

$$r_{k,i} = 2M_{k,i}(0) + M_{k,i}(1) \quad (13)$$

여기서,  $M_{k,i}$  은 상호상관 파라미터로 식 (14)와 같이 정의한다.

$$M_{k,i}(n) = \sum_{\ell=-N}^{N-1} C_{k,i}(\ell) \cdot C_{k,i}(\ell + n) \quad (14)$$

$$= \sum_{\ell=-N}^{N-1} C_{k,k}(\ell) \cdot C_{i,i}(\ell + n)$$

따라서,  $r_{k,i}$  은 식 (15)와 같이 쓸 수 있다.

$$r_{k,i} = 2 \sum_{\ell=-N}^{N-1} C_{k,k}(\ell) \cdot C_{i,i}(\ell + 0) + \sum_{\ell=-N}^{N-1} C_{k,k}(\ell) \cdot C_{i,i}(\ell + 1) \quad (15)$$

$$= 2[N^2 + 2 \sum_{\ell=1}^{N-1} C_{k,k}(\ell) \cdot C_{i,i}(\ell)] + \sum_{\ell=-N}^{N-1} C_{k,k}(\ell) \cdot C_{i,i}(\ell + 1)$$

본 논문에서는 직교부호의 집합을 이용하여 각 사용자에게 할당하므로  $r_{k,i}$ 은 식 (16)과 같이 된다.

$$r_{k,i} = 2N^2 \quad (16)$$

다른 사용자가 미치는 간섭은 서로 독립이므로 전체 사용자가 K일 경우 결정변수  $Z_0^{(i)}$ 의 분산은 식 (17)과 같이 쓸 수 있다.

$$VAR[Z_0^{(i)}] = \frac{P_s T_s^2 (K-1)}{3N} + \frac{1}{2} N_0 T_s \quad (17)$$

CDMA 이동통신 시스템에서는 적은 전력으로 다수의 사용자를 수용하기 위해서 셀룰러 환경을 고려해야 한다. 셀룰러 CDMA 시스템에서 전력 제어가 이루어지지 않았을 경우 전력이 센 신호로 인하여 다른 사용자의 신호 검출에 어려움을 겪게 된다. 이를 셀룰러 CDMA 시스템의 원근문제(near-far problem)라 하는데 이를 극복하기 위하여 각 셀 내의 모든 사용자 전력이 셀 중심에 위치한 기지국에 비슷하게 도달되도록 하는 전력 제어가 반드시 필요하다. 따라서 본 논문에서는 전력제어된 역방향 셀룰러 CDMA 시스템을 고려한다. 전력 감쇠가 거리의  $\beta$ 승에 반비례한다는 점을 고려하여 기지국에서 거리 r만큼 떨어진 사용자의 송신기에서는 기지국에 일정한 전력  $P_s$ 가 도달되도록 하기 위해서 식 (18)의 전력으로 송신한다.

$$P_T = r^\beta \cdot P_s \quad (18)$$

여기서,  $P_T$  는 송신 전력이다.

그럼 4는 전력감쇄지수  $\beta$ 을 3.5 로 두고, 모든 셀은 반경이 R인 원과 같은 면적의 정육각형이라고 가정했을 때, 36개의 주변셀에 의해 기준셀에 도달하는 평균 간섭전력에 대한 분포도이다<sup>[8]</sup>.

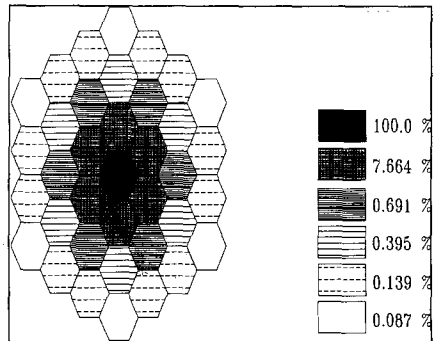


그림 4. 주변셀의 평균 간섭전력 분포도

Fig. 4. Average interference power distribution of adjacent cell.

기준사용자를 I번째 셀의 i번째 사용자, 즉 '사용자 (I,i)' 로 가정하면, 기준사용자의 수신기에 도달되는 신호는 식 (19)와 같다.

$$r(t) = s^{(I,i)}(t) + \sum_{k=1, k \neq i}^K s^{(I,k)}(t - \tau_{I,k}) + \sum_{J \neq I} \sum_{k=1}^K s^{(J,k)}(t - \tau_{J,k}) + n(t) \quad (19)$$

여기서,  $s^{(I,i)}(t)$ 는 I번째 셀의 i번째 사용자의 송신신호이며  $n(t)$ 는 전력밀도가  $N_0/2$ 인 가산성 백색가우시안 잡음을 나타낸다. 기준사용자의 상관수신기를 통과한 후의 0번째 심볼의 결정변수  $Z_0^{(I,i)}$ 는 수신하고자 하는 신호, 기준셀 간섭, 주변셀 간섭, 그리고 잡음이 더하여져 식 (20)이 된다.

$$Z_0^{(I,i)} = \sqrt{P_s} \cdot T_s + \sqrt{P_s} \cdot \sum_{k=1, k \neq i}^K I_{(I,k), (I,i)} + \sqrt{P_s} \cdot \sum_{J \neq I} \sum_{k=1}^K \sqrt{L_{J,k}} \cdot I_{(J,k), (I,i)} + \eta \quad (20)$$

여기서,  $L_{J,k}$ 는 셀 J내의 k번째 사용자 신호의 전력감쇄이며  $I_{(J,k), (I,i)}$ 는 셀 J내의 k사용자가 셀 I내의 기준 사용자 i에 미치는 간섭이다. 확률변수  $L_{J,k}$ 는 모두 상호 독립이고  $L_{J,k}$ 의 확률밀도는 오직 기준셀 I와 주변셀 J와의 거리에 의하여 결정된다<sup>[9]</sup>. 주변셀 간섭인  $I_{(J,k), (I,i)}$ 는 특정 사용자에게 상관없이 모든 사용자에게 대해 동일한 확률적 성질을 지니므로 기준셀에는 K명의 사용자가 존재하고 그 외의 셀에는  $K_r \cdot K$ 명의 사용자가 있다고 가정할 때 본 논문에서는 수치 해석을 쉽게 하기 위해서 union bound를 이용하여 근사치를 얻는다.  $K_r$ 은 기준셀에서 마지막 셀까지의 거리를 정규화한 경우 기준셀에서 r번째 셀까지의 거리를 나타내는 값이다

심볼 오류가 나올 확률은 임의의 심볼  $\lambda$ 이 보내졌다고 가정할때 다른 심볼  $\mu$ 의 결정변수  $Z_\mu^{(i)}$ 가  $Z_\lambda^{(i)}$ 보다 클 확률로 식 (21)과 같다.

$$P_s = \sum_{\lambda=0}^{M-1} \sum_{\mu=0, \mu \neq \lambda}^{M-1} \Pr(Z_\mu^{(i)} > Z_\lambda^{(i)} | Z_\lambda^{(i)}) \Pr(Z_\lambda^{(i)}) \quad (21)$$

식 (21)를 union bound를 이용하면 식 (22)가 된다.

$$P_s \leq \frac{1}{M} \sum_{\lambda=0}^{M-1} [\Pr(Z_{\mu=0}^{(i)} > Z_\lambda^{(i)}) + \Pr(Z_{\mu=1}^{(i)} > Z_\lambda^{(i)}) + \dots + \Pr(Z_{\mu=M-1}^{(i)} > Z_\lambda^{(i)})] \quad (22)$$

여기서,  $\mu \neq \lambda$  이다. 따라서 심볼오류확률은 식 (23)와 같이 근사화 된다.

$$P_s \approx (M-1) \cdot \Pr(Z_\mu^{(i)} > Z_\lambda^{(i)}) \quad (23)$$

이때 평균비트오율은 식 (24)가 된다.

$$P_b = \frac{M}{2} Q \left[ \left\{ \frac{2}{3N} (K-1 + 0.547 \cdot K_r \cdot K) + \frac{1}{\gamma_b \cdot \log_2 M} \right\}^{-1/2} \right] \quad (24)$$

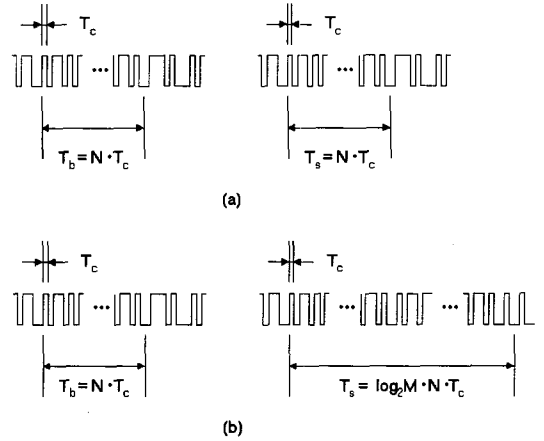


그림 5. 정보데이터율과 대역폭에 따른 N의 변화  
Fig. 5. N vs information rate and bandwidth.

그림 5는 정보데이터율과 대역폭에 따른 N의 변화를 나타낸다. 그림 5(a)는 동일한 대역폭에서 왼쪽 그림은 비트가 전송되고 오른쪽 그림은 심볼이 전송되는 경우로 오른쪽 그림이 정보데이터율이 높고, 심볼 수 M값에 따라 심볼을 구성하는 비트 수가 달라진다. 그림 5(b)는 동일한 대역폭과 정보데이터율에서 오른쪽 그림은 왼쪽 그림보다 부호길이가  $\log_2 M$ 배 증가함을 나타낸다. 식 (24)는 동일한 대역폭에서 평균비트오율로 그림 5(a)의 오른쪽 경우를 나타낸 식이다. 동일한 대역폭과 정보데이터율에서는 그림 5(b)의 오른쪽 경우처럼 N이  $\log_2 M$ 배 만큼 증가하여 평균비트오율은 식 (25)와 같다.

$$P_b = \frac{M}{2} Q \left[ \left\{ \frac{2(K-1 + 0.547 \cdot K_r \cdot K)}{3N \cdot \log_2 M} + \frac{1}{\gamma_b \cdot \log_2 M} \right\}^{-1/2} \right] \quad (25)$$

### III. 페이딩 환경에서 직교확산부호를 이용한 셀룰러 CDMA 시스템

일반적으로 CDMA 시스템의 송신신호는 신호의 대역폭이 수 MHz 이상 되어서 도심 권의 동기대역폭

(coherence bandwidth)경우에는 300 KHz 정도라는 사실을 고려해 볼 때 상당히 넓은 대역폭을 점유하고 있으므로 전 대역에 걸쳐 동일한 페이딩 현상이 일어난다고 볼 수 없다<sup>[10]</sup>.

채널의 성질을 결정하는데 많이 영향을 주는 요인으로 도플러확산과 다중경로확산이 있다. 도플러 확산은 수신신호의 주파수 상의 퍼짐 정도를 나타내는 것이며, 다중경로확산은 수신신호의 시간상의 퍼짐 정도를 나타내는 것이다. 채널의 동기대역폭은 다중경로확산에 반비례하고, 채널의 동기시간은 도플러 확산에 비례한다. 송신신호의 대역폭이 동기대역폭보다 좁은 경우에는 신호가 차지하는 주파수 대역에서 동일한 페이딩 현상이 나타나는 주파수 비선택적 페이딩이 발생한다.

채널의 동기시간(coherence time) 간격에 비해 상당히 크기 때문에 비트 간격 동안에 일어나는 페이딩 현상은 일정하다고 볼 수 있으므로 CDMA 시스템의 경우에는 주파수 선택적 느린 페이딩(frequency selective slow fading)을 고려하는 것이 타당하다.

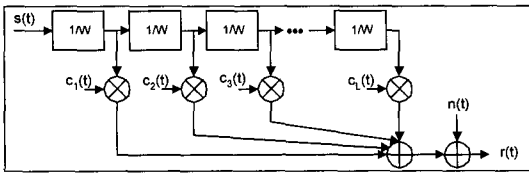


그림 6. Tapped delay line 모델  
Fig. 6. Tapped delay line model.

그림 6은 주파수 선택적 페이딩의 대표적인 모델<sup>[11]</sup>로서  $W$ 는 송신신호의 대역폭으로서  $W \approx 1/T_c$ 이다.  $L$ 은 분해 가능한 신호 성분의 수로 식(26)과 같다.

$$L = \lfloor W \cdot T_m \rfloor + 1 \quad (26)$$

여기서,  $T_m$ 은 채널의 total multipath spread로 페이딩의 정도를 나타낸다.  $c_l(t)$ 는 채널의 탭계수로서 평균이 0이고, 분산이  $2\sigma_c^2$ 인 복소 가우시안 랜덤 프로세스이다. 탭계수  $c_l(t)$  ( $l=1 \dots L$ )는 서로 독립이며 식(27)과 같다.

$$c_l(t) = \alpha_l(t) \cdot e^{j\phi_l(t)} \quad (27)$$

여기서,  $\alpha_l(t)$ 는  $c_l(t)$ 의 진폭으로서 식(28)과 같은 레일레이 분포를 가지며, 위상  $\phi_l(t)$ 는  $[0, 2\pi]$ 에서

균일한 분포를 갖는 프로세스이다<sup>[10]</sup>.

$$f_{\alpha_l}(x) = \frac{x}{\sigma_c^2} \cdot \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_c^2}\right) \quad (28)$$

기준셀 사용자에게 수신되는 신호  $r(t)$ 는 식(29)로 표현된다.

$$r(t) = s^{(1,i)}(t) + \sum_{(1,k)=1, (1,k \neq 1, i)}^K s^{(1,k)}(t - \tau_{1,k}) + \sum_{J=1}^K \sum_{k=1}^K s^{(J,k)}(t - \tau_{J,k}) + n(t) \quad (29)$$

여기서,  $s^{(1,i)}(t)$ 의  $m$ 번째 심볼신호는 식(30)과 같다.

$$s_m^{(1,i)}(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l^{(1,i)} \cdot \cos \phi_l^{(1,i)} \sqrt{2P_s} \cdot a_{m,l}^{(1,i)} \cos(\omega_c t + \theta_{1,i}) \quad (30)$$

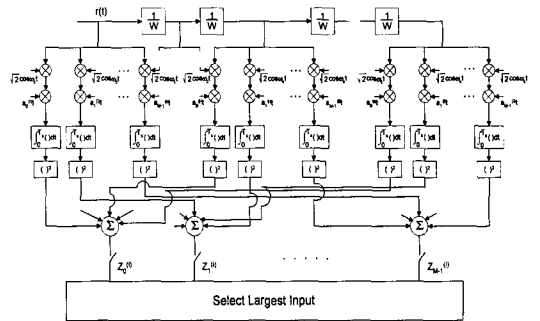


그림 7. Square law combiner 를 가진 레이크 수신기

Fig. 7. RAKE receiver with square law combiner.

그림 7은 square law combiner를 가진 레이크 수신기이다. 결정변수  $Z_0^{(1,i)}$ 은 식(31)과 같다.

$$Z_0^{(1,i)} = \left[ \sum_{l=1}^L \alpha_l^{(1,i)} \cdot \cos \phi_l^{(1,i)} \sqrt{P_s} \cdot T_s + \sum_{k=1, k \neq 1}^K \sum_{l=1}^L \alpha_l^{(1,k)} \cdot \cos \phi_l^{(1,k)} \sqrt{P_s} \cdot I_{(1,k)}(1, l) + \sum_{J=1}^K \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \alpha_l^{(J,k)} \cdot \cos \phi_l^{(J,k)} \sqrt{P_s} \cdot \sqrt{L_{J,k}} \cdot I_{(J,k)}(1, l) + \eta \right]^2 \quad (31)$$

결정변수  $Z_0^{(1,i)}$ 는 자유도가  $2L$ 인 chi-square 분포를 갖고 서로 독립이다.  $Z_0^{(1,i)}$ 의 확률밀도함수는 식(32)과 같이 나타낼 수 있다.

$$f(Z_0^{(1,i)}) = \frac{1}{(2\sigma_0^{2(L,i)})^L \cdot (L-1)!} \cdot (Z_0^{(1,i)})^{L-1} \cdot e^{-Z_0^{(1,i)}/2\sigma_0^{2(L,i)}} \quad (32)$$

여기서,  $\sigma_0^{2(L,i)}$ 는 각 경로의 분산값으로 동일하고  $L$ 은

경로의 수이다.  $\sigma_0^{2(l,i)}$ 는 식 (33)과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_0^{2(l,i)} &= \sum_{i=1}^L E[\alpha_i^{2(l,i)}] \cdot \frac{P_s T_s^2}{2} + \sum_{i=1}^L E[\alpha_i^{2(l,i)}] \cdot \frac{LP_s T_s^2 (K-1)}{3N} \\ &+ \sum_{i=1}^L E[\alpha_i^{2(l,i)}] \cdot \frac{0.547 LP_s T_s^2 K}{3N} + \frac{N_0 T_s}{2} \\ &= \sigma_{m,m=0}^{2(l,i)} (1 + \bar{\gamma}) \end{aligned} \quad (33)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \bar{\gamma} &= \left( \frac{N_0}{E_s \cdot E[\alpha_i^{2(l,i)}]} + \frac{2L(K-1)}{3N} + \frac{0.547 \cdot 2LK}{3N} \right)^{-1} \\ &= \left( \frac{N_0}{E_b \cdot \log_2 M} + \frac{2L(K-1)}{3N} + \frac{0.547 \cdot 2LK}{3N} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (34)$$

으로 평균 신호대잡음비를 나타낸다. 여기서  $E_s = E_b \cdot \log_2 M$ 이고  $\bar{E}_b = E_b \cdot E[\alpha_i^{2(l,i)}]$ 이다. 2장과 같이 union bound를 이용한 평균비트오율은 식 (35)와 같이 쓸 수 있다.

$$P_b = \frac{M}{2(M-1)} \left[ 1 - \left[ (M-1) \int_0^\infty \frac{1}{(1+\gamma)^L \cdot (L-1)!} \cdot (Z_0^{(l,i)})^{L-1} \cdot e^{-Z_0^{(l,i)/(1+\gamma)} \times \left\{ 1 - e^{-Z_0^{(l,i)}} \sum_{\ell=1}^L \frac{(Z_0^{(l,i)})^\ell}{\ell!} \right\} dZ_0^{(l,i)} \right] \right] \quad (35)$$

식 (35)는 동일한 대역폭일 때 평균비트오율로  $\bar{\gamma}$ 는 식 (34)와 같다. 동일한 대역폭과 정보데이터율에서의 평균비트오율도 식 (35)와 같지만 이 때  $\bar{\gamma}$ 는  $N$ 이  $\log_2 M$  배 만큼 증가하여 식 (36)이 된다.

$$\bar{\gamma} = \left( \frac{N_0}{\bar{E}_b \cdot \log_2 M} + \frac{2L(K-1)}{3N \cdot \log_2 M} + \frac{0.547 \cdot 2LK}{3N \cdot \log_2 M} \right)^{-1} \quad (36)$$

#### IV. 수치해석 결과 및 검토

그림 8과 그림 9는 AWGN 환경에서 식 (25)을 이용하여 수치 해석한 결과이다. 그림 8은 기준셀과 주변셀의 사용자가 10명이고 부호길이가 128일때 심볼 수에 따른 성능을 나타낸다. 그림 8은 오류확률 0.001에서 M이 2, 4일 때 이진 antipodal 신호를 사용할 때보다 약 6.5dB, 0.8dB의 손실이 있지만 M이 8일 때는 약 1.2dB의 이득이 생기며 M이 8이상부터는 기존의 antipodal신호를 사용하는 시스템보다 성능이 우수하므로 M이 8이상 되는 신호를 사용하여야 한다. 그림 9는 기준오류확률이 0.001이고 부호길이가 128일 때 사용자 수를 나타낸다. 그림 9는 10dB에서 M

이 8일때 이진 antipodal 신호를 사용할 때보다 사용자 수가 약 5명 정도 증가하며 M값이 2, 4인 경우는 antipodal신호보다 사용자 수가 적지만 M이 8이상부터는 antipodal신호를 사용하는 경우보다 동시 사용자 수가 증가한다. 그러나 M이 증가할수록 사용자수도 증가하지만 M값에 비례하여 사용자수가 증가하지는 않으며 M값이 커질수록 사용자의 증가폭이 감소한다. 그림 10과 그림 11는 경로가 3이고 부호길이가 512일 때 페이딩환경에서 식 (35)와 식 (36)을 이용하여 수치 해석한 결과이다. 그림 10은 오류확률 0.001에서 M이 4일 때 이진 antipodal 신호를 사용할 때보다 약 1.7dB의 손실이 있지만 M이 8일 때는 약 1.2dB의 이득이 있음을 나타낸다. M값이 8이상인 경우는 기존의 antipodal보다 성능이 우수하며 M값이 증가할수록 성능이 향상된다. 그러나 M이 32와 64인 경우는 SNR비가 증가하여도 성능의 증가폭이 크게 나타나지 않는다. 그림 11는 기준오류확률이 0.001일 때의 사용자 수를 나타낸다. 그림 11은 10dB에서 M이 8 일때 이진 antipodal 신호를 사용할 때보다 사용자 수가 약 2명 정도 증가함을 나타낸다. AWGN환경에서와 마찬가지로 페이딩 환경에서도 M이 8이상에서는 antipodal 신호를 사용하는 경우보다 더 많은 사용자가 이용할 수 있으며 M값이 증가할수록 사용자수도 증가하지만 사용자 증가폭이 점점 감소하므로 M이 32인 경우와 64인 경우는 사용자수에 차이가 거의 나타나지 않는다.

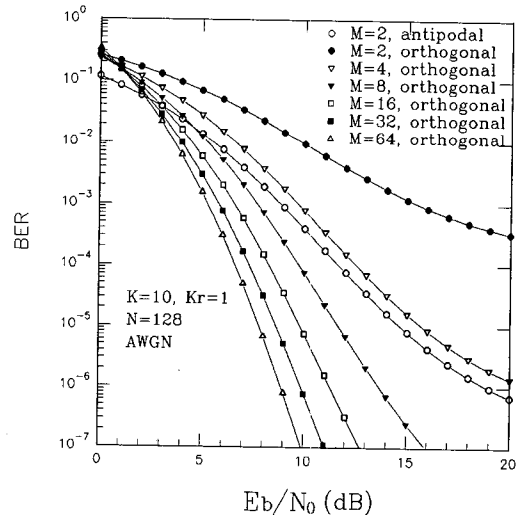


그림 8. K=10, Kr=1, N=128 일때 평균비트오율  
Fig. 8. BER vs SNR(K=10, Kr=1, N=128).

따라서 M이 32 이상일 때는 성능의 변화가 거의 없음을 알 수 있다. 본 논문에서 제안한 시스템에서는 전체적으로 AWGN 과 페이딩환경에서 M이 2,4 일 때는 antipodal 신호를 사용하는 경우보다 성능이 조금 떨어지지만 M이 8 이상일 경우에는 antipodal 신호를 사용한 경우보다 성능이 우수하며 사용자 수도 증가한다.

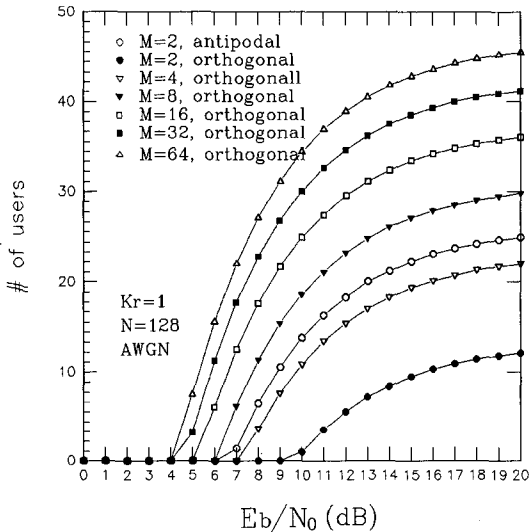


그림 9.  $P_{th}=10^{-3}$ ,  $K_r=1$ ,  $N=128$  일때 사용자 수  
Fig. 9. Number of users vs SNR ( $P_{th}=10^{-3}$ ,  $K_r=1$ ,  $N=128$ ).

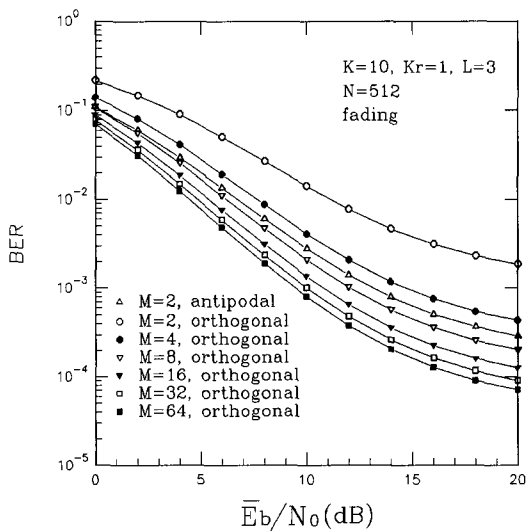


그림 10.  $K=10$ ,  $K_r=1$ ,  $N=512$ ,  $L=3$  일때 평균비트 오율  
Fig. 10. BER vs Average SNR ( $K=10$ ,  $K_r=1$ ,  $N=512$ ,  $L=3$ ).

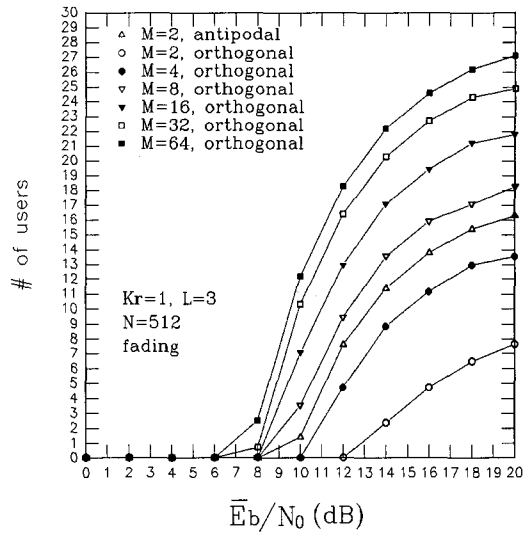


그림 11.  $P_{th}=10^{-3}$ ,  $K_r=1$ ,  $L=3$ ,  $N=512$  일때 사용자 수  
Fig. 11. Number of users vs Average SNR ( $P_{th}=10^{-3}$ ,  $K_r=1$ ,  $L=3$ ,  $N=512$ ).

### V. 결론

본 논문에서는 셀룰러 환경에서 이진 antipodal 신호를 사용하는 기존의 시스템과는 다르게 간섭의 영향을 적게 받는 M개의 직교확산부호를 이용하여 동일한 대역폭과 정보데이터율에서 성능을 분석하였다. AWGN과 페이딩환경에서 antipodal 신호를 사용하는 시스템과 비교할 때 M이 작을 때(M=2, 4)는 성능이 조금 감소하지만 M이 클 때(M≥8)는 성능이 우수하다. 결론적으로 대역폭과 정보데이터율이 동일할 경우 M이 클수록 성능이 좋아지고 동일한 대역폭에서는 높은 정보데이터율을 얻을 수 있다.

### 참고 문헌

- [1] M. Schnell, "Hadamard Codewords as Orthogonal Spreading Sequences in Synchronous DS CDMA Systems for Mobile Radio Channels", *Proc. IEEE ISSSTA '94*, vol. 2/2, pp. 505-509, July 1994.
- [2] S. Tachikawa, "Modulation in Spread Spectrum Communication Systems", *信學技術 SST 91-3*, pp. 13-20, March 1991.
- [3] P. K. Enge and D. V. Sarwate,



"Spread-Spectrum Multiple-Access Performance of Orthogonal Codes: Linear Receivers", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-35, no. 12, pp. 1309-1319, December 1987.

[4] P. K. Enge and D. V. Sarwate, "Spread-Spectrum Multiple-Access Performance of Orthogonal Codes: Impulsive Noise", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-36, no. 1, pp. 98-106, January 1988.

[5] K. Pahlavan and M. Chase, "Spread-Spectrum Multiple-Access Performance of Orthogonal Codes for Indoor Radio Communications", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-38, no. 5, pp. 574-577, May 1990.

[6] M. B. Pursley, "Performance evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple access communication-Part I: System analysis", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, no. 8, pp. 795-799, August 1977.

[7] M. B. Pursley, "Performance evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple access communication-Part II: Code Sequence Analysis". *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, no. 8, pp. 800-803, August 1977.

[8] D. d. Sarwate, M. b. Pursley, "Corss-correlation properties fo pseudorandom and related sequences, " *Proc. IEEE*, vol. 68, pp. 593-691, May 1980.

[9] 안병양, 박상규, "셀룰러 DS/CDMA 시스템의 성능분석", *JCCI*, pp. 214-219, 1993

[10] Su Han Choi, Hyun Wook Cho, Sang Kyu Park, "Performance of Digital Cellular Hybrid SSMA Systems", *APCC*, pp 341-344, 1995.

[11] J. G. Proakis, *Digital Communication*, 2nd edition, McGraw-Hill, 1989.

저 자 소 개



趙 鉉 旭(正會員)

1987년 2월 제주대학교 공과대학 통신공학과 (공학사). 1990년 2월 한양대학교 대학원 전자통신공학과 (공학석사). 1996년 2월 한양대학교 대학원 전자통신공학과 박사과정 수료 ※ 주관심분야 : 디지털통신, 확산대역통신, 부호이론, PCS, IMT-2000

신, 확산대역통신, 부호이론, PCS, IMT-2000



曹 容 碩(正會員)

1986년 2월 한양대학교 공과대학 전자통신공학과 (공학사). 1988년 2월 한양대학교 대학원 전자통신공학과 (공학석사). 1997년 2월 한양대학교 대학원 전자통신공학과 박사과정 수료. 1989년 4월~1996년

2월 한국통신 연구개발원. 1996년 3월~현재 영동대학교 전자공학부 전임강사. ※ 주관심분야 : 디지털통신, 확산대역통신, 부호이론, PCS, IMT-2000



朴 尙 奎(正會員)

1974년 2월 서울대학교 전기공학 (공학사). 1980년 5월 Duke University 통신공학 (공학석사). 1987년 5월 University of Michigan 통신공학 (공학박사). 1976년 7월~1978년 10월 국방과

학연구소 1990년 8월~1991년 8월 University of Southern California 객원교수. 1987년 3월~현재 한양대학교 공과대학 전자전기공학부 교수. ※ 주관심분야 : 디지털통신, 확산대역통신, 부호이론, PCS, IMT-2000