

칩확산 직교부호분할변조 방식의 성능 평가

正會員 金 炳 勳*, 李 秉 基*

Performance Evaluations of Chip-spreading Orthogonal Code Division Modulation System

Byoung-Hoon Kim*, Byeong Gi Lee* *Regular Members*

※본 논문은 정보통신 연구관리단에서 주관하는 대학 기초 연구 지원 사업의 일환으로 수행되었습니다. (과제번호 : 96064-CT-12)

요 약

본 논문에서는 이전의 논문에서 제시된 칩확산 직교부호분할변조(OCDM) 시스템의 성능을 분석하고, 모의 실험을 통해 기존의 DS/CDMA 시스템과 성능을 비교한다. 성능분석 결과로서, 칩확산 OCDM 시스템의 비트 오류율의 상한선이 최대율 결합(MRC)을 사용하는 기존 DS/CDMA 시스템의 비트 오류율에 해당하며, 하한선은 그 보다 훨씬 향상된 결과가 됨을 보인다. 모의 실험 결과, 실제로 OCDM 시스템의 비트 오류율 성능이 분석 결과로 얻어진 상한선과 하한선 사이에 위치하며, DS/CDMA 시스템보다 낮은 비트 오류율이 얻어짐을 확인한다.

ABSTRACT

In this paper, we have analyzed the bit error performance of the chip-spreading OCDM system proposed in the previous paper and compared the results, through computer simulations, with those of conventional DS/CDMA system which employs the maximal ratio combining method. We have shown, analytically, that the BER upper bound of the OCDM system coincides with that of the conventional DS/CDMA system and the lower bound exhibits much improved results. From the simulation results, we have confirmed that the BER curves of proposed OCDM system actually lie between the two theoretical bounds and its performance is superior to that of the DS/CDMA system.

I. 서 론

차세대 개인 휴대 통신(PCS)이나 미래 공중 육상 이동 전화 시스템(FPLMTS)에서 요구되는 서비스 품질을 만족 시키려는 목적으로, DS/CDMA 시스템의 성능 향상을 위한 많은 노력이 행해져 왔다. 그들 중

*서울대학교 전기공학부
論文番號: 96369-1127
接受日字: 1996年 11月 27日

[1]에서는 무선 환경에서의 다중 경로 채널에 대한 새로운 해석을 통해 포텐셜 다이버시티와 신호 분해도의 개념이 도입되었고, 이러한 개념들의 구체적인 실현 시스템으로 칩확산 OCDM 시스템이 제안되었다. 칩확산 OCDM 시스템에서는 전송단에서 하나의 정보원 심볼을 여러개의 성분으로 나누어 각각 서로 다른 월시 직교 파형들에 실어 전송하고 수신단에서는 도달한 신호로부터 경로별 및 직교 파형별로 각각 정보원 심볼의 성분들을 취해 결합한 후 심볼 결정을 행하게 된다. [1]에서는, 이러한 방식을 통해, 경로 다이버시티만을 이용하던 기존의 DS/CDMA 시스템에 비해 실질적인 다이버시티 차수가 증가하는 효과를 기대할 수 있음을 주장하였는데, 증가된 다이버시티 차수는 비트 오류율을 낮추는 데 기여하므로 결국 제시한 칩확산 OCDM 시스템은 보다 나은 비트 오류율 성능을 보일 것으로 기대된다. 본 논문에서는, 이를 뒷받침하기 위해, 다중 경로 레일리 페이딩 채널 하에서 칩확산 OCDM 시스템의 비트오류율 분석을 수행하고자 한다. 또한 모의 실험을 통해 분석의 정확성을 검증하고, DS/CDMA 시스템의 비트 오류율 성능과 비교 검토하고자 한다. 논문의 구성은 다음과 같다. 제 2절에서는 [1]에서 제시된 칩확산 OCDM 시스템에 대해서 간략히 정리해 본다. 다음에 제 3절에서 비트 오류율의 해석적 성능 분석을, 제 4절에서 모의 실험을 통한 성능 분석을 수행하고, 결론을 맺는다.

II. 칩확산 OCDM 시스템

칩확산 OCDM 시스템은 기존의 경로 다이버시티를 이용하는 DS/CDMA 시스템과 주파수 다이버시티를 이용하는 OFDM/CDMA 시스템을 효과적으로 결합하여 고안된 새로운 CDMA 시스템이다[1]. 이 시스템은 DS/CDMA와 OFDM/CDMA 각각의 일차원적 신호분해 기법을 통합하여 이차원적 신호 분해를 수행함으로써 실질적 다이버시티 차수를 높이고자 하는 목적으로 제안되었으며, 시스템의 구성은 그림 1과 같다.

그림 1에서 $\{c_m\}$ 를 길이 M (단, k_1 는 자연수 $M = 2^{k_1}$)인 PN 시퀀스라 하고¹⁾ $w_m(t)$ 를 $R \times R$ 월시-하다마드

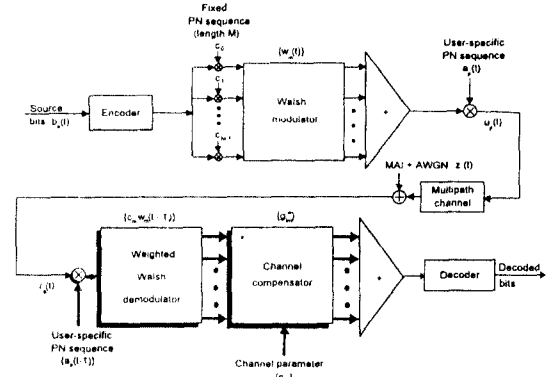


그림 1. 칩확산 OCDM 시스템
Fig. 1 OCDM system employing chip spreading

행렬(단, $R = 2^{k_2}$, k_2 는 자연수, $k_1 \leq k_2$)의 (m, i) 원소라 할 때 사용자 구분 PN 시퀀스 신호 $a_p(t)$, 정보 비트 신호 $b_p(t)$, m 번째 월시-하다마드 신호 $w_m(t)$, 기저대역 등가 전송 신호 $u_p(t)$ 는 각각

$$a_p(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_p^i p_{T_c}(t - iT_c), \quad (1a)$$

$$b_p(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_p^i p_T(t - iT), \quad (1b)$$

$$w_m(t) = \sum_{i=0}^{R-1} w_m^i p_{T_w}(t - iT_w), \quad (m=0, 1, 2, \dots, M-1) \quad (1c)$$

$$u_p(t) = \sqrt{P/M} b_p(t) \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{M-1} c_m w_m(t - iT) \cdot a_p(t - iT), \quad (1d)$$

으로 표현된다. 단, 여기서 T_c , T , T_w 는 각각 PN 시퀀스 칩간격, 심볼 간격 및 월시 칩간격을 나타내며, $T = NT_c = RT_w$ (N 은 R 의 배수)의 관계가 성립한다. 또, P 는 전송신호의 전력을 나타내며 $p_w(t)$ ($w = T_c, T, T_w$)는 구간 $[-w/2, w/2]$ 에서 1이고 나머지 구간에서 0인 구형파를 나타낸다. 본 논문에서는 $a_p^i, b_p^i \in \{-1, 1\}$ (즉, BPSK 변조)를 가정하며, $\{w_m(t)\}$ 를 위해서는 $R \times R$ 월시-하다마드 행렬의 첫 행으로부터 차례로 M 개의 행벡터를 사용하였다.

이제 수신신호는, 지연확산의 길이가 LT_c 정도 일

1) $\{c_m\}$ 은 다수의 월시 파형 중첩으로 인한 전송신호의 PAR 상승을 억제하기 위해 삽입된 보조 시퀀스이다. $\{c_m\}$ 과 관련된 자세한 사항은 참고문헌 [1]에 기술되어 있다.

때, [1]에서의 채널 모델을 사용하면서,

$$r_p(t) = \sum_{i=0}^{L_s-1} h_i u_p(t-\lambda_i) + z(t) \quad (2)$$

와 같이 표현할 수 있는데, 여기서 $z(t)$ 는 기저대역등가 백색 가우시안 잡음이고 S 는 T_c 구간당 존재하는 임펄스의 갯수를 λ_i 는 i 번째 임펄스의 지연시간을 나타낸다. 채널 계수 h_i 들은 WSSUS 가정에 따라 독립 복소 가우스 분포를 갖는다[2].

수신단에서는 수신 신호 $r_p(t)$ 를 ML_0 개의 확장 직교 기저($L_0 \leq L$)[1]

$$v_{lm}(t) = \sqrt{P/M} c_m w_m(t-\tau_l) a_p(t-\tau_l), \quad (m=0, 1, 2, \dots, M-1, l=0, 1, 2, \dots, L_0-1) \quad (3)$$

와 내적하여 얻어지는 성분들에 추정된 최적 채널 파라미터[1]를 곱한뒤 실수부를 취해 합산함으로써 심볼 결정인수를 얻는다. 그런 다음 심볼 결정 인수의 부호로써 보내어진 심볼을 결정한다. 즉, i 번째 보내어진 심볼은 ML_0 개의

$$y_{lm}^{(i)} = \text{Re} \left[\int_{iT+\tau_l}^{(i+1)T+\tau_l} g_{lm}^* r_p(t) v_{lm}(t-iT) dt \right] \quad (4)$$

들을 합산한 심볼결정인수

$$Y^{(i)} = \sum_{l=0}^{L_0-1} \sum_{m=0}^{M-1} y_{lm}^{(i)} \quad (5)$$

의 부호를 가지고 판정한다²⁾. 여기서 g_{lm} 은 추정된 채널파라미터로서 식 (2)에 표현된 평균 0을 가지는 독립적 복소 가우시안 채널 계수들의 선형 결합이므로 [1], 여전히 평균 0인 복소 가우시안 확률변수이다.

Ⅲ. 비트 오류율의 해석적 성능분석

이제 편의상 신호 $x_{lm}(t)$ 를

$$x_{lm}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b^i v_{lm}(t-iT) \quad (6)$$

으로 정의하고 $\varepsilon(t)$ 를 채널 잡음 $z(t)$ 를 제외한 순수 근사화 오차라고 할때, 수신되는 신호 $r(t)$ 는

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L_0-1} \sum_{m=0}^{M-1} g_{lm} x_{lm}(t) + \varepsilon(t) + z(t) \quad (7)$$

가 되며, L_0 가 지연확산 전체를 포함할 수 있도록 L 까지 증가하고 확장기저의 갯수가 충분히 많을 경우 $\varepsilon(t)$ 를 무시하여

$$r(t) \approx \sum_{l=0}^{L_0-1} \sum_{m=0}^{M-1} g_{lm} x_{lm}(t) + z(t) \quad (8)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 여기서 $z(t)$ 는 다른 사용자의 간섭신호 혹은 그밖의 원인에 의해 더해지는 전송채널상의 모든 잡음을 합하여 나타낸 것이며 실수부와 허수부 각각이 평균은 0이고 $N_0/2$ 의 전력밀도를 가지는 독립적 백색 가우시안 잡음이다.

이제 식 (8)을 식 (4)에 대입하면

$$y_{lm}^{(i)} = b^i |g_{lm}|^2 \frac{PT}{M} + \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq l'}}^{L_0-1} \sum_{m=0}^{M-1} |g_{lm}| |g_{l'm'}| \gamma_{ll'}^{mm(i)} + |g_{lm}| \eta_l^{mi} \quad (9)$$

을 얻는다. 여기서 $\gamma_{ll'}^{mm(i)}$ 와 η_l^{mi} 는, ϕ_{lm} 과 $\phi_{l'm'}$ 이 g_{lm} 과 $g_{l'm'}$ 의 위상각을 나타내고 $z_l(t)$ 와 $z_{l'}(t)$ 가 채널잡음 $z(t)$ 의 실수부와 허수부를 나타낼 때,

$$\gamma_{ll'}^{mm(i)} = \cos(\phi_{l'm'} - \phi_{lm}) \int_{iT+\tau_l}^{(i+1)T+\tau_l} v_{lm}(t-iT) \cdot x_{l'm'}(t) dt \quad (10a)$$

$$\eta_l^{mi} = \int_{iT+\tau_l}^{(i+1)T+\tau_l} v_{lm}(t-iT) [z_l(t) \cos(\phi_{lm}) + z_l(t) \sin(\phi_{lm})] dt \quad (10b)$$

가 되며, 펄스성형필터(pulse shaping filter)가 구형파이고 PN시퀀스가 +1과 -1을 동일한 확률로 가지는 확률변수라고 가정하면 간단한 계산 과정에 의해

$$E\{\gamma_{ll'}^{mm(i)}\} = 0, \quad E\{(\gamma_{ll'}^{mm(i)})^2\} = \frac{P^2 T^2}{3M^2 N}, \quad (11a)$$

2) 앞으로 전개될 내용에서는 기존 사용자를 제외한 나머지 사용자는 채널잡음에 포함시키게 되므로 수식에서 p번째 사용자를 의미하던 첨자 p는 표현하지 않겠다.

$$E\{\eta_l^{m(i)}\} = 0, \quad E\{(\eta_l^{m(i)})^2\} = \frac{N_0 PT}{2M} \quad (11b)$$

임을 확인할 수 있다. 이제 식 (5)로부터, i 번째 전송 심볼에 대한 심볼결정인수 $Y^{(i)}$ 는,

$$Y^{(i)} = b^i \frac{PT}{M} \left(\sum_{l=0}^{L_0-1} \sum_{m=0}^{M-1} |g_{lm}|^2 \right) + I^{(i)} + \eta^{(i)} \quad (12)$$

가 된다. 이때 $I^{(i)}$ 는 다중경로 간섭에 의한 영향을, $\eta^{(i)}$ 는 채널잡음에 의한 영향을 나타내는 파라미터로서

$$I^{(i)} = \sum_{l=0}^{L_0-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l' \neq l}^{L_0-1} \sum_{m'=0}^{M-1} |g_{lm}| |g_{l'm'}| \gamma_{ll'}^{mm(i)}, \quad (13a)$$

$$\eta^{(i)} = \sum_{l=0}^{L_0-1} \sum_{m=0}^{M-1} |g_{lm}| \eta_l^{m(i)} \quad (13b)$$

으로 표현된다. 이제 식(11)을 식 (13)에 적용하면,

$$E(I^{(i)}) = 0, \quad E((I^{(i)})^2) = \frac{P^2 T^2}{3M^2 N} \left(\sum_{l=0}^{L_0-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l' \neq l}^{L_0-1} \sum_{m'=0}^{M-1} |g_{lm}|^2 |g_{l'm'}|^2 \right), \quad (14a)$$

$$E(\eta^{(i)}) = 0, \quad E((\eta^{(i)})^2) = \frac{N_0 PT}{2M} \left(\sum_{l=0}^{L_0-1} \sum_{m=0}^{M-1} |g_{lm}|^2 \right) \quad (14b)$$

이 됨을 쉽게 확인할 수 있다. 식 (14a)의 분산값을 $l'=0$ 에서 $l'=L_0-1$ ($l' \neq l$)까지의 부분과 $l'=L_0$ 에서 $l'=L-1$

$$\begin{aligned} & \text{까지의 부분으로 분할하고, } \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L_0-1} \sum_{m=0}^{M-1} |g_{lm}|^2 |g_{l'm'}|^2 \\ & \approx \frac{1}{L_0} \sum_{l'=0}^{L_0-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L_0-1} \sum_{m=0}^{M-1} |g_{lm}|^2 |g_{l'm'}|^2 \text{로 가정하면,} \end{aligned}$$

$$E((I^{(i)})^2) \approx \frac{P^2 T^2}{3M^2 N} \left\{ \frac{L_0-1}{L_0} \left(\sum_{l=0}^{L_0-1} \sum_{m=0}^{M-1} |g_{lm}|^2 \right)^2 + \left(\sum_{l=0}^{L_0-1} \sum_{m=0}^{M-1} |g_{lm}|^2 \right) \left(\sum_{l'=L_0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} |g_{l'm'}|^2 \right) \right\} \quad (14c)$$

의 근사화식을 얻을 수 있다. 이제 $I^{(i)}$ 와 $\eta^{(i)}$ 를 가우시안 확률변수로 근사화하면[3], 식 (12), (14b), (14c)에 의해

$$SNR(X, \tilde{X}) \approx \frac{1}{\frac{1}{3N} \left(\frac{L_0-1}{L_0} + \frac{\tilde{X}}{X} \right) + \frac{N_0}{2E_b} \frac{M}{X}} \quad (15)$$

의 조건부 SNR을 얻을 수 있게 된다. 여기에서 $E_b = PT$ 는 전송 신호의 심볼당 에너지를 나타내며 파라미터 X 는 수신기에서 얻는 전송채널의 총 이득으로서 $X = \sum_{l=0}^{L_0-1} \sum_{m=0}^{M-1} |g_{lm}|^2$ 으로 주어진다. 또한 \tilde{X} 는 수신기에 활용하지 않는 다중경로 성분들에 의한 간섭을 나타내며, $\tilde{X} = \sum_{l=L_0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} |g_{lm}|^2$ 으로 주어지는데, 레이크 수신기의 갯수가 충분히 많아서 L_0 가 L 과 같아질 경우에는 \tilde{X} 항은 사라지고 조건부 SNR은

$$SNR(X) \approx \frac{1}{\frac{1}{3N} \left(\frac{L_0-1}{L_0} \right) + \frac{N_0}{2E_b} \frac{M}{X}} \quad (16)$$

으로 간략화 된다.

이제 g_{lm} 들을 모두 실수부와 허수부 각각이 σ^2 의 분산값을 가지는 복소 가우시안 확률변수라고 가정할 경우, 이들이 모두 서로 독립이라면, X 와 \tilde{X} 는 각각 자유도 $2ML_0$ 과 $2M(L-L_0)$ 를 가지는 카이-제곱(chi-square) 분포를 갖게 되므로[4], 그 확률밀도함수는

$$f_X(x) = \frac{x^{ML_0-1} e^{-\frac{x}{2\sigma^2}}}{(ML_0-1)!(2\sigma^2)^{ML_0}} \quad (17a)$$

$$f_{\tilde{X}}(\tilde{x}) = \frac{\tilde{x}^{M(L-L_0)-1} e^{-\frac{\tilde{x}}{2\sigma^2}}}{(M(L-L_0)-1)!(2\sigma^2)^{M(L-L_0)}} \quad (17b)$$

으로 주어지게 된다. 한편, 각각의 경로별로 모든 계수들이 m 에 상관없이 동일한 경우에는, X 와 \tilde{X} 는 각각 $M\sigma^2$ 의 평균값을 가지는 카이-제곱 확률변수 L_0 개 및 $(L-L_0)$ 개의 합이 되므로 결과적으로 자유도 $2L_0$ 및 $2(L-L_0)$ 인 카이-제곱 확률변수들이 되어 확률밀도함수는

$$f_X(x) = \frac{x^{L_0-1} e^{-\frac{x}{2M\sigma^2}}}{(L_0-1)!(2M\sigma^2)^{L_0}} \quad (18a)$$

$$f_{\tilde{X}}(\tilde{x}) = \frac{\tilde{x}^{L-L_0-1} e^{-\frac{\tilde{x}}{2M\sigma^2}}}{(L-L_0-1)!(2M\sigma^2)^{L-L_0}} \quad (18b)$$

으로 얻어진다. 이제 BPSK 심볼을 사용한 비트 오류율은 식 (15)와 식 (17) 및 (18)을 다음식에 대입함으로써 얻을 수 있게 된다[4].

$$P_b = \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{1}{2} \operatorname{SNR}(x, \tilde{x})}\right) f_x(x) f_{\tilde{x}}(\tilde{x}) dx d\tilde{x} \quad (19)$$

식 (17)을 대입하는 경우에는 시스템이 얻을 수 있는 최대의 다이버시티 차수가 얻어지는 경우이므로 제시한 시스템의 비트오류율의 하한선이 얻어지게 되는데, 실제로는 채널파라미터들간 상당한 상관성이 있기 때문에 이보다 높은 비트오류율을 보이게 된다. 식 (18)을 대입하는 경우는 경로 다이버시티 이외에는 더 이상의 다이버시티 이득이 없는 상태를 나타내므로 비트오류율의 상한선이 얻어지게 되는데, 이것은 기존의 최대율 결합을 사용한 DS/CDMA 시스템에서 얻어지는 비트오류율에 해당된다. 한편, $L_0=L$ 인 경우에 식 (19)는

$$P_b = \int_0^\infty \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{1}{2} \operatorname{SNR}(x)}\right) f_x(x) dx \quad (20)$$

으로 간략화 된다.

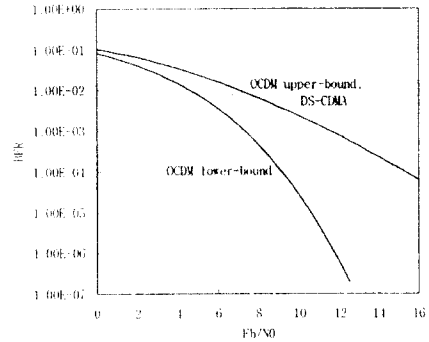
IV. 모의 실험을 통한 성능 분석

모의 실험을 통해 제안한 칩확산 OCDM 시스템에 대한 성능 분석을 수행하기 위해 다음과 같은 환경을 가정하기로 한다.

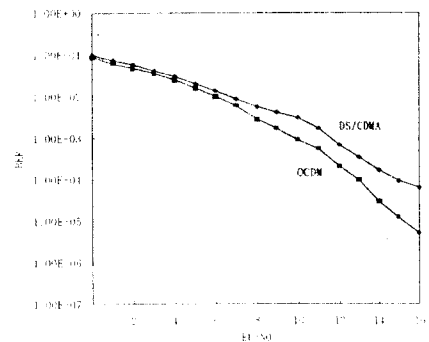
채널은 레일리 페이딩을 가정하여 사용자 구분용 PN 시퀀스 칩구간의 1/4 간격으로 독립적인 복소 가우시안 분포를 갖는 임펄스가 존재하는 것으로 모델링하고($S=4$), 각 복소 가우시안 임펄스의 평균은 0 분산은 $1/LS$ 로 두어 전체 경로 이득이 1이 되도록 정규화시켰다. 반송파의 주파수는 2GHz이고 정보원의 비트율은 200kbps, PN 시퀀스의 칩율은 6.4Mcps, 최대 도플러 주파수는 10Hz를 가정한다. 한 심볼구간에 주기 32인 PN시퀀스의 한 주기가 정확히 일치하도록 하고($N=32$), 모의 실험에서는 한 주기동안 +1과 -1이 같은 갯수만큼 존재하는 불규칙 신호를 발생시켜 사용한다. 월시 기저로는 16×16 월시-하다마드 행렬의 행벡터들을 취하여 사용하여 월시 칩 하나의 길이에 PN 시퀀스 칩 2개의 길이가 일치하도록 한다($R=16$). 채널파라미터의 추출은 페이딩 현상이 충분히

저속이며, 충분한 시간동안의 관찰에 의해 얻어진다 고 가정하여, 잡음성분을 고려하지 않고, 파일럿 신호를 채널에 통과시켜 수신단에서 정합필터를 거친 후 시간상으로 평균하여 최적해를 구함으로써 얻도록 한다.

이와 같은 환경하에서 모의 실험을 수행한 결과, 기존의 최대율 결합을 사용하는 BPSK 변조 DS/CDMA 시스템과 제안된 칩확산 OCDM 시스템의 비트오류율 성능이 그림 2 및 그림 3에 도시한 것과 같이 나타났다. 그림 2의 경우에는 지연확산의 길이를 최대 450ns로 둔 상태로($L=3$) 레이크 수신기가 모든 다중경로의 에너지를 활용하는 경우이며($L=L_0$) 이때 월시 기



(a)



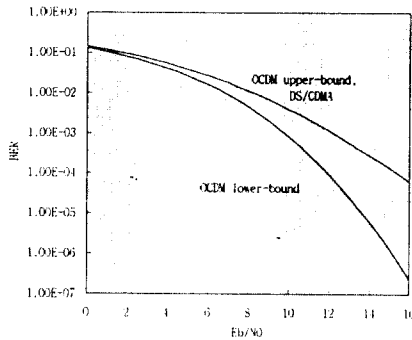
(b)

그림 2. 기존의 DS/CDMA 시스템과 칩확산 OCDM 시스템의 성능 비교($L=L_0=3, M=R=16, N=32$).

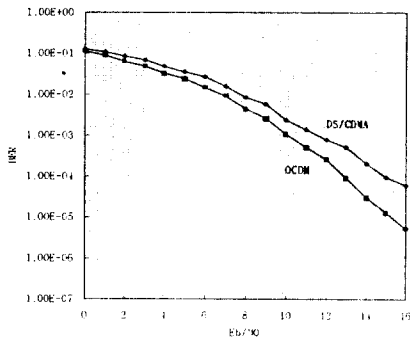
(a) 해석적 성능 분석 결과; (b) 모의 실험 결과

Fig. 2 Performance of a conventional DS/CDMA system and OCDM system($L=L_0=3, M=R=16, N=32$).

(a) Analysis Results; (b) Simulation Results



(a)



(b)

그림 3. 기존의 DS/CDMA 시스템과 칩확산 OCDM 시스템의 성능 비교($L=6, L_0=4, M=4, R=16, N=32$).

(a) 해석적 성능 분석 결과; (b) 모의 실험 결과

Fig. 3 Performance of a conventional DS/CDMA system and OCDM system ($L=6, L_0=4, M=4, R=16, N=32$).

(a) Analysis Results; (b) Simulation Results

저로는 16개의 행벡터 모두를 사용하였다($R=M$). 그림 3의 경우에는 지연확산의 길이는 최대 900ns로 두고($L=6$) 다중경로의 에너지중 전체의 2/3만 수신단에서 활용하는 경우이며($L_0=4$) 월시 기저의 수도 16개중 4개만을 사용하였다($M=R/4$). 단, 그림 2(a) 및 3(a)는 식 (15)-(20)을 바탕으로 파라미터들을 대입하여 얻은 해석적인 결과이며, 그림 2(b) 및 3(b)는 모의 실험의 결과로 얻어진 비트오류율이다. 이 그림들로부터 레일리 페이딩 채널에서 제안 칩확산 OCDM 시스템이 기존의 DS/CDMA 시스템보다 우수한 성능을 갖는 것을 알 수 있다. 한편 그림 2와 3에서 칩확

산 OCDM 시스템의 비트오류율의 하한선은 ML_0 값에 의해 평가되었지만, 모의 실험 결과 하한선 보다 높은 비트 오류율을 보이는 것으로 부터 실험에서 설정된 환경하에서의 포텐셜 다이버시티[1] 값은 두 경우 모두 ML_0 보다 작음을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 앞서 제안된 칩확산 OCDM 시스템의 비트 오류율 성능을 평가해 보았다. 먼저 해석적 성능분석을 통하여 제안 시스템의 비트오류율의 상한선과 하한선을 도출하였고, 그 결과로 제안 시스템의 비트 오류율 상한선이 기존의 최대출 결합을 사용하는 DS/CDMA 시스템의 비트오류율에 해당함을 보였다. 모의 실험을 통해 제안 시스템의 비트 오류율이 실제로 해석적으로 얻은 상한선과 하한선 사이에 위치하고, 기존의 DS/CDMA 시스템에 비해 향상된 결과를 보임을 확인할 수 있었다. 이러한 성능 향상은 심볼을 전송함에 있어 여러개의 기저파형을 사용함으로써 앞서(참고 문헌 [1]에서) 이론적으로 제시되었던 포텐셜 다이버시티를 증가시킨 것에 기인한다. 또한 기존의 다중 반송파 시스템의 문제점으로 지적되는 높은 PAR이나, 높은 주파수 오프셋의 민감도 등을 해결했다는 점에서도 칩확산 OCDM 시스템은 큰 의의를 가진다.

결론적으로, 제안한 칩확산 OCDM 시스템은, 정확한 다중경로채널 특성을 모르고 수신된 신호와 시스템에서 사용하는 기저함수들간의 근사적인 관계만이 활용가능한 상황에서 포텐셜 다이버시티, 혹은 신호 분해도를 증가시키는 수단을 제공하였다. 이러한 방법은 채널특성이 매우 복잡하고 불투명한 도시지역 혹은 옥내 무선 환경에서 특히 유용할 것이다. 따라서, 칩확산 OCDM 시스템은 PCS나 옥내 무선망에서 DS/CDMA나 OFDM/CDMA를 대신하여 사용될 수 있을 것으로 기대된다.

참고 문헌

1. 김병훈, 이병기, "포텐셜 다이버시티와 칩 확산 직교부호분할변조 방식," 통신학회지 투고 논문
2. K. Pahlavan, and A. H. Levesque, *Wireless Infor-*

mation Networks, Wiley, 1995.

3. M.-H. Fong, V. K. Bhargava, and Q. Wang, "Concatenated orthogonal/PN spreading scheme for cellular DS-CDMA systems with integrated traffic," *Proc. ICC'95*, pp. 905-909, 1995.
4. J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1989.



金炳勳(Byoung-Hoon Kim) 정회원
1971년 2월 14일생
1994년 2월: 서울대학교 전자공학과(공학사)
1996년 2월: 서울대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
1996년 3월~현재: 서울대학교 대학원 전기공학부 박사

사과정 재학중

※주관심분야: 무선통신, 통신 신호처리



李乘基(Byeong Gi Lee) 정회원

1951년 5월 12일생
1974년 2월: 서울대학교 전자공학과(공학사)
1978년 2월: 경북대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
1982년 2월: University of California, Los Angeles 대

학원 전자공학과(공학박사)

1974년~1979년: 해군사관학교 교관

1982년~1984년: Granger Associates, Santa Clara, CA, 연구원

1984년~1986년: AT&T Bell Laboratories, North Andover, MA, 연구원

1986년 9월~현재: 서울대학교 전기공학부 교수

※주관심분야: 디지털 신호처리, 디지털 전송, 광대역 통신망, 통신 신호처리