

論文97-34S-7-3

MC-CDMA 이동 통신 시스템에서 채널 추정 방식

(A Channel Estimation Scheme for MC-CDMA Systems)

文士彦*, 姜聲辰*, 李榮天*, 康昌彦*

(Sa Eon Moon, Sung Jin Kang, Young Chun Lee, and Chang Eon Kang)

요 약

본 논문에서는 역방향 링크에서 MC-CDMA(Multi Carrier CDMA) 시스템의 성능을 모의 실험을 통해 분석하였다. 또한 이동 통신 시스템에서 필수적 요소인 채널 추정을 위하여 알파 알고리즘을 MC-CDMA에 적합하게 변형하여 간단하며 효율적인 채널 추정 방식을 제안하고 그 성능을 분석하였다. 변형된 채널 추정 알고리즘은 수신단에서 최종적으로 경판정된 심볼을 각 부채널의 채널 추정기를 갱신하는데 사용한다.

Abstract

This paper presents the performance analysis of MC-CDMA system in reverse links acquired through the computer simulation. For channel estimation which is essential component of mobile communications, a modified alpha algorithm is proposed to estimate the channel state for MC-CDMA system. In order to update the channel estimator of each subchannel, the modified algorithm uses the final hard-decision value in the receiver.

I. 서 론

다반송파 변조(Multi Carrier Modulation : MCM) 방식은 데이터를 여러개의 비트 열로 나누고 이 열을 여러개의 반송파를 사용하여 변조하는 방식으로 이산 푸리에 변환(Discrete Fourier Transform : DFT)를 사용하여 등가 신호를 발생시킬 수 있고, 채널 등화가 간단하며 이동 무선 통신의 주된 장애 요인인 페이딩 현상을 잘 극복할 수 있는 변조방식으로 알려져있다^[1,2]. 최근에는 CDMA 시스템에 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기술을 결합하므로써 기존의 CDMA 시스템보다 성능이 우수한 MC-CDMA 시스템에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다^[3].

통상적인 직렬 데이터 시스템에서 심볼은 각각 일정

한 대역폭을 가지고 순차적으로 전송된다. 직렬 데이터 시스템은 고차 변조를 이용하거나 신호 전송 간격을 줄임으로써 고속으로 신호를 전송할 수 있다. 그러나 직렬 데이터 전송은 신호의 크기가 레일리 분포를 갖는 페이딩 채널에서 지연된 신호성분으로 인해 심각한 인접 심볼간 간섭(InterSymbol Interference : ISI)을 받으며 또한 페이딩이 지속되는 동안 연접 오류 전파를 겪을 수도 있다. 이러한 문제점은 데이터를 병렬로 보냄으로써 완화시킬 수 있다^[1,2].

이동 통신 시스템에서는 채널에서 발생하는 페이딩 현상으로 인한 신호의 왜곡을 줄이기 위해 채널 상태를 추정하거나 비동기 복조 방식을 사용해야 하며 이는 시스템 성능을 좌우하기 때문에 반드시 필요하다. MC-CDMA 방식에 대한 채널 추정 방식은 채널 추정 알고리즘과 다이버시티, RAKE 수신기와 결합 등에 따라 다양한 방식이 존재할 수 있다. 최근에 MC-CDMA 시스템에 대한 많은 논문들이 발표되고 있으나, 페이딩 채널의 주파수 영역에서의 해석이 어려워 아직 역방향 링크에 대한 성능 분석이 이루어

* 正會員, 延世大學校 電子工學科

(Dept. of Electronic Eng. Yonsei Univ.)

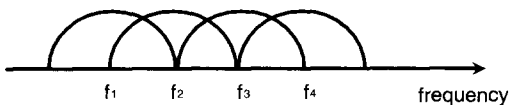
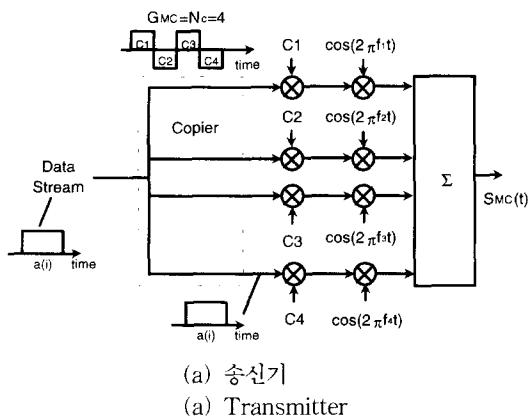
接受日子: 1997年1月20日 수정완료일: 1997年6月23日

지고 있지 않다. 본 논문에서는 역방향 링크에서 MC-CDMA 시스템의 성능을 모의 실험을 통해 분석하고 효율적인 채널 추정 방식을 제안한 다음 그 성능을 분석한다.

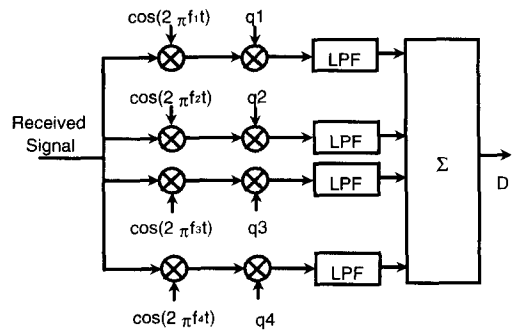
본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 2장에서는 MC-CDMA 시스템에 관하여 기술하고, 제 3장에서는 제안된 채널 추정 알고리즘에 관하여 논한다. 제 4장에서는 제안된 알고리즘의 성능에 대한 실험 결과를 고찰하고, 제 5장에서 결론을 맺는다.

II. MC-CDMA 이동 통신 시스템

MC-CDMA 시스템에서는 하나의 주어진 확산 코드를 이용해서 원래의 데이터 스트림을 확산한 후 각각의 칩을 다른 부반송파에 변조한다. 즉, 확산된 시퀀스를 직렬에서 병렬로 전환하고 각 칩은 다른 반송파 주파수상에서 변조된다. 이것은 부반송파의 수가 처리 이득과 같고 각각의 부반송파는 DS 파형이 아닌 협대역 파형을 반송한다는 것을 의미한다. 결과적인 신호는 주파수영역에서 Walsh코드화된(또는 PN 코드화된) 구조를 갖는다. 각각의 부반송파로 변조된 송신 신호는 주파수 비선택적 페이딩을 겪는다. 따라서 다경로 전파로 인한 수신 신호의 페이딩 영향에 대하여 주파수 다이버시티를 취할 수 있다.



(b) 송신된 신호의 전력 밀도 스펙트럼
(b) Power density spectrum of the transmitted signal



(c) 수신기
(c) Receiver

그림 1. MC-CDMA 시스템의 구조
Fig. 1. Structure of a MC-CDMA system.

MC-CDMA 시스템은 확산 코드에 대한 초기 동기과정이 필요치 않으며 비트동기와 프레임 동기만으로 확산 코드의 동기를 얻을 수 있어서 수신단이 간단해진다.

그림 1은 동기 BPSK 변조를 이용한 MC-CDMA의 i 번째 사용자의 송수신기와 송신된 신호의 전력 밀도 스펙트럼을 보인다. 여기서 처리 이득은 $G_{MC} = 4$ 이다. 입력 데이터 열 $a_i(i)$ 는 동일한 확률을 가지고 ± 1 의 값을 갖는다.

그림 1에서 k 번째 사용자의 m 번째 데이터 복소 신호 $a_{k,m}$ 을 전송할 때, OFDM 프레임 송신 신호는 다음과 같다.

$$s_{k,m}(t) = \frac{\sqrt{2p_k}}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} d_{k,m}(n) e^{j2\pi n i N} p(t - iT_b) \quad (1)$$

여기에서 $d_{k,m}(n) = c_k(n) \cdot a_{k,m}$ 이며, $c_k(n)$ 은 n 번째 부채널에 해당하는 확산 코드이다. p_k 는 k 번째 사용자의 전력이며, T_b 는 전송 데이터의 신호 지속 기간이다. 처리 이득이 N 이므로 각 부반송파에 변조되는 신호의 지속 기간은 $T_s = N \cdot T_b$ 가 된다. 채널 계수가 OFDM의 한 프레임동안에는 변하지 않는다고 가정하고 채널 경로수가 L 일 때 역방향 링크에서의 샘플된 수신 신호는 다음과 같다.

$$r_m(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \left[h_{k,m}(l) e^{-j\theta_{k,m}(l)} \frac{\sqrt{2p_k}}{N} \times \sum_{n=0}^{N-1} d_{k,m}(n) e^{j2\pi n(i-l)N} \right] + n \quad (2)$$

여기에서 $h_{k,m}(l)$ 은 채널의 l 번째 경로 감쇄를 나타

타내고 레일리 분포를 가진다. $\theta_{k,m}(l)$ 은 l 번째 경로의 위상변화를 나타내며 균일분포를 갖는다. n 은 AWGN을 나타낸다. 수신단에서 푸리에 변환을 수행한 j 번째 사용자의 m 번째 OFDM 프레임의 l 번째 부채널의 출력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{d}_{j,m}(p) &= \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{q=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} [h_{k,m}(l) e^{-j\theta_{k,m}(l)} \times \\ &\quad \frac{\sqrt{2p_k}}{N} d_{k,m}(n) e^{j2\pi[n(q-l)-pn] / N}] + N \\ &= \sum_{k=0}^{K-1} [\sqrt{2p_k} d_{k,m}(p) \times \\ &\quad \sum_{l=0}^{L-1} h_{k,m}(l) e^{-j\theta_{k,m}(l)} e^{j2\pi pl / N}] + N \\ &= \sum_{k=0}^{K-1} \sqrt{2p_k} d_{k,m}(p) H_{k,m}(p) + N \end{aligned} \quad (3)$$

여기에서 N 은 AWGN 성분 n 의 FFT 변환된 값이고 $H_{k,m}(p)$ 는 채널 계수를 FFT한 것으로서 채널의 주파수 응답이다. l 번째 부채널에 대한 채널 등화 이득 $q_{j,m}(p)$ 를 곱하여 다음과 같은 판정 변수(decision variable)를 얻을 수 있다.

$$D_{j,m} = \sum_{p=0}^{N-1} q_{j,m}(p) \hat{d}_{j,m}(p) \quad (4)$$

수신단에서 식 (4)의 $q_{j,m}(p)$ 을 설정하는 방법에 따라 여러 가지 검파 방법이 가능하며, 그 중 동일 이득 결합(Equal Gain Combining : EGC)과 최대비 결합(Maximal Ratio Combining : MRC) 기법에 대한 채널 이득 $q_{j,m}(p)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$q_{j,m}(p) = \begin{cases} c_j(p) \hat{H}_{j,m}^*(p) / \hat{H}_{j,m}(p) & (EGC) \\ c_j(p) \hat{H}_{j,m}^*(p) & (MRC) \end{cases} \quad (5)$$

EGC는 채널의 왜곡에 대해 위상 성분만을 등화해 주며, MRC는 채널 계수를 가중치로 사용하여 신호 레벨이 작은 신호는 더욱 작게 신호 레벨이 큰 신호는 더욱 크게 하여 신호를 검파한다. 사용자가 한 명일 경우에 MRC는 비트에러율을 최소화 시킬 수 있다.

위의 검파 방법외에도 직교성 복원 결합(Orthogonality Restoring Combining), 제한된 등화(Controlled Equalization), 최소 평균 제곱 오차 결합(Minimum Mean Square Error Combining), 최대 근사화 다중 사용자 검파(Maximum Likelihood Multi-User Detection) 등 여러 알고리즘이 있다.

MC-CDMA의 순방향 링크의 경우 부반송파에 대한 동기가 쉽고 채널 추정이 용이하기 때문에 많은 검파 방법들이 제안되고 분석되었다. 그러나 역방향에서는 각 사용자마다 채널 추정을 해야 하는 어려움이 있기 때문에 EGC, MRC 방법외에는 이렇다할 검파 방법이 제안되어 있지 않다^[3].

III. 제안된 채널 추정 방식

이동 통신 채널의 특성은 시간에 따라 끊임없이 변하기 때문에 위상과 크기 정보를 알아내는 것이 일반적으로 어렵다. 현재 서비스되고 있는 IS-95 CDMA 셀룰러 이동 통신 시스템은 순방향 채널에서 동기(coherent) 방식을 사용하고, 역방향 채널에서 비동기(noncoherent) 방식을 사용한다. MC-CDMA 시스템에서 비동기 채널 추정 방식은 Povey에 의해 제안된 차동 검파가 있다^[4]. 차동검파는 채널의 탭 계수가 연속적인 두 심볼 사이에서 변화하지 않는다는 가정하에서 충분히 페이딩의 영향을 제거할 수 있으나, 이 가정이 성립하지 않으면 성능이 급격히 저하된다^[5]. 또한, 다중 사용자 환경에서 차동 검파는 충분히 페이딩 효과 및 다른 사용자 신호를 제거하지 못하며, MC-CDMA 수신단의 각 부채널에 해당하는 FFT단의 출력 가지에서의 신호대 잡음비는 동일한 조건하에서 DS-CDMA 시스템의 E_c/N_0 와 동일하다. 결국, FFT 출력단에서의 신호대 잡음비는 매우 작으며 이는 차동 검파의 올바른 동작을 기대할 수 없게 만든다.

MC-CDMA 시스템에서 동기 채널 추정 방식은 주기적으로 파일럿 심볼 또는 파일럿 톤을 전송하여 채널의 상태를 추정한다. 파일럿 심볼과 파일럿 톤은 MC-CDMA 시스템에서 동일한 역할을 하는 것으로 알려져 있다. MC-CDMA 시스템은 DS-CDMA 시스템과 마찬가지로 순방향 링크에서는 부반송파로 구성된 파일럿 채널을 할당하여 채널을 추정할 수 있지만 역방향 링크에서는 파일럿 채널을 할당하기가 어렵기 때문에 비동기 방식을 고려하거나 각 사용자마다 파일럿 톤 또는 파일럿 심볼을 사용하여 채널을 추정하여야 한다.

MC-CDMA는 협대역을 갖는 다수의 부반송파에 신호를 변조하여 주파수 대역에서 확산되므로 하나의 반송파에 변조되는 DS-CDMA와 대역확산과 코드분

할 다중화라는 측면에서는 공통점을 가지나 페이딩 채널에 의해 다르게 영향을 받는다. MC-CDMA와 OFDM의 차이점은 똑같은 신호 구조를 가지지만 부반송파가 데이터를 전송하기 위해 실제로 어떻게 사용되는가 하는 면에서 다르다. MC-CDMA 시스템에서 채널 추정에 있어서 시간영역에서 접근하는 것보다 주파수 영역에서 접근하는 것이 효율적이다. 따라서 각각의 부반송파 사이의 채널환경을 주파수영역에서 독립적으로 추정하는 것이며, 그림 2와 같이 N 개의 병렬 채널로 모델링이 가능하다¹⁶⁾.

OFDM 채널을 추정하기 위한 간단한 방법으로써 각각의 부반송파에 대해 적응 LMS 알고리즘이나 RLS 알고리즘을 이용한 하나의 탭을 가진 필터를 적용할 수 있다. 그러나 일반적으로 LMS 알고리즘은 레일리 페이딩 채널 등의 시변 채널에서는 적응을 해 나가지 못한다고 알려져 있다. Price에 의해 처음으로 BPSK 변조에 도입된 변형된 RLS 알고리즘은 계산량이 적어서 시간에 따라 변화하는 페이딩 채널의 채널 추정에 적합하며 이미 DS-CDMA의 채널 추정과 OFDM의 채널 추정을 위해 적용되었으며 알파 알고리즘이라 한다. 알파 알고리즘의 채널 추정식은 다음과 같다.¹⁷⁾

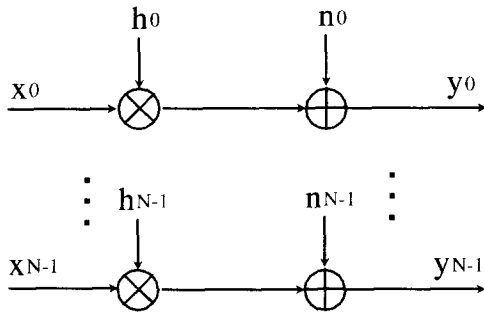


그림 2. 병렬 전송 시스템의 채널 모델링
Fig. 2. Channel modeling of parallel transmission system.

$$\hat{h}_{k,t} = a \frac{y_{k,t}}{\hat{x}_{k,t}} + (1-a) \hat{h}_{k,t-1} \quad (6)$$

$$z_{k,t} = \frac{y_{k,t}}{\hat{h}_{k,t-1}} \quad (7)$$

여기서 $\hat{x}_{k,t}$ 는 판정변수 $z_{k,t}$ 를 신호 집합의 가장 가까운 심볼로 경판정한 송신 심볼 추정값이며, $y_{k,t}$, $\hat{h}_{k,t}$ 는 각각 k 번째 톤에 대한 FFT 출력 신호와 채널

추정값이다. a 는 채널 추정에서 조절 가중치이다. 본 논문에서는 페이딩 채널 계수를 추정하기 위해 알파 알고리즘을 변형하여 사용한다. 즉, 식 (6)과 (7)을 아래 식과 같이 변형 시킨다.

$$x_{m,k} = \begin{cases} \frac{y_{m,k}}{\hat{h}_{m,k-1}/|\hat{h}_{m,k-1}|}, & \text{EGC인 경우} \\ \frac{y_{m,k}}{\hat{h}_{m,k-1}}, & \text{MRC인 경우} \end{cases} \quad (8)$$

$$D_k = \text{Dec} \left[\sum_{m=0}^{N-1} x_{m,k} \right], \quad (9)$$

$$\hat{h}_{m,k} = a \frac{y_{m,k}}{D_k} + (1-a) \hat{h}_{m,k-1} \quad (10)$$

여기에서 k 는 이산 시간을 나타내며, $x_{m,k}$ 는 m 번째 부반송파 데이터의 채널 등화된 값이다. 그리고 D_k 는 수신단의 심볼 추정값이며 각 부반송파 데이터의 채널 등화된 값 $x_{m,k}$ 를 합하여 경판정한 값이다.

$\hat{h}_{m,k}$ 는 m 번째 부반송파에 대한 채널 추정값이다. a 는 변화하는 채널에 적응하도록 하는 적응 계수이며, 현재 채널과 이전 채널의 계수값에 대한 가중치로서 채널의 최대 도플러 주파수에 따라 a 를 적절하게 조절을 해주어야 한다. 본 논문에서는 실험을 통하여 각 도플러 주파수에 대하여 최적의 고정된 a 값을 설정하였다. 직관적으로 알 수 있듯이 도플러 주파수가 낮을 때는 이전의 채널 추정값에 가중치를 많이 주어야 하므로 a 는 작은 값이어야 하고, 도플러 주파수가 높아서 채널 계수값이 빠르게 변할 때는 현재 입력에 대한 가중치를 더 크게 해야하므로 a 가 커야한다.

제안된 알고리즘과 식 (6), (7)의 알파 알고리즘의 차이점은 알파 알고리즘이 각 부반송파에 대하여 각각 독립적으로 검파된 신호 $\hat{x}_{k,t}$ 를 채널계수 추정에 사용하는데 반해 제안된 알고리즘은 각 부반송파의 데이터를 합한 판정 변수에 대하여 검파한 D_k 를 채널계수 추정에 사용한다는 것이다. 즉, MC-CDMA 시스템의 잡음 제거 능력을 채널 추정에 사용하므로써 채널 추정의 신뢰도가 증가한다. 페이딩 채널같은 시변 채널에서는 연속적인 채널 추정이 필요하다. 그런데 일반적으로 결정-지향 방식은 빨리 변하는 시변 채널에서 충분히 채널 계수를 추정할 수 없다. 이 논문에서 제안된 알고리즘은 신호 전송 중간에 학습신호를 첨가하고 학습신호 적용시는 a 값을 크게함으로써 안정된 채널 추정을 수행할 수 있게 하였다. 채널 추정은 주

파수 선택적 페이딩 채널 환경에서 주파수 영역의 채널 계수 값을 추정한다. 본 논문에서 사용하는 MC-CDMA 시스템은 그림 3과 같다. 그림 3에서 채널 추정기의 구조는 그림 4와 같다.

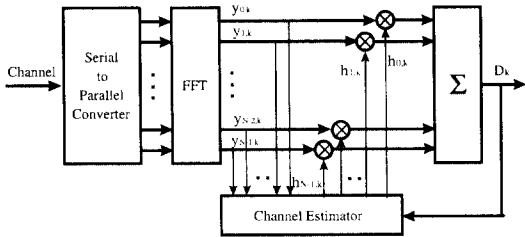


그림 3. MC-CDMA 시스템의 수신기 구조
Fig. 3. Receiver structure of MC-CDMA system.

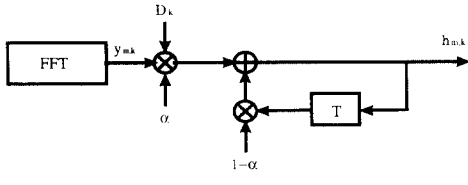


그림 4. 제안된 채널 추정기
Fig. 4. The proposed channel estimator.

IV. 실험 결과 및 고찰

이 장에서는 역방향 링크에서 채널의 경로수, 페이딩 주파수, 사용자 수에 따른 MC-CDMA 시스템의 성능 및 제안된 채널 추정의 성능을 컴퓨터 모의 실험을 통하여 분석한다. 본 논문의 실험에 사용된 공통적인 실험 환경은 다음과 같다. 대역폭은 IS-95 CDMA 시스템과 같은 1.2288MHz로 하였고, QPSK 변조를 사용하였다. 수신단에서 심볼, 주파수 및 프레임 동기 가 완벽하다고 가정하였으며, 모든 상황에서 완벽한 전력제어가 되어 각 사용자의 수신 신호의 평균 전력은 동일하다고 가정하였다. 소스 코딩, 채널 코딩 및 인터리빙은 사용하지 않았으며, 직교 코드로서 왈쉬 하다마드 코드를 사용하였다. 수신단에서 검파 방법으로는 최대비 결합(MRC), 동일이득결합(EGC) 방법을 사용하였으며, OFDM 프레임 사이의 완충 간격은 한 프레임 길이의 1/16으로 고정하였다. 실험에 사용된 페이딩 채널은 다중 사용자 환경에서 주파수 선택적이고 한 심볼동안 채널 탭 계수가 변하지 않는 frequency selective slowly fading channel로서 TDL 구조를 가지며 채널의 지연 전력 프로파일은 균

일한 분포를 갖고 채널의 경로수는 1,2,4만을 고려하였다.

1. MC-CDMA 시스템의 성능 분석

이 절에서는 다경로 페이딩 채널에서 MC-CDMA 시스템의 성능을 분석하고 DS-CDMA 시스템과 비교한다. 모든 경우에 채널 계수값을 수신기가 알고 있다고 가정하였으며 수신기는 동기 복조를 수행한다.

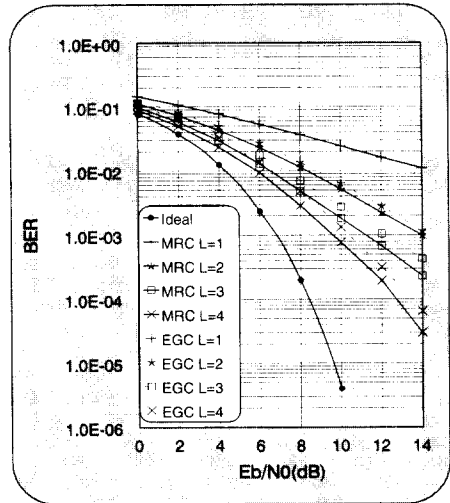


그림 5. 경로 수에 따른 비트 오류 성능
Fig. 5. BER performance as a function of the number of channel path.

그림 5는 MC-CDMA 시스템의 페이딩 채널 경로수에 따른 오류 성능이다. 사용자는 1명, 도플러 주파수는 30Hz로 고정하였다. 수신기에서 채널의 계수를 알고 있다고 가정하여 동기 검파를 한다. 검파 방법으로는 MRC와 EGC를 사용하였다. 그림 5에서 Ideal은 가우시안 채널에서의 BPSK 변조 방식의 성능을 나타낸다. MRC는 위상이 교정된 수신 신호를 작은 신호는 더욱 작게, 큰 신호는 상대적으로 더욱 크게하여 페이딩에 의해 크게 영향을 받은 신호의 영향을 적게 하는 것으로서 이상적인 단일 사용자 채널환경에서 가장 나은 성능을 보인다. 그림 5에서 알 수 있듯이 채널의 경로수가 1인 경우는 주파수 비선형적인 채널 환경으로서 플랫폼한 페이딩을 받기 때문에 단일 주파수를 사용하는 시스템에 비해 성능 개선이 이루어지지 않으며 비트 오류 확률이 더 이상 떨어지지 않는 플로어 현상을 보인다. 그러나 채널의 경로수가 증가할수록 시스템의 성능이 향상된다. 일반적으로 페이딩 채널의

경로수가 많을수록 지연된 신호 성분에 의해 수신 신호의 크기와 위상이 왜곡되어 RAKE 수신기를 사용하지 않을 경우 시스템의 성능이 크게 저하된다. 그러나 MC-CDMA 시스템은 수신단에 별도의 RAKE 수신기를 달지 않아도 주파수 영역에서 충분히 다이버시티를 확보할 수 있기 때문에 경로 수가 증가할수록 주파수 다이버시티가 증가되어 비트 오류 성능이 향상된다. 채널의 경로수가 4일 때 MC-CDMA 시스템은 10^{-3} 의 비트 오류를 얻기 위해서 가우시안 채널 환경에 비해 약 2.8dB의 전력이 더 필요로 한다. 경로수가 2인 경우에 비해 약 4dB 정도 성능이 향상된다.

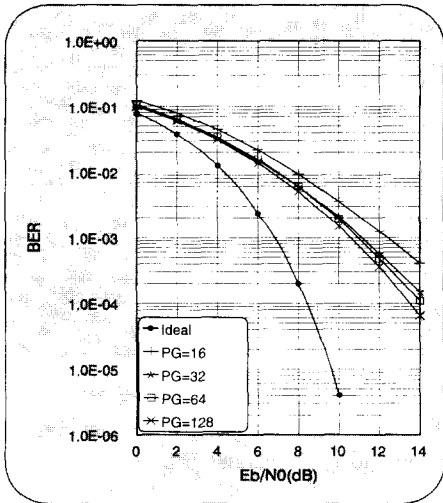


그림 6. 처리 이득에 따른 오류 곡선
Fig. 6. BER performance as a function of processing gain.

그림 6은 동일한 대역폭을 사용한다는 가정하에 MC-CDMA 시스템의 처리 이득에 따른 비트 오류 성능이다. 사용자수는 1명이고 도플러 주파수는 30Hz로 가정을 하였다. 처리 이득이 높을수록 시스템의 성능이 향상되나 어느 정도 커지면 성능 개선이 이루어지지 않는다. 그 이유는 MC-CDMA 시스템의 수신단은 주파수 영역에서 신호를 검파하기 때문에 처리 이득을 증가하여도 주파수 다이버시티는 변화하지 않기 때문이다. 실제 페이딩 채널 환경에서 각 부반송파간의 직교 성질이 완전하게 유지되지 않고 인접 부반송파의 코히런스 대역에 의해 영향을 받아 완전한 독립적인 페이딩은 유지되지 않는다. 따라서 처리 이득 증가에 따른 시스템의 성능 향상은 한계가 있다. 그림 6에서

처리 이득이 32이상이면 성능에 거의 변화가 없음을 알 수 있다.

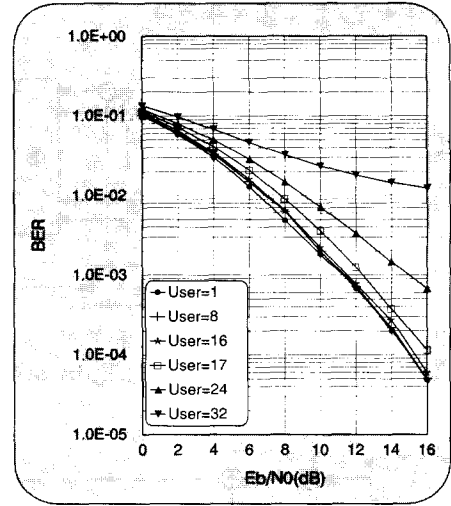


그림 7. 사용자 수에 따른 오류
Fig. 7. BER performance as a function of the number of user.

그림 7은 다중 사용자 환경에서 MC-CDMA 시스템의 성능을 보인다. 각 사용자 신호는 독립적으로 발생된 후 독립적인 페이딩 채널을 거쳐 수신단에 수신된다. 각 사용자 채널의 경로수는 4, 도플러 천이는 30Hz로 고정하였으며 사용자간의 구분을 위해 Walsh 코드를 사용하였다. 그림 7로부터, 16명의 사용자까지는 거의 일정한 성능을 보이나 그 이상에서는 성능이 급격하게 저하됨을 알 수 있다. 그림 8은 MC-CDMA, DS-CDMA 시스템의 성능을 비교하였다. DS-CDMA 시스템은 처리이득 63이며 확산 코드는 PN 시퀀스를 사용하였으며 수신단에서는 채널의 경로수와 동일한 수의 RAKE 수신기를 사용하였다. 채널의 경로수는 4, $E_b/N_0 = 13dB$, 도플러 주파수는 30Hz로 고정하였다. DS-CDMA 시스템은 이상적인 조건에서 MC-CDMA 시스템과 동일한 성능을 보인다고 알려져 있으나, 그림 8에서 볼 수 있듯이 DS-CDMA 시스템은 사용자 수에 매우 민감하나 MC-CDMA 시스템은 사용자 16명정도 까지는 성능의 변화가 거의 없음을 알 수 있다. 또한 사용자 수가 적을 때는 EGC가 MRC에 비해 성능이 나쁘나 사용자 수가 증가하면 오히려 더 좋아진다.

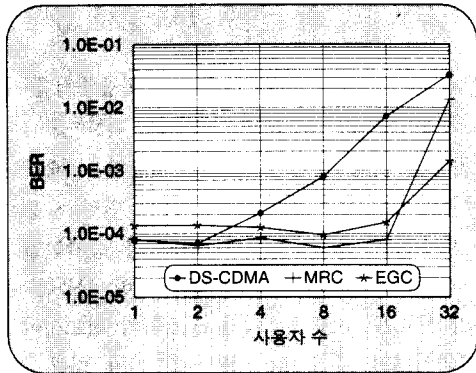


그림 8. 사용자 수에 따른 각 CDMA 시스템의 성능
Fig. 8. Performance of CDMA systems as a function of the number of user.

2. 채널 추정 방식의 성능 분석

앞 절에서는 모든 경우에 채널 계수 값을 수신기가 알고 있다고 가정했을 때의 시스템 성능을 분석하였다. 그러나 이러한 가정은 실제 일어나지 않기 때문에 수신단에서 채널을 추정하여야 한다. 따라서 채널 추정의 잡음으로 인해 시스템의 성능 저하가 발생하리라 예측할 수 있다. 이 절의 실험에 사용한 추정 알고리즘들은 제 3장에서 제안한 변형된 알파 알고리즘이며 이상적인 동기 방식 및 비동기 방식인 차동 검파 방식과 비교하였다. 수신 방식으로는 MRC만을 고려하였다.

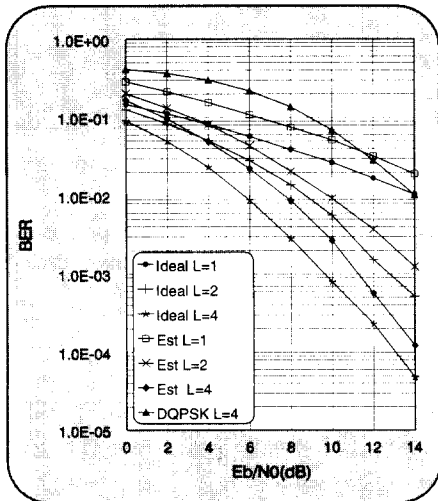


그림 9. $f_d=10\text{Hz}$ 에서 경로수에 따른 제안된 알고리즘의 성능
Fig. 9. Performance of the proposed algorithm as a function of the number of channel path ($f_d=10\text{Hz}$).

그림 9는 도플러 주파수가 10Hz인 경우에 제안된 추정 알고리즘을 이용한 시스템의 오율 곡선이다. 채널의 경로수가 1, 2, 4인 경우에 대해 실험 하였으며, 조정 계수 a 는 0.03를 사용하였고 학습 신호를 적용할 때는 0.1을 사용하였다. 학습 신호의 주기는 8이며 단일 사용자 환경에서 실험하였다. 이상적인 채널 계수를 사용한 시스템은 도플러 주파수 변화에 거의 영향을 받지 않으나 제안된 추정 알고리즘을 적용한 시스템은 이상적인 경우와 비교하여 각 채널 경로수에서 약 2dB의 성능 차이가 난다. 또한, 이상적인 경우와 마찬가지로 경로수가 증가함에 따라 다이버시티가 증가하므로 성능이 개선됨을 확인할 수 있다. 그러나 DQPSK 시스템은 성능이 현저하게 나쁨을 알 수 있다. MC-CDMA에서 차동검파를 이용한 비동기 수신 방식으로는 만족할 만한 성능을 얻기 힘들다.

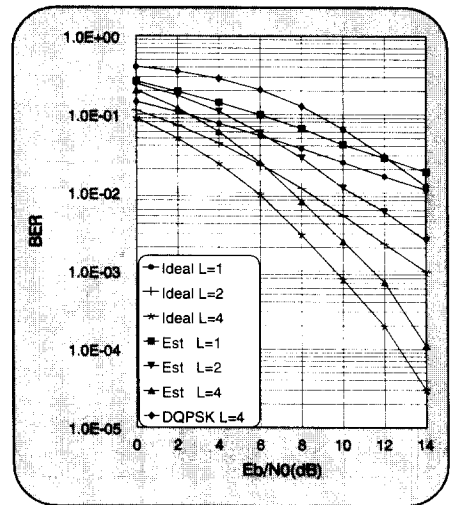


그림 10. $f_d=30\text{Hz}$ 에서 경로수에 따른 제안된 알고리즘의 성능
Fig. 10. Performance of the proposed algorithm as a function of the number of channel path ($f_d=30\text{Hz}$).

그림 10은 도플러 주파수가 30Hz인 경우에 제안된 추정 알고리즘을 이용한 시스템의 오율 곡선이다. 마찬가지로 채널의 경로수가 1, 2, 4인 경우에 대해 실험 하였으며, 조정 계수 a 는 0.05와 0.2(학습신호)를 사용하였다. 학습 신호의 주기는 8이며 사용자는 1명이다. 이 경우에도 DQPSK 시스템은 만족할 만한 성능을 보이고 있지 않다. $f_d=10\text{Hz}$ 인 경우와 마찬가지로 이상적인 경우와 약 2dB의 성능 차가 있음을 알

수 있다.

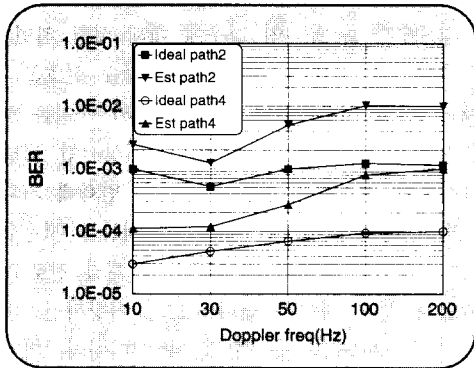


그림 11. 도플러 주파수에 따른 비트 오류 성능
Fig. 11. BER performance as a function of Doppler Frequency.

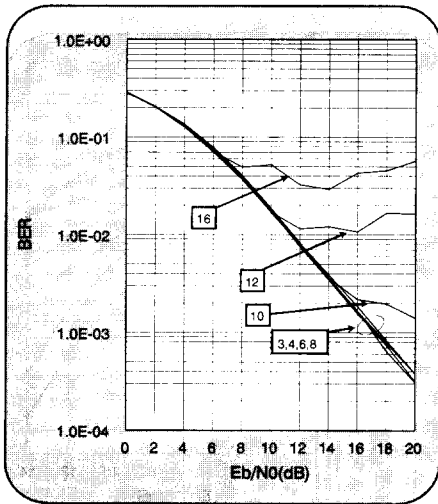


그림 12. $f_d=30\text{Hz}$ 에서 학습 주기에 따른 성능
Fig. 12. BER performance as a function of pilot symbol period.

그림 11은 E_b/N_0 가 14dB인 경우 도플러 주파수에 따른 비트 오류 성능을 보이며 도플러 주파수가 증가할수록 제안된 알고리즘을 이용한 시스템의 성능이 저하됨을 알 수 있다. 그림 12는 도플러 주파수 30Hz에서 제안된 알고리즘의 학습신호의 주기에 따른 시스템의 성능을 나타낸다. 채널의 경로수는 4로 고정하였다. 학습신호 주기를 줄임에 따라 성능개선이 이루어지나 어느 값 이하로 줄여도 더 이상 성능 개선은 나타나지 않는다. 그림 12에서 학습 주기를 10이상으로 했을 경우에는 비트 오류 곡선에서 플로어 현상이 나타났고

학습 주기를 8이하로 줄여도 성능이 더 좋아지지 않는다.

그림 13은 도플러 주파수 30Hz, 학습주기를 6, 채널의 경로수를 3, E_b/N_0 를 15dB로 고정하고 제안된 알고리즘을 다중 사용자 환경에 적용했을 때의 실험 결과이다. 사용자의 수가 2명일 때는 단일 사용자 환경과 비슷하며 사용자의 수가 4명이상 증가하면 이상적인 경우와 성능차이가 커진다. 이러한 이유는 각 사용자의 신호가 다른 사용자의 신호와의 직교성이 채널을 통과하면서 무너지고 채널 추정기가 다른 사용자 신호의 간섭에 의해 정확하게 채널을 추정하지 못하기 때문이다. 사용자가 8명 이상으로 증가하면 성능이 급격하게 저하되며, 16명으로 증가했을 때에는 신호는 완전히 붕괴되어 신호 성분을 전혀 추출할 수 없다. 따라서, 다중 사용자 환경에서 채널 추정은 다중 사용자 신호의 간섭을 동시에 제거하면서 수행해야만 좋은 성능을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

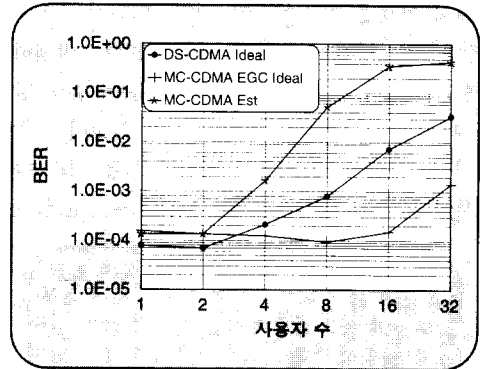


그림 13. 다중 사용자 환경에서의 추정 알고리즘의 성능
Fig. 13. BER performance of the proposed algorithm under multi-user environment.

V. 결론

본 논문에서는 역방향 링크에서 MC-CDMA 시스템의 성능을 모의 실험을 통해 분석하였다. 또한 이동 통신 시스템에서 필수적 요소인 채널 추정을 위하여 알파 알고리즘을 MC-CDMA에 적합하게 변형하여 간단하며 효율적인 채널 추정 방식을 제안하고 그 성능을 분석하였다.

제안된 추정 알고리즘은 이상적인 경우와 비교하여 각 채널 경로수에서 약 2dB의 성능 차이가 난다. 또

한, 이상적인 경우와 마찬가지로 경로수가 증가함에 따라 성능이 개선됨을 확인할 수 있었다. 또한 제안된 알고리즘의 학습 신호 주기를 줄임에 따라 성능개선이 이루어진다. 알파 알고리즘 및 제안된 알고리즘은 이전 심볼에서의 채널 추정 계수 값을 사용하기 때문에 빠르게 변화하는 채널에서는 그리 좋은 성능을 보이지 못한다. 그러나 현재 PCS 시스템 및 실내이동통신 환경에서는 충분히 낮은 페이딩 현상이 발생하기 때문에 제안된 알고리즘은 이러한 환경에 적합하다. 다중 사용자 환경에서 채널 추정은 다중 사용자 신호의 간섭을 제거하면서 수행해야만 좋은 성능을 얻을 수 있다. 다중 사용자의 경우에 적합한 채널 추정 알고리즘에 대한 연구 및 비동기 방식에 대한 연구가 앞으로 계속적으로 이루어져야할 필요가 있다.

참 고 문 헌

- [1] S. B. Weinstein, and P. M. Ebert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform," *IEEE Trans. on Comm., COM.* 19, No. 5, pp. 628-634, 1971.
- [2] L. J. Cimini, JR, "Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel using Orthogonal Frequency Division Multiplexing," *IEEE Trans. on Comm., COM.* 33, NO. 7, pp. 665-675, July, 1985.
- [3] R. Prasad, S. Hara, "An Overview of Multi-Carrier CDMA," *Proceedings of ISSSTA*, pp. 107-114, 1996.
- [4] G. J. R. Povey, "A Multi-Carrier Spread Spectrum RAKE Receiver for Fast Mobile Radio Channels," *Proceedings of ICC*, pp. 499-503, 1995.
- [5] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd Edition, McGraw-Hill, 1995.
- [6] J. V. Beek, O. Edfors, M. Sandell, "On Channel Estimation in OFDM System," *Proceedings of ICC*, pp. 815-819, 1995.
- [7] S. K. Wilson, R. E. Khayata, J. M. Cioffi, "16QAM Modulation with Orthogonal Frequency Division Multiplexing in a Rayleigh-Fading Environment," *Proceedings of VTC*, pp. 1660-1664, 1994.
- [8] N. Yee and J. Linnartz, "Controlled Equalization of Multi-Carrier CDMA in an Indoor Rician Fading Channel," *Proceedings of VTC*, pp. 1665-1669, 1994.
- [9] G. J. R. Povey, P. M. Grants and R. D. Pringle, "A Decision Directed Spread Spectrum RAKE Receiver For Fast Fading Mobile Channels," *Proceedings of VTC*, pp. 742-746, 1994.

저 자 소 개



文士彦(正會員)

1967년 2월 7일생. 1989년 공군사관학교 항공공학 전공. 1997년 연세대학교 전자공학과 공학석사. 현재 공군 정보통신 장교

姜 肇 辰(正會員)

1969년 12월 19일생. 1992년 연세대학교 전자공학과 공학사. 1994년 연세대학교 전자공학과 공학석사. 현재 연세대학교 전자공학과 박사과정. 현재 연세대학교 전자정보통신연구소 연구원



李榮天(正會員)

1957년 2월 5일생. 1982년 연세대학교 전자공학과 공학사. 1992년 연세대학교 전자공학과 공학석사. 현재 연세대학교 전자공학과 박사과정. 현재 (주)LG정보통신 중앙연구소 책임연구원

康昌彦(正會員) 第33卷A編第8號 參照

현재 연세대학교 전자공학과 교수