

시변 다중 경로 페이딩 채널에서 OFDM, MC-CDMA의 등화 기법

최종호, 조용수
중앙대학교 전자공학과

An Equalization Technique for OFDM and MC-CDMA in a Slowly Time-Varying Multipath Fading Channel

Jong-Ho Choi, Yong-Soo Cho

Department of Electronic Engineering, Chung-Ang University, Seoul, Korea

Abstract

In this paper, the performances of OFDM and MC-CDMA systems in a slowly-varying multipath fading environment is investigated. Time variation of the multipath channel leads to both a change of an optimal coefficient in one-tap equalizer and a loss of subchannel orthogonality, resulting in significant performance loss. A new simple one-tap equalizer which can reduce the effect of slowly time-varying multipath channel is proposed by taking into account time-variation of multipath profile and modifying the previous equalization techniques. It is demonstrated by computer simulation that the performances of OFDM and MC-CDMA systems can be improved by using the proposed one-tap equalizers when the multipath channel is slowly varying.

I. 서론

현재, 보다 편리하고 다양하며 고품질의 서비스가 가능하게 될 디지털 방송 시스템과 디지털 이동통신 시스템에 대한 연구가 전 세계적으로 널리 진행되고 있다. 특히 무선 통신 채널을 이용하는 방송 및 통신 시스템은 다중경로 페이딩과 채널 임펄스 응답의 시변성에 의한 영향을 효과적으로 극복할 수 있고, 아울러 한정된 통신 자원인 대역폭을 효율적으로 이용할 수 있는 시스템의 설계가 필요하다.

최근 유럽의 디지털 오디오 방송(DAB: Digital Audio Broadcasting)의 표준으로 채택된 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식은 이러한 관점에서 주목받고 있는 기법으로서 직렬의 연속된 데이터를 병렬화 하여, 직교성(Orthogonality)을 유지하도록 원 심볼 주기의 역수에 해당하는 간격으로 설정된 각 부반송파를 변조하는 다중 반송파 변조 방식(Multicarrier Modulation)을 이용한다. 이 기법은 부반송파 상호간에 스펙트럼의 겹침 현상을 허용하면서 직교성을 유지하도록 함으로써 대역폭을 효율적으로 이용하고, 송신단에서 생성된 OFDM 신호블록의 주기가 원 심볼 주기에 비해 사용한 부반송파 수만큼 길어지기

때문에 적절한 보호구간(guard interval)을 추가하여 연속된 신호 블록간의 심볼간 간섭(ISI: inter-symbol interference)을 없앨 수 있다[1]. 또한 송신단과 수신단의 변조, 복조 과정에서 이산 푸리에 변환을 이용할 수 있다[2][3].

한편, 최근 FPLMTS(Future Public Land Mobile Telecommunication Systems)나 UMTS(Universal Mobile Telecommunications System) 등의 멀티미디어 서비스를 위한 제 3세대 이동통신 방식에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다. DS-SS 방식은 Rake Receiver를 사용하여 다중경로 페이딩을 보상할 수 있고, 멀티미디어 데이터 traffic이 갖는 비동기적인 특성을 수용할 수 있으며, 높은 용량(high capacity)을 갖기 때문에 제 3세대 이동통신 방식으로 논의되고 있다[4]. 그러나 DS-SS 시스템에서는 다중가입자 간섭(multi-user interference)과 고속 데이터 전송에서 심볼간 간섭의 증가에 의해 용량이 감소하는 단점이 있다[5]. MC-CDMA 방식은 OFDM 구조를 이용하는 새로운 이동통신 방식으로서 간단한 단일 탭(one-tap) 등화기에 의해 다중 경로 페이딩을 보상할 수 있으며, OFDM 신호의 장점을 취하므로 최근 활발히 연구되고 있다[5-10].

최근 수신단에서 각 부반송파마다 간단한 단일 탭 구조를 갖는 등화기를 사용하여 MC-CDMA 방식의 성능을 높일 수 있는 많은 등화 기법들이 소개되었다[6-9]. 그러나 이러한 대부분의 등화 기법에서는 저속 페이딩 채널환경을 가정하고 있으며, 전송된 데이터의 블록 주기 내에서의 채널 임펄스 응답이 시불변이라고 가정하였다. 하지만 채널의 시변 영향이 데이터 블록 주기 내에서 무시될 수 없는 경우, 시불변 가정 하에서 구한 채널 추정 값을 사용한 등화 방식은 급격한 성능감소를 초래하게 된다. 따라서 본 논문에서는 시변 다중 경로 페이딩과 도플러 확산을 갖는 무선 통신 채널에서 OFDM 신호 및 MC-CDMA 신호 전송 시 시변 채널에 의해 발생하는 왜곡을 분석하고, 이를 보상하기 위한 등화 방법을 제안한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되었다. II절에서는 OFDM 및 MC-CDMA 시스템에 대해서 간단히 기술하고, 그 유사성과 차이점을 설명하며 III절에서는 시변 다중 경로 채널에서 OFDM 구조의 신호가 겪게되는 왜곡을 분석한 후 이

를 보상할 수 있는 등화 방식을 제안한다. IV절에서는 OFDM 및 MC-CDMA 시스템에서의 모의 실험 결과를 기술하고 V절에서는 결론을 맺는다.

II. OFDM 및 MC-CDMA 시스템

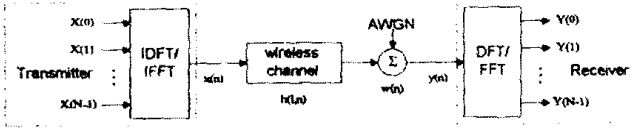


그림 1. OFDM 시스템의 블록도

OFDM 시스템의 블록도를 그림 1에 나타내었다. 여기서 입력되는 데이터 심볼은 16 QAM 신호이며, i.i.d. 특성을 지닌다. 직렬로 입력되는 심볼은 주기가 T_s 이며, 직·병렬 변환기를 거쳐 그림 1의 송신단에 나타낸 바와 같이 N 개의 부반송파를 변조하게 된다. 결과적으로 송신단에서 채널로 전송되는 신호의 주기는 각 부채널에서 $T_M = NT_s$ 로 길어지며 부반송파의 간격 Δf 는 $1/T_M$ 로 주어진다. 전송되는 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi(f_c + k\frac{F}{N})t}, \quad t \in [iT_M, (i+1)T_M] \quad (1)$$

여기서 f_c 는 반송파 주파수를 나타내며 위 식을 $t = nT_s$ ($n=0, 1, \dots, N-1$)에서 이산화된 기저대역 신호로 나타내면 다음과 같다.

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi\frac{nk}{N}}, \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

식 (2)는 간단히 IDFT, 또는 IFFT를 이용하여 구현될 수 있음을 알 수 있다.

한편, MC-CDMA 시스템의 송신단 모델은 그림 2에 나타내었다.

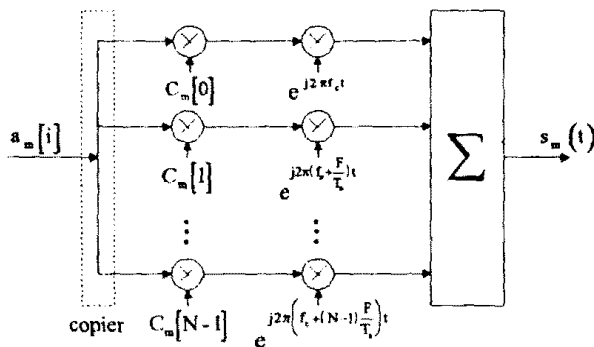


그림 2. MC-CDMA 송신단

여기서 송신단에서 입력되는 데이터 열은 BPSK 신호, $a_m[i] \in \{-1, 1\}$ 로서 주어지며, m 은 사용자, i 는 입력 데이터 심볼의 순서를 나타낸다. 그림 2에 나타난 바와 같이 입력된 i 번째 데이터 심볼은 먼저 N 개의 복사 본으로 만들어지며 이는 다시 m 번째 사용자에게 할당된 코드

$C_m[k]$ (단 $k=1, 2, \dots, N$)와 곱해진다. 이때 MC-CDMA 시스템에서는 완전 직교성을 지닌 $N \times N$ Walsh-Hadamard 코드를 이용하므로 최대 사용자 용량은 N 이 된다[8]. 이 신호는 각각 주파수 간격이 F/T_s 로 구성된 N 개의 협대역 부반송파를 변조하게 되는데, F 가 정수인 경우 T_s 가 심볼 주기를 나타내기 때문에 기저대역에서 N 개의 협대역 부반송파들은 기본 주파수 $1/T_s$ 의 하모닉 성분이 되며 서로 직교성을 유지하게 된다. 특히 $F=1$ 인 경우 각 부반송파들은 가장 가까운 간격으로 구성되며 OFDM 과 동일한 구조를 갖게 된다. 결과적으로 m 번째 사용자의 i 번째 MC-CDMA 전송 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$s_m(t) = a_m[i] \sum_{k=0}^{N-1} C_m[k] e^{j2\pi(f_c + k\frac{F}{N})t}, \quad t \in [iT_s, (i+1)T_s] \quad (3)$$

또한 최대 사용자 용량인 N 명의 사용자가 동시에 사용할 경우 전송되는 MC-CDMA 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x(t) = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} a_m[i] C_m[k] e^{j2\pi(f_c + k\frac{F}{N})t}, \quad t \in [iT_s, (i+1)T_s] \quad (4)$$

위 식에서 $F=1$ 인 경우 $t = n\frac{T_s}{N}$ ($n=0, 1, \dots, N-1$) 순 간에서 이산화된 기저대역 신호는 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_m(n) = a_m[i] \sum_{k=0}^{N-1} C_m[k] e^{j2\pi\frac{nk}{N}} \quad (5)$$

$$x(n) = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} a_m[i] C_m[k] e^{j2\pi\frac{nk}{N}}, \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

식 (6)을 다시 쓰면 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi\frac{nk}{N}}, \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (7)$$

여기서

$$X(k) = \sum_{m=0}^{N-1} a_m[i] C_m[k] \quad (8)$$

MC-CDMA 시스템에서 식 (7)은 $X(k)$ 가 16 QAM 심볼이 아니라 식 (8)로 주어지는 신호라는 점을 제외하면 OFDM 시스템에서 채널로 전송되는 신호 즉, 식 (2)와 동일하게 표현됨을 알 수 있으며 그림 1의 구조로 나타낼 수 있다. 따라서 본 논문에서는 앞으로 시변 다중 경로 채널과 전송되는 신호의 관계를 분석하기 위하여 두 시스템 모두 $X(k)$ 를 중심으로 설명하기로 한다. 단 여기서 전송되는 OFDM 신호 블록 주기는 $T_M = NT_s$ 로 주어지나, MC-CDMA 신호 블록 주기는 $T_M = T_s$ 로 주어지는 것이 다른 점이다. 한편, 일반적으로 OFDM 구조를 이용하는 시스템에서는 식 (2) 또는 식 (7)로 표현된 신호가 채널을 통해 전송될 때 채널의 다중 경로에 의해 발생하는 블록간 ISI를 방지하기 위해 채널의 지연분산(delay spread) T_m 보다 긴 cyclic prefix를 데이터 블록 전단에 보호구간(T_p)으로 추가하게 된다[1][11]. 결과적으로 실제 데이터 블록 주

기는 $T = T_M + T_g$ 로 증가하게 된다.

그림 1에 나타낸 바와 같이 채널의 시변 다중경로에 의한 최대 지연분산이 $L \frac{T_M}{N}$ (단, $L \ll N$)이라고 가정하면 채널을 통과하여 수신된 OFDM 또는 MC-CDMA 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l, n) r(n-l) + w(n), \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (9)$$

여기서 $w(n)$ 은 가산성 백색 가우시안 잡음을 나타내고 $h(l, n)$ 은 n 번째 시간에 l 번째 지연의 다중 경로 임펄스 응답의 값을 나타내며, 수신단에서는 수신된 신호 $y(n)$ 을 DFT 또는 FFT를 사용하여 복조하게 된다.

$$Y(v) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j2\pi \frac{vn}{N}}, \quad v = 0, 1, \dots, N-1 \quad (10)$$

채널의 왜곡과 가산성 백색 가우시안 잡음을 무시할 수 있는 이상적인 경우를 가정하면, OFDM 시스템의 경우 복조된 신호 $Y(v)$ 는 송신단에서 전송된 OFDM 심볼 $X(k)$ (이 경우 $k=v$)가 된다. MC-CDMA 시스템의 경우에는 복조된 신호에 최종적으로 특정 사용자에게 할당된 코드 $C_i[v]$ 와 곱해져서 α 번째 사용자의 심볼 $a_i[i]$ 를 얻게 된다. 이 과정은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} a_i[i] &= \frac{1}{N} \sum_{v=0}^{N-1} C_i[v] Y(v) = \frac{1}{N} \sum_{v=0}^{N-1} C_i[v] X(v) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{v=0}^{N-1} C_i[v] \sum_{m=0}^{N-1} a_m[i] C_m[v] \\ &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} a_m[i] \sum_{v=0}^{N-1} C_i[v] C_m[v] = \frac{1}{N} N a_i[i] \quad (11) \end{aligned}$$

III. 시변 다중 경로 채널에서 OFDM, MC-CDMA 신호의 등화

OFDM 및 MC-CDMA 시스템에서 시변 다중 경로 무선 채널의 영향을 분석하기 위해 식 (10)에 식 (9)를 대입하여 다시 쓰면 다음과 같다.

$$Y(v) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h(l, n) x(n-l) e^{-j2\pi \frac{vn}{N}} + W(v), \quad v = 0, 1, \dots, N-1 \quad (12)$$

여기서, $W(v)$ 는 가산성 백색 가우시안 잡음 $w(n)$ 의 푸리에 변환을 나타낸다.

$$W(v) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} w(n) e^{-j2\pi \frac{vn}{N}} \quad (13)$$

식 (7)을 식 (12)에 대입한 후 정리하면 다음과 같다.

$$Y(v) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} X(k) H(l, v-k) e^{-j2\pi \frac{vl}{N}} + W(v), \quad v = 0, 1, \dots, N-1 \quad (14)$$

여기서 $H(l, v-k)$ 는 시변 다중 경로 채널의 임펄스 응답인 $h(l, n)$ 의 푸리에 변환을 나타낸다.

$$H(l, v-k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h(l, n) e^{-j2\pi \frac{n(v-k)}{N}} \quad (15)$$

또한 식 (14)를 $k=v$ 인 경우와 $k \neq v$ 인 경우를 분리해서 다시 쓰면 다음 식과 같이 주어진다.

$$Y(v) = \alpha(v)X(v) + \beta(v) + W(v), \quad v = 0, 1, \dots, N-1 \quad (16)$$

여기서 $\alpha(v)$ 와 $\beta(v)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\alpha(v) = \sum_{l=0}^{L-1} H(l, 0) e^{-j2\pi \frac{lv}{N}} \quad (17)$$

$$H(l, 0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h(l, n) \quad (18)$$

$$\beta(v) = \sum_{k \neq v} \sum_{l=0}^{L-1} X(k) H(l, v-k) e^{-j2\pi \frac{vl}{N}} \quad (19)$$

식 (16)은 시변 다중 경로 채널의 영향을 나타내는데, 우변의 첫째 항은 $X(v)$ ($k=v$)와 곱셈 왜곡 성분 $\alpha(v)$ 를 나타내며, 두 번째 항 $\beta(v)$ 는 $X(k)$ ($k \neq v$)항의 ICI를 나타낸다[12]. 시불변 채널의 경우에는 $h(l, n) = h(l)$ 이므로 $\alpha(v)$ 는 단순히 $h(l)$ 의 푸리에 변환($H(v)$)이 되고, $\beta(v)$ 는 식 (15)에 의해 $H(l, v-k) = h(l)\delta(v-k)$ 이 되므로 (19)식에 주어진 바와 같이 $\beta(v) = 0$ 이 되어 부채널간 간섭이 사라진다. 그러나 시변 채널을 통해 전송된 OFDM 또는 MC-CDMA 신호에서는 식 (17), (19)에 나타난 바와 같이 $\alpha(v)$ 는 $H(v)$ 로 단순화되지 않고, 식 (18)에 주어진 바와 같이 l 지연으로 주어지는 각각의 경로에서 채널의 시변 임펄스 응답을 시간에 대해서 평균한 값의 푸리에 변환이 되며, 또한 부채널간 간섭인 $\beta(v)$ 도 0이 아니다. 그러므로 이를 보상하기 위해서는 반드시 시변 채널에 대한 고려가 이루어져야 함을 알 수 있다. 위의 결과로부터 채널의 시변 효과에 의한 신호 왜곡을 정확히 보상하려면 각각의 지연경로 l 과 시간 n 의 함수로 주어지는 채널의 시변 임펄스 응답 $h(l, n)$ 에 대한 모든 정보를 알아야 함을 알 수 있다. 실제 상황에서 이는 거의 불가능하나 시변채널에 의한 곱셈왜곡 $\alpha(v)$ 를 보상하기 위해 본 논문에서는 다음과 같은 방식을 제안한다. 즉, 천천히 변하는 다중 경로 채널 (slowly-varying multipath channel)의 각 지연 경로는 한 블록 내에서 직선으로 근사화할 수 있다. 이 경우 식 (18)에 주어진 결과는 다음 식에 의해 근사화 된다.

$$\begin{aligned} \hat{H}(l, 0) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{h}(l, n) = \frac{1}{2} \{ \hat{h}(l, 0) + \hat{h}(l, N-1) \}, \\ & \quad l = 0, 1, \dots, L-1 \quad (20) \end{aligned}$$

여기서 $\hat{\cdot}$ 는 추정된 값을 나타내며 식 (20)을 이용하면 $\hat{\alpha}(v)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{\alpha}(v) = \sum_{l=0}^{L-1} \hat{H}(l, 0) e^{-j2\pi \frac{lv}{N}} \quad (21)$$

이와 같은 방식으로 각 부반송파마다 채널의 시변 영향에 의한 왜곡성분 $\alpha(v)$ 를 추정할 수 있으며, 단일 톱 구조의 등화기를 사용할 경우 위 식을 이용하여 다음과 같은 기존의 등화 방식들을 확장할 수 있다. 이때 등화에 사용되는 계수는 $g(v)$ ($v = 0, 1, \dots, N-1$)로 정의하였다[8].

1. MRC(Maximum Ratio Combining)방식: $g(v) = \alpha(v)^*$
2. 위상 등화(Phase equalization)방식: $g(v) = \alpha(v)^* / |\alpha(v)|$
3. 영 강압(Zero-Forcing)방식: $g(v) = 1/\alpha(v)$
4. 조정된 등화(Controlled equalization)방식:

$$g(v) = \begin{cases} 1/\alpha(v) & |\alpha(v)| > \alpha_{th} \\ \alpha(v)^* / |\alpha(v)| & |\alpha(v)| < \alpha_{th} \end{cases}$$

5. 최소 자승 평균 에러(MMSE)방식:

$$g_v = \alpha(v)^* / (|\alpha(v)|^2 + \sigma_n^2 / \sigma_s^2)$$

IV. 모의실험

모의 실험에서 사용한 채널은 두 개의 독립적인 경로를 갖는 Jakes 모델로서 경로간의 지연은 $20 \mu\text{sec}$ 이다. 대역폭은 250 KHz, 반송파는 1 GHz이며, 최대 200 Hz까지의 도플러 주파수 천이를 고려하였다.

OFDM 시스템과 MC-CDMA 시스템 모두 부반송파 수 $N=64$ 로 설정하였으며 부반송파간의 간격은 3.906 KHz, 각 부반송파에서 한 심볼의 주기는 $256 \mu\text{sec}$ 가 된다. 송신단에서 채널로 전송되는 데이터 블록 전단에 블록간 심볼간 간섭 방지를 위해 cyclic prefix를 사용하였으며, 채널 추정을 위한 구간이 추가로 사용되었다. 한편, MC-CDMA 시스템의 경우 길이가 64인 Walsh-Hadamard 코드를 사용하였고 따라서 최대 사용자 수는 64명이 된다.

먼저 OFDM 시스템에 대해서 전송되는 데이터 블록 내에서 채널의 시변화를 고려하지 않은 기존의 방식과 본 논문에서 제안된 방식으로 모의 실험한 BER 성능 곡선을 그림 3에 나타내었다. 이때 사용된 등화 방식은 영 강압 등화 방식을 사용하였으며, 이 그림에서 실선은 기존의 등화 방식을 사용하여 구한 BER 성능 곡선을 나타내고, 점선은 본 논문에서 제안된 방식의 등화기를 사용한 경우이다. 그림에서 알 수 있듯이 제안된 방식이 기존의 방식에 비해서 전체적으로 우수하며 특히 E_b/N_0 가 증가할수록 많은 성능 차이를 보임을 확인할 수 있다.

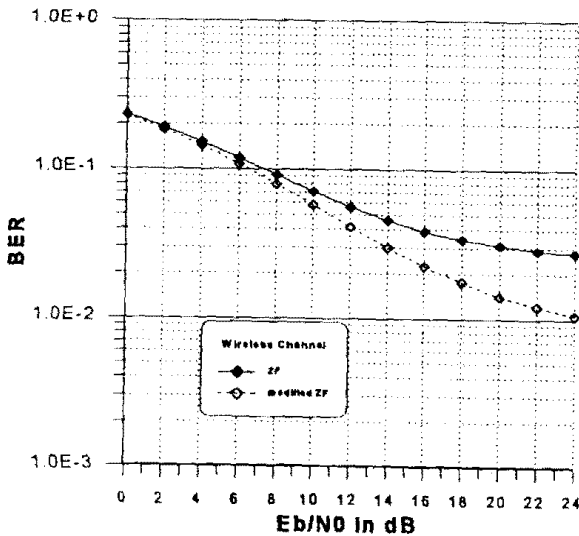


그림 3. OFDM 시스템에서 BER 성능 곡선

그림 4에는 최대 도플러 주파수 천이 값을 50, 100, 200 Hz로 변화시킨 경우의 BER 성능 곡선을 나타내었다. 기존의 방식과 제안된 방식 모두 최대 도플러 주파수 천이 값이 증가함에 따라 성능이 저하됨을 알 수 있다. 이는 시변 다중 경로 페이딩 채널을 통하여 전송되는 OFDM 신호 블록 내에서 도플러 주파수 천이가 증가함에 따라 채널의 시변화가 증가하기 때문임을 알 수 있다. 채널의 시변화를 고려하지 않은 기존의 방식은 같은 조건의 최대 도플러 주파수 천이 환경에서 채널의 시변화를 고려한 제안된 방식보다 전체적으로 성능이 떨어짐을 관찰할 수 있다. 또한

채널의 시변화가 커질수록 제안된 방식과 기존 방식의 성능 차이가 더욱 현저함을 확인할 수 있다.

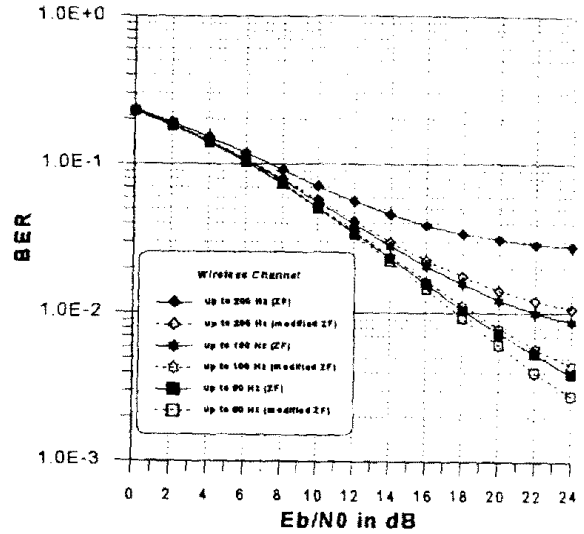


그림 4. OFDM 시스템에서 도플러 주파수 천이에 따른 BER 성능곡선

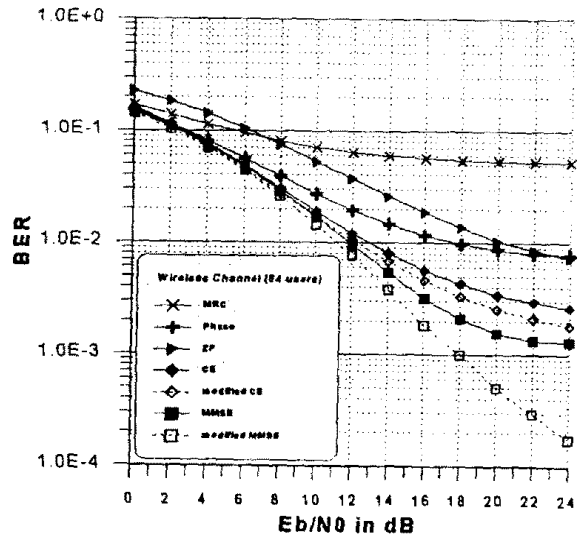


그림 5. MC-CDMA 시스템에서 등화방식에 따른 BER 성능 곡선

그림 5는 MC-CDMA 시스템에 III절에서 언급한 여러 등화 방식을 적용하여 얻은 BER 성능 곡선을 보인다. 여러 등화 방식 중 Controlled 등화 방식과 MMSE 기준을 적용한 등화 방식이 비교적 우수함을 알 수 있으며, 이 두 방식에 대해서 제안된 방식의 BER 성능 곡선을 점선으로 나타내었다. 동일한 등화 방식을 사용할 경우 그림 3의 경우와 유사하게 시변 채널의 왜곡 영향을 고려한 제안된 방식이 기존의 방식에 비해서 전 구간에서 걸쳐 우수한 것을 알 수 있으며, 특히 높은 E_b/N_0 에서 수정된 MMSE 방식이 매우 좋은 성능을 보임을 알 수 있다. 그림 6과 그림 7은 최대도플러 주파수 천이 값을 50, 100, 200 Hz로 변화시킬 때 기존의 MMSE 방식과 제안된 MMSE 방식의 BER

성능 곡선을 각각 나타낸다. OFDM 시스템과 마찬가지로 MC-CDMA 시스템에서도 최대 도플러 주파수 천이(가)가 증가할수록 블록 내에서 채널의 시변화가 커지므로 두 방식의 성능이 모두 저하됨을 알 수 있다. 그러나 도플러 주파수 천이 값이 증가함에 따라 기존의 방식은 그 성능 저하가 크게 나타나는 것에 비해 제안된 방식은 상대적으로 성능 저하 폭이 적음을 알 수 있다. 즉, E_b/N_0 가 24 dB인 경우, 기존의 방식에서는 도플러 주파수 천이가 50 Hz에서 200 Hz로 증가할 때 BER이 18배 감소하지만, 제안된 방식에서는 3.4배 감소에 불과함을 알 수 있다.

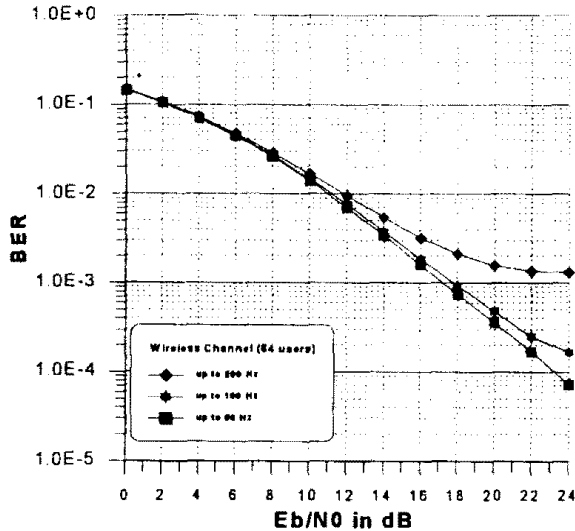


그림 6. MC-CDMA 시스템에서 기존의 MMSE 등화기의 BER 성능 곡선

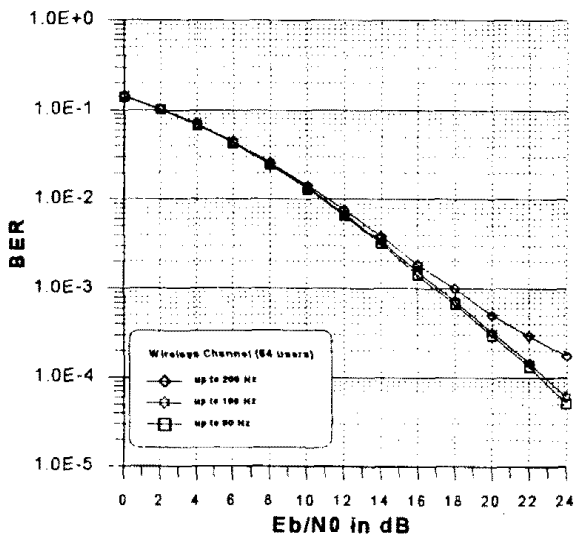


그림 7. MC-CDMA 시스템에서 제안된 MMSE 등화기의 BER 성능 곡선

V. 결론

본 논문에서는 천천히 변하는 시변 다중 경로 페이딩 채널에서 구조적으로 유사한 OFDM 및 MC-CDMA 신호의 왜곡과 이를 보상할 수 있는 등화기에 대하여 논하였다.

시변 채널 또는 도플러 주파수 천이에 의해 발생하는 채널의 변화는 부채널 간의 직교성을 손상시켜 채널간 간섭을 발생시키며, 각 부반송파에 곱해지는 이득(gain)과 위상을 왜곡시킨다. 본 논문에서는 채널의 변화율이 적어 한 구간 내에서 다중경로 profile이 선형적으로 변하는 경우 시변 채널의 왜곡을 보상할 수 있는 등화 기법이 제안되었다. 제안된 MC-CDMA 등화 기법은 기존의 등화기와 마찬가지로 단순한 구조로서 시변 다중경로 채널의 왜곡을 효과적으로 보상할 수 있음을 모의실험을 통해 확인하였다.

참고 문헌

- [1] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 28, no. 5, pp. 5-14, May 1990
- [2] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform," *IEEE Trans. Commun. Tech.*, vol. COM-19, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [3] M. Alard and R. Lassale, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," *EBU Tech. Review*, no. 224, pp. 3-25, Aug. 1987.
- [4] Shinsuke Hara and Ramjee Prasad, "DS-SS, MC-CDMA and MT-CDMA for mobile multi-media communications," *Proc. VTC*, pp. 1106-1110. April-May. 1996.
- [5] S. Kaiser, "OFDM-CDMA versus DS-SS: Performance evaluation for fading channels," *Proc. ICC*, pp. 1722-1726, June 1995.
- [6] N. Yee, J. Linearity, and G. Fetter, "Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio networks," *Proc. PIMRC*, pp. 109-113, Sep. 1993.
- [7] A. Chouly, A. Brajal, and S. Jourdan, "Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA systems," *Proc. GLOBECOM*, pp. 1723-1728, Nov. 1993.
- [8] S. Kaiser, "On the performance of different detection techniques for OFDM-CDMA in fading channels," *Proc. GLOBECOM*, pp. 2059-2063. Oct. 1995.
- [9] N. Yee and J.P. Linnarz, "Controlled equalization of multi-carrier CDMA in an indoor Rician fading channel," *Proc. VTC*, pp. 1665-1669, June 1994.
- [10] G. Fettweis, A. Shaikh Bahai, and K. Anvari, "On multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA) modem design," *Proc. VTC*, pp. 1670-1674, June 1994.
- [11] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, third ed., 1995.
- [12] M. Russell and G. L. Stüber, "Interchannel interference analysis of OFDM in a mobile environment," *Proc. VTC*, pp. 820-824, July 1995.