

신호대잡음비가 낮고 부정확한 채널추정값을 가질 때의 CDMA, OFDM, MC-CDMA의 성능 비교

임 민 중*

Performance Comparisons of CDMA, OFDM, and MC-CDMA with Inaccurate Channel Estimates and Low-SNR Environments

Minjoong Rim

요 약

이동통신 시스템은 좋은 채널환경에서 고속의 데이터 전송이 가능해야 할 뿐만 아니라 이동통신 환경에서 발생 할 수 있는 열악한 환경에서도 잘 동작할 수 있어야 한다 이 논문에서는 신호대잡음비가 낮고 채널추정값이 부정확한 환경에서 CDMA(Code Division Multiple Access), OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing), MC-CDMA(Multi-Carrier CDMA)의 성능을 비교 분석하였다 논문의 수식 및 실험결과에서, 주파수 도약을 사용하는 OFDM 시스템이 10dB 이상의 성능 감소가 발생하는 열악한 환경에서도 CDMA 시스템의 성능 감소는 크지 않은 것을 보였다 또한 채널추정값의 신뢰도가 떨어질 때에는 OFDM에서 주파수 도약이나 시간축 확산을 하는 것 보다는 MC-CDMA와 같이 주파수축 확산을 하는 것이 채널 보상 성능에 도움이 된다는 것을 보였다.

Key Words OFDM, CDMA, MC-CDMA, Channel Estimation, Low SNR

ABSTRACT

Mobile communication systems are required not only to support high-data-rate transmissions in favorable channel conditions but also to be able to tolerate hostile environments possibly encountered by cellular communications. This paper compares CDMA(Code Division Multiple Access), OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing), and MC-CDMA(Multi-Carrier CDMA)with inaccurate channel estimates and low SNR environments. The equations and simulation results show that the performance losses in CDMA systems due to imprecise channel estimates are not considerable while frequency-hopping of OFDM systems can result in more than 10dB SNR losses Also, this paper show that frequency-spreading of MC-CDMA can be very helpful for channel compensation performances than frequency-hopping or time-spreading of OFDM

I. 서 론

3세대 이동통신 표준은 동기식과 비동기식 시스템 모두 CDMA를 기반으로 하고 있다[1-2] 그러나 CDMA는 다중경로간섭에 취약하여 고속 데이터 전송에 부적절하다는 단점을 가지고 있으며 차세대 이동통신 방식에 대한 연구는 주파수 선택적 페이딩 환경에서 고속 데이터 전송이 가능한 OFDM(Orthogonal Frequency Division

Multiplexing)[3] 또는 MC-CDMA (Multi-Carrier CDMA)[4] 등에 집중되고 있다 OFDM은 주파수 영역 등화를 함으로써 다중경로간섭이 많이 존재하는 환경에서 우수한 성능을 보이는 방식이며 MC-CDMA는 OFDM을 기반으로 주파수축에서 대역확산을 하여 CDMA의 장점을 수용한 방식이다.

OFDM, MC-CDMA, CDMA의 비교는 주로 채널의 상태가 좋을 때에 대해서 이루어지지만 이동통신

* 동국대학교 정보통신공학과

논문번호 #KICS2004-06-035, 접수일자 2004년 6월 10일

시스템에서는 채널의 상태가 좋을 때뿐만 아니라 채널의 상태가 나쁠 때의 성능도 중요하다. 신호대잡음비가 낮을 때에는 CDMA는 시간축 확산에 의해서, MC-CDMA는 주파수축 확산에 의해서 수신신호의 신호대잡음비를 높인다. OFDM의 경우도 마찬가지로 시간축/주파수축 확산을 하거나 전송전력을 소수의 부반송파에 집중시키고 주파수축 도약을 함으로써 수신신호의 신호대잡음비를 높일 수 있다. 인구밀도가 적은 큰 셀에서는 신호대잡음비가 안 좋을 뿐만 아니라 단말기가 고속으로 이동하는 경우도 많으므로 채널추정이 어려워질 수 있으며 따라서 수신기에서 정확한 채널추정을 가정하기 힘들다. 이 논문에서는 신호대잡음비가 매우 낮아서 채널추정값이 부정확할 때 CDMA와 같이 단일반송파 시스템에서 시간축으로 확산하는 경우, OFDM에서 다중반송파 시스템에서 주파수축 도약을 하거나 시간축 확산을 하는 경우, 그리고 MC-CDMA와 같이 다중반송파 시스템에서 주파수축 확산을 하는 경우의 성능을 비교 분석한다. 이 논문의 구성은 다음과 같다. II절에서는 세 가지 방식에 대한 성능을 분석하며 III절에서는 모의실험을 통해 방식을 비교하고 IV절에서는 결론을 맺는다.

II. 성능 분석

II 1 단일반송파 시스템

먼저 다중경로가 없고 대역확산도 하지 않으며 단일반송파로 데이터를 전송할 때의 성능에 대해서 고려해본다. 이 때 수신 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다

$$r = hx + n \tag{1}$$

식 (1)에서 r 은 수신신호이고 h 는 채널응답이며 x 는 전송신호, n 은 σ_n^2 의 분산을 가지는 잡음이다. 채널추정은 수신기에서 알고 있는 신호인 파일럿을 전송하여 이루어진다. 파일럿 전송은 다음과 같이 표현된다

$$y = hp + w \tag{2}$$

식 (2)에서 y 는 파일럿을 전송하였을 때의 수신신호이고 p 는 파일럿 신호이며 w 는 σ_w^2 의 분산을 가지는 잡음이다. 채널추정값은 수신된 신호를 전송된 신호로 나눔으로써 얻을 수 있다.

$$\tilde{h} = \frac{y}{p} = h + \frac{w}{p} \tag{3}$$

수신기에서는 수신된 신호와 채널추정값의 복소전치된 값을 곱하여 신호를 복조한다.

$$\begin{aligned} \tilde{h}^* r &= \left(h + \frac{w}{p} \right)^* (hx + n) \\ &= |h|^2 x + h^* n + \frac{w^* hx}{p} + \frac{w^* n}{p} \end{aligned} \tag{4}$$

식 (4)에서 첫 번째 항목은 신호이고 나머지는 잡음이므로 식 (4)의 신호대잡음비는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} SNR_{Single-Carrier} &= \frac{|h|^4 |x|^2}{|h|^2 \sigma_n^2 + \frac{|h|^2 |x|^2 \sigma_w^2}{|p|^2} + \frac{\sigma_n^2 \sigma_w^2}{|p|^2}} \\ &= \frac{1}{\frac{\sigma_n^2}{|h|^2 |x|^2} + \frac{\sigma_w^2}{|h|^2 |p|^2} + \frac{\sigma_n^2 \sigma_w^2}{|h|^2 |x|^2 |h|^2 |p|^2}} \\ &= \frac{1}{\frac{1}{SNR_{Data}} + \frac{1}{SNR_{Pilot}} + \frac{1}{SNR_{Data} SNR_{Pilot}}} \end{aligned} \tag{5}$$

식 (5)에서 $SNR_{Data} = |h|^2 |x|^2 / \sigma_n^2$,

$SNR_{Pilot} = |h|^2 |p|^2 / \sigma_w^2$ 은 다중경로가 존재하지 않을 때의 데이터와 파일럿의 신호대잡음비이다. 식 (5)는 수신 신호의 성능이 데이터뿐만 아니라 채널추정의 정확성에 많은 영향을 받을 수 있다는 것을 보여준다. 성능을 개선하기 위하여 CDMA, OFDM, MC-CDMA 등을 사용한다고 할 때 여러 가지 매개변수가 존재하며 이 논문에서는 다음과 같은 매개변수를 사용한다.

- L 다중경로의 수
- N 확산인자
- J 다중반송파 시스템의 보호구간의 길이
- K 다중반송파 시스템의 부반송파 수
- M 파일럿 심벌의 수

이 논문에서의 분석은 $L < N \leq J < K \leq M$ 을 가정한다

II 2 단일반송파 시스템의 시간축 확산

CDMA를 사용할 경우 N개의 시간축 확산을 하고 L개의 다중 경로가 있으며 이들의 신호를 결합하여 수신한다고 하자. N이 L보다 충분히 커서 다중 경

로 간섭을 무시할 수 있다면 i 번째 수신 경로의 수신 신호는 역확산을 하여 N 개의 데이터를 모은 후 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$r_i = h_i N x + n_i \quad (i = 1, \dots, L) \quad (6)$$

식 (6)에서 r_i 는 i 번째 수신경로의 수신 신호이고 h_i 는 채널응답이며 x 는 전송신호, n_i 는 $N\sigma_n^2$ 의 분산을 가지는 잡음이다. 채널추정은 M 개의 파일럿 수신 심벌을 더해서 얻는다면 다음과 같이 표현된다

$$y_i = h_i M p + w_i \quad (i = 1, \dots, L) \quad (7)$$

식 (7)에서 y_i 는 파일럿을 전송하였을 때의 i 번째 수신경로의 수신신호이고 p_i 는 파일럿 신호이며 w_i 는 $M\sigma_w^2$ 의 분산을 가지는 잡음이다 채널추정은 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{h}_i = \frac{y_i}{M p} = h_i + \frac{w_i}{M p} \quad (i = 1, \dots, L) \quad (8)$$

수신기에서는 각 반송파에서 수신된 신호와 각 반송파의 채널추정값의 복소전치된 값을 곱해서 더하여 전송된 신호를 복조한다.

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^L \tilde{h}_i^* r_i &= \sum_{i=1}^L \left(h_i + \frac{w_i}{M p} \right)^* (h_i N x + n_i) \\ &= \sum_{i=1}^L \left(N |h_i|^2 x + h_i^* n_i + \frac{N w_i^* h_i x}{M p^*} + \frac{w_i^* n_i}{M p^*} \right) \end{aligned} \quad (9)$$

h_i 및 잡음이 모두 독립적이라고 가정한다면 식 (9)의 신호대잡음비는 다음과 같이 쓰여진다

$$\begin{aligned} SNR_{Time-Spreading} &= \frac{N^2 \left(\sum_{i=1}^L |h_i|^2 \right)^2 |x|^2}{N \sum_{i=1}^L |h_i|^2 \sigma_n^2 + \frac{N^2 \sum_{i=1}^L |h_i|^2 |x|^2 M \sigma_w^2}{M^2 |p|^2} + \frac{L N \sigma_n^2 M \sigma_w^2}{M^2 |p|^2}} \\ &= \frac{1}{\frac{\sigma_n^2}{N \sum_{i=1}^L |h_i|^2 |x|^2} + \frac{\sigma_w^2}{M \sum_{i=1}^L |h_i|^2 |p|^2} + \frac{L \sigma_n^2 \sigma_w^2}{N \sum_{i=1}^L |h_i|^2 |x|^2 M \sum_{i=1}^L |h_i|^2 |p|^2}} \\ &= \frac{1}{\frac{1}{N SNR_{Data}} + \frac{1}{M SNR_{Pilot}} + \frac{1}{N SNR_{Data} (M/L) SNR_{Pilot}}} \end{aligned} \quad (10)$$

식 (10)에서 $SNR_{Data} = \sum_{i=1}^L |h_i|^2 |x|^2 / \sigma_n^2$ 와

$SNR_{Pilot} = \sum_{i=1}^L |h_i|^2 |p|^2 / \sigma_w^2$ 는 다중경로가 존재할 때의 데이터와 파일럿의 신호대잡음비이다 식 (10)은 식 (5)와 비교할 때 데이터는 N 배 확산을 했으므로 신호대잡음비가 N 배 증가하여 $N SNR_{Data}$ 가 되었으며, 파일럿은 M 개의 파일럿 심벌을 사용하였으므로 신호대잡음비가 M 배 증가하여 $M SNR_{Pilot}$ 이 되었음을 나타낸다 그러나 분모의 마지막 항목에서 $M SNR_{Pilot}$ 대신 $(M/L) SNR_{Pilot}$ 이 있는 것은 다중경로에 의해서 잡음 증가가 발생한 것을 나타낸다

II 3 다중반송파 시스템의 주파수 도약 또는 시간축 확산

OFDM과 같이 다중반송파를 사용할 때 K 개의 반송파를 사용하고 J 길이의 보호구간을 가진다고 하자. OFDM에서 파일럿은 전 반송파에 퍼져 있으면서 신호는 주파수축 확산은 하지 않고 주파수(부반송파) 도약 또는 시간축 확산을 한다고 할 때 하나의 부반송파에 신호의 전송 에너지를 집중하는 것이므로 신호가 i 번째 반송파로 전송될 때 다음과 같이 표현될 수 있다

$$r_i = H_i \sqrt{N} x + n_i \quad (i = 1, \dots, K) \quad (11)$$

식 (11)에서 r_i 은 i 번째 수신신호이고 H_i 는 주파수축의 채널응답이며 x 는 전송신호, n_i 는 σ_n^2 의 분산을 가지는 잡음이다

OFDM의 채널추정 성능은 파일럿 패턴과 필터에 따라 차이가 있다 간단한 분석을 위해서 파일럿 패턴은 프리앰블의 형태로 전송하며 M 개의 파일럿 심벌이 K 개의 부반송파에 고루 퍼져 전송이 된다고 가정한다면 파일럿의 수신신호는 다음과 같이 표현된다.

$$y_i = H_i \frac{M}{K} p_i + w_i \quad (i = 1, \dots, K) \quad (12)$$

식 (12)에서 y_i 는 파일럿을 전송하였을 때의 수신신호이고 p_i 는 파일럿 신호, w_i 는 잡음이다. 파일럿 심벌의 전력은 $|p_i|^2 = |p|^2$ 으로 일정하다고 가정한다

채널추정필터에서 가장 성능이 우수한 방법은 이상적인 저주파 통과 필터를 사용하는 것으로 채널추정값을 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)를 사용하여 시간축으로 옮기고 보호구간(최대 지연확산) 길이 이후의 값을 제거한 후 다시 FFT(Fast Fourier Transform)를 사용하여 주파수축으로 옮김으로써 잡음의 분산을 J/K 만큼 감소시킨다[5] 시간축의 필터만을 사용하였을 때 $M\sigma_w^2/K$ 의 분산을 가지며 주파수축 필터(이상적인 저주파 통과 필터)에 의해서 잡음의 분산이 J/K 만큼 감소하므로 잡음분산은 $MJ\sigma_w^2/K^2$ 이 된다 채널추정은 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{H}_i = \frac{Ky_i}{Mp_i} = H_i + \frac{Kw_i}{Mp_i} \quad (i=1, \dots, K) \quad (13)$$

수신기에서는 신호가 존재하는 i 번째 반송파와 i 번째 채널추정값을 곱하여 신호를 복조한다

$$\begin{aligned} \tilde{H}_i^* r_i &= \left(H_i + \frac{Kw_i}{Mp_i} \right)^* \left(\sqrt{N}H_i x + n_i \right) \\ &= \sqrt{N}|H_i|^2 x + H_i^* n_i + \frac{K\sqrt{N}w_i^* H_i x}{Mp_i^*} + \frac{Kw_i^* n_i}{Mp_i^*} \quad (14) \end{aligned}$$

식 (14)의 신호대잡음비는 부반송파의 위치에 따라 다르지만 평균적인 크기의 부반송파를 가정한다면, 즉 $|H_i|^2 = \sum_{i=1}^K |H_i|^2 / K = \sum_{i=1}^L |h_i|^2$ 을 가정하면 다음과 같다

$$\begin{aligned} SNR_{Frequency-Hopping} &= \frac{N|H_i|^2 |x|^2}{|H_i|^2 \sigma_n^2 + \frac{K^2 N |H_i|^2 |x|^2 M J \sigma_w^2}{M^2 |p_i|^2 K^2} + \frac{K^2 \sigma_n^2 M J \sigma_w^2}{M^2 |p_i|^2 K^2}} \\ &= \frac{1}{\frac{\sigma_n^2}{N|H_i|^2 |x|^2} + \frac{J\sigma_w^2}{M|H_i|^2 |p_i|^2} + \frac{J\sigma_n^2 \sigma_w^2}{N|H_i|^2 |x|^2 M|H_i|^2 |p_i|^2}} \\ &= \frac{1}{\frac{1}{N SNR_{Data}} + \frac{1}{(M/J) SNR_{Pilot}} + \frac{1}{N SNR_{Data} (M/J) SNR_{Pilot}}} \quad (15) \end{aligned}$$

식 (15)는 식 (5)와 비교할 때 데이터의 파일럿의 신호대잡음비는 각각 $N SNR_{Data}$ 과 $(M/J) SNR_{Pilot}$ 이 되었다. 데이터의 경우 신호의 전력을 N 배 증가시켰으로써 N 배 개선되었으나 파일럿의 경우 M 개의 심벌을 사용하였지만 M/J 배의 신호대잡음비 증가밖에 얻지 못하였다 OFDM에서는 매우 많은 수의 부반송파

에 대한 채널추정값을 얻어야 하므로 채널추정 성능이 떨어짐을 알 수 있다

II 4 다중반송파 시스템의 주파수축 확산

MC-CDMA에서 K 개의 반송파를 사용하고 J 길이의 보호구간을 가지며 N 배의 주파수축 확산을 할 때 i 번째 반송파의 수신신호는 다음과 같이 표현된다

$$r_i = H_i x + n_i \quad (i=1, \dots, K) \quad (16)$$

식 (16)에서 r_i 은 i 번째 수신신호이고 H_i 는 주파수축의 채널응답이며 x 는 전송신호, n_i 은 σ_n^2 의 분산을 가지는 잡음이다

OFDM의 경우와 마찬가지로 이상적인 저주파 통과필터를 사용하여 채널추정을 한다고 할 때 파일럿 수신신호는 다음과 같이 쓰여진다

$$y_i = H_i \frac{M}{K} p_i + w_i \quad (i=1, \dots, K) \quad (17)$$

채널추정은 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{H}_i = \frac{Ky_i}{Mp_i} = H_i + \frac{Kw_i}{Mp_i} \quad (i=1, \dots, K) \quad (18)$$

수신기에서는 각 반송파에서 수신된 신호와 각 반송파의 채널추정값의 복소전치된 값을 곱해서 더하여 신호를 복조한다

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^N \tilde{H}_i^* r_i &= \sum_{i=1}^N \left(H_i + \frac{Kw_i}{Mp_i} \right)^* (H_i x + n_i) \\ &= \sum_{i=1}^N \left(|H_i|^2 x + H_i^* n_i + \frac{Kw_i^* H_i x}{Mp_i^*} + \frac{Kw_i^* n_i}{Mp_i^*} \right) \quad (19) \end{aligned}$$

$\sum_{i=1}^K |H_i|^2 = K \sum_{i=1}^L |h_i|^2$ 이며 주파수축에서 인터리빙이 충분히 잘 되어 있을 때 $\sum_{i=1}^N |H_i|^2 \approx N \sum_{i=1}^L |h_i|^2$ 이다. 일반적으로 주파수축 필터를 통과한 채널추정값은 잡음이 독립적이지 않으므로 주파수축 확산에 의해서 잡음이 줄어드는 효과를 얻기 힘들지만, $N \leq J$ 이고 주파수축의 인터리빙이 충분히 잘 되어 있어서 각 잡음들이 독립적이라고 가정하면 식 (19)의 신호대잡음비는 다음과 같이 쓰여질 수 있다.

$$\begin{aligned}
 SNR_{Frequency-Spreading} &= \frac{\left(\sum_{i=1}^N |H_i|^2\right)^2 |x|^2}{\sum_{i=1}^N |H_i|^2 \sigma_n^2 + \frac{K^2 \sum_{i=1}^N |H_i|^2 |x|^2 M J \sigma_w^2}{M^2 |p|^2 K^2} + \frac{N K^2 \sigma_n^2 M J \sigma_w^2}{M^2 |p|^2 K^2}} \\
 &= \frac{1}{\frac{\sigma_n^2}{\sum_{i=1}^N |H_i|^2 |x|^2} + \frac{J \sigma_w^2}{M \sum_{i=1}^N |H_i|^2 |p|^2} + \frac{N J \sigma_n^2 \sigma_w^2}{M \sum_{i=1}^N |H_i|^2 |x|^2 \sum_{i=1}^N |H_i|^2 |p|^2}} \\
 &= \frac{1}{N SNR_{Data} + \frac{1}{(M N / J) SNR_{Pilot}} + \frac{1}{N SNR_{Data} (M / J) SNR_{Pilot}}} \quad (20)
 \end{aligned}$$

식 (20)을 식 (15)와 비교하였을 때 MC-CDMA는 OFDM과 같은 방법으로 채널추정을 하지만 주파수축 확산에 의해서 채널추정오류가 평균화되어 채널보상 성능을 개선할 수 있다는 것을 나타낸다 MC-CDMA는 OFDM에서 CDMA의 개념을 도입하여 신호대잡음비가 매우 낮은 환경에서 OFDM보다 우수한 성능을 내도록 한 방법이다. 그러나 논문의 가정과 같이 $L < N \leq J$ 이라면 식 (20)을 식 (10)과 비교하였을 때 MC-CDMA는 여전히 CDMA보다 성능이 떨어짐을 알 수 있다 [6]. $N \leq J$ 가 성립되지 않으면 w_i 의 독립성이 보장되지 않으므로 주파수 확산에 의해서 채널추정잡음의 개선은 이루어지지 않으며 식 (20)은 성립하지 않는다 CDMA, OFDM, MC-CDMA의 결과식을 표 1에 나타내었다.

III. 모의실험

실험은 큰 셀의 가장자리와 같은 열악한 환경을 실험하기 위해 1/32의 부하가 걸렸을 때에 대하여, 시간

축에서 확산을 하는 CDMA, 주파수 도약을 하는 OFDM, 그리고 주파수축 확산을 하는 MC-CDMA의 성능을 FER(Frame Error Rate) 측면에서 비교하였다. 실험에서 CDMA는 시간축 다이버시티 효과를 얻기 위하여 레이크 수신기의 각 핑거의 신호를 MRC(Maximal Ratio Combining)를 통해 결합하였으며 MC-CDMA는 수신기의 결합 방법으로 MMSEC(Minimum Mean Square Error Combining)를 사용하였다[4] 표 2는 실험에서 사용한 조건을 보인다 CDMA와 MC-CDMA의 경우 32개의 코드 중 한 개만 사용하였으며, OFDM의 경우 전체 부반송파 중 1/32의 부반송파에만 데이터를 전송하고, 사용되는 부반송파는 주파수(부반송파) 도약에 의해 변하도록 하였다 실험에서 보호 구간에 의한 전송률 감소는 고려하지 않았으며 따라서 모든 방식이 같은 부호화율을 가지도록 하였다 그림 1은 수신기에서 정확한 채널정보를 얻을 수 있다고 가정했을 때의 실험결과를 보인다 CDMA와 MC-CDMA는 심벌 수준에서 다이버시티 결합이 이루어지는 데 반해서 주파수 도약을 하는 OFDM은 심벌 수준에서는 다이버시티가 없고 채널부호화에 의해서 다이버시티 효과를 얻으므로 약간의 성능 차이를 보인다. CDMA의 경우 다중경로채널을 통해 들어오는 신호를 MRC를 통해 결합하였고 MC-CDMA는 주파수축 확산된 신호를 결합하기 위해서 MMSEC를 사용하였으므로 둘 사이에는 미세한 성능 차이를 보이고 있다 그러나 이들 사이의 성능 차이는 크지 않으며 수신기에서 정확한 채널추정을 한다면 신호대잡음비가 낮을 때 CDMA, MC-CDMA, OFDM은 비슷한 성능을 보이는 것을 알 수 있다.

채널추정이 정확하지 않을 때를 실험하기 위해

표 1 CDMA, OFDM, MC-CDMA의 성능
Table 1 Performances of CDMA, OFDM, and MC-CDMA

	SNR
CDMA (Time Spreading)	$\frac{1}{\frac{1}{N SNR_{Data}} + \frac{1}{M SNR_{Pilot}} + \frac{1}{N SNR_{Data} (M / L) SNR_{Pilot}}}$
OFDM (Subcarrier Hopping)	$\frac{1}{\frac{1}{N SNR_{Data}} + \frac{1}{(M / J) SNR_{Pilot}} + \frac{1}{N SNR_{Data} (M / J) SNR_{Pilot}}}$
MC-CDMA (Frequency Spreading)	$\frac{1}{\frac{1}{N SNR_{Data}} + \frac{1}{(M N / J) SNR_{Pilot}} + \frac{1}{N SNR_{Data} (M / J) SNR_{Pilot}}}$

표 2. 실험 조건
Table 2. Simulation Parameters

	CDMA	OFDM	MC-CDMA
Spreading Factor	32	-	32
Code Used	1	-	1
FFT Size	-	256	256
Subcarrier Used	-	8	256
Loading	1/32	1/32	1/32
Guard Interval	-	64	64
Channel	4-path fading (exponential distribution)		
Channel Coding	Convolutional coding (K = 7, R = 1/2)		

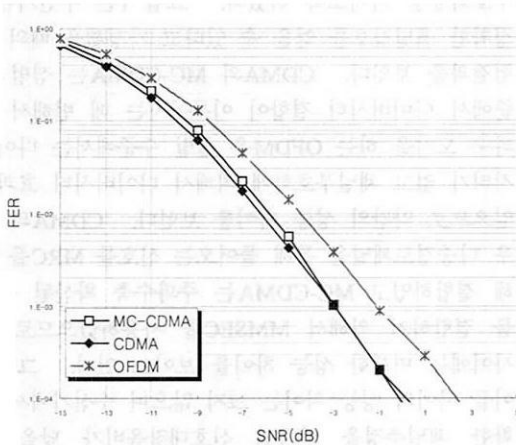


그림 1. 정확한 채널추정값에서의 CDMA, OFDM, MC-CDMA의 FER 성능
Figure 1. FER performances of CDMA, OFDM, and MC-CDMA with perfect channel estimation

CDMA, OFDM, MC-CDMA에 파일럿을 삽입하였다. 일반적으로 CDMA, OFDM, MC-CDMA는 서로 다른 파일럿 패턴과 필터를 사용하지만 필터에 대한 영향을 없애기 위해 10개의 FFT 크기 블록마다 1개의 파일럿만으로 구성된 블록을 넣어 1개의 블록으로 채널추정을 한 후, 뒤에 따라오는 9개의 데이터 블록을 보상하도록 하였다. 파일럿 블록과 데이터 블록의 전력은 같으며 따라서 전체 전력의 1/10이 파일럿에 할당된 것이다. 실험에서 한 프레임 동안 채널값은 변하지 않도록 하였다.

그림 2는 채널추정에 의한 SNR 손실을 표 1의 식을 이용하여 계산한 그림이다. OFDM의 경우 SNR

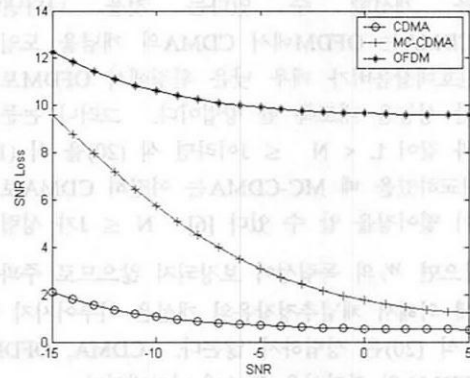


그림 2. 표 1의 수식 계산에 의한 SNR 손실
Figure 2. SNR losses calculated from the equations in Table 1

손실이 10dB를 넘을 정도로 매우 큰 성능 열차가 있는 것을 볼 수 있다. MC-CDMA의 경우 수신 SNR이 증가하면서 SNR 손실은 작아지지만 여전히 무시하기 힘든 정도의 손실이 있다. 이에 반해서 CDMA의 경우는 SNR 손실이 크지 않은 것을 볼 수 있다. 그림 3은 그림 1의 실험에서 채널추정을 적용하였을 때의 실험 결과이다. OFDM과 MC-CDMA에서는 IFFT를 통해 시간축으로 이동한 뒤 보호구간 이후의 값을 0으로 만들고 다시 FFT를 통해 주파수축으로 돌아오는 이상적인 저주파통과필터를 사용하였다. OFDM은 매우 많은 수의 부반송파에 대한 채널추정을 해야 하며 일반적으로 부반송파의 수는 레이크 수신기의 핑거 수보다 매우 크므로 낮은 신호대잡음비에서는 주파수 영역의 채널추정 성능이 매우 떨어지

게 된다. MC-CDMA의 경우는 OFDM과 마찬가지로 각 부반송파의 채널추정 능력은 떨어지지만 여러 신호들을 결합함으로써 채널추정오류가 평균화하므로 OFDM보다 우수한 채널보상능력을 보인다. 그러나 CDMA에 비하면 이상적인 채널추정필터를 사용함에도 불구하고 성능이 많이 떨어지는 것을 볼 수 있다.

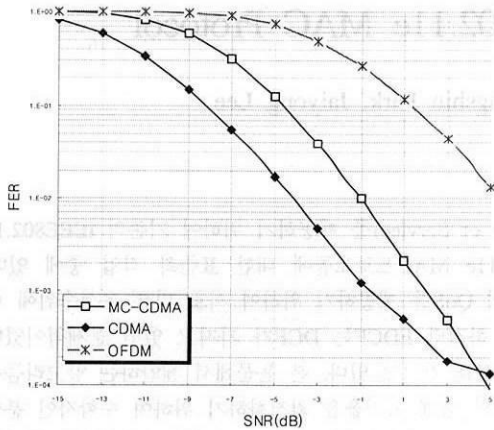


그림 3. 부정확한 채널추정값에서의 CDMA, OFDM, MC-CDMA의 FER 성능
Figure 3. FER performances of CDMA, OFDM, and MC-CDMA with inaccurate channel estimates

IV. 결론

차세대 이동통신 시스템에 대한 연구는 주로 OFDM이나 MC-CDMA에 기반을 두고 있다. 신호대잡음비가 높을 때 OFDM은 CDMA보다 월등한 성능을 보이지만 이동통신 시스템에서는 신호대잡음비가 높을 때뿐만 아니라 낮을 때의 성능도 중요하다. 이 논문에서는 신호대잡음비가 낮아서 채널추정값의 신뢰도가 떨어질 때 CDMA, OFDM, MC-CDMA의 성능에 대해서 살펴보았다. 채널추정값의 신뢰도가 떨어질 때에는 OFDM에서 주파수 도약이나 시간축 확산보다는 MC-CDMA와 같이 주파수축 확산을 하는 것이 도움이 되는 것을 확인하였다. 또한 다중경로의 수가 적을 때는 OFDM이나 MC-CDMA보다 CDMA가 우수한 성능을 낸다는 것을 확인하였다.

Acknowledgement

이 논문은 한국과학재단 특정기초 연구과제 [R01-2001-000-00349-0]의 지원결과입니다.

참고 문헌

- [1] A.C.K. Soong, S.J. Oh, A.D. Damnjanovic, "Forward High-Speed Wireless Packet Data Service in IS-2000 1xEV-DV," *IEEE communications Magazine*, pp.170-177, August 2003.
- [2] T.E. Koldinig, F. Frederiksen, P.E. Mogensen, "Performance Aspects of WCDMA Systems with High Speed Downlink Packet Access (HSDPA)," *VTC Fall*, pp.477-481, September 2002.
- [3] Z. Wang, G. B. Giannakis, "Wireless Multicarrier Communications," *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol.17, No.3, pp.29-48, May 2000.
- [4] S. Hara, R. Prasad, "Overview of Multicarrier CDMA," *IEEE Communications Magazine*, Vol.35, No.12, pp.126-133, December 1997.
- [5] Y. Li, L. J. Cimini, N. R. Sollenberger, "Robust Channel Estimation for OFDM Systems with Rapid Dispersive Fading Channels," *IEEE Trans. on Communication*, pp. 902-915, July 1998.
- [6] S. Suwa, H. Atarashi, M. Sawahashi, "Performance Comparison between MC/DS-CDMA and MC-CDMA for Reverse Link Broadband Packet Wireless Access," *VTC Fall*, pp.2076-2080, September 2002.



任 敏 中 正會員
1987년: 서울대학교 전자공학과 졸업 (공학사)
1993년: University of Wisconsin-Madison, Electrical and Computer Engineering (공학박사)

1993년 ~ 2000년: 삼성전자 선임연구원
2000년 ~ 현재: 동국대학교 정보통신공학과 조교수.
<주관심분야> 이동통신, 무선통신, 통신 VLSI, 통신 소프트웨어.