

주파수 인터리빙된 MC-CDMA 시스템에서 파일럿 채널을 이용한 새로운 채널 추정 기법

준회원 조 영 보*, 이 재 구*, 오 성 목*, 종신회원 강 창 언*, 정회원 홍 대 식*

A Novel Channel Estimation Method Using Pilot Channels for Frequency-Interleaved MC-CDMA Systems

Young-bo Cho*, Jae-Gu Lee*, Seong-Mok Oh* *Associate Members*,
Chang-eon Kang* *Lifelong Member*, Dae-sik Hong* *Regular Member*

요 약

본 논문에서는 주파수 인터리빙이 적용된 다중 반송파-부호 분할 다중 접속 (MC-CDMA: Multicarrier code division multiple access)에서 파일럿 채널 기반의 새로운 채널 추정 기법을 제안한다. 주파수 차원에서 칩 인터리빙 (CI: chip interleaving)된 MC-CDMA 시스템은 일반적인 심벌 인터리빙을 적용한 시스템보다 더 큰 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 장점을 가진다. 그러나 CI-MC-CDMA에서는 채널의 상관 대역 내에서 파일럿 채널과 데이터는 서로 직교하지 않으므로 일반적인 파일럿 채널 기반의 채널 추정 기법 (PCCE: pilot channel-based channel estimation)은 사용이 불가능하다. 제안된 채널 추정 기법은 두 개의 연속된 부반송파에서 데이터와 파일럿 채널이 서로 직교성을 유지하도록 시스템 구조를 변경하여 파일럿 채널을 사용하여 적은 연산량으로 정확한 채널 추정을 가능하게 한다.

Key Words : Channel Estimation, MC-CDMA, Chip Interleaving, Pilot Channel

ABSTRACT

In this paper, we propose a novel channel estimation method based on pilot channel in a frequency interleaved multicarrier code division multiple access (MC-CDMA). Using the chip interleaving (CI) technique in the frequency domain make it possible to achieve higher frequency diversity gain than the system with conventional symbol interleaving. However, in CI-MC-CDMA systems, a pilot channel-based channel estimation (PCCE) cannot be applied because the orthogonality between pilot symbols and the data symbol is not maintained. The proposed method alters the system structure in order to maintain orthogonality between data and pilot channels over two consecutive subcarriers. Therefore, it can obtain accurate channel state information (CSI) in CI-MC-CDMA.

I. 서 론

본 논문에서는 칩 인터리빙을 적용한 다중 반송파-부호 분할 다중 접속(CI-MC-CDMA : Chip Inter-

leaved-Multicarrier Code Division Multiple Access) 시스템을 고려한다. 칩 인터리빙은 다른 채널 인터리빙 기법에 비해 더 큰 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 장점이 있다 [1]. 일반적인 다중 반송

※본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 육성 지원사업의 연구결과로 수행되었습니다.

* 연세대학교 전기전자공학과 정보통신 연구실 (apt222@itl.yonsei.ac.kr)

논문번호 : KICS2005-10-416, 접수일자 : 2005년 10월 17일

파 시스템은 트레이닝 신호와 같이 수신단에서 이미 알고 있는 파일럿 정보를 송수신함으로써 채널 상태 정보를 추정한다. 이러한 채널 추정 기법은 파일럿 톤 기반의 채널 추정 기법(PTCE: Pilot Toned Channel Estimation)과 파일럿 채널 기반의 채널 추정 기법(PCCE: Pilot Channel-based Channel Estimation)의 두 가지 방법이 있다[2][3]. PTCE에서는 LS(Least Square), MMSE(Minimum Mean Square Error), 그리고 ML(Maximum Likelihood) 등의 기법이 사용된다. LS 기법은 복잡도가 적은 장점이 있지만 부가 잡음에 의한 영향을 제거하기 못하므로 성능이 열려진다. MMSE나 ML기법은 잡음에 의한 영향을 효과적으로 제거하여 LS에 비해 채널 추정의 신뢰성이 향상되지만 계산량이 매우 커지는 단점을 가진다 [4]. 또한, 이동 속도나 채널 경로가 빠르게 변하는 이동 환경에서 PTCE는 채널 추정 성능을 향상시키기 위해 채널에 변화에 따라 파일럿 톤의 위치를 최적화해야 하는 과정이 필요하다. 이를 방지하기 위해 최악의 채널 환경에 맞추어 파일럿 톤을 고정하면 늘어난 파일럿에 의해 전송률의 저하가 발생한다. 이와는 달리 PCCE는 데이터와 파일럿을 직교 부호로 구분하므로 한 부분송파 내에서 직교 파일럿 패턴을 유연하게 다중화시킬 수 있다. 또한, 파일럿 채널의 역확산(de-spreading) 과정에서 부가 잡음의 영향을 줄일 수 있는 장점이 있다.

그러나 CI-MC-CDMA 시스템에서는 다음과 같은 이유로 인해 일반적인 PCCE의 적용이 불가능하다. 그림 1에서와 같이 각 데이터 심벌들은 확산된 후 각각의 칩들이 주파수 차원으로 인터리빙 되어 상호 관련이 없는 채널을 통과하게 된다. 파일럿 채널의 경우도 역시 인터리빙 되므로 연속된 부분송파 구간 내에서 수신된 신호의 파일럿 채널과 데이터 심벌은 서로 구별할 수 없다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하여 CI-MC-CDMA에서 파일럿 채널의 장점을 유지할 수 있는 새로운 채널 추정 기법인 CE-TCS(Channel Estimation using Two Consecutive Subcarriers)을 제안한다. 제안된 기법은 주파수 다이버시티를 얻기 위해 확산된 심벌들은 주파수 차원에서 인터리빙 하면서도 두 개의 연속된 부분송파 사이에서는 데이터와 파일럿 채널간의 직교성을 유지할 수 있도록 송신 신호들을 부호화를 적용한다. 그러므로 채널의 상관 대역 내에서 파일럿 신호를 데이터와 구분할 수 있고 이를 이용하여 채널 추정을 수행한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 칩 인터리빙이 적용된 MC-CDMA 시스템 모델에 대해 설명한다. 3장에서는 제안된 채널 추정 기법에 대해 설명한다. 4장에서는 컴퓨터 모의실험을 바탕으로 제안한 채널 추정 기법의 성능을 검증하고 마지막으로 5장에서 결론을 맺는다.

표기에 대한 설명 : 수식에서 볼드체 영문은 행렬이나 벡터를 의미한다. $(\cdot)^T$ 와 $(\cdot)^H$ 는 각각 전사 (transpose) 행렬과 Hermitian 행렬을 의미한다. $diag(x)$ 는 대각 성분이 열벡터 x 로 구성된 대각 (diagonal) 행렬을 의미한다.

II. 칩 인터리빙이 적용된 MC-CDMA 시스템

그림 1과 2는 서로 다른 주파수 인터리빙 방법이 적용된 MC-CDMA 시스템의 송수신 단 구조를 나타낸다. 두 시스템은 공통적으로 부호화 및 변조 과정

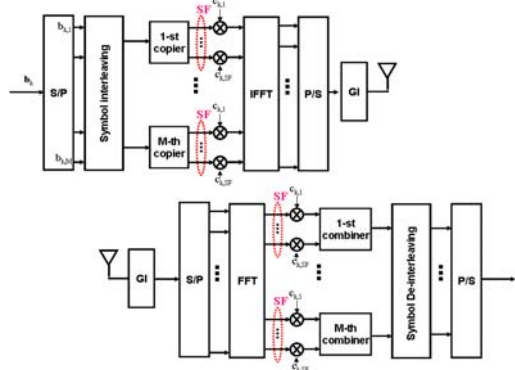


그림 1. 심벌 인터리빙이 적용된 MC-CDMA 시스템의 송수신 구조

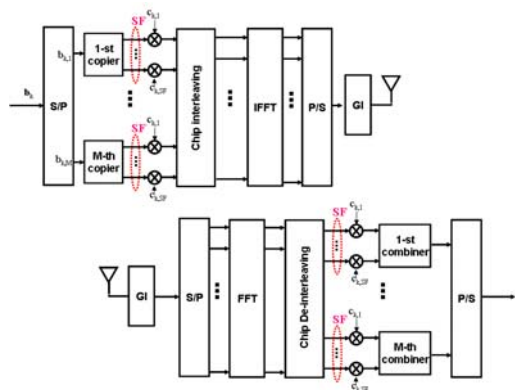


그림 2. 칩 인터리빙이 적용된 MC-CDMA 시스템의 송수신 구조

정을 거친 전송 데이터를 M 개의 심벌 단위로 병렬화한다. 그림 1의 경우와 같이 일반적인 MC-CDMA 시스템에서 병렬화된 심벌들은 주파수 인터리빙 과정을 거쳐 OVSF(Orthogonal Variable Spreading Factor) 코드에 의해 SF의 길이로 확산된다. 본 논문에서는 이를 심벌 인터리빙(SI: Symbol Interleaving)-MC-CDMA로 명명한다. 반면, 그림 2의 경우는 각 심벌에 대한 확산이 먼저 수행되며 확산된 칩에 대하여 주파수 인터리빙이 이루어진다. 본 논문에서는 이를 칩 인터리빙(CI: Chip Interleaving)-MC-CDMA로 명명한다. 이러한 칩 인터리빙은 다른 인터리빙 기법에 비하여 심벌들이 주파수 영역에서 더욱 넓게 인터리빙되어 전송되므로 주파수 다이버시티에 의한 이득을 크게 얻을 수 있다. 그러므로 본 논문은 CI-MC-CDMA를 고려한다. 표현의 편의를 위해 K 명 사용자들의 신호는 모두 같은 확산 계수 (spreading factor) SF 로 확산된다고 가정한다. t 번째 전송 심벌 구간의 k 번째 사용자의 데이터 비트 열 ($k=1, 2, \dots, K$)은 다음과 같다.

$$\mathbf{b}_k[t] = [b_{k,1}[t] \cdots b_{k,m}[t] \cdots b_{k,M}[t]]^T. \quad (1)$$

여기서 $M = N_c / SF$ 은 한 전송 심벌 구간동안 전송되는 데이터 심벌 수이다. 각각의 심벌들은 OVSF 부호 $\mathbf{c}_k = [c_{k,1} \cdots c_{k,i} \cdots c_{k,SF}]^T$ 을 통해 확산된다. 여기서 $c_{k,i}$ 는 k 번째 사용자의 i 번째 OVSF 부호칩 ($i=1, 2, \dots, SF$)을 의미한다. 확산된 칩들은 주파수 영역에서 M 만큼의 간격으로 인터리빙 되어 다음과 같은 벡터로 표현할 수 있다.

$$\mathbf{s}_k[t] = [s_{k,1}[t] \cdots s_{k,n}[t] \cdots s_{k,N_c}[t]]^T \dots [c_{k,1} \mathbf{b}_k^T[t]]^T. \quad (2)$$

여기서 $s_{k,n}[t] = c_{k,i} b_{k,m}[t]$ 는 k 번째 사용자의 t 번째 전송 심벌 구간에서 n 번째 부반송파를 통해 전송되는 데이터 ($n=1, 2, \dots, N_c$)를 의미하며 이때 부반송파 할당은 $n = M \times i + m$ 의 관계를 갖는다. 각 사용자들의 신호 $\mathbf{s}_k[t]$ 는 모두 더해진 후 역 푸리에 변환(IFFT: Inverse Fast Fourier Transform)을 통해서 시간 차원으로 변환된 후 cyclic prefix의 형태로 보호 구간(GI: Guard Interval)이 삽입되어 주파수 선택적 페이딩 채널을 통해 전송된다.

수신된 신호는 cyclic prefix가 제거된 후 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}[t] &= [y_1[t] \cdots y_n[t] \cdots y_{N_c}[t]]^T \\ &= \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_{cir}[t] \mathbf{F}^H \mathbf{s}_k[t] + \mathbf{n}[t] \\ &= \mathbf{H}_{cir}[t] \mathbf{F}^H \mathbf{s}[t] + \mathbf{n}[t]. \end{aligned} \quad (3)$$

여기서, $\mathbf{H}_{cir}[t]$ 은 첫 열이 $[\mathbf{h}^T[t], \mathbf{0}_{1 \times (N_c - L)}]^T$ 으로 구성된 순환 (circulant) 행렬이고, 채널 응답 벡터 $\mathbf{h}[t]$ 는 $L \times 1$ 크기의 벡터이며 L 은 채널의 다중 경로 수를 나타낸다. $\mathbf{s}[t] = [s_1[t] \cdots s_{N_c}[t]]^T$ $\sum_{k=1}^K \mathbf{s}_k[t]$ 는 주파수 차원의 송신 입력 데이터 벡터이고, 부가 가우시안 (Gaussian) 잡음 $\mathbf{n}[t]$ 은 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 $N_c \times 1$ 크기의 벡터이다. 또한, 행렬 \mathbf{F} 는 $N_c \times N_c$ 크기의 푸리에 변환 (FFT) 행렬을 나타낸다. 채널 응답 정보를 포함하는 순환 행렬 $\mathbf{H}_{cir}[t]$ 을 eigenvalue decomposition하면 다음과 같이 나타낼 수 있다 [5].

$$\mathbf{H}_{cir}[t] = \mathbf{F}^H \text{diag}\{\mathbf{F}[\mathbf{h}^T[t], \mathbf{0}_{1 \times (N_c - L)}]^T\} \mathbf{F}. \quad (4)$$

수신 신호 $\mathbf{y}[t]$ 을 FFT 변환하면 다음과 같은 주파수 영역 수신 신호를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}[t] &= [Y_1[t] \cdots Y_{N_c}[t]]^T \\ &= \mathbf{F} \mathbf{y}[t] \\ &= \mathbf{F} (\mathbf{H}_{cir}[t] \mathbf{F}^H \mathbf{s}[t] + \mathbf{n}[t]) \\ &= \mathbf{H}_{freq}[t] \mathbf{s}[t] + \mathbf{Z}[t]. \end{aligned} \quad (5)$$

여기서, $\mathbf{H}_{freq}[t] = \text{diag}\{\mathbf{F}[\mathbf{h}^T[t], \mathbf{0}_{1 \times (N_c - L)}]^T\}$ 는 주파수 차원에서의 채널 응답 벡터를 나타낸다.

III. 두 개의 연속된 부 반송파를 이용한 채널 추정 기법 제안

3.1 제안된 기법에서의 파일럿 채널과 송신 구조
제안된 CE-TCS는 CI-MC-CDMA에서 파일럿 채널과 데이터 심벌이 직교하도록 송신 구조를 변경한다. 이러한 송신 구조에서 두 개의 연속된 부반송

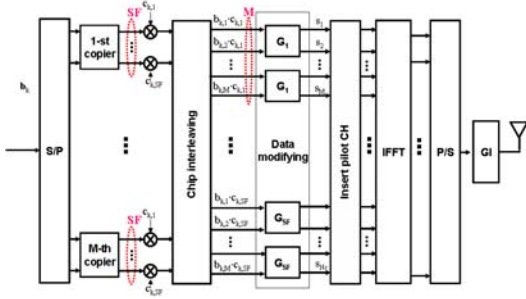


그림 3. 제안된 기법을 적용한 시스템의 송신 블록도

파에서 확산 심벌은 부호화를 적용해 같거나 또는 역수의 데이터 정보가 전송된다. 그러므로 채널 추정과정에서 두 개의 연속된 부반송파의 신호를 단순한 가산 연산을 통해 수신단에서 데이터 정보들을 소개할 수 있으며 파일럿 채널 신호만을 구별할 수 있다. 그림 3은 제안된 기법을 적용한 시스템의 송신 구조를 보여주고 있다. 식 (1)의 데이터 비트 벡터는 두 개의 연속된 부반송파들을 고려해 다음과 같이 다시 표현할 수 있다.

$$\mathbf{b}_k[t] = [\tilde{\mathbf{b}}_{k,1}[t] \cdots \tilde{\mathbf{b}}_{k,m_i}[t] \cdots \tilde{\mathbf{b}}_{k,M/2}[t]]^T, m_i = 1, \dots, M/2. \quad (6)$$

여기서 표현의 편의를 위해 심벌위의 기호 \sim 는 두 개의 연속된 심벌 또는 부반송파를 하나의 인덱스로 포함하는 것을 의미하는 기호로 사용한다. 그러므로 $\tilde{\mathbf{b}}_{k,m_i}[t] = [b_{k,2m_i-1}[t] \ b_{k,2m_i}[t]]$ 는 k 번째 사용자의 $2m_i-1$ 과 $2m_i$ 번째 두 개의 연속된 전송 심벌을 포함하는 데이터 벡터이며 다음과 같은 대응 관계를 가진다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{b}}_{k,1}[t] &= [b_{k,1}[t] \ b_{k,2}[t]], \\ \tilde{\mathbf{b}}_{k,m_i}[t] &= [b_{k,2m_i-1}[t] \ b_{k,2m_i}[t]], \\ \tilde{\mathbf{b}}_{k,M/2}[t] &= [b_{k,M-1}[t] \ b_{k,M}[t]]. \end{aligned} \quad (7)$$

데이터 심벌들은 확산된 후 주파수 영역에서 인터리빙 되어 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{s}_k[t] = [\tilde{\mathbf{s}}_{k,1}[t] \cdots \tilde{\mathbf{s}}_{k,n_i}[t] \cdots \tilde{\mathbf{s}}_{k,N_c/2}[t]]^T, n_i = 1, \dots, N_c/2. \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{s}}_{k,n_i}^T[t] &= [s_{k,2n_i-1}[t] \ s_{k,2n_i}[t]]^T \\ &= [c_{k,i} b_{k,2m_i-1}[t] \ c_{k,i} b_{k,2m_i}[t]]^T = c_{k,i} \tilde{\mathbf{b}}_{k,m_i}^T[t]. \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 부반송파 할당은 $2n_i = (i-1)M + 2m_i$ 의 관계를 갖는다. 각 사용자들의 데이터 벡터 $\tilde{\mathbf{s}}_{k,n_i}$ 는 모두 더해지고 연속된 두 부반송파사이에서 파일럿 채널과 직교성을 유지하기 위해 데이터 수정 행렬 (data-modifying matrix) \mathbf{G}_i 을 곱한다. IFFT 입력 되기 전에 파일럿 채널이 포함되어 최종적으로 다음과 같은 벡터로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{s}}_{n_i}^T[t] &= \mathbf{G}_i \sum_{k=1}^K \tilde{\mathbf{s}}_{k,n_i}[t] + \mathbf{p}_i \\ &= \mathbf{G}_i \sum_{k=1}^K c_{k,i} \tilde{\mathbf{b}}_{k,m_i}^T[t] + \mathbf{p}_i \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & (-1)^i \\ (-1)^i & 1 \end{bmatrix} \sum_{k=1}^K c_{k,i} \tilde{\mathbf{b}}_{k,m_i}^T[t] + \mathbf{p}_i \begin{bmatrix} 1 \\ (-1)^{i+1} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (10)$$

$$\mathbf{G}_i = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & (-1)^i \\ (-1)^i & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{p}_i = \begin{bmatrix} 1 \\ (-1)^{i+1} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

$$\mathbf{G}_{i+1} \mathbf{G}_i = \mathbf{0}, \quad \mathbf{G}_{i+1} \mathbf{p}_i = \sqrt{2} \mathbf{p}_i \begin{bmatrix} 1 \\ (-1)^{i+1} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

여기서 \mathbf{p}_i 는 파일럿 수정 행렬(pilot-modifying matrix)을 의미하며, ρ 는 파일럿 심벌이다.

3.2 제안된 채널 추정 기법

본 장에서는 수식의 편의를 위해 백색 부가 잡음은 생략하여 식을 전개한다. 제안된 채널 추정 기법의 기본 개념은 다음과 같다. 연속된 두 부반송파의 데이터는 서로 같거나 역수의 관계를 가지므로 채널 추정 과정에서 두 부반송파의 데이터를 가산하는 연산만으로 데이터 부분은 제거되고 파일럿에 대한 정보만을 얻어 낼 수 있다. 이 과정은 다음과 같이 행렬 $\mathbf{W}_i = \mathbf{G}_{i+1}$ 을 곱하는 것과 등가이다.

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_i \tilde{\mathbf{s}}_n^T[d] &= \mathbf{G}_{i+1} \cdot \left(\mathbf{G}_i \sum_{k=1}^K c_{k,i} \tilde{\mathbf{b}}_{k,m_i}^T[d] + \rho \mathbf{p}_i \right) \\ &= \sqrt{2\rho} \begin{bmatrix} 1 \\ (-1)^{i+1} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (13)$$

연속된 부반송파에서 채널은 상관 대역폭 (coherence bandwidth) 내에 존재한다고 가정할 수 있으므로 n 번째 부반송파의 채널 추정값은 다음과 같이 두 부반송파 간의 덧셈 연산 또는 뺄셈 연산만으로 얻을 수 있다.

$$\hat{H}_n[d] = \frac{Y_n + (-1)^{i+1} Y_{n+1}}{\sqrt{2\rho}}. \quad (14)$$

이렇게 얻어진 임의의 채널 추정값 $\hat{H}_n^{(i)}$ 의 신뢰도를 높이기 위해 주파수 영역에서 $2N_{avg} + 1$ 부반송파 동안 평균 윈도우(average window)를 적용하여 채널 정보를 추정한다 [6]. 이런 평균화 과정은 이동 평균 필터 (moving average filter)의 역할을 하므로 부가 잡음의 의한 영향을 감소시키며, 상관 대역폭을 고려하여 N_{avg} 는 일반적으로 1 또는 3을 사용한다.

3.3 제안된 기법에서의 검파 구조

채널 추정을 통해 얻어진 채널 정보는 동기 검파 (coherent detection)를 위해 사용된다. k 번째 사용자의 $2m_{t-1}$ 와 $2m_t$ 번째 결정 변수 (decision variable)는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{b}_{k,2m_{t-1}} &= \sum_{i=1}^{SF} q_{k,n_i-1} Y_{n_i-1} c_{k,i} + \sum_{i=1}^{SF} (-1)^{i+1} q_{k,n_i} Y_{n_i} c_{k,i} \\ \tilde{b}_{k,2m_t} &= \sum_{i=1}^{SF} q_{k,n_i} Y_{n_i} c_{k,i} + \sum_{i=1}^{SF} (-1)^{i+1} q_{k,n_i-1} Y_{n_i-1} c_{k,i}. \end{aligned} \quad (15)$$

여기서 q_{k,n_i} 는 결합 계수이며 일반적으로 MRC (Maximum Ratio Combining), ORC(Orthogonal Restoring Combining), 그리고 MMSEC (Minimum Mean Square Error Combining) 방식을 사용한다. 이들 각 결합 방식의 결합 계수는 다음과 같이 정의된다.

$$q_{k,n} = \begin{cases} \frac{c_{k,n} H_n^*}{|H_n|^2} & , \text{ for ORC} \\ c_{k,n} H_n^* & , \text{ for MRC} \\ \frac{c_{k,n} H_n^*}{|H_n|^2 + \sigma^2 / (KE_c)} & , \text{ for MMSEC.} \end{cases} \quad (16)$$

여기서 '*'는 켈레 복소수, σ^2 는 잡음 전력, E_c

는 칩 당 송신 에너지를 의미한다.

IV. 모의실험 결과 및 분석

본 논문에서 제안된 기법의 성능은 컴퓨터 모의 실험을 통해서 검증할 것이다. 고려한 실험 환경은 표 1과 같다. 실험에서는 칩 인터리빙이 적용된 MC-CDMA 시스템을 사용하였고, 한 전송 심벌의 부반송파 개수 N_c 는 1024, 보호 구간 GI는 64, 반송 주파수 (carrier frequency)는 5GHz로 설정하였다. 프레임 당 전송 심벌의 수는 48이고 심벌 구간은 25.6 μ s이다. 실험에 사용된 채널은 다중 경로수가 24인 주파수 선택적 레일리 페이딩 채널을 사용하였다. 다른 채널 추정과의 공정한 비교를 위해 파일럿과 데이터의 전송 전력은 같은 값으로 고정하였다.

표 1. 시뮬레이션 파라미터.

Parameter	Value
Center Freq. / Bandwidth	5GHz / 40MHz
Number of subcarriers	1024
Guard Interval	64
Modulation / SF	QPSK / 64 or 16
Number of active users	16 or 8
Channel model	Rayleigh Fading (Exponential decaying 24paths)

제안된 채널 추정 기법의 성능을 검증하기 앞서 그림 4는 64의 확산 계수, 사용자 16명(사용자 로딩 25%)이고 데이터는 QPSK로 변조한 경우의 SI-MC-CDMA와 CI-MC-CDMA 시스템의 비트 오류율(BER: Bit Error Rate) 성능을 나타낸 것이다. ORC를 적용한 경우, 주파수 다이버시티를 얻기에는 적합하지만 사용자 간섭에 의한 성능 열화가 심하여 제한된 성능을 보이고 있다. MRC를 적용한 경우에는 사용자 간섭을 제거할 수는 있지만 주파수 다이버시티를 얻기 못하므로 역시 성능이 제한되었다. 반면 MMSEC 기법은 사용자 간섭에 의한 성능 열화를 완화시키는 동시에 다이버시티 이득의 효과를 보존하는 장점을 갖는다. 특히 CI-MC-CDMA의 경우

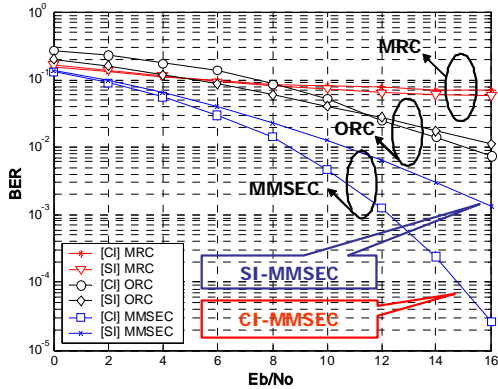


그림 4. 인터리빙 방식에 따른 MC-CDMA 성능 비교 (확산 계수 : 64, 사용자 수 : 16, 다중 경로 : 24)

MMSEC를 적용함으로써 간섭에 민감한 단점이 보완되므로 SI-MC-CDMA 시스템에 비해 우수한 성능을 나타낸다.

제안된 채널 추정 기법을 검증하기 위한 모의 실험에서 사용자 수는 8명을 가정하였으며, 모든 사용자의 확산 계수는 16으로 고정하여 데이터를 QPSK 변조하여 전송하였다.

그림 5는 신호 대 잡음비 (E_b/N_0)를 20dB으로 고정하여 이동국 (mobile)의 이동 속도에 따른 여러 채널 추정 기법들의 평균 비트 오류율 (BER : bit error rate) 성능을 비교하고 있다. 다중 경로는 root mean square (rms) 지연 확산 한다. $\tau_s = 0.308 \mu s$ 을 가지며 지수적으로 감쇠한다 (exponential decayed). 그림에서 PTCE를 적용한 경우에 Δf 와 Δt 는 각각 주파수와 시간 영역에서 파일럿 톤의 간격을 의미하며 파일럿 톤 위치에서 추정된 채널 정보들을 주파수, 시간 차원으로 선형 보간(interpolation)하여 전대역의 채널 값을 추정하였다. PTCE LS(least square)는 파일럿 톤의 배치에 따라 채널 추정 성능이 크게 영향을 받는 것을 확인할 수 있다. 채널의 페이딩 특성에 따라 적절하게 파일럿을 배치하지 못한 경우 ($\Delta f = 4, \Delta t = 12$)는 이동국의 속도가 증가하게 되면 보간법이 시간 차원에서의 채널의 변화를 보상하지 못하므로 성능이 크게 저하되는 것을 확인할 수 있다. 그러므로 시변 특성이 큰 환경에서는 파일럿 톤을 적절히 ($\Delta f = 2, \Delta t = 1$) 배치하여야 채널의 변화에 보상하여 적절한 채널 추정 성능을 얻을 수 있다. 일반적인 파일럿 채널을 이용한 PCCE 기법의 경우에 파일럿 채널과 데이터 심벌들이 채널의 상관 대역 내에서 서로 직교하지 않으므로 정확한 채널 정보값을 얻어내지 못한다. 이

에 비해 제안된 기법은 두 개의 연속된 부분송과사에서 채널 정보를 얻어내므로 상관 대역 내에서 적합한 채널 추정을 할 수 있다. 또한 파일럿 채널에 기반을 두고 있으므로 평균화를 통해 잡음의 의한 영향을 감소시킬 수 있으므로 추정 성능이 향상된다.

그림 6은 이동국이 120km/h로 이동하는 경우에 제안된 채널 추정 기법과 PTCE LS 채널 추정 기법을 적용하였을 때 E_b/N_0 에 따른 평균 BER 성능을 나타낸다. 제안된 기법은 파일럿 채널을 이용하므로 사용자 수가 증가함에 따라 부호 간 간섭에 의하여 성능이 조금 열화되는 것을 확인할 수 있지만 그 정도는 그렇게 크지 않다. 제안된 기법은 잡음 평균화를 통해 잡음에 의한 추정 오류를 감소시키므로 PTCE LS에 비해 $BER = 10^{-3}$ 에서 약 1dB의 전력이득을 얻는다.

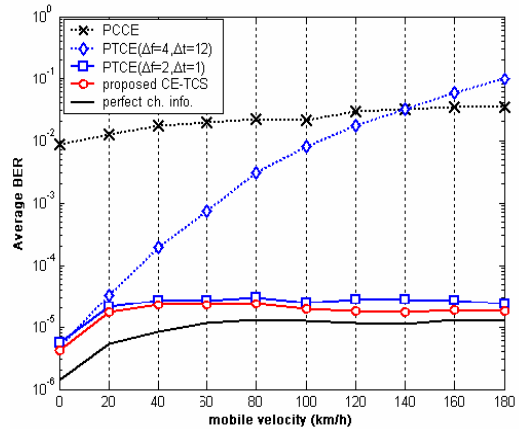


그림 5. 이동국의 속도에 따른 평균 BER 성능 비교 (다중 경로 : 24개, $E_b/N_0 = 20dB$)

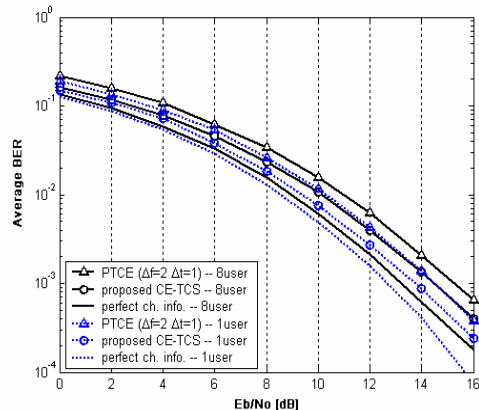


그림 6. E_b/N_0 에 따른 평균 BER 성능 비교 (다중 경로 : 24개, 이동 속도 = 120km/h)

V. 결론

April 2003.

본 논문에서는 칩 인터리빙이 적용된 MC-CDMA 시스템에서 사용할 수 있는 파일럿 채널 기반의 채널 추정 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 연속된 두 개의 부반송파에서 채널 추정이 가능하므로 주파수 선택적이며 시변 채널인 환경에서도 정확한 채널 추정이 가능하다. 또한 제안된 기법은 평균화 기법이 적용하여 잡음에 의한 성능 저하를 최소화하며 간단한 연산만으로 채널 추정이 가능하여 계산량이 적은 장점을 가진다.

참고 문헌

[1] N. Maeda, H. Atarashi, and M. Sawahashi, "Performance Comparison of Channel Interleaving Methods in Frequency Domain for VFS-OFCDM Broadband Wireless Access in Forward Link," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E86-B, No. 1, pp. 300-313, Jan. 2003.

[2] J. J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," in *Proc. IEEE VTC*, pp. 815-819, Nov. 1996.

[3] Y. Kishiyama, N. Maeda, H. Atarashi, and M. Sawahashi, "Investigation of optimum pilot channel structure for VSF-OFCDM broadband wireless access in forward link," *IEEE Vehicular. Tech. Conf.*, vol. 1, pp. 139-144, April 2003.

[4] S. Kaiser and P. Hoeher, "Performance of Multi-Carrier CDMA Systems with Channel Estimation in Two Dimensions," *PIMRC*, vol. 1, pp. 115-119, Sept. 1997.

[5] I. Barhumi, G. Leus, and M. Moonen, "Optimal Training Design for MIMO OFDM Systems in Mobile Wireless Channels," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 51, Issue. 6, pp. 1615-1624, June 2003.

[6] N. Maeda, Y. Kishiyama, H. Atarashi, and M. Sawahashi, "Variable spreading factor-OFCDM with two dimensional spreading that prioritizes time domain spreading for forward link broad wireless access," *IEEE Vehicular. Tech. Conf.*, vol. 1, pp. 127-132,

조 영 보 (Young-bo Cho)

준회원

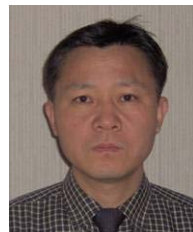


2000년 2월 연세대학교 기계전 자공학부 졸업
2002년 2월 연세대학교 전기전 자공학과 석사
2002년~현재 연세대학교 전기 전자공학과 박사과정

<관심분야> 채널 추정, 간섭 제거 기술, 핸드 오버

이 재 구 (Jae-Gu Lee)

정회원



1983년 2월 연세대학교 전자공 학과 학사 졸업
1985년 2월 연세대학교 전자공 학과 석사 졸업
1994년~현재 연세대학교 전자 공학과 박사과정

<관심분야> 간섭 제거 기술, 동 기 추정, 동영상 추적

오 성 목 (Seong-Mok Oh)

준회원



1983년 2월 연세대학교 전자공 학과 학사 졸업
1985년 2월 연세대학교 전자공 학과 석사 졸업
2000년~현재 연세대학교 전자 공학과 박사과정

<관심분야> HSDPA, DMB/FLO/ DVB-H 전송기술

강 창 언 (Chang-eon Kang)

종신회원

한국통신학회 논문지 제 23권, 제 2호 참조

홍 대 식 (Dae-sik Hong)

종신회원

한국통신학회 논문지 제 21권, 제 8호 참조