

MC-CDMA 시스템을 위한 채널 추정에 관한 연구

정회원 박형근*, 이운호*, 김응배**, 차균현*

A Study on the Channel Estimation for MC-CDMA System

Hyung-Kun Park*, Yun-Ho Lee*, Eung-Bae Kim**, Kyun-Hyon Tchah* *Regular Members*

요 약

최근 높은 주파수 효율과 주파수 다이버시티 효과의 제공을 가능케 하는 다중 반송파 CDMA (MC-CDMA) 기술은 무선통신에 있어서 점점 더 주목 받게 되었다. 본 논문에서는 이러한 MC-CDMA 시스템에서의 채널 추정을 위한 파일럿 심볼 구조를 제안하고 그에 따른 신호의 보상을 통한 MC-CDMA 시스템의 성능향상을 역 방향 링크에 대하여 분석하였다. 먼저 여러 다른 채널을 겪는 각 사용자들의 역 방향 신호에 대하여 파일럿 심볼을 이용한 새로운 채널 추정방법을 제안하고, 추정된 채널을 이용한 MC-CDMA 동기 복조기의 성능을 분석하였다.

ABSTRACT

Multi-carrier CDMA technique is more attractive in wireless communication system. It can support the effect of frequency diversity with higher spectral efficiency. In this paper, pilot symbol structure was proposed to estimate channel parameters for MC-CDMA system and we analyzed the performance of proposed MC-CDMA which compensates the received signals using the pilot symbols for reverse link transmission. At first, we proposed the new method of pilot's usage for reverse link transmission that can distinguish accessing users whose signals undergo different channels. And we analyzed the performance of coherent MC-CDMA reception using estimated channel parameters

I. 서 론

정보화 사회가 진전되면서 미래의 정보통신서비스 형태는 현재의 음성서비스 뿐 아니라 초고속 데이터 및 화상통신 등과 같은 멀티미디어 시대로의 요구가 강하게 대두되고 있다^[1]. 이미 접속 기술로서 이동 음성 통신에서 가능성이 입증된 DS-SS-CDMA는 고속의 데이터 전송 시에 자기 상관값과 교차상관의 불 완벽으로 인해 시간 영역에서의 신호확산에 한계를 느낀다. 즉 전송속도가 증가함에 따라 칩간의 간섭이 커지고 레이크 수신기의 가지가 증가하여 수신기의 구조가 복잡해 지고 칩의 동기가 더욱 어렵게 된다.

이에 대한 대안으로써의 MC-CDMA (Multi-carrier CDMA)에서는 N개의 협대역 부 반송파에

심볼을 동시에 전송하고 심볼길이와 동일한 지속기간을 갖는 확산코드를 곱해주기 때문에 확산코드의 칩의 길이가 지연 스프레드 보다 길어진다^[2]. 따라서 MC-CDMA 시스템에서는 ICI (Inter Chip Interference)의 영향이 최소화되므로 칩의 동기를 더욱 쉽게 획득할 수 있으며 수신기의 구조가 간소화된 다. 또한 MC-CDMA 시스템에서는 부 채널에 동일한 데이터를 실어 보냄으로써 DS-SS-CDMA 시스템에서와 마찬가지로 주파수 다이버시티 효과를 동시에 얻을 수 있는 장점을 갖는다^[3].

그러나 부 반송파 신호들은 이동통신 채널환경에 따라 크기와 위상의 왜곡이 발생하게 되는데 MC-CDMA에서의 위상왜곡은 시스템의 성능을 크게 저하시킨다. 이러한 오류를 막기 위해서 송신되는 신호 데이터에 대한 신호의 보정을 통하여 수신

* 고려대학교 전자공학과(hkpark@popeyes.korea.ac.kr)

** 한국전자통신연구원

논문번호 : 99099-0313, 접수일자 : 1999년 3월 13일

여러울을 효율적으로 감소시킬 수 있다. 그러나 MC-CDMA시스템의 역 방향 전송에 있어서 모든 사용자는 서로 다른 채널환경을 겪게 되므로 OFDM 신호 전송에서와 같은 일반적인 파일럿 심볼의 삽입 방식을 적용하는 것이 불가능하다⁴⁾. 본 논문에서는 MC-CDMA시스템의 역방향 이동 채널환경에 적용 가능한 파일럿 심볼구조를 제안하고 이를 이용하여 채널 추정과 채널 보정을 함으로써 MC-CDMA시스템의 성능이 크게 개선될 수 있음을 보이고자 한다.

II. 파일럿 심볼을 이용한 MC-CDMA 구조

2.1 MC-CDMA시스템을 위한 파일럿 심볼 패턴
무선 채널은 다중경로에 따른 지연 확산과 사용자의 이동성에 따른 도플러 확산 등의 성질을 띄게 된다. 이러한 채널의 특징들을 지연 확산에 의한 주파수축의 상관도와 도플러 현상에 의한 시간축의 상관도 측면에서 보면 그림1과 같이 관찰할 수 있다.

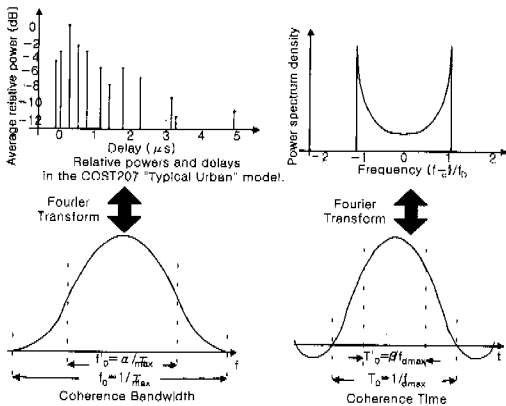


그림 1. 무선통신 채널특성

파일럿 심볼의 시간 및 주파수 영역에서의 배치를 위해서 주파수 측면에서는 코히어런스 대역폭 f_0 내에서 어느 정도 이상의 상관도를 가질 수 있도록 파일럿 심볼의 주파수 간격 f_0 을 정해야 한다. 시간 측면에서는 코히어런스 시간 T_0 내에서 어느 정도 이상의 상관도를 가질 수 있도록 파일럿 심볼의 시간 간격 T_0 을 정해야 한다.

이때 f_{Dmax} 는 최대 도플러 주파수를, τ_{max} 는 최대 지연 시간을 의미한다.

$$f_0 \approx \frac{1}{\tau_{max}} \quad \text{일때} \quad f_0 = \frac{\alpha}{\tau_{max}} \quad , 0 < \alpha < 1 \quad (1)$$

$$T_0 \approx \frac{1}{f_{Dmax}} \quad \text{일때} \quad f_0 = \frac{\beta}{f_{Dmax}} \quad , 0 < \beta < 1 \quad (2)$$

여기서 α 와 β 는 Rule of thumb에 의해 각각 0.25와 0.5 정도로 고려할 수 있다⁶⁾. 주파수축 상으로 심어질 파일럿 심볼의 간격은 상관도를 이용하면 파일럿 심볼간의 간격을 설정할 수 있다. 즉 주파수 상에서의 파일럿을 위한 부 반송파의 간격은 $N_F = f_0 / \Delta f$ 가 되며 시간 축 상에서의 파일럿 심볼간격은 $N_T = T_0 / T_s$ 가 된다. 이때 MC-CDMA에서의 부 반송파의 간격을 Δf 라 하고 한 심볼의 주기를 T_s 라 하면의 관계가 성립하므로 위에서 구할 수 있었던 조건식들을 이용하면 적절한 파일럿 심볼의 위치를 정할 수 있다.

2.2 파일럿 심볼을 적용한 MC-CDMA 송수신기 구조

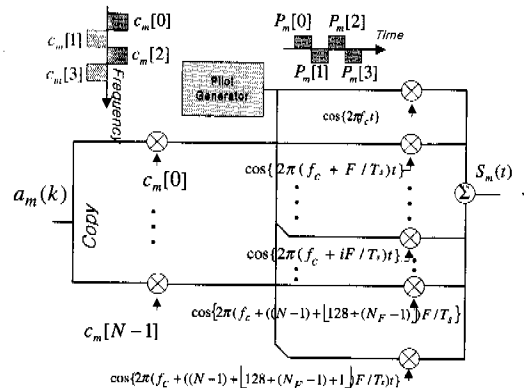


그림 2. 파일럿을 적용한 MC-CDMA 송신기구조

MC-CDMA의 역 방향 링크에서는 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)에서와 같은 형식으로 파일럿 심볼을 전송하게 되면 모든 사용자들의 심볼들이 중첩되므로 각 사용자들의 파일럿 심볼을 구분할 수 없다.

이러한 제한을 극복하기 위하여 본 논문에서는 그림 2와 3에서와 같이 파일럿 심볼 전송을 위한 부 반송파를 일정한 주파수 간격(N_F)으로 할당하고, Walsh 코드를 이용하여 시간축으로 확산하여 전송하는 방식을 제안한다.

이때 데이터는 나머지 부 반송파에 복사된 후 주파수적으로 배열된 확산코드를 곱하여 전송된다. 파일럿 심볼은 앞에서 언급한 바와 같이 주파수 및 시간축상의 상관도를 고려하여 배치한다.

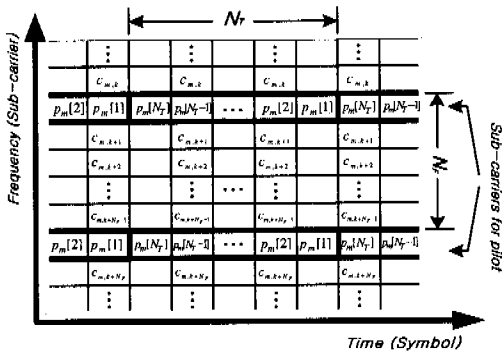


그림 3. 역 방향에서의 파일럿 심볼의 구조

이와 같이 파일럿 심볼을 보내게 되는 부 반송파가 왓쉬코드에 의해 시간확산 되어 있으므로 각기 다른 채널의 영향을 받고 수신되어지는 각 사용자의 파일럿 심볼을 구분할 수 있다. 이를 이용하여 해당되는 개별적인 데이터 신호에 대하여 채널 보상이 가능하게 된다.

역방향 링크에 대한 수신기의 구조는 그림 4와 같다. 수신 신호는 각 부 반송파 주파수와 곱하여져 각 부 반송파 채널에 대한 신호를 얻게 되고, 그들 중 수신된 파일럿 심볼을 이용하여 전송 채널을 추정하고, 이를 이용하여 수신 데이터에 대한 채널 보상을 수행한다.

수신된 파일럿 심볼은 채널 추정을 통해 위상이 왜곡된 데이터들을 복구하는데 사용된다. 파일럿 심볼들은 어느 정도 이상의 상관도를 가지도록 배치가 되었으므로, 시간 축에서나 주파수 축에서 연이어 들어오는 파일럿 심볼들을 보간법을 이용하여 파일럿 심볼 사이의 채널 특성을 추정한다.

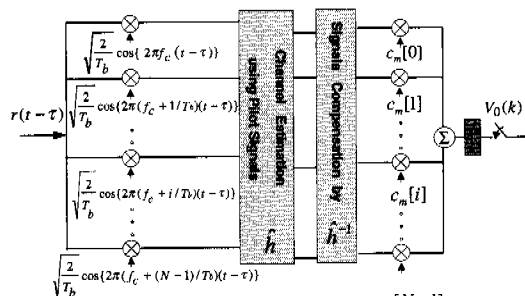


그림 4. 파일럿을 이용한 MC-CDMA 수신기구조

본 논문에서는 파일럿 심볼을 이용한 보간법으로 많이 쓰이는 식(3)과 같은 가우시안 보간법^[4]을 이

용한다.

$$\hat{h}\left(\left(k + \frac{m}{N_T}\right)T_0\right) = \sum_{i=0}^{N_T-1} Q_i(m) \hat{h}\left((k+i)T_0\right) \quad (3)$$

$$m=0, 1, 2, \dots, N_T$$

식(3)은 이전 파일럿 심볼과 그 다음 파일럿 심볼을 선형적으로 결합하여 이전 파일럿 심볼로부터 m번째 데이터 위치의 채널을 추정하는 식이다. 위의 식에서 시간축의 파일럿 심볼의 간격 \$N_T\$는 주파수축의 파일럿 심볼의 간격 \$N_F\$와 같은 방법으로 사용이 가능하다. 즉, 상위 부 반송파의 파일럿 심볼과 하위 부 반송파의 파일럿 심볼을 선형적으로 결합하여 하위 부 반송파의 파일럿 심볼로부터 m번째 데이터 위치의 채널을 추정한다. 이때, \$T_0\$는 정의한 대로 어느 정도의 상관성을 가지는 시간 간격 (\$=\beta/f_{Dmax}\$)을 의미하며, 마찬가지로 \$N_T\$를 \$N_F\$로 바꿀 때 어느 정도의 상관성을 가지는 주파수 간격 (\$f_0 = \alpha/\tau_{max}\$)으로 바꾸어 사용이 가능하다. 이때, 위 식(3)에서의 \$Q_i\$는 다음과 같다.

$$Q_0(m) = 1 - \frac{m}{N_F}, \quad Q_1(m) = \frac{m}{N_F} \quad (4)$$

III. 파일럿 심볼을 적용한 MC-CDMA의 성능분석 및 결과

3.1 파일럿 심볼을 적용한 MC-CDMA 성능 분석
수신기에서 보내어진 m번째 사용자의 k번째 데이터 비트에 대한 표현을 식(5)와 같이 나타내면 다음과 같다.

$$S_m(t) = \sqrt{\frac{2P}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} a_m[k] c_{m,i}[k] \times \cos\left(2\pi f_c t + 2\pi \frac{F}{T_b} t\right) P_{T_i}(t - kT_b) \quad (5)$$

이때 P는 신호의 전력, N는 부 반송파 주파수의 갯수, \$a_m[k]\$는 m번째 사용자의 k번째 비트, \$c_{m,i}[k]\$는 m번째 사용자의 k번째 신호의 i번째 부 반송파 주파수에 대한 왓쉬코드, F는 부 반송파 주파수의 간격 (\$F=1,2,3,\dots\$), \$P_{T_i}(t - kT_b)\$는 k번째 심볼에 대한 단위 진폭의 펄스 신호를 나타낸다.

MC-CDMA에서는 확산부호의 지연시간이 증가함으로써 인해 단일경로 감쇄채널로 모델링할 수 있다. 각 부 반송파 주파수와 사용자에 따라 각각 다른 값을 가지므로 주기 \$T_b\$동안의 k번째 신호에 대한

채널의 임펄스 응답은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$h_{m,i}[k] = a_{m,i}[k] e^{j\phi_{m,i}[k]} \delta(t - kT_b) \quad (6)$$

이때 α 와 ϕ 는 각각 진폭 감쇄와 위상왜곡 성분이다. 이에 따라 수신된 신호는 아래 식 (7)과 같이 표현될 수 있다.

$$R(t-\tau) = \sqrt{\frac{2E_b}{N}} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_{m,i}[k] a_m[k] \cos\left\{2\pi\left(f_c + f_{d_{m,i}} + i\frac{F}{T_b}\right)(t-\tau) + \phi_{m,i}[k]\right\} + n(t) \quad (7)$$

이때 τ 는 신호의 지연시간 $n(t)$ 배경 잡음 성분이다. 채널보상을 위하여 완벽한 채널추정을 하게 되면 성능이 가장 좋겠지만 실제적으로 완벽한 채널보상은 어렵고 또 크기에 대한 보상은 위의 경우도 마찬가지로 시스템상에서 구현되지 않는다. 수신되어진 신호의 크기에 대한 왜곡정도를 찾아낸다 할 지라도 다시 보상하고자 할 때 주변의 잡음도 같은 크기로 영향을 받게 되므로 크기의 왜곡에 대해서는 신호와 잡음을 따로 분리해 내지 않는 한 보상이 불가능 한 것이다. 파일럿 심볼을 이용하여 채널을 추정한 결과를 식(8)과 같이 표현한다면,

$$\hat{h}_{m,i}[k] = \hat{a}_{m,i}[k] e^{j\hat{\phi}_{m,i}[k]} \quad (8)$$

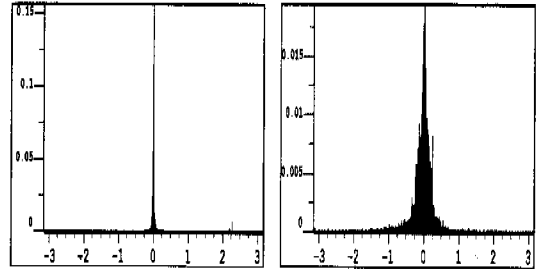
이고, 수신기에서 각 부 반송파 주파수에 대하여 $\sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos\left\{2\pi\left(f_c + i\frac{F}{T_b}\right)t\right\}$ 을 곱하고 파일럿 심볼에 의해 추정된 위상 $\hat{\phi}_{0,i}[k]$ 을 보정한 후 최종적으로 적분기를 거치면 결과는 다음 식과 같다. 도플러 주파수 성분 $f_{d_{0,i}}$ 은 고속의 경우 185.2Hz의 경우에도 T_b 에 의한 t 의 값이 매우 작으므로 계산상의 간략화를 위해 $f_{d_{0,i}} \cong 0$ 으로 간주하였다.

$$v(k) = \sqrt{\frac{E_b}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} a_{0,i}[k] a_0[k] \cos(\hat{\phi}_{0,i}[k]) + \sqrt{\frac{E_b}{N}} \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_{m,i}[k] a_m[k] c_{0,i}[k] \times c_{m,i}[k] \cos(\hat{\phi}_{m,i}[k]) + \eta \quad (9)$$

이때 η 는 AWGN에 의한 분산 $\sigma_\eta^2 = \frac{NN_0}{T_b}$ 을 갖는 0평균 가우시안 랜덤신호가 된다.

위 식에서 $\hat{\phi}_{m,i}[k] = \phi_{m,i}[k] - \hat{\phi}_{0,i}[k]$ 이다. 이때 위상왜곡 성분 $\phi_{m,i}[k]$ 은 일량(uniform)분포를 갖게

되고 위상에 대한 채널 추정 에러값 $\hat{\phi}_{m,i}[k]$ 는 시뮬레이션 결과 그림5에서 보는 바와 같이 $\sigma_{\hat{\phi}_{m,i}}^2$ 의 분산 값을 갖는 0 평균의 가우시안 분포로 추정할 수 있다.



(a) 도플러 주파수=10Hz (b) 도플러 주파수=195.2Hz

그림 5. 채널 위상추정 에러의 분포 (가로축 : 보상된 위상 편차($\hat{\phi}_{0,i}$), 세로축 : 누적분포)

타 사용자에게 의한 간섭성분을 다음과 같이 $\beta_{in}(k)$ 로 정의한다.

$$\beta_{in}(k) = \sqrt{\frac{E_b}{N}} \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_{m,i}[k] a_m[k] c_{0,i}[k] \times c_{m,i}[k] \cos(\hat{\phi}_{m,i}[k]) \quad (10)$$

이때 $\beta_{in}(k)$ 의 분산 값을 구하면 다음과 같다.

$$\sigma_{\beta_{in}}^2 = \frac{E_b}{2} (M-1) E[a_m^2[k]] \quad (11)$$

위에서 언급한 것과 같이 $a_{0,i}[k]$ 는 Rayleigh분포를 띄게 되고, $\hat{\phi}_{0,i}[k]$ 는 가우시안 분포이지만 N 이 크다는 조건 하에서 이용할 수 있는 CLT (Central Limit Theorem) Approximation에 의해 두 변수 모두 가우시안 분포로 추정할 수 있다^[7]. 따라서 에러율은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \Pr(\text{error}) &\cong \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{(\hat{\phi}_{0,i} - \mu_{\hat{\phi}_{0,i}})^2}{2\sigma_{\hat{\phi}_{0,i}}^2}}}{\sqrt{2\pi\sigma_{\hat{\phi}_{0,i}}^2}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-\frac{(a_{0,i} - \mu_{a_{0,i}})^2}{2\sigma_{a_{0,i}}^2}}}{\sqrt{2\pi\sigma_{a_{0,i}}^2}} \frac{1}{2} \times \\ &\text{erfc}\left(\frac{\sum_{i=0}^{N-1} \sqrt{\frac{E_b}{N}} a_{0,i} \cos(2\pi f_{d_{0,i}} t + \hat{\phi}_{0,i})}{\sqrt{2(\sigma_{\beta_{in}}^2 + \sigma_\eta^2)}}\right) da_{0,i} d\hat{\phi}_{0,i} \\ &\cong \frac{1}{2} \text{erfc} \end{aligned}$$

$$\sqrt{\frac{\frac{\pi E_b^2}{4} E[a_{0,i}^2] E^2[\cos \hat{\phi}_{0,i}] E[\cos^2 \hat{\phi}_{0,i}]}{NE_b E[a_{0,i}^2] E[\cos^2 \hat{\phi}_{0,i}] + \frac{E_b}{2} (M-1) E[a_m^2] + \frac{NN_0}{T_b}}}$$

$$\cong \frac{1}{2} \operatorname{erfc}$$

$$\left(\frac{\frac{\pi E_b^2}{4} E[a_{0,i}^2] e^{-\sigma_{\tilde{\phi}_{0,i}}^2} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} e^{-2\sigma_{\tilde{\phi}_{0,i}}^2} \right)}{NE_b E[a_{0,i}^2] \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} e^{-2\sigma_{\tilde{\phi}_{0,i}}^2} \right) + \frac{E_b}{2} (M-1) E[a_{m,i}^2] + \frac{NV_0}{T_b}} \right) \right) \quad (12)$$

위 식에서 수식의 간략한 표현을 위해 $\alpha_{0,i}[k]$ 와 $\tilde{\phi}_{0,i}[k]$ 대신에 $a_{0,i}$ 와 $\tilde{\phi}_{0,i}$ 를 사용하였다. 위 식에서 변수 $\sum_{i=0}^{N-1} \sqrt{\frac{E_b}{N}} a_{0,i} \cos(\tilde{\phi}_{0,i})$ 에 대한 평균과 분산 값은 Rayleigh분포를 가지는 $a_{0,i}$ 의 in-phase 성분인 $a_{0,i} \cos(\tilde{\phi}_{0,i})$ 가 가우시안 분포를 가진다는 사실에서 계산된다^[8].

따라서 $\sum_{i=0}^{N-1} \sqrt{\frac{E_b}{N}} a_{0,i} \cos(\tilde{\phi}_{0,i})$ 의 평균은 $\sqrt{\frac{\pi E_b^2}{2}} E[a_{0,i}^2] E[\cos \tilde{\phi}_{0,i}] E[\cos^2 \tilde{\phi}_{0,i}]$ 이고 분산은 $NE_b E[a_{0,i}^2] E[\cos^2 \tilde{\phi}_{0,i}]$ 이다(부록A 참조). 또, 이러한 수식들에서 생기는 $E[\cos^2 \tilde{\phi}_{0,i}]$ 항과 $E[\cos \tilde{\phi}_{0,i}]$ 항은 $\tilde{\phi}_{0,i}$ 이 0의 평균을 가지고 분산이 $\sigma_{\tilde{\phi}_{0,i}}^2$ 가우시안 분포를 나타내므로 $E[\cos^2 \tilde{\phi}_{0,i}] \cong \frac{1}{2} + \frac{1}{2} e^{-2\sigma_{\tilde{\phi}_{0,i}}^2}$ 와 $E[\cos \tilde{\phi}_{0,i}] \cong e^{-\frac{\sigma_{\tilde{\phi}_{0,i}}^2}{2}}$ 로 근사화할 수 있다.

식 (12)에서 $E[a_{0,i}^2]$ 대신 SNR을 사용하여 표현하면 이러한 경우 SNR($=\xi$)의 관계는

$$\xi = \frac{T_b E_b}{N_0} E[a_{0,i}^2] E[\cos^2 \tilde{\phi}_{0,i}] \quad (13)$$

이므로 식 (12)는 다음과 같이 나타낼 수 있다[7].

$$\Pr(\text{error}) = \frac{1}{2} \times \quad (14)$$

$$\operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\frac{\pi E_b}{4} e^{-\sigma_{\tilde{\phi}_{0,i}}^2} \xi}{N\xi + \frac{1}{4} (1 + e^{-2\sigma_{\tilde{\phi}_{0,i}}^2})^{-1} (M-1)\xi + N}} \right)$$

3.2 수식 계산결과

이상과 같이 1차 가우시안 보간법을 사용한 채널 추정에 따른 MC-CDMA 시스템에 대한 성능분석을 수식적으로 알아보았다. 먼저 채널추정에 따른 BER 곡선의 전체적인 개형을 보면 그림 6와 7에서와 같

이 SNR이 증가할 때 BER의 성능이 개선되고, 약 20dB이상이 되면 타 사용자에게 의한 간섭잡음으로 인해 어느 정도 일정한 값을 유지하는 것을 볼 수 있다. 또한 사용자 수의 증가 시 전체적으로 BER 성능이 저하된다는 것을 알 수 있다.

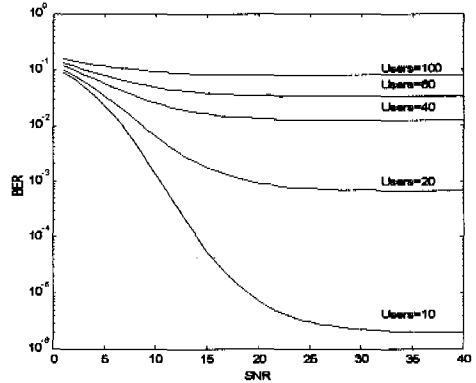


그림 6. 완벽한 채널추정 시 SNR에 따른 BER 성능

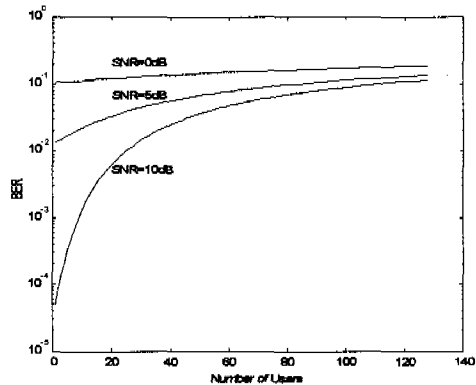


그림 7. 완벽한 채널추정시 사용자 수에 따른 BER 성능

그림 8은 사용자가 10명일 때 SNR과 위상 추정에 대한 MSE (mean square error) 값 $v(= \sigma_{\tilde{\phi}_{0,i}}^2)$ 에 따른 BER성능을 나타내고 있다. 이때 1st-G Estimation은 본 논문에서 언급한 1차 가우시안 보간법을 적용한 추정을 의미한다. 그림에서 보듯이 MSE 값이 대략적으로 0.5일 때 10^{-5} 이하의 BER성능을 나타내는 것을 볼 수 있다. 그림 9에서는 사용자 수에 따른 BER성능을 보여주고 있다. 그림에서 보듯이 사용자 수가 20~30명 이상 증가하면 채널추정 에러에 따른 BER성능의 차가 급격히 감소하고 더 이상의 성능차이를 보이지 않음을 알 수 있다.

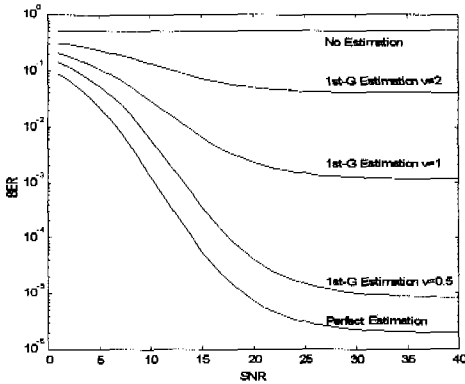


그림 8. 채널 추정과 SNR에 따른 BER 성능

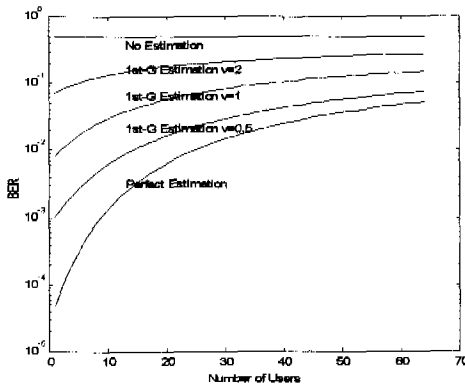


그림 9. 채널 추정과 사용자 수에 따른 BER 성능

IV. 결론

본 논문에서는 제3세대 이동통신에서 주목 받고 있는 새로운 변조 방식인 다중 반송파 코드분할 접속방식(MC-CDMA)을 소개하고 역 방향 전송에서 각기 사용자들의 신호가 서로 다른 채널에 영향을 받고 수신되어질 때 각 사용자의 신호를 효과적으로 보정하기 위해서 사용자마다 서로 구별할 수 있는 파일럿 심볼 구조 및 채널 추정 방법을 제안하였다.

채널 추정방법으로는 1차 가우시안 보간법을 이용하여 신호의 위상왜곡을 측정하였고 실제 신호의 보정 시 크기의 왜곡은 다른 잡음 성분의 크기에도 영향을 미치게 되므로 이를 고려치 않고 위상의 왜곡만 고려하여 신호의 보정을 고려하였다. 이 때 전송되어 지는 파일럿 심볼은 하나의 코히어런스 대역폭이나 코히어런스 시간안에서 서로 충분히 상관

도를 가질 수 있도록 하였다.

성능분석 결과 채널 추정 성능을 향상시키는 방법은 코히어런스 시간이나 코히어런스 대역폭 안에서 서로 높은 상관도를 가질 수 있도록 파일럿 심볼을 확산시키는 코드의 길이를 조절하거나 파일럿 부반송파의 수를 증가시켜 채널 추정 오차의 분산을 최소화하여야 함을 알았다. 그 외에 논문에서 이용한 1차의 선형적인 보간법의 주변의 두개 이상의 파일럿을 결합하는 고차 보간법을 이용하여 채널 추정 성능을 향상시킬 수 있다. 그러나 상관도를 증가시키거나 고차 보간법을 적용하는 것은 전송 효율을 떨어뜨리고 수신기 구조를 복잡하게 하는 단점을 갖는다. 따라서 채널 환경에 적절한 구조를 선택하여야 한다.

부록

수신 신호의 평균과 분산을 구하기 위해서 Rayleigh 분포에 대한 다음의 일반식을 전제로 한다^[8].

$$E[a] = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma, \quad E[a^2] = 2\sigma^2 \tag{A-1}$$

$$\bar{P} = \frac{1}{2} E[a^2] = \sigma^2, \quad \sigma = \sqrt{\bar{P}}$$

여기서 $a[k]$ 는 Rayleigh분포의 감쇄성분을 나타내고 $\bar{\phi}_{0,i}[k]$ 는 보상된 위상성분을 나타낸다. 그에 따라 σ 는 표준편차를 나타내고, \bar{P} 는 전력을 나타낸다.

$$\begin{aligned} E \left[\sum_{i=0}^{N-1} \sqrt{\frac{E_b}{N}} \alpha_{0,i}[k] \cos(\bar{\phi}_{0,i}[k]) \right] &= \sqrt{\frac{E_b}{N}} \times NE[a_{0,i}[k]] E[\cos(\bar{\phi}_{0,i}[k])] \\ &= \sqrt{NE_b} E[\cos(\bar{\phi}_{0,i}[k])] \sqrt{\frac{\pi}{2} \bar{P}_{0,i}} \\ &= \sqrt{NE_b} E[\cos(\bar{\phi}_{0,i}[k])] \times \\ &\quad \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{E_b}{N} E[a^2_{0,i}[k]] E[\cos^2(\bar{\phi}_{0,i}[k])]} \\ &= \sqrt{\frac{\pi E_b^2}{2} E[a^2_{0,i}[k]] \times} \\ &\quad \sqrt{E[\cos^2(\bar{\phi}_{0,i}[k])] E[\cos^2(\bar{\phi}_{0,i}[k])]} \end{aligned} \tag{A-2}$$

이때

$$\begin{aligned}
 E \left[\sum_{i=0}^{N-1} a_{0,i}[k] \cos(\phi_{0,i}[k]) \right] \\
 &= N \times E[a_{0,i}[k] \cos(\phi_{0,i}[k])] \quad (A-3) \\
 &= N \times E[a_{0,i}[k]] E[\cos(\phi_{0,i}[k])]
 \end{aligned}$$

식(A-3)에서 신호의 감쇄성분과 위상성분은 서로 독립이고, $a_{0,i}$ 의 확률분포가 $a_{m,i}$ 의 확률분포와 같다고 고려할 수 있으므로 전체 수신된 신호 합의 평균과 각 신호의 평균의 합은 같다는 것에서 전개되었다.

$$\begin{aligned}
 Var \left[\sum_{i=0}^{N-1} \sqrt{\frac{E_b}{N}} a_{0,i}[k] \cos(\phi_{0,i}[k]) \right] \\
 &= N^2 \times Var \left[\sqrt{\frac{E_b}{N}} a_{0,i}[k] \cos(\phi_{0,i}[k]) \right] \\
 &= NE_b \times Var[a_{0,i}[k] \cos(\phi_{0,i}[k])] \quad (A-4) \\
 &= NE_b \times \bar{P}_{0,i} \\
 &= NE_b \times E[a_{0,i}^2] E[\cos^2(\phi_{0,i}[k])]
 \end{aligned}$$

평균에서와 같이 $a_{0,i}$ 의 확률분포가 $a_{m,i}$ 의 확률분포와 같다고 고려할 수 있으므로 합의 부분을 하나의 수신 신호에 대한 N배라고 놓을 수 있고, 그에 따라 분산은 N^2 배가 된다.

참 고 문 헌

[1] Richard D. Carsello et. al., MT-2000 standard: Radio Aspects, *IEEE Personal Communications*, pp.30-40, August 1997.

[2] Shin Suke Hara, Ramjee Prasad, Overview of multi-carrier CDMA, *IEEE commun. Magazine*, pp.126-133, December,1997.

[3] N. Yee., J. P. Linnartz and G. Fettweis, "Multi-Carrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks," *Pocceedings PIMRC'93, Yokohama, Japan*, 1993, pp.109-113.

[4] Seiichi Sampei, *Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications*, Prentice Hall, 1997

[5] 최형진, 김동규, 박소라, 조홍배, 유럽지상파 디지털TV방송용 COFDM방식과 수신기술의 고찰, *Telecommunications Review*, vol.8, no.2, pp. 222-237.

[6] P. Hoehner, S. Kaiser, P.Robertson, Pilot-

Symbol-Aided Channel Estimation in Time and Frequency, K. Fazel, G. P. Fettweis, *Multi-Carrier Spread-Spectrum*, pp. 169-178, KLUWER Academic Publishers, 1997

[7] Louay M. A.Jalloul, Jack M. Holtzman, Performance analysis of DS/CDMA with noncoherent M-ary orthogonal modulation in multipath fading channels, *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.12, June 1994, pp862-870

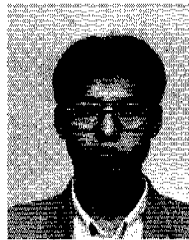
[8] Nathan Yee and Jean-Paul Linnartz "Multi-Carrier CDMA in an Indoor Wireless Radio Channel": University of California.

[9] C. K. Soong and W. A. Krzymien, "A Novel CDMA multiuser Interference Cancellation Receiver with Reference Symbol Aided Estimation of Channel Parameters," *IEEE Journ. of Selected Areas in Commun.*, vol.14, no.8, pp.1536-1547, Oct.1996.

[10] X. Zhang and D. Brady, "Soft-Decision multistage detectors for asynchronous AWGN channels", *Proceedings of 31st Annual Allerton Conf. on Communication, Control and Computing, Monticello, IL*, pp.54-63, Sept 1993.

박 형 근(Hyung Kun Park)

정회원

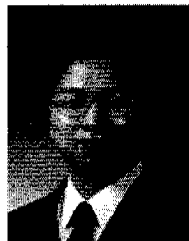


1995년 2월 : 고려대학교 전자공학과 공학사
 1997년 2월 : 고려대학교 전자공학과 공학석사
 1999년 2월 : 고려대학교 전자공학과 박사과정 수료

<주관심분야> 이동통신, 대역확산 통신, IMT-2000, 통신 신호처리

이 윤 호(Yun Ho Lee)

정회원



1998년 2월 : 고려대학교 전자공학과 학사
 1998년 3월~현재 : 고려대학교 전자공학과 석사과정 재학중

<주관심 분야> 이동통신, 채널 보상, CDMA 시스템

