

MC-CDMA에서 파일럿 신호기반 채널추정을 적용한 병렬 간섭제거기법에 관한 연구

정희원 박형근*, 이운호*, 김응배**, 차균현*

A Study on the Parallel Interference Cancellation with Pilot Signal Aided Channel Estimation for MC-CDMA

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

요약

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 구조를 제안하고 추정된 채널특성을 적용하여 MC-CDMA에서의 다중 접속 간섭제거기의 성능을 분석하였다. 먼저 수신된 파일럿 신호로부터 타 사용자신호를 검출한 후 채널예측을 통해 타 사용자 신호와 유사한 복사 신호를 인는다. 이와 같이 발생한 타 사용자 신호를 수신 신호로부터 제거함으로써 타 사용자 간섭 즉 다중 접속 간섭신호를 제거하게 된다. 분석결과에서 볼 수 있듯이 파일럿 심볼기반 채널 추정을 갖는 간섭제거기에 의해 MC-CDMA 시스템의 성능이 크게 향상됨을 알 수 있다.

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 is proposed to estimate channel parameters for MC-CDMA system and we analyze the performance of MUJ cancellation for MC-CDMA using received pilot symbol. The receiver first demodulates the received signal to produce the initial data and the channel estimates. Based on these estimates, the cancellation scheme essentially creates replicas of the CCI and removes them for a second improved data decision. The results show the considerably large improvement in performance that can be attained by the cancellation scheme with pilot symbol aided channel estimation.

1. 서론

정보화 사회가 진전되면서 미래의 정보통신서비스 형태는 현재의 음성서비스 뿐 아니라 초고속 데이터 및 화상통신 등과 같은 멀티미디어 시대로의 요구가 강하게 대두되고 있다^[1]. 이미 좁속 기술로서 이동 음성 통신에서 가능성이 입증된 DS-CDMA는 고속의 데이터 전송 시에 자기 상관값과

교차상관의 불완벽으로 인해 시간 영역에서 신호화산에는 한계를 느낀다. 즉 전송속도가 증가함에 따라 칩간의 간섭이 커져 레이크 수신기의 가치가 증가하여 수신기의 구조가 복잡해지고 칩의 동기될 더욱 어렵게 한다. MC-CDMA(Multi-carrier CDMA)는 확산 칩의 길이를 데이터 길이 만큼 동기될 더욱 쉽게 획득하며 수신기의 구조를 간소화시킬 수 있다. 또한 부 채널에 동일한 데이터를 실어 보냄으

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

** 한국전자통신연구원

논문번호 · 99205-0528, 접수일자 :1999년 5월 28일

로서 주파수 다이버시티 효과를 얻을 수 있는 장점을 갖는다^[2].

그러나 MC-CDMA 역시 DS-CDMA와 마찬가지로 주파수 영역에서 타 사용자와 같은 채널을 쓰기 때문에 타 사용자 간섭으로 인한 용량의 감소 및 신호 품질저하를 겪게 된다. 이를 해결하기 위해서는 보다 완벽한 전력제어가 요구되지만 아무리 강력한 전력제어 기법을 사용하더라도 전력 변이를 완전히 보상할 수는 없다. 따라서 타 사용자 신호에 의한 MAI(Multiple Access Interference)는 MC-CDMA 시스템의 성능을 제한하는 가장 주요한 요소가 된다. 이를 해결하기 위한 방법으로써 MC-CDMA에 간섭 제거기법을 이용한 다 사용자 수신 기법을 고려할 수 있다.

이와 같은 다 사용자 수신기에 대한 연구에서 채널추정에 대한 연구는 상대적으로 많은 관심을 받지 못하였다. 즉, 기존의 많은 연구들은 페이딩 채널에 대한 정보를 완벽하게 추정할 수 있다는 가정 하에서 연구가 되어왔다. 그러나 대부분의 무선 채널에서는 사용자들이 전송한 신호는 채널 페이딩을 경험하게 되며 이러한 페이딩은 송신신호의 진폭은 물론 위상의 왜곡을 야기한다. 따라서 데이터의 적절한 복구와 간섭제거를 위해서는 채널추정이 필수적이다. 본 논문에서는 파일럿 신호를 통한 채널추정을 적용하여 간섭 제거기 설계하고 이의 성능을 분석하였다.

II. 시스템 모델

2.1 역 방향 MC-CDMA에서의 파일럿 적용

이동국에서의 송신기 구조는 데이터를 보내는 부 반송파 주파수들 이외에 파일럿을 보내기 위한 부 반송파 주파수를 일정한 주파수 간격(N_p)으로 데이터가 실린 주파수들 사이에 같이 전송하는 구조이다. 파일럿만을 보내게 되는 부 반송파 주파수에 대하여는 시간 축으로 64의 길이를 가지는 윌쉬 코드를 곱하게 된다. 그에 따라 이동국에서 각기 다른 채널의 영향을 받고 수신되어지는 신호들에 대하여 각 사용자의 파일럿 신호를 구분하게 된다. 이에 따라 데이터와 파일럿을 보내는 데에 필요한 대역폭은 기지국 보다 넓어지게 되지만, 기지국에서의 송신기 구조에서 발생하는 직교성용 가지는 코드들의 깨어짐에 대한 문제가 없어지는 것과 역 방향에서 각기 다른 경로를 거친 사용자들을 구분하여 채널 보상을 할 수 있다는 장점을 가지게 되는 것이다.

2.2 MC-CDMA를 위한 MAI 제거기

MC-CDMA를 위한 병렬 간섭제거기 및 채널 보상의 구조는 그림1과 같다. 병렬간섭제거 구조에서 상관기 블록은 모든 신호들을 PN신호와의 상관값을 hard decision하여 검출하며 각각의 사용자에 대한 다중 간섭을 검출하기 위해서 사용된다.

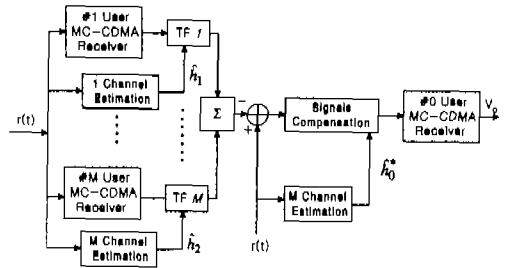


그림 1. 병렬 간섭 제거기를 갖는 MC-CDMA수신기 구조

각 사용자에 대하여 간섭 신호들은 전체 수신신호에서 동시에 제거 된다. 이러한 간섭제거 단계는 모든 사용자에 대해 병렬로 수행되며 이것이 병렬 간섭제거 구조의 첫번째 단계를 형성한다^[3]. 첫 번째 간섭 제거단계를 거친 신호는 각 사용자 신호 검출을 위해 다시 상관기를 통과한다. 이때 보다 완벽한 간섭 제거를 위하여 상관기의 출력 신호를 이용하여 첫번째 단계 동일한 방식으로 반복하여 잔여 간섭잡음을 제거할 수 있다. 이와 같은 단계를 반복할수록 보다 정확한 신호를 복구할 수 있다. 그러나 단수가 증가 할수록 시스템이 복잡해지며 처리시간의 증가로 인한 시간 지연이 커지는 단점을 갖게 된다.

III. 채널추정을 위한 파일럿 구조

3.1 이동통신 채널에서의 파일럿

무선 채널은 다중경로와 시간지연 확산에 의한 지연 확산과 진폭의 페이딩, 사용자의 이동성에 따른 도플러 확산 등의 성질을 띄게 된다.

지연확산의 경우 푸리에 변환을 통하여 주파수에 따른 상관도를 관찰할 수 있고 이 때 null to null을 코히어런스 대역폭 ($f_0=1/\tau_{max}$)라고 정의한다. τ_{max} 는 최대 지연시간을 나타낸다. 이러한 주파수의 거리는 서로의 상관도가 0이 되는 값이므로 어느 정도 상관도를 가질 수 있는 주파수 이격음 ($=a/\tau_{max}$)라 고려한다($0 < a < 1$).

이동국과 기지국간의 상대속도에 의한 도플러효

파를 볼 수 있는데 이를 푸리에 변환을 통하여 보면 시간차이에 대한 상관도를 관찰할 수 있다. 이때도 위의 경우처럼 null to null을 코히어런스 시간 ($T_0=1/f_{\max}$)라 정의하고 어느 정도 상관도를 가질 수 있는 시간의 차이를 $T_0' (= \beta/f_{\max})$ 이라 고려한다($0 < \beta < 1$)^[4]. 이때 f_{\max} 는 도플러 주파수를 나타낸다. 다시 수식으로 표현하자면 아래와 같다.

$$f_0 \approx 1/\tau_{\max} \quad \text{일 때} \quad f_0 \approx \alpha/\tau_{\max} \quad (1)$$

$$f_0 \approx 1/f_{i\max} \quad \text{일 때} \quad T_0 = \beta/f_{i\max} \quad (2)$$

여기서 α 와 β 는 Rule of thumb에 의해 각각 0.25와 0.5 정도로 고려할 수 있다^[4]. 주파수축 상으로 심어야 할 파일럿의 간격은 상관도를 이용하면 파일럿 심벌간의 간격을 설정할 수 있다. 즉 주파수 상에서의 파일럿 심벌간격은 $N_F = f_0/\Delta f$ 가 되며 시간 축 상에서의 파일럿 심벌간격은 $N_T = T_0/T_s$ 가 된다. 이때 MC-CDMA에서의 부 반송파의 간격을 Δf 라 하고 한 심벌의 주기를 T_s 라 하면 $\Delta f = 1/T_s$ 의 관계가 성립하므로 위에서 구할 수 있었던 조건식들을 이용하면 적절한 파일럿의 위치를 정할 수 있다.

3.2 파일럿을 이용한 채널 추정

역 방향 링크에서 각 사용자의 파일럿 심벌들을 구분하기 위하여 본 논문에서는 파일럿 심벌을 N_T 의 길이를 가지는 왈쉬 코드를 이용하여 시간축으로 확산하였다. 파일럿과 파일럿 사이의 간격은 서로 상관도를 가지는 거리로 그 범위를 넘어가지 않게 왈쉬 코드를 곱하여, 시간 축으로 각 사용자들의 코드를 곱하였을 때 자신의 신호만이 살아나게 되고 이 때 보간법을 이용하여 심벌의 가운데 위치의 값을 구한다.

이때 전송하고자 하는 데이터는 확산코드에 의해 주파수 축으로 확산되고, 파일럿만 보내어 지는 부

반송파에는 시간 축으로 각 사용자들 구분할 수 있도록 서로 직교성을 가지는 왈쉬 코드를 곱하여 전송하고자 하는 신호를 보냄으로써 역 방향에서의 사용자들에 대한 채널 추정용 가능하게 하였다.

앞 단락에서와 같이 보내어진 각각 사용자들의 파일럿은 채널에 의한 왜곡을 보상하는데 사용된다. 파일럿들이 어느 정도의 상관도를 가지는 코히어런스 대역폭과 시간을 간격으로 배치되었으므로 시간 축에서나 주파수 축에서 연이어 들어오는 파일럿들을 보간법을 이용하여 파일럿 사이에 들어오는 데이터들에 대하여 그에 대한 비율로 왜곡정도를 추정한다. 본 논문에서는 파일럿을 이용한 보간법으로 많이 쓰이는 가우시안 보간법^[5]을 사용하였다.

IV. 간섭제거기법 적용한 MC-CDMA의 성능분석

4.1 채널 보상과 간섭제거기에 따른 성능분석

송신기에서 보내어진 m번째 사용자의 k번째 신호는 다음과 같다.

$$S_{m(i)} = \sqrt{\frac{2P}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} a_m[i] c_{m,i}[k] \times \cos\left(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t\right) P_{T_s}(t - kT_b) \quad (3)$$

이때, P 는 신호전력, N 은 부반송파 수, $a_m[i]$ 은 m번째 사용자의 k번째 신호 $C_{m,i}[k]$ i번째 부 반송파 주파수에 대한 코드값 f_c 는 기본 반송파의 주파수, i 는 부 반송파의 순서, $F=1,2,\dots$ 로서 부 반송파 주파수의 간격, $P_{T_s}(t - kT_b)$ 은 k번째 심벌에 대한 단위 진폭의 펄스 신호를 의미한다.

전송되어지는 신호는 단일 경로에 대하여 각 부 반송파 주파수와 사용자에 따라 각각 다른 값을 가지므로 채널의 임펄스 응답은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$h_{m,i}[k] = a_{m,i}[k] e^{j\phi_{m,i}[k]} \delta(t - kT_b) \quad (4)$$

$a_{m,i}[k]$ 와 $\phi_{m,i}[k]$ 는 각각 m번째 사용자의 k번째 신호의 i번째 부 반송파에 대한 감쇄성분 과 주파수 왜곡 성분을 나타낸다. 이에 따라 수신기에서 막 수 수신어진 신호는 아래 (5)와 같이 표현될 수 있다,

$$R(t-\tau) = \sqrt{\frac{2P}{N}} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_{m,i}[k] a_m[i][k] c_{m,i}[k] \times \cos\left(2\pi\left(f_c + f_{d_m} + i \frac{F}{T_b}\right)(t-\tau) + \phi_{m,i}[k]\right) + n(t-\tau) \quad (5)$$

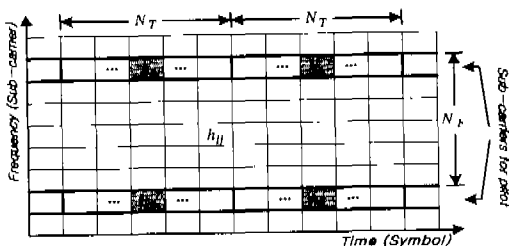


그림 2. 역 방향에서의 파일럿의 구조

이때 τ 는 신호의 지연시간이고 $n(t)$ 는 잡음 성분이다. 수신단에서 시간이나 주파수 동기를 완벽하게 맞출 수 있다고 가정한다. 또한 완벽한 채널추정을 통해 채널에 의한 위상왜곡을 보상했을 때 수신단에서 검출된 신호는 식 (6)과 같다.

$$u(k) = \sqrt{\frac{E_b}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_{0,i}[k] a_0[k] + \sqrt{\frac{E_b}{N}} \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_{m,i}[k] a_m[k] c_{0,i}[k] c_{m,i}[k] \cos(\bar{\phi}_{m,i}[k]) + \eta \quad (6)$$

여기서 $\bar{\phi}_{m,i}[k]$ 는 0번째 사용자의 위상을 보상해 준 결과, 다른 사용자들의 신호에 대한 위상의 왜곡을 나타낸다. 위 식 (6)에서 첫 번째 항은 우리가 구하고자 하는 신호를 의미하고, 두 번째 항은 다른 사용자들에 의한 간섭신호를 의미한다. 마지막으로 세 번째 항은 잡음성분을 나타낸다.

앞서 완벽한 채널 추정에 따른 식 (6)에서 간섭 제거기를 통과하게 되면 MAI성분만 변화하게 되는데 이에 따른 식은 (7)와 같다.

$$I_{MAI(o)} = I_{MAI} \quad (7)$$

$$\sqrt{\frac{E_b}{N}} \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_{m,i}[k] \hat{a}_m[k] c_{0,i}[k] \cos(\bar{\phi}_{m,i}[k])$$

여기서 $\alpha_m[k] \in (-1, 1)$ 이고, 이에 따른 데이터 추정값 $\hat{a}_m[k]$ 은 비브 에러율 P_e 로서 식 (8)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{a}_m[k] = -\alpha_m[k] \times P_{ie} + \alpha_m[k] \times (1 - P_{ie}) \quad (8)$$

이 식을 식 (6)에 대입하면 다음과 같다.

$$u(k) = \sqrt{\frac{E_b}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_{0,i}[k] a_0[k] + 2P_{ie} \sqrt{\frac{E_b}{N}} \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_{m,i}[k] a_m[k] c_{0,i}[k] c_{m,i}[k] \cos(\bar{\phi}_{m,i}[k]) + \eta \quad (9)$$

여기서 두번째 항은 간섭제거 후 남아있는 잔여 성분으로써 이 성분의 크기에 따라서 간섭제거기의 성능이 결정된다. 즉, 초기 신호의 검출 에러값이 전체 시스템의 성능을 좌우하는 것이다. 완벽한 채널 추정시 간섭제거후의 MAI 전력은 다음과 같다.

$$Var[I_{MAI}] = 2E_b P_{ie}^2 (M-1) E[\alpha_{m,i}^2] \quad (10)$$

$$= \frac{4N_0}{T_b} P_{ie}^2 (M-1) \times SNR$$

따라서 전체 에러율은 다음과 같다.

$$Pr(error) \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{\frac{\pi N}{8} E[\alpha_{0,i}^2]}}{\sqrt{\left(1 - \frac{\pi}{4}\right) E[\alpha_{0,i}^2] + 2P_{ie}^2 (M-1) E[\alpha_{m,i}^2] + \frac{NN_0}{T_b}}} \right) \quad (11)$$

위의 경우처럼 위상 왜곡에 대해서는 완벽하게 보상을 하였지만 감쇄왜곡에 대하여 불완전한 추정을 하였을 때에는 다음과 같이 감쇄성분의 추정오차가 생기게 된다.

$$\hat{a}_{m,i} = a_{m,i} + \Delta a_{m,i} \quad (12)$$

따라서 식(7)의 $\alpha_{m,i}[k]$ 는 $\hat{a}_{m,i}[k]$ 로 바뀌게 된다. 이에 따른 검출 값 전체 수식은

$$u(k) = \sqrt{\frac{E_b}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_{0,i}[k] a_0[k] + 2P_{ie} \sqrt{\frac{E_b}{N}} \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_{m,i}[k] a_m[k] c_{0,i}[k] c_{m,i}[k] \cos(\bar{\phi}_{m,i}[k]) + (1 - 2P_{ie}) \sqrt{\frac{E_b}{N}} \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} \Delta a_{m,i}[k] a_m[k] c_{0,i}[k] c_{m,i}[k] \cos(\bar{\phi}_{m,i}[k]) + \eta \quad (13)$$

이에 따른 간섭 성분의 전력은 식(14)처럼 바뀌게 되는데 $\Delta a_{m,i}$ 는 0의 평균값을 가지고 $\sigma_{\Delta a_{0,i}}$ 의 분산값을 가지는 가우시안 분포로 생각할 수 있으므로 $E[\Delta a_{0,i}]$ 는 $\sigma_{\Delta a_{0,i}}$ 로 간주할 수 있다.

$$Var[I_{MAI}] = 2E_b P_{ie}^2 (M-1) E[\alpha_{m,i}^2] + \frac{E_b}{2} (2P_{ie} - 1)^2 (M-1) E[\alpha_{m,i}^2] = \frac{4N_0}{T_b} P_{ie}^2 (M-1) \times SNR + \frac{E_b}{2} (2P_{ie} - 1)^2 (M-1) \sigma_{\Delta a_{0,i}}^2 \quad (14)$$

따라서 전체 에러율은 식 (15)과 같이 바뀌게 된다.

$$\Pr(\text{error}) \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\pi N}{8}} E[a_{0,i}^2] \times \left[\sqrt{\left(1 - \frac{\pi}{4}\right) E[a_{0,i}^2] + 2 P_w^2 (M-1) E[a_{m,i}^2]} + \frac{1}{(2P_w - 1)^2 (M-1) E[\Delta a_{m,i}^2] \frac{NN_0}{2T_b}} \right]^{-1} \right) \quad (15)$$

다음은 파일럿 심벌을 사용하여 채널을 추정하였을 때 간섭제거기의 사용에 대한 것으로 이전과 마찬가지로 MAI에 대한 전력성분이 달라지는 것이다. 변화는 MAI항은 다음 식(16)과 같이 바뀌게 되고

$$I_{MAI(c)} = I_{MAI} - \sqrt{\frac{E_b}{N}} \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_{m,i}[k] \widehat{a}_m[k] \times c_{0,i}[k] c_{m,i}[k] \cos(\widehat{\phi}_{m,i}[k]) \quad (16)$$

데이터에 대한 추정확률 P_{ic} 에 대한 식으로 검출된 신호와 간섭전력은 식(17)과 식(18)과 같다.

$$v(k) = \sqrt{\frac{E_b}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_{0,i}[k] a_0[k] \cos(\phi_{0,i}[k]) + 2P_w \sqrt{\frac{E_b}{N}} \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_{m,i}[k] a_m[k] c_{0,i}[k] \times c_{m,i}[k] \cos(\phi_{m,i}[k]) + \eta \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \operatorname{Var}[I_{MAI}] &= 4E_b P_w^2 (M-1) E[a_{m,i}^2] E[\cos^2 \widehat{\phi}_{m,i}] \\ &= \frac{4N_0}{T_b} P_w^2 (M-1) \times \operatorname{SNR} \end{aligned} \quad (18)$$

이 된다. 여기서 $E[\cos \widehat{\phi}_{0,i}] = e^{-\frac{\sigma_{\phi_0}^2}{2}}$, $E[\cos \widehat{\phi}_{0,i}^2] = \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} e^{-2\sigma_{\phi_0}^2}\right)$ 의 관계를 이용하면 이에 따른 전체 어려움은

$$\begin{aligned} \Pr(\text{error}) &\approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\pi}{4}} E[a_{0,i}^2] E^2[\cos \widehat{\phi}_{0,i}] E[\cos^2 \widehat{\phi}_{0,i}] \times \left[E_b E[\cos^2 \widehat{\phi}_{0,i}] \left(\frac{E[a_{0,i}^2]}{N^2} + 4 P_w^2 (M-1) E[a_{m,i}^2] \frac{N_0}{T_b} \right) \right]^{-1} \right) \end{aligned} \quad (19)$$

이다. 파일럿 심벌을 사용한 채널 추정은 간섭 성분의 추정오차가 생기게 되므로 이것을 고려할 때 타 사용자에 의한 간섭신호의 성분은 식(20)와 같이 바뀌게 된다.

$$I_{MAI(c)} = I_{MAI} - \sqrt{\frac{E_b}{N}} \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} \widehat{a}_m[k] \widehat{a}_m[k] \times c_{0,i}[k] c_{m,i}[k] \cos(\widehat{\phi}_{m,i}[k]) \quad (20)$$

데이터에 대한 추정확률 P_{ic} 에 대한 식으로 검출된 신호 $v(k)$ 는 식(13)의 $\cos(\widehat{\phi}_{m,i}[k])$ 를 $\cos(\widehat{\phi}_{m,i}[k])$ 로 바꾸어 주면 된다. 이에 따른 간섭잡음의 전력은

$$\begin{aligned} \operatorname{Var}[I_{MAI(c)}] &= 4E_b P_w^2 (M-1) E[a_{m,i}^2] E[\cos^2 \widehat{\phi}_{m,i}] \\ &\quad + (2P_w - 1)^2 E_b (M-1) E[\Delta a_{m,i}^2] E[\cos^2 \widehat{\phi}_{m,i}] \\ &= \frac{4N_0}{T_b} P_w^2 (M-1) \times \operatorname{SNR} + E_b (2P_w - 1)^2 (M-1) \\ &\quad \sigma_{\Delta a_{m,i}}^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \exp(-2\sigma_{\phi_0,i}) \right) \end{aligned} \quad (21)$$

이 된다. 따라서 전체 어려움은 다음과 같다.

$$\Pr(\text{error}) \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\pi N E_b}{4}} e^{-\sigma_{\phi_0}^2} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} e^{-2\sigma_{\phi_0}^2} \right) E[a_{0,i}^2] \left(\frac{E_b}{N} E[a_{0,i}^2] \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} e^{-2\sigma_{\phi_0}^2} \right) + \operatorname{Var}[I_{MAI(c)}] + \frac{NN_0}{T_b} \right)^{-1} \right) \quad (22)$$

4.2 수식 계산결과

이상과 같이 완벽한 채널추정 하에서의 MC-CDMA 시스템과 그에 따른 간섭제거기에 의한 성능 분석, 1차 가우시안 보강법을 사용한 채널추정에 따른 MC-CDMA 시스템과 간섭제거기에 의한 성능분석을 수식적으로 알아보았다.

먼저 완벽한 위상 보정이 이루어 졌을 경우 그림 3과 4과 같이 BER이 변화하는 것을 볼 수 있는데 그림 3과 같이 사용자의 수가 20명정도 이상이 되면 SNR이 증가하여도 BER이 잘 개선되지 않음을 볼 수 있다. 이는 사용자의 수가 늘어나면 배정잡음에 비해서 타 사용자에 의한 간섭잡음이 지배적인 잡음으로 작용하는 것이다. 또 사용자의 수가 적어도 SNR이 20dB이상이 되었을 때 성능의 차이가 별로 보이지 않는 것은 SNR이 증가하더라도 완벽한 전력제어를 가정하였기 때문에 타 사용자의 전력 또한 증가하므로 크게 BER이 감소하지 않는 것이다. 또한 그림 4에서와 같이 10dB이하의 SNR에 따른 BER은 사용자의 수가 적어도 좋은 성능을 보이지 않는다. 즉, 타 사용자의 신호가 적다고 하더라도 주변잡음에 대한 신호전력이 신호의 수신에 부족함을 나타내는 것이다.

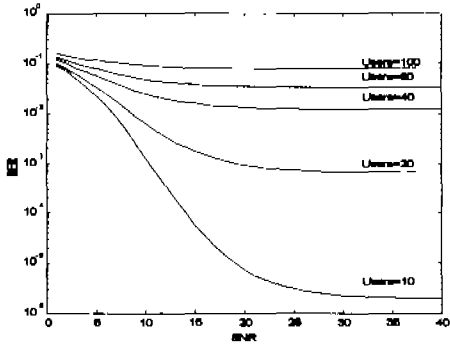


그림 3. 완벽한 채널추정 시 SNR에 따른 BER

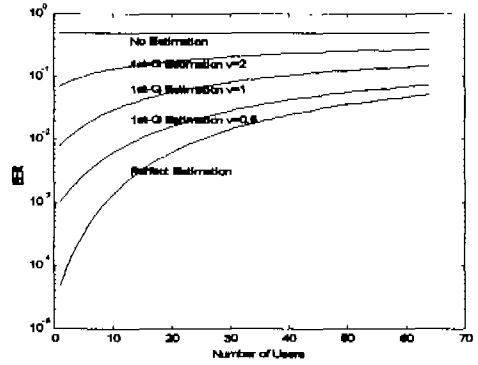


그림 6. 채널 추정과 사용자 수에 따른 BER

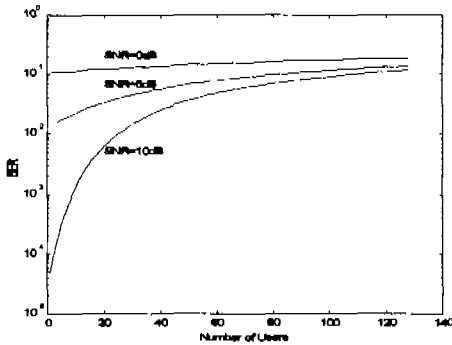


그림 4. 완벽한 채널추정 시 사용자 수에 따른 BER

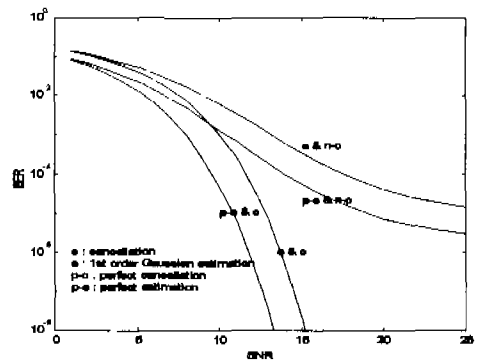


그림 7. 채널추정과 간섭제거에 따른 SNR에 대한 BER

다음은 채널 추정에 따른 곡선들로 그림5와 6과 같이 그 변화정도됨 알 수 있다. 그림 5에서는 SNR과 위상의 추정에 따른 분포에 대한 곡선으로 분산 값이 $1(\approx 60^\circ)$ 정도보다 작을 때 비교적 좋은 성능(BER이 10^{-3} 이하)을 얻을 수 있음을 볼 수 있다. 마찬가지로 그림6에서도 같은 결과를 보이는데 이 두 그림에서 v 는 위상 추정 분포에 따른 분산 값을 나타낸다.

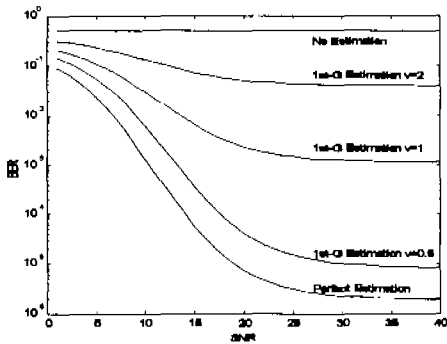


그림 5. 채널 추정과 SNR에 따른 BER

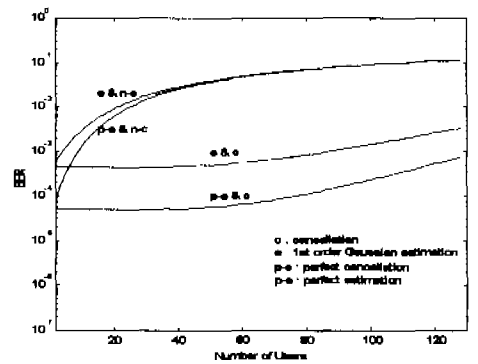


그림 8. 채널추정과 간섭제거에 따른 사용자수에 대한 BER

다음은 완벽한 채널추정과 1차 가우시안 보간법을 사용한 추정 범에 따른 시스템에 간섭 제거기를 사용하였을 때의 성능비교로서 그림 7는 SNR에 따라, 그림 8는 사용자의 수에 따른 성능을 나타낸 것이다. 그림에서 보듯이 SNR이 작아서 BER이 상대적으로 클 때, 즉 초기 에러율이 비교적 커서 간섭

제거 시 올바른 정보를 주지 못하는 경우와 타 사용자의 신호가 많을 때에는 간섭 제거기를 사용하지 않은 것과 많은 차이점 보이지 않지만 SNR이 10dB 이상이 되거나 사용자의 수가 40명 이하일 경우 많은 성능의 차이를 보인다. 여기서 알 수 있듯이 타 사용자에 의한 간섭이 시스템 전체의 성능에 많은 영향을 미침을 알 수 있다. 여기서 사용된 채널 추정위상 분포의 분산 값은 0.35로 계산하였다.

V. 결론

본 논문에서는 제 3세대 이동통신에서 주목 받고 있는 새로운 변조 방식인 다중 반송파 코드분할 접속방식(MC-CDMA)을 소개하고 다중경로 및 단일 경로 페이딩 환경에서의 성능을 평가하고 간섭제거기를 적용하였을 경우 성능의 변화를 분석하였다. 특히 이 논문에서 구현하고자 한 것은 다중 반송파 코드분할 접속방식 중 순방향에서와 같이 하나의 파일럿을 사용하여 모든 사용자들에 대한 신호를 보정할 수 있는 구조가 아닌 역방향에서 각기 다른 파일럿을 사용함으로써 각자의 신호를 보정해야 하는 구조에 초점을 맞추었다. 역방향 전송에서는 각기 사용자들의 신호가 서로 다른 채널을 겪고 수신되어지기 때문에 각 사용자의 신호를 효과적으로 보정하기 위해서는 사용자 마다 서로 구별할 수 있는 파일럿 심벌이 필요한 것이다.

다중경로 페이딩 채널의 경우 TD-L 구조로 모델링하여 MC-CDMA의 BER 수식을 유도하여 결과를 분석하였으며 이에 따른 간섭 제거기를 적용한 경우와 적용하지 않는 경우로 나누어 유도하였다. 또 단일경로의 경우 전송하는 심벌의 길이를 채널 환경에서 단일 경로로 고려할 수 있도록 하여 BER 수식을 유도하여 결과를 유도하였으며 위의 경우와 마찬가지로 간섭 제거기를 적용한 경우와 적용하지 않는 경우로 나누어 유도하였다.

계산결과를 볼 때 타 사용자에 의한 간섭 신호가 전체 시스템에 많은 영향을 미치고 있고 따라서 실제 시스템에서는 간섭 제거기가 필수적이라는 것을 알 수 있다. 채널추정방법으로는 1차 가우시안 보간법을 이용하여 신호의 위상왜곡을 추정하였고 실제 신호의 보정시 크기의 왜곡은 다른 잡음 성분의 크기에도 영향을 미치게 되므로 이를 고려치 않고 위상의 왜곡만 고려하여 신호의 보정을 고려하였다. 이 때 전송되어 지는 파일럿 신호는 하나의 코히어런스 대역폭이나 코히어런스 시간안에서 서로 충분

히 상관도를 가질 수 있도록 하여 신호간의 연관성을 가지게 하였다. 완전한 채널의 추정이나 1차 가우시안 보간법을 이용한 채널추정을 하였을 때 간섭제거기를 사용하지 않은 경우에는 사용자의 수가 20명을 넘거나 SNR이 15dB를 넘지 않게 되면 많은 비트 오류율을 보였다. 그러나 두 경우 모두 간섭제거기를 사용하였을 때에는 SNR이 10dB를 넘게 되면 좋은 성능을 보였고 사용자의 수가 많아져도 비트 오류율에서 거의 차이를 보이지 않았다. 즉, 간섭제거기를 사용하였을 때 사용하지 않을 경우에 비하여 10^2 에 가까운 성능의 향상을 보였다.

참고 문헌

- [1] Richard D. Carsello et.al., "IMT-2000 standard: Radio Aspects," *IEEE Personal Communications*, pp.30-40, August 1997.
- [2] Shin Suke Hara, Ramjee Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE commun. Magazine*, pp.126-133, December, 1997.
- [3] 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.
- [4] P.Hoeher, S.Kaiser, P. Roberson, "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
- [5] Seiichi Sampei, "Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications," Prentice Hall, 1997
- [6] P. Patel and J. Holtzman, "Performance Comparison of a DS/CDMA System Using a Successive Interference Cancellation(IC) Scheme and a Parallel IC Scheme under Fading," *Proc. ICC'94*, pp.510-514, May 1994.
- [7] Nathan Yee and Jean-Paul Linnartz "Multi-Carrier CDMA in an Indoor Wireless Radio Channel": University of California.

