

논문 2005-42TC-1-3

MC-DS/CDMA 시스템에서 정렬기법을 이용한 병렬형 간섭제거기법의 성능개선에 관한 연구

(A study on Parallel Interference Cancellation scheme based sorting
method for a Multi-carrier DS/CDMA System)

박재원*, 박용완*

(Jae-Won Park and Yong-Wan Park)

요 약

이 논문은 다중반송파 직접수열 코드분할 다중접속(MC-DS/CDMA) 시스템 환경에서 성능향상을 위한 병렬형 간섭제거시스템(Parallel Interference Canceller: PIC)을 소개한다. 기존의 병렬형 간섭제거 방식은 다중접속간섭을 원하는 신호에서 동시에 제거하는 기법으로 처리시간이 매우 빠르지만, 원하는 성능을 얻기 위해서 다단으로 시스템을 구성해야만 한다. 기존 방식의 성능은 정확한 간섭추정과 매우 밀접한 관계가 있으므로, 우리는 원하는 신호보다 작은 간섭신호 그룹을 좀 더 정확하게 추정하여 성능을 개선시킨 간섭제거 방식을 소개한다. 제안된 수신기의 동작원리는 수신된 신호를 크기에 따라 내림차순 정렬을 하고, 작은 신호들을 정확하게 추정하기 위하여 원하는 신호에서 큰 간섭신호를 제거한다. 다음으로 전 단계에서 개선된 작은 간섭신호들을 원하는 신호에서 제거한다. 이 결과, 큰 신호들의 정확성이 보장되므로 제안 방식은 기존의 병렬형 간섭제거 시스템보다 전반적인 비트 에러율(Bit Error Ratio)성능이 향상된다. 단점으로 전력 정렬과 간섭추정 단계가 요구되므로 기존 시스템보다 처리시간이 조금 지연된다. 성능은 한정된 대역 내에서 부반송파의 증가에 따라 다른 비선형 간섭제거 시스템과 비교 분석하였다.

Abstract

In this paper, we introduce a Parallel Interference Canceller (PIC) based sorting method to improve performance in the MC-DS/CDMA environment. A conventional PIC estimates and subtracts out all of the MAI (Multiple Access Interference) for each user in parallel. The parallel process ensures the low delay for the detection of all users. Also this scheme requires more stages for having better performance. Since the performance of PIC is strongly related to the correct MAI estimation, we introduce the IC (Interference Cancellation) scheme to estimate the accurate weaker signal group than the desired signal using conventional PIC. The principle of the proposed receiver sorts in descending order by the strength of signal and subtracts the MAI of the strong interferers from the desired signal for the accurate estimate of the weaker signals. Following this, the proposed scheme cancels out the improved weaker interference from the desired signal, using the output of the pre-step. In this result, the proposed system obtains better BER performance than the conventional PIC because the accuracy of the strong signal is improved. However, a disadvantage exists in that the processing time has slightly longer delay than the PIC owing to the power sorting and the MAI estimation process. The system performance evaluates and compares other non-linear IC according to the number of sub-carriers in the limited-bandwidth.

Keywords : Parallel Interference Cancellation, Multi-Carrier DS/CDMA, Multiple Access Interference

I. 서 론

정회원, 영남대학교 정보통신공학과
(Department of Information and Communication,
Yeungnam University)
* 본 연구는 정통부 ITRC 사업의 지원을 받아 수행
되었습니다.
접수일자: 2004년8월21일, 수정완료일: 2005년1월4일

단일반송파(single carrier: SC) 코드분할 다중접속
(cdma)시스템은 고속 멀티미디어 통신서비스를 제공하
기 위하여 전송대역을 광대역(wideband)으로 하기 때
문에 칩 주기가 크게 감소한다. 이는 다중경로 페이딩

채널(multi path fading channel)환경과 동기의 부정확성 때문에 심볼간 간섭(inter symbol interference: ISI) 및 반송과간 간섭(inter carrier interference: ICI)의 발생 원인이 되며, 전체시스템의 성능이 감소된다^{[1][73]}. 이와 같은 문제점을 해결하여 고속데이터의 전송을 위한 해법으로 연구되고 있는 방식이 다중반송파 CDMA기법과 다중반송파 직접수열(direct sequence) CDMA기법이다^{[1][73]}.

MC-CDMA기법은 각 신호를 Hadamard Walsh 코드를 병렬로 사용하여 주파수 영역에서 확산하기 때문에 확산코드의 자기상관성(auto correlation)을 고려하지 않아도 된다. 이와 같은 이유로 MC-CDMA방식은 하향링크(downlink) 통신채널에 적용할 경우 효과적이다.

MC-DS/CDMA기법은 시간 다이버시티를 이용하여 효과적인 준 동기(quasi-synchronous)채널을 형성하기 때문에 상향링크(uplink) 통신채널환경에 적합한 구조를 가진다^{[1][14]}. 그러나 이 방식은 다중반송파변조기법(orthogonal frequency division multiplexing: OFDM)과 대역확산(spread spectrum)기술에 기반을 둔 CDMA 방식의 장점을 수용하였다. 이러한 시스템의 용량은 전적으로 간섭에 의해 결정된다^{[5][6]}. 또한 이 시스템은 다중반송파에 전송신호를 실어 보내는 방식이므로 부반송파(sub-carrier)의 수가 증가하면 송수신기의 반송파 발생기에서 위상변위(phase shift)가 발생한다. 이것은 주파수 오프셋을 발생시켜 다중접속간섭(multiple access interference: MAI)에 영향을 준다^{[1][13]}.

CDMA시스템 특성상 전력제어, 송수신 다이버시티 등의 기술만으로 다중접속간섭을 완벽하게 제거하지 못하여 전체 시스템의 성능 및 용량에 한계가 생긴다^[6]. 이러한 한계점을 극복하고 고속 멀티미디어 통신서비스를 제공하기 위하여 최근 MC-DS/CDMA시스템 및 비동기(asynchronous) MC-CDMA시스템 환경에서 간섭 제거기법(interference cancellation: IC)에 대한 연구가 활발히 진행 중이다.

실제로 이동단말기(mobile)는 자신의 칩 수열(chip sequence)에 대한 정보만 가지고 있고, 기지국(base station)은 모든 사용자의 칩 수열 정보를 알고 있기 때문에 다중접속 간섭제거 기술은 상향링크 통신채널 환경에 적용된다^[6]. 그러나 지금까지 간섭 제거 연구들의 대부분은 모두 비동기식 MC-CDMA시스템에서 확산코드 간 직교성이 왜곡되어 발생하는 다중접속간섭에 대하여 이루어졌으며^{[7][17]}, 상향링크 환경에 적합한 MC-DS/CDMA시스템에서 간섭제거기법에 관한 연구들은

매우 미흡한 실정이다^{[18][21]}.

L. Fang, Namgoong, J 등은 MC-DS /CDMA환경에서 간섭제거기법을 연구하였다^{[18][20]}. 그 중 [18]과 [19]에서는 간섭 추정(estimation)방식을 적용한 개선된 연속형 간섭제거기법(SIC)을 소개하였다. 이 기법은 성능면에서 기존의 연속형 간섭제거기법보다 우수하지만 연속형 간섭제거기법의 단점인 처리속도는 개선하지 못하였다. 병렬형 간섭제거시스템(PIC)은 처리속도는 빠르지만 원하는 성능을 얻기 위하여 다단(multi-stage)으로 시스템을 구성하여야 하기 때문에 하드웨어적인 복잡도가 증가한다^[20].

이 논문에서는 MC/DS-CDMA환경에서 성능향상을 위한 병렬형 간섭제거시스템을 제안하였다. 기존의 병렬형 간섭제거 기법은 상관기 출력 값을 이용하므로 간섭신호의 신뢰성이 떨어진다. 그러나 제안된 방식은 원하는 신호보다 작은 간섭신호 그룹을 좀 더 정확하게 추정하여 병렬로 제거함으로 성능을 개선시킨다.

본 논문의 II장은 시스템 모델을 설명하고, III장은 제안한 간섭제거시스템의 구조와 동작원리 및 장단점에 대하여 기술하며, IV장은 기존의 간섭제거기법과 제안된 간섭제거기법의 성능을 비교하여 시스템에 대한 평가를 한다. V장은 결과에 대하여 논의한다.

II. 시스템 모델

그림 1은 MC-DS/CDMA 시스템에서 k 번째 사용자의 송신기를 표현한다. 이진 데이터 열이 입력되면 직-병렬변환(serial to parallel converter)을 수행한 후, 확산코드를 이용하여 대역 확산시킨다.

m 번째 데이터 열은 부반송파 ω_m 에 의하여 변조되

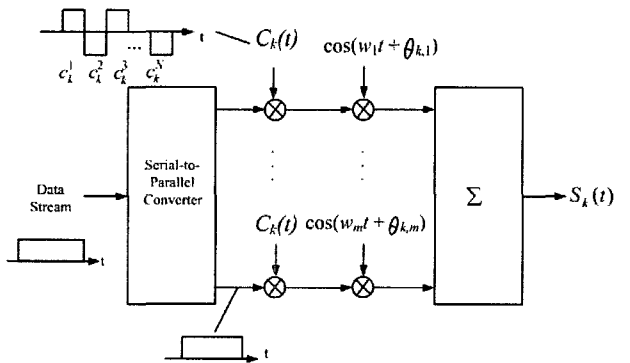


그림 1. MC-DS/CDMA 시스템에서 m 번째 부반송파와 k 번째 사용자의 송신기 구조

Fig. 1. Transmitter on the k -th user for m -th subcarrier in the MC-DS/CDMA.

며, k 번째 사용자의 전송신호는 다음과 같다^[1].

$$s_k(t) = \sum_{m=1}^M \sqrt{2 \cdot P_{k,m}} \cdot b_{k,m}(t) \cdot c_k(t) \cdot \cos(\omega_m t + \theta_{k,m}) \quad (1)$$

여기서 M 은 부반송파 개수, $P_{k,m}$ 은 m 번째 부반송파 및 k 번째 사용자의 송신전력을, b_k 는 전송데이터 파형, c_k 는 직접수열 확산파형을 의미한다. b_k 와 c_k 는 +1과 1의 발생 확률이 동일하다. ω_m 은 m 번째 반송파 주파수이고, $\theta_{k,m}$ 은 k 번째 사용자의 반송파 변조에서 발생하는 위상각으로 $[0, 2\pi]$ 범위의 정규분포를 가지는 독립확률변수를 의미한다. 각 부반송파는 주파수 비선택적 레일리 감쇄 채널이라고 가정하며, 이 경우 채널의 전달함수는 다음과 같다^[18].

$$\xi_{k,m}(t) = \alpha_{k,m} \cdot \exp(j\beta_{k,m}) \cdot \delta(t - \tau_k) \quad (2)$$

$\alpha_{k,m}$ 는 단위 2차 적률(moment) 가지는 레일리 확률변수, $\beta_{k,m}$ 는 $[0, 2\pi]$ 범위의 정규 확률변수, τ_k 는 $[0, T_s]$ 범위의 정규분포를 가지는 독립 확률변수를 의미한다. 수신되는 신호 $r(t)$ 는 다음과 같다.

$$r(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sqrt{2P_{k,m}} \cdot b_{k,m}(t - \tau_k) \cdot c_k^{(n)}(t - \tau_k) \cdot \alpha_{k,n} \cdot \cos(\omega_m t + \phi_{k,m}) + n_m(t) \quad (3)$$

K 는 비동기 CDMA 시스템에서 총 사용자 수를, N 은 처리이득을 의미한다. $\phi_{k,m} = \theta_{k,m} + \beta_{k,m}$ 이고 $n_m(t)$ 는 $N_0/2$ 의 전력 스펙트럼밀도를 가지는 백색 잡음이다.

III. 제안 시스템

이 장은 고속데이터 전송을 위한 MC/DS-CDMA 시스템에서 성능 향상을 위한 병렬형 간섭제거 시스템을 제안하고 성능을 분석한다.

1. 기존의 간섭제거 방식

이 절에서는 기존의 병렬형 간섭제거 기법을 설명한다. 대표적인 병렬형 간섭제거 기법은 그림 2에서 도시하였다. 이것은 원하는 신호를 제외하고 다중접속간섭(나머지 신호들의 상관기 출력 값)을 동시에 제거하는 기법이다. 다중접속간섭은 병렬적으로 제거되기 때문에 처리시간이 매우 빠르지만, 원하는 성능을 얻기 위해서 정확한 다중접속간섭의 추정이 필요하기 때문에 다단

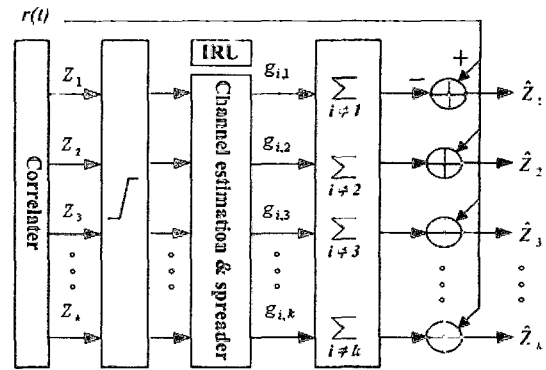


그림 2. 병렬형 간섭제거 기법
Fig. 2. Parallel Interference Cancellation.

로 시스템을 구성해야만 한다. 그래서 하드웨어적인 복잡도가 매우 증가한다^{[5][6]}. 이 방식을 행렬식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} \hat{z}_{1,m} \\ \hat{z}_{2,m} \\ \hat{z}_{3,m} \\ \vdots \\ \hat{z}_{K,m} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} z_{1,m} \\ z_{2,m} \\ z_{3,m} \\ \vdots \\ z_{K,m} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} g_{2,1}^m + g_{3,1}^m + g_{4,1}^m + \dots + g_{K,1}^m \\ g_{1,2}^m + g_{3,2}^m + g_{4,2}^m + \dots + g_{K,2}^m \\ g_{1,3}^m + g_{2,3}^m + g_{4,3}^m + \dots + g_{K,3}^m \\ \vdots \\ g_{1,K}^m + g_{2,K}^m + g_{3,K}^m + \dots + g_{K-1,K}^m \end{pmatrix} \quad (4)$$

여기서, $z_{k,m}$ 는 k 번째 사용자, m 번째 부반송파의 상관기 출력 값을, $\hat{z}_{k,m}$ 는 간섭을 제거한 후 k 번째 사용자의 출력 값을 나타낸다. $g_{i,k}^m$ 는 i 번째 신호가 k 번째 원하는 사용자에게 영향을 미치는 간섭으로 z_k 를 이용하여 추정된다. 식 (4)를 제안된 방식과 비교하기 위하여 신호의 크기는 내림차순(descending order) 정렬이 되었다고 가정한다. k 가 1일 경우 가장 큰 신호가 된다.

2. 제안된 수신기 구조

정렬기법을 적용하여 기존의 병렬형 간섭제거 시스템의 성능을 보완한 제안 시스템(Sorting method PIC: SPIC)은 개선된 작은 간섭신호들을 제거함으로 큰 신호들을 좀 더 정확하게 재 정의하는 것이다. 기존의 병렬형 간섭제거 기법은 상관기 출력 값을 이용하기 때문에 간섭신호의 신뢰성이 떨어지지만, 제안된 방식은 1차 간섭제거 과정으로 개선된 작은 간섭 신호들을 이용하여 큰 신호들에게 영향을 미치는 간섭신호를 제거한다. 그 결과 큰 신호들의 정확성을 높임으로 전체 시스템 성능을 향상시킨다.

그림 3는 제안된 수신기의 흐름도(flowchart)를 나타낸다. 처리과정은 다음과 같이 세 단계로 구성된다.

- i) 전력 정렬(power sorting) 및 신호 재생성(IRU).
- ii) 내림차순(descending)정렬을 이용한 1차 간섭제거
- (1st interference cancellation).
- iii) 오름차순(ascending)정렬을 이용한 2차 간섭제거
- (2nd Interference Cancellation).

제안된 수신기는 전력 정렬과정과 두 단계의 간섭제거 과정으로 이루어졌다. 수신된 신호를 크기순으로 전력 정렬과정을 수행한다. 여기서 Mode 1은 내림차순, Mode 2는 오름차순의 정보를 포함한다. 1차 간섭제거를 수행하기 위해서 내림차순으로 정렬한다. 그리고 원하는 신호와 간섭을 재생성(regeneration)하여 1차 간섭제거를 처리한다.

1차 간섭제거 단계는 큰 신호가 작은 신호에 미치는 간섭을 제거한다. 큰 간섭 신호를 우선 제거하는 이유는 작은 신호들이 큰 신호들보다 다중접속간섭(MAI)의 영향을 상대적으로 많이 받기 때문이다. 이 과정에서 작은 신호들은 개선되며, 다음 단계에서는 작은 신호가 큰 신호에 미치는 간섭을 제거한다(2차 간섭제거). 여기서 작은 간섭 신호는 1차 간섭제거 과정에서 개선되었기 때문에 기존의 병렬형 간섭제거 방식보다 제안된 방식에서 큰 신호들의 정확도는 향상된다.

그림 4는 제안된 간섭제거시스템을 적용한 수신기를 도시하고 있다. 이 그림에서 $r_m(t)$ 는 m 번째 통과대역(band pass) 필터의 출력 값이다. 이 값을 입력신호로 상관기를 통과한 출력 값은 다음과 같다^[18].

$$z_{k,m}(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^T r_m(t) \cdot c_k(t) \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega_m t + \phi_{k,m}) dt$$

$$= \sqrt{P_{k,m}} \cdot b_k^{(i)} \cdot \alpha_{k,m} + \sigma_{k,m} + \frac{\sqrt{2}}{T_s} \int_0^T c_k(t) \cdot n_m(t) \cdot \cos(\omega_m t + \phi_{k,m}) dt$$

(5)

위 식에서 m 번째 부반송파 및 k 번째 사용자, i 번째 심볼의 $\sigma_{k,m}^i$ 는 다중접속간섭을 표현하며 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\sigma_{k,m}^i = \sum_{j \neq k}^K \left\{ \frac{\sqrt{P_{j,m}}}{T_s} \cdot \alpha_{j,m} \cdot \cos(\phi_{j,m} - \phi_{k,m}) \cdot [b_{j,m}(i-1) \cdot R_{j,k}(\tau_j) + b_{j,m}(i) \cdot \hat{R}_{j,k}(\tau_j)] \right\}$$

(6)

여기서 부분 자기상관 함수인 $R_{j,k}(\tau_j)$, $\hat{R}_{j,k}(\tau_j)$ 는 다음과 같이 정의한다.

$$R_{j,k}(\tau_j) = \int_0^{\tau_j} c_j(t - \tau_j) \cdot c_k(t) \cdot dt$$

(7)

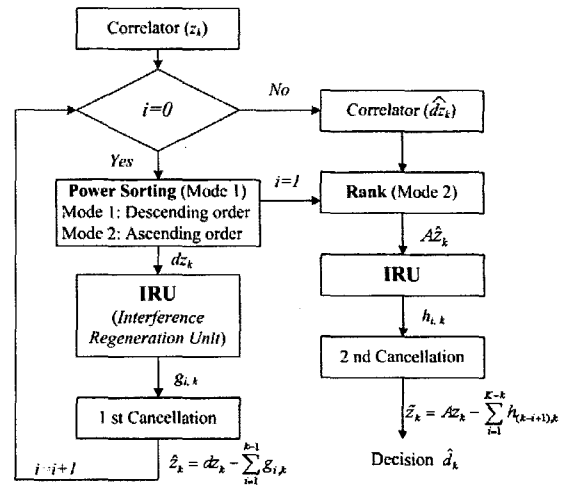


그림 3. 제안된 시스템의 흐름도
Fig. 3. Flowchart of proposed system.

$$\hat{R}_{j,k}(\tau_j) = \int_{\tau_j}^T c_j(t - \tau_j) \cdot c_k(t) \cdot dt$$

(8)

다음 단계에서 상관기의 출력 값 $z_{k,m}$ 는 진폭추정에 의하여 신호 재생성을 하고, 신호크기에 따라 내림차순 정렬을 수행한다. 출력 신호는 $dz_{k,m}$ ($z_{k,m}$ 과 동일함)이 되며 $k=1$ 일 경우 가장 큰 신호가 된다.

그림 5는 제안된 1차 간섭제거기법을 적용한 구조를 나타낸다. $dz_{k,m}$ 을 입력하여 가장 큰 $dz_{1,m}$ 은 직접 $\hat{z}_{1,m}$ 로 검출하고, 작은 신호들은 큰 신호에 의한 다중접속간섭(MAI)을 모두 제거하여 검출한다. k 번째 신호가 제안된 시스템의 첫 번째 과정을 수행한 후, 출력 값은 다음과 같다.

$$\hat{z}_{k,m}^{(i)} = dz_{k,m}^{(i)} - \sum_{j=1}^{k-1} g_{j,k}^m$$

(9)

여기서 $g_{j,k}^m$ 은 j 번째 간섭신호가 k 번째 원하는 신호에 영향을 미치는 다중접속 간섭이다. 이 간섭은 채널 추정에 의하여 구할 수 있으며, 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$g_{j,k}^m = \frac{\sqrt{P_{j,m}}}{T_s} \cdot \alpha_{j,m} \cdot \cos(\phi_{j,k}^m) \cdot [\hat{dz}_{j,m}(i-1) \cdot R_{j,k}(\tau_j) + \hat{dz}_{j,m}(i) \cdot \hat{R}_{j,k}(\tau_j)]$$

(10)

여기서 $\phi_{j,k}^m$ 은 $\phi_{j,m} - \phi_{k,m}$ 이고, \hat{dz} 는 $d\}z$ 의 결정변수이다. 제안된 시스템의 첫 번째 과정을 처리한 출력 신호를 행렬식으로 표현하면 다음과 같다.

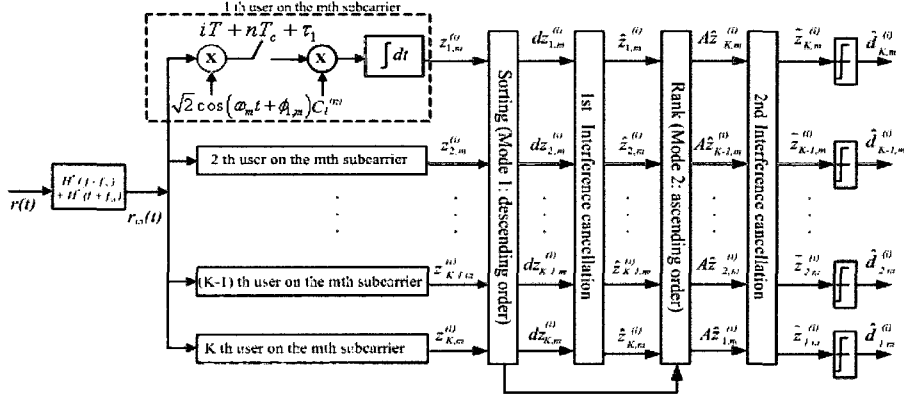


그림 4. 제안된 간섭제거 시스템(SPIC)을 적용한 수신기의 블록도
Fig. 4. PIC receiver based on the sorting method (SPIC).

$$\begin{pmatrix} \hat{z}_{1,m} \\ \hat{z}_{2,m} \\ \hat{z}_{3,m} \\ \vdots \\ \hat{z}_{K,m} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} dz_{1,m} \\ dz_{2,m} \\ dz_{3,m} \\ \vdots \\ dz_{K,m} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 & & & & \\ & g_{1,2}^m & & & \\ & g_{1,3}^m + g_{2,3}^m & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & M & \\ g_{1,K}^m + g_{2,K}^m + \dots + g_{K-1,K}^m & & & & \end{pmatrix} \quad (11)$$

이 단계에서 작은 신호들은 자신보다 큰 신호들로부터의 간섭을 1차적으로 제거함($\hat{z}_{1,m}$)으로 기존의 병렬형 간섭제거 방식의 입력으로 이용하는 상관기의 출력값(여기서는 $z_{k,m} = dz_{k,m}$)과 비교하면 개선됨을 확인할 수 있다.

다음 단계에서는 작은 신호가 큰 신호에 미치는 간섭을 제거하기 위해서 $\hat{z}_{k,m}$ 을 이용하여 신호크기에 따라 오름차순 정렬을 수행한다. 이 경우 오름차순은 전력 정렬에서 얻은 정보(Mode 2)를 이용한다. 출력 신호는 $A\hat{z}_{k,m}$ ($\hat{z}_{k,m}$ 과 동일함)이고 $k=1$ 이면 가장 큰 신호, $k=K$ 이면 가장 작은 신호가 된다.

그림 6는 제안된 2차 간섭제거를 보여준다. $A\hat{z}_{k,m}$ 을 입력하여 가장 작은 $A\hat{z}_{K,m}$ 은 직접 $\hat{z}_{K,m}$ 로 검출하고, 큰 신호들은 작은 신호들에(1차 간섭제거 과정을 거쳐 개선된 신호)의한 간섭을 모두 제거하여 검출한다. k 번째 신호가 제안된 시스템의 2번째 간섭제거 과정을 수행한 후, 출력 값은 다음과 같다.

$$\hat{z}_{k,m}^{(i)} = A\hat{z}_{k,m}^{(i)} - \sum_{j=1}^{K-k} h_{(K-j+1),k}^m \quad (12)$$

여기서 $h_{j,k}^m$ 은 식 (10)의 $g_{j,k}^m$ 과 유사하지만, 상관기의 출력 값($dz_{k,m}$)을 이용하지 않고 1차 간섭제거 과정을

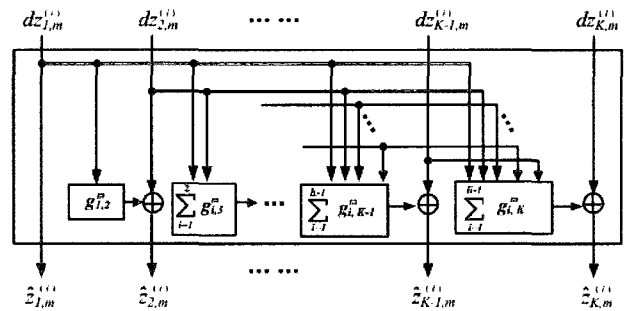


그림 5. 제안된 1차 간섭제거 구조도
Fig. 5. Structure of 1st Interference Cancellation.

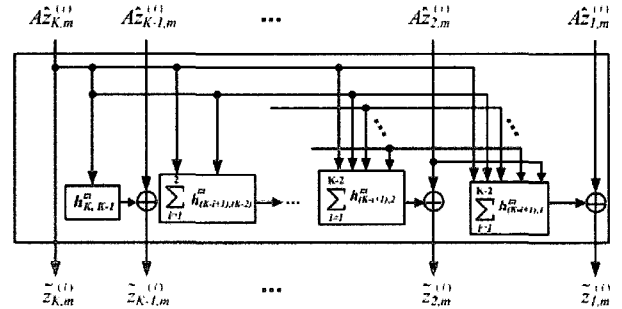


그림 6. 제안된 2차 간섭제거
Fig. 6. Structure of 2nd Interference Cancellation.

수행한 출력($A\hat{z}_{k,m}$) 값을 사용한다.

$h_{j,k}^m$ 를 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$h_{j,k}^m = \frac{\sqrt{P_{j,m}}}{T_s} \cdot \alpha_{j,m} \cdot \cos(\phi_{j,k}^m) \cdot \left[\hat{A}z_{j,m}^{(i)}(i-1) \cdot R_{j,k}(\tau_j) + \hat{A}z_{j,m}^{(i)}(i) \cdot \hat{R}_{j,k}(\tau_j) \right] \quad (13)$$

여기서 $\hat{A}z_{k,m}$ 은 $A\hat{z}_{k,m}$ 의 결정변수이다. 제안된 시스템의 두 번째 간섭제거 과정을 처리한 출력 신호를 행렬식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} \tilde{z}_{K,m} \\ \tilde{z}_{K-1,m} \\ \vdots \\ \tilde{z}_{2,m} \\ \tilde{z}_{1,m} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A\hat{z}_{K,m} \\ A\hat{z}_{K-1,m} \\ \vdots \\ A\hat{z}_{2,m} \\ A\hat{z}_{1,m} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 \\ h_{K,K-1}^m \\ \vdots \\ h_{K,2}^m + h_{K-1,2}^m + \cdots + h_{3,2}^m \\ h_{K,1}^m + h_{K-1,1}^m + \cdots + h_{3,1}^m + h_{2,1}^m \end{pmatrix} \quad (14)$$

$A\hat{z}_{k,m}$ 과 $\hat{z}_{k,m}$ 이 같으므로 식 (11)와 (14)를 이용하여 제안된 시스템(SPIC)의 출력 값을 다음과 같은 행렬 식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{pmatrix} \tilde{z}_{1,m} \\ \tilde{z}_{2,m} \\ \tilde{z}_{3,m} \\ \vdots \\ \tilde{z}_{K,m} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} dz_{1,m} \\ dz_{2,m} \\ dz_{3,m} \\ \vdots \\ dz_{K,m} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} h_{2,1}^m + h_{3,1}^m + h_{4,1}^m + \cdots + h_{K,1}^m \\ g_{1,2}^m + h_{3,2}^m + h_{4,2}^m + \cdots + h_{K,2}^m \\ g_{1,3}^m + g_{2,3}^m + h_{4,3}^m + \cdots + h_{K,3}^m \\ \vdots \\ g_{1,K}^m + g_{2,K}^m + g_{3,K}^m + \cdots + g_{K-1,K}^m \end{pmatrix} \quad (15)$$

위 식을 식 (4)와 비교하면 $h_{j,k}^m$ 는 1차적으로 큰 간섭 신호가 제거된 신호를, $g_{j,k}^m$ 는 상관기 출력 값을 이용하기 때문에 제안된 시스템의 성능은 기존의 병렬형 간섭 제거 기법보다 향상된다. 처리시간 면에서는 제안 방식의 정렬과 두 단계 간섭제거 과정에 의하여 기존 방식보다 조금 지연된다. 그러나 이 처리과정은 병렬로 처리되기 때문에 연속형 간섭제거 기법보다는 매우 빠르게 처리할 수 있다.

3. 제안 시스템의 성능 분석

이 절에서 성능 분석을 위하여 다중접속간섭(σ)은 영 평균(zero mean)을 가지는 가우시안 확률 변수이고, $n_m(t) \sim N_0/2$ 의 전력 스펙트럼밀도를 가지고 평균이 0인 가우시안 확률 변수로 가정한다.

식 (6)로부터 다중접속간섭의 정규화 된 분산 값은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$E[\sigma_k^2] = \sum_{m=1}^M \sum_{j \neq k}^K \frac{P_{j,m}}{T_s^2} \cdot \alpha_{j,m}^2 \cdot \cos^2(\phi_{j,m} - \phi_{k,m}) \cdot E[R_{j,k}^2] \quad (16)$$

부록 A.4에서 유도된 $E[R_{j,k}^2]$ 에서 $\tau_{\epsilon,j}/T_s$ 를 β 라고 가정하고 식 (17)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$E[\sigma_k^2] = \sum_{m=1}^M \sum_{j \neq k}^K \left(\frac{T_c}{T_s} \right)^2 \cdot N \cdot P_{j,m} \cdot \alpha_{j,m}^2 \cdot \cos^2(\phi_{j,m} - \phi_{k,m}) \cdot (2\beta^2 - 2\beta + 1) \quad (17)$$

평균 성능을 얻기 위하여 $\phi_{j,m} - \phi_{k,m}$ 과 β 는 각

각 독립 랜덤변수이고, $[0, 2\pi]$ 와 $[0, 1]$ 의 범위에 균일하게 분포한다고 가정하면, 위 식은 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$E[\sigma_k^2] = \frac{1}{3N} \sum_{m=1}^M \sum_{j \neq k}^K P_{j,m} \cdot \alpha_{j,m}^2 \quad (18)$$

상관기 출력 값의 BER(Bit Error Ratio) 성능은 다음과 같이 표현한다.

$$P_b = Q \left(\sqrt{\frac{\sum_{m=1}^M E[z_{k,m}^2]}{E[\sigma_k^2] + \frac{N_0}{2}}} \right) \quad (19)$$

부록 A.5에서 오류 확률은 다음과 같다.

$$P_b \approx \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{2}{3N} \sum_{j \neq k}^K \hat{P}_j \cdot \hat{\alpha}_j^2 - \frac{N_0}{\sum_{m=1}^M P_{k,m} \cdot \alpha_{k,m}^2} \right)^{-1} \quad (20)$$

여기 $\hat{P}_{j,m} = P_{j,m}/P_{k,m}$ 이고, $\hat{\alpha}_{j,m} = \alpha_{j,m}/\alpha_{k,m}$ 이다. 그리고 1차 간섭제거 뒤 다중접속간섭은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \sigma_{k,m}(1st) &= \sigma_{k,m} - \sum_{j=1}^{k-1} g_{j,k}^m \\ &= \sum_{j=k+1}^K \sigma'_{k,m}(j) + \sum_{j=1}^{k-1} (\sigma'_{k,m}(j) - g_{j,k}^m) \end{aligned} \quad (21)$$

여기서 $\sigma'_{k,m}(j)$ 는 상관기 출력 값에서 발생한 간섭으로 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma'_{k,m}(j) &= \frac{\sqrt{P_{j,m}}}{T_s} \cdot \alpha_{j,m} \cdot \cos(\phi_{j,m} - \phi_{k,m}) \\ &\cdot [b_{j,m}(i-1) \cdot R_{j,k}(\tau_j) + b_{j,m}(i) \cdot \hat{R}_{j,k}(\tau_j)] \end{aligned} \quad (22)$$

부록 A.9로부터 1차 간섭제거를 수행한 뒤 분산 값은 다음과 같이 근사화 할 수 있다.

$$E[\sigma_k(1st)^2] = \frac{1}{3N} \sum_{m=1}^M \left(\sum_{j=k+1}^K P_{j,m} \cdot \alpha_{j,m}^2 + 4P_{ib}^2 \sum_{j=1}^{k-1} P_{j,m} \cdot \alpha_{j,m}^2 \right) \quad (23)$$

제안 시스템의 1차 간섭제거 단계를 거친 뒤 오류 확률은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{bi} &\approx \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{2}{3N} \left(\sum_{j=k+1}^K \hat{P}_j \cdot \hat{\alpha}_j^2 + 4P_{ib}^2 \sum_{j=1}^{k-1} \hat{P}_j \cdot \hat{\alpha}_j^2 \right) \right. \\ &\quad \left. - N_0 / \sum_{m=1}^M P_{k,m} \cdot \alpha_{k,m}^2 \right)^{-1} \end{aligned} \quad (24)$$

제안 시스템에서 2차 간섭제거 단계를 수행한 뒤 다중접속간섭은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_{k,m}(2nd) &= \sigma_{k,m}(1st) - \sum_{j=1}^{K-k} h_{(K-j+1),k}^m \\ &= \sum_{j=1}^{k-1} \hat{\sigma}_{k,m}(k-j) + \sum_{j=1}^{K-k} (\hat{\sigma}_{k,m}(K-j+1) - h_{(K-j+1),k}^m) \end{aligned} \quad (25)$$

여기서 $\hat{\sigma}_{k,m}$ 은 부록 A.8과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{\sigma}_{k,m}(j) = \sigma'_{k,m}(j) - g_{j,k}^m = 2P_{ib} \cdot \sigma'_{k,m}(j) \quad (26)$$

부록 A.13으로부터 2차 간섭제거를 수행한 뒤 분산값은 다음과 같이 근사화 할 수 있다.

$$\begin{aligned} E[\sigma_k(2nd)^2] &= \frac{1}{3N} \sum_{m=1}^M \left(4P_{ib}^2 \sum_{j=1}^{k-1} P_{(k-j),m} \cdot \alpha_{(k-j)}^2 \right. \\ &\quad \left. + 4P_{bi}^2 \sum_{j=1}^{K-k} P_{(K-j+1),m} \cdot \alpha_{(K-j+1),m}^2 \right) \end{aligned} \quad (27)$$

최종적으로 제안된 시스템의 BER 성능은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{spic} &\approx \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{2}{3N} \left(4P_{ib}^2 \sum_{j=1}^{k-1} \hat{P}_{(k-j)} \cdot \hat{\alpha}_{(k-j)}^2 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + 4P_{bi}^2 \sum_{j=1}^{K-k} \hat{P}_{(K-j+1)} \cdot \hat{\alpha}_{(K-j+1)}^2 \right) - N_0 / \sum_{m=1}^M P_{k,m} \cdot \alpha_{k,m} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (28)$$

기존의 병렬형 간섭제거 방식은 부록 A.15에서 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$P_{pic} \approx \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{2}{3N} \left(4P_{ib}^2 \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{K-1} \hat{P}_j \cdot \hat{\alpha}_j^2 \right) - \frac{N_0}{\sum_{m=1}^M P_{k,m} \cdot \alpha_{k,m}^2} \right)^{-1} \quad (29)$$

IV. 모의실험 및 성능 분석

이 장에서는 제안된 간섭제거시스템의 성능을 부반송파와 처리이득을 고려하여 분석하였다. 또한 다른 비선형 간섭제거시스템 (PIC, Hybrid)과 비교 분석하였으며, 다음과 같은 가정을 하였다.

- 부반송파의 개수 (M)는 1, 2, 4이며, 처리이득 (N)은 64, 128과 256이다.
- 채널모델은 가우시아 잡음 (AWGN)과 레일리 분포를 가지는 주파수 비선택적 페이딩 모델이다.
- 대역폭 (B)은 $M \times N$ 으로 표현한다.
- 시간지연과 반송파 위상 천이의 Tracking 오류는 무시한다.
- 각 사용자의 송신 전력은 동일하다 ($P_k = P$).

- 수신 전력은 식 (7)에 표현된 레일리 확률 변수 ($\alpha_{k,m}$)에 의존하며, $-50dB$ 에서 $10dB$ 사이에 분포.
- 부반송파의 직교성 (orthogonality)은 완벽하다고 가정한다.

실제 환경에서 시간지연 (τ)과 위상천이 (ϕ)의 오류는 2차 DLL (Delay-Locked-Loop)과 2차 Costas Loop의 출력 값을 이용하여 보상할 수 있다^[18].

그림 7은 부반송파의 수에 따라 E_b/N_0 대 BER 성능을 나타낸다. 여기서 사용자 수 (K)는 64명으로 하였다. 정합필터 (MF)의 BER 성능은 부반송파의 수가 증가할수록 감소함을 알 수 있다. 그 이유는 부반송파의 수가 증가할수록 다중접속간섭의 영향이 커지기 때문이다. 부반송파 수가 늘어나면 처리이득은 감소하고, 다중접속간섭은 처리이득에 반비례하여 증가한다. 이 결과는 MC/DS-CDMA 환경에서 다중접속간섭은 부반송파 수에 의존함을 보여준다.

이 그림을 자세히 살펴보면 $M=4, N=64$ 일 때 기존의 병렬형 간섭제거 방식 (PIC)이 $M=1, N=256$ 일 때 정합필터보다 BER 성능이 떨어진다. 이것은 $M=4, N=64$ 일 때 기존 방식의 입력으로 사용되는 정합필터의 성능이 매우 나빠서 발생한다.

그림 8에서 제안 시스템 (SPIC)과 기존 시스템 (PIC)의 BER 성능을 E_b/N_0 에 따라 보여주고 있다.

여기서 부반송파 수는 2개이고, 처리이득은 128로 설정하였다. E_b/N_0 가 증가함에 따라 제안 방식의 성능이

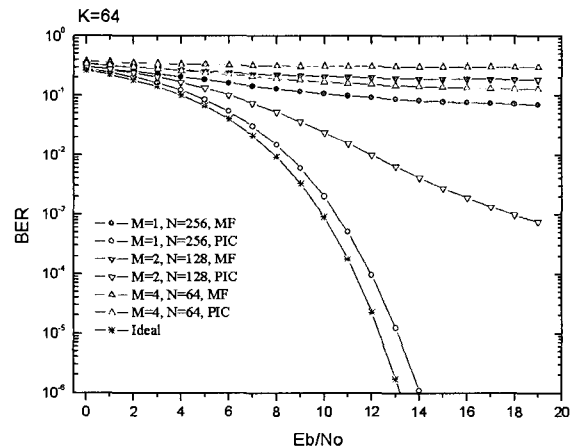


그림 7. PIC의 부반송파의 수에 따른 E_b/N_0 대 BER

Fig. 7. BER versus E_b/N_0 for PIC by sub-carrier.

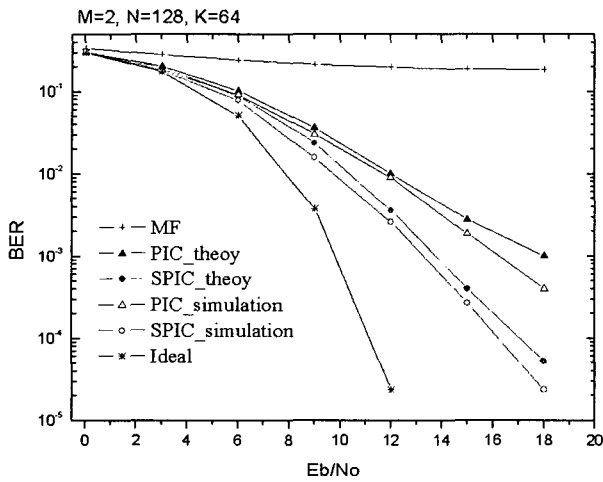


그림 8. 제안 시스템의 E_b/N_0 에 따른 BER
Fig. 8. BER of SPIC and PIC versus E_b/N_0 .

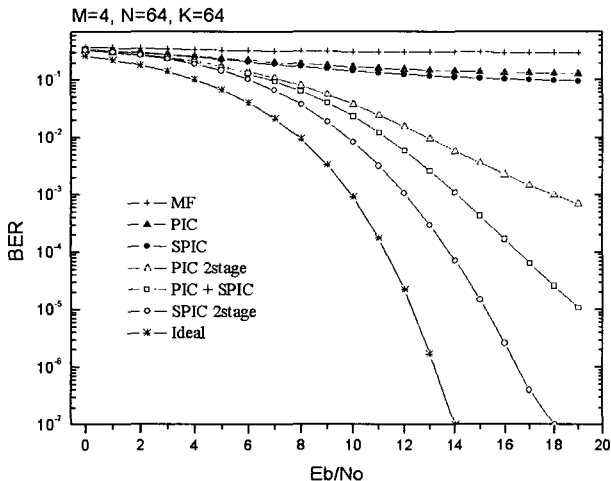


그림 9. 제안 시스템과 다른 시스템의 E_b/N_0 에 따른 BER 성능 비교
Fig. 9. BER versus E_b/N_0 for SPIC compared to other interference cancellation scheme.

기존 방식보다 향상됨을 확인할 수 있다. 모의실험과 이론적 분석 결과는 차이가 발생하는데 이것은 다중접속간섭을 가우시안 근사화 하였기 때문이다

그림 9에서 제안 시스템과 혼합 시스템(SPIC+PIC), 기존 병렬형 간섭제거 시스템 2단 (PIC 2stage), 제안 시스템 2단 (SPIC 2stage)의 성능을 보여준다. 여기서 부반송파 수는 4개이고, 처리이득은 64로 설정하였다. 제안 시스템과 기존 시스템을 결합한 혼합 시스템은 전단에 제안 시스템의 출력 값을 기존 시스템의 입력으로 이용하였다.

기존 시스템 (PIC)과 제안 시스템 (SPIC)을 비교하면 E_b/N_0 가 7dB이하에서는 성능이 유사하며, 7dB 이상에서는 제안된 시스템의 성능이 향상되지만 많은

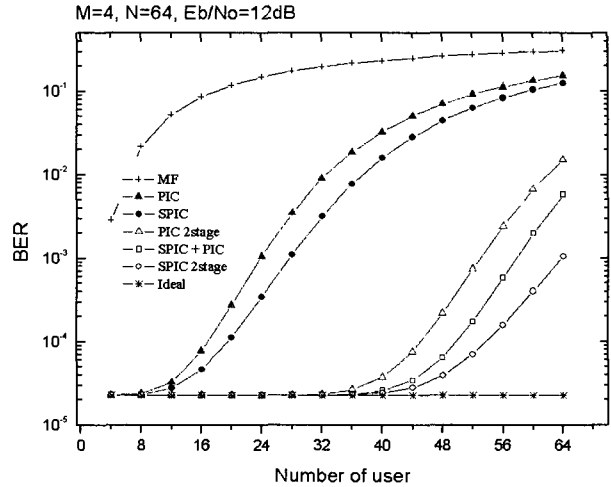


그림 10. 사용자 수에 따른 제안 시스템의 BER
Fig. 10. BER versus the number of users for SPIC.

표 1. 제안 시스템과 다른 시스템의 성능 비교
Table 1. Comparison of performance of the SPIC with other schemes.

M=4, K=64, N=64, Eb/No=12dB

	Convention	PIC 2 stage	SPIC 2 stage	Hybrid SPIC+PIC
# of cancellation	.	$2K \cdot (K-1)$	$2K \cdot (K-1)$	$2K \cdot (K-1)$
Delay time (Bits)	.	2 few	2 fewer	few+fewer
BER	0.308	$1.25 \cdot 10^{-2}$	$1.05 \cdot 10^{-3}$	$5.08 \cdot 10^{-3}$

few < fewer

이득을 얻지 못한다. 이것은 다중접속간섭의 영향이 증대되었기 때문이다.

그러나 제안시스템 2단(SPIC 2stage)은 PIC 2단(PIC 2stage)보다 성능에서 많은 이득을 얻는다. 혼합시스템 (SPIC+PIC 1stage)은 제안시스템 2단과 PIC 2단의 중간 성능을 유지한다. 이 혼합시스템은 성능 면에서는 PIC 2단보다 우수하고, 처리 시간 면에서는 제안시스템 2단보다 이득을 얻을 수 있다.

그림 10은 사용자 수에 따른 BER 성능을 나타내었다. 기존 시스템과 제안 시스템을 비교하면 사용자의 수 (K)가 12이상이면 성능이 감소하면서 정합필터의 성능을 따라간다. 제안 시스템 2단과 기존 시스템 2단은 사용자 수가 44명 이상에서 성능이 감소한다. 그러나 제안된 시스템 2단은 사용자 수가 64명 까지는 BER 성능이 10^{-3} 정도를 유지하면서 고속 데이터 전송(많은 부반송파수가 필요함)에 효율적임을 보여준다.

표 1은 간섭제거 시스템의 평가 척도가 되는 처리시

간(Delay time), 복잡도(# of cancel.), 그리고 BER 성능을 보여준다. 사용한 인자들은 표 위에 나타내었다. 일반적으로 간섭제거 시스템의 하드웨어적인 복잡도는 간섭제거 수로 정의한다. 연속형 간섭제거 시스템에서 한 사용자를 검출하기 위해 요구되는 처리시간은 루프 당 지연으로 1비트로 가정한다. K 명의 사용자가 있다면 처리시간은 K 비트가 필요하다.

그러나 병렬형 간섭제거 시스템에서 요구되는 최대 처리시간은 단지 약간(*few*)의 비트만 소요된다^[22]. 따라서 제안된 시스템은 소프트 정렬과 간섭제거를 위한 두 단계가 필요하므로 여기서는 *fewer*로 설정하였다. 사용자가 충분히 많다면 제안시스템은 연속형 간섭제거 시스템보다 매우 빠른 처리속도를 가진다. 제안시스템 2단과 PIC 2단을 비교하면 복잡도는 동일하고, 처리시간은 제안된 시스템이 조금 지연된다. 하지만 BER 성능은 매우 향상됨을 확인할 수 있다.

V. 결 론

이 논문에서는 MC/DS-CDMA 환경에서 정렬기법을 적용한 병렬형 간섭제거시스템에 대하여 논하였다. 기존의 병렬형 간섭제거 기법은 상관기 출력 값을 이용하기 때문에 간섭신호의 신뢰성이 떨어지지만, 제안된 방식은 작은 간섭 신호들이 1차 간섭제거 과정에서 개선되었기 때문에 기존의 병렬형 간섭제거 방식보다 큰 신호들의 정확성을 높임으로 전체 시스템 성능을 향상시킨다. 제안 시스템은 하드웨어적인 복잡도에서 기존 시스템과 동일하지만 정렬과 두 단계의 처리과정 때문에 처리속도 측면에서 좀 더 지연되는 단점이 있다.

MC/DS-CDMA에서 고속 데이터 전송을 위해서는 많은 부반송파가 필요하기 때문에 다중접속간섭은 증가한다. 이 경우 제안 시스템은 기존의 시스템보다 훨씬 효율적임을 모의실험을 통하여 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] Shinsuke. H, R. Prasad, "Overview of Multi-carrier CDMA", IEEE Commun. Mag., pp. 126-133, Dec. 1997.
- [2] N. Yee, J.P. Linnartz, G. Fettweis, "Multi-Carrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks", Proc. PIMRC '93, Yokohama, Japan, pp.109-113, 1993.
- [3] S. Kondo, L. B. Milstein, "Performance of Multicarrier DS CDMA Systems", IEEE Trans. Commun., vol. 44, no. 2, pp. 238-246, Feb. 1996.
- [4] A. Chouly, A. Brajal and S. Jourdan, "Orthogonal Multicarrier Techniques Applied to Direct Sequence Spread Spectrum CDMA Systems", Proc. Of IEEE Globecom '93, Houston, USA, pp. 1723-1728, Nov. 1993.
- [5] Jae-won. P, Yong-wan. P, et al. "A study on Improvement of Groupwise IC using the power based sorting method", The Journal of the Korean Institute of commun., Vol. 27, No. 7B, pp.686-694, 2002.
- [6] Alexandra. D, J. Holtzman, Z. Zvonar, "Multiuser Detection for CDMA Systems", IEEE personal Communication, pp.46-58, Apr. 1995.
- [7] Kafle. P.L, Sesay. A. B, "On the performance of MC-CDMA with interleaved concatenated coding and interference cancellation for high-rate data transmission", ICC 2002. IEEE International Conference on, vol. 2, pp.694-698, 2002.
- [8] Andrews.J.G, Meng. T.H.Y, "Performance of multicarrier cdma with successive interference cancellation with estimation error in a multipath fading channel", Spread Spectrum Techniques and Applications, 2002 IEEE Seventh International Symposium on, vol.1, pp. 150-154, 2002
- [9] Hesse.T, Schulz. W, "Parallel interference cancellation applied to an asynchronous MC-CDMA system", IEEE VTC'2002, vol.2, pp. 689-693, Spring. 2002.
- [10] H. K. Park, E. B. Kim, et al., "Multi-carrier CDMA system with parallel interference cancellation for multipath fading channels", Personal Indoor and Mobile Radio Comm., 9'th IEEE International Symposium on, vol. 2, pp. 513-517, vol.2, Sep. 1998.
- [11] Petre. F, Vandenameele. P, et al., "Combined MMSE/pcPIC multiuser detection for MC-CDMA", IEEE VTC'2000, vol. 2, pp. 770-774, Spring. 2000.
- [12] Pingping. Z, Kunjie. W, et al., "Partial sampling MMSE interference suppression in asynchronous multicarrier CDMA system", IEEE Journal on, vol. 19, pp. 1605-1613, Aug 2001.
- [13] Xiaojun. W, Qinye. Y, et al., "Time-domain multi-user detection for MC-CDMA systems without cyclic prefix", IEEE ICC' 2002. International Conference on, vol. 2, pp. 921-925, 2002.
- [14] McCormick, A.C, Grant.P.M, Thompson. J.S, "Hybrid uplink multi-carrier CDMA interference cancellation receiver", IEE Proc. vol. 148, pp. 119-124, April 2001.

- [15] Kafle. P.L, Sesay. A.B, "Iterative semi-blind space-time multiuser detection for MC-CDMA uplink system", Proc. VTC' 2002, vol. 3, pp. 1617-1621, Fall. 2002.
- [16] Miguez. J, Castedo. L, "Blind multiuser interference cancellation in multicarrier CDMA: a linearly constrained constant modulus approach", Personal Indoor and Mobile Radio Comm., 9'th IEEE International Symposium on, vol. 2, pp. 523-527, Sep. 1998.
- [17] Junqiang. L, Letaief. K.B, Zhigang. Cao. "A group oriented multiuser detection with beam-forming for multicarrier CDMA systems", IEEE GLOBECOM '01, vol. 2, pp. 733-737, 2001.
- [18] L. Fang, Laurence B. Milstein, "Successive Interference Cancellation in MC DS/ CDMA", IEEE Trans. on Commun., pp.1530-1540, Sep. 2000.
- [19] L. Fang, Milstein. L.B, "Performance of successive interference cancellation in convolutionally coded multicarrier DS/CDMA systems", IEEE Transactions on, vol. 49, pp. 2062-2067, Dec.2001.
- [20] Hoon. H, Young. K.C, et al., "Performance enhancement of a multicarrier DS/CDMA system through interference cancellation", IEEE Wireless Communications and Networking Conference. WCNC, vol.3, pp. 1576-1580, 1999.
- [21] Namgoong. J, Wong. T.F, Lehnert. J.S, "Subspace multiuser detection for multicarrier DS-CDMA", IEEE Transactions on, vol. 48, pp. 1897-1908, Nov. 2000.
- [22] D. Koulakiotis, A.H. Aghvami, "Evaluation of a DS/CDMA Multiuser Receiver Employing a hybrid Form fo Interference Cancellation in Rayleigh-Fading Channels", IEEE Communication Letters, Vol. 2, No. 3, pp.61-63, March. 1998

부 록

상호 상관함수를 $R_{j,k} = R_{j,k}(\tau_j) + \hat{R}_{j,k}(\tau_j)$ 로 정의하고, 처리 이득(processing gain)은 충분히 크다고 가정($0 < \tau_{\epsilon,j} < T_c \ll T_s$)하면 $R_{j,k}$ 과 $\hat{R}_{j,k}(\tau_j)$ 은 다음과 같이 근사화 할 수 있다.

$$\begin{aligned} R_{j,k}(\tau_j) &= \int_0^{\tau_j} c_j(t - \tau_j) \cdot c_k(t) dt \\ &= \tau_{\epsilon,j} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} c_j^{(n+i)} \cdot c_k^{(n)} \end{aligned} \quad (A.1)$$

$$\begin{aligned} \hat{R}_{j,k}(\tau_j) &= \int_{\tau_j}^T c_j(t - \tau_j) \cdot c_k(t) dt \\ &= (T_c - \tau_{\epsilon,j}) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} c_j^{(n+i+1)} \cdot c_k^{(n)} \end{aligned} \quad (A.2)$$

여기서 $\tau_j = iT_c - \tau_{\epsilon,j}$ 이고, 상호 상관함수의 평균 제곱은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} E[R_{j,k}^2] &= \tau_{\epsilon,j}^2 \sum_{n=0}^{N-1} E[(c_j^{(n+i)})^2] \cdot E[(c_k^{(n)})^2] \\ &\quad + 2\tau_{\epsilon,j}(T_c - \tau_{\epsilon,j}) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} E[(c_j^{(n+i)})] \cdot E[(c_k^{(n)})] \\ &\quad \cdot E[(c_j^{(n+i+1)})] \cdot E[(c_k^{(n)})] + (T_c - \tau_{\epsilon,j})^2 \\ &\quad \cdot \sum_{n=0}^{N-1} E[(c_j^{(n+i+1)})^2] \cdot E[(c_k^{(n)})^2] \end{aligned} \quad (A.3)$$

위 식에서 $E[c_j] = 0$ 이고, $\sum_{n=0}^{N-1} E[(c_k^n)^2] = N$ 이므로 다시 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E[R_{j,k}^2] &= N\{\tau_{\epsilon,j}^2 + (T_c - \tau_{\epsilon,j})^2\} \\ &= NT_c^2 \left\{ \left(\frac{\tau_{\epsilon,j}}{T_c} \right)^2 + \left(1 - \frac{\tau_{\epsilon,j}}{T_c} \right)^2 \right\} \end{aligned} \quad (A.4)$$

(A.4)를 식 (16)에 대입한 결과는 식 (18)이다. 또한 $E[z_{k,m}^2] = P_{k,m} \cdot \alpha_{k,m}^2$ 이며, 상관기의 비트 오류 확률은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{ib} = Q \left(\frac{\sqrt{\sum_{m=1}^M E[z_{k,m}^2]}}{\sqrt{E[I(MA)]_k^2 + \frac{N_0}{2}}} \right) = Q \left(\frac{\sqrt{\sum_{m=1}^M P_{k,m} \cdot \alpha_{k,m}}}{\sqrt{\frac{1}{3N} \sum_{m=1}^M \sum_{j=1}^K P_{j,m} \cdot \alpha_{j,m}^2 + \frac{N_0}{2}}} \right) \quad (A.5)$$

일반적으로, $Q(\sqrt{x})$ 는 $\frac{1}{2} \exp\left(-\frac{x}{2}\right)$ 로 나타내므로 (A.5)는 식 (20)로 표현할 수 있다.

식 (21)에서 $\sigma'_{k,m}(j) - g_{j,k}^m$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma'_{k,m}(j) - g_{j,k}^m &= \frac{\sqrt{P_{j,m}}}{T_s} \cdot \alpha_{j,m} \cdot \cos(\phi_{j,m} - \phi_{k,m}) \\ &\quad \cdot [Vdz_{j,m}(i-1) \cdot R_{j,k}(\tau_j) + Vdz_{j,m}(i) \cdot \hat{R}_{j,k}(\tau_j)] \end{aligned} \quad (A.6)$$

그리고 $\Delta dz_{j,m}$ 은 $b_{j,m} - \hat{d}z_{j,m}$ 과 같으며, $\hat{d}z_{j,m}$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$dz_{j,m}^{(i)} = -b_{j,m}^{(i)} \cdot P_{ib} + b_{j,m}^{(i)} \cdot (1 - P_{ib}) = b_{j,m}^{(i)} \cdot (1 - 2P_{ib}) \quad (A.7)$$

$$\therefore \sigma'_{k,m}(j) - g_{j,k}^m = 2P_{ib} \cdot \sigma'_{k,m}(j) \quad (A.8)$$

위 식을 식 (21)에 대입하여 풀면 다음과 같다.

$$\sigma_{k,m}(1st) = \sum_{j=k+1}^K \sigma'_{k,m}(j) + 2P_{ib} \cdot \sum_{j=1}^{k-1} \sigma'_{k,m}(j) \quad (A.9)$$

식 (25)으로부터 $\hat{\sigma}_{k,m}(K-j+1) - h_{K-j+1,k}^m$ 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\sigma}_{k,m}(j) - h_{j,k}^m &= \frac{\sqrt{P_{j,m}}}{T_s} \cdot \alpha_{j,m} \cdot \cos(\phi_{j,m} - \phi_{k,m}) \\ &\cdot [\Delta A \hat{z}_{j,m}(i-1) \cdot R_{j,k}(\tau_j) + \Delta A \hat{z}_{j,m}(i) \cdot \hat{R}_{j,k}(\tau_j)] \end{aligned} \quad (A.10)$$

여기서 $\Delta A \hat{z}_{j,m}$ 은 $b_{j,m} - \hat{A}z_{j,m}$ 과 같으며, $\hat{A}z_{j,m}$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{A}z_{j,m}^{(i)} = -b_{j,m}^{(i)} \cdot P_{b1} + b_{j,m}^{(i)} \cdot (1 - P_{b1}) = b_{j,m}^{(i)} \cdot (1 - 2P_{b1}) \quad (A.11)$$

$$\therefore \hat{\sigma}_{k,m}(j) - h_{j,k}^m = 2P_{b1} \cdot \sigma'_{k,m}(j) \quad (A.12)$$

위 식을 식 (25)에 대입하여 풀면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \therefore \sigma_{k,m}(2nd) &= 2P_{ib} \cdot \sum_{j=1}^{k-1} \sigma'_{k,m}(k-j) \\ &+ 2P_{b1} \cdot \sum_{j=1}^{K-k} \sigma'_{k,m}(K-j+1) \end{aligned} \quad (A.13)$$

기존의 병렬형 간섭제거 시스템을 적용하였을 경우 존재하는 간섭은 다음과 같다^[10].

$$\sigma_{k,m}(pic) = \sigma_{k,m} - \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{K-1} g_{j,k}^m = \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{K-1} (\sigma'_{k,m}(j) - g_{j,k}^m) \quad (A.14)$$

위 식의 분산 값을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$E[\sigma_k(pic)^2] = \frac{4}{3N} \cdot P_{ib}^2 \sum_{m=1}^M \left(\sum_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{K-1} P_{j,m} \cdot \alpha_{j,m}^2 \right) \quad (A.15)$$

저 자 소 개



박 재 원(정회원)
 2000년 2월 영남대학교
 금속공학과 학사 졸업.
 2002년 2월 영남대학교 정보통신
 공학과 석사 졸업.
 2004년 2월 영남대학교 정보통신
 공학과 박사 수료.

<주관심분야: Multiuser detection, MC CDMA 시스템, RF Engineering>



박 용 완(정회원)
 1992년 뉴욕주립대학교
 전자공학과 박사 졸업.
 1992년 10월~1993년 12월 캘리포
 니아 공과대학 Research
 Fellow
 1994년 1월~1996년 8월 SKT
 기술 연구부장

1996년 9월~현재 영남대학교 전자정보공학부
 부교수.

2003년 1월~2004년 2월 UC Irvine 방문교수
 <주관심분야: 차세대 이동통신시스템, MIMO,
 OFDM 시스템, MC CDMA 시스템>

