

논문 2004-41TC-11-2

MIMO MC-CDMA 시스템을 위한 다단계 병렬 널링 및 부분 간섭 제거 수신기를 위한 최적 가중치 결정

(Optimal Interference Rejection Weight for Multistage Parallel Nulling-Partial PIC Receiver for MIMO MC-CDMA Systems)

구 정 회*, 김 경 연*, 심 세 준*, 이 충 용**

(Jeong-Hoe Ku, Kyeongyeon Kim, Seijoon Shim, and Chungyong Lee)

요 약

다중 안테나를 사용한 다중 반송파 대역확산 다중접속 (MIMO MC-CDMA) 시스템에 대한 V-BLAST의 수신 성능을 개선하기 위해 기존에 제안된 다단계 병렬 널링 및 병렬 부분 간섭 제거 수신기 (MPN-PPIC)의 성능을 보다 향상시키기 위한 방법으로, 최적의 간섭 제거 가중치를 구하는 방법을 제안한다. [1]에서 제안된 MPN-PPIC 방법은 병렬 간섭 제거 기법과 실험적으로 구한 최적의 간섭 제거 가중치를 이용하여 다중 사용자 환경에서 기존의 V-BLAST의 단점을 효과적으로 개선할 수 있었다. 하지만, 실험적으로 구한 가중치는 시스템에 적용적으로 적용할 수 없다는 단점이 있기 때문에, 본 논문에서는 수신 신호의 신호대 간섭 및 잡음비 (SINR)을 이용한 최적의 간섭 제거 가중치를 구하는 방법을 보이고, 이를 [1]에서의 결과와 비교하기 위해 컴퓨터 모의 실험을 수행한다. 컴퓨터 모의 실험 결과, 제안한 방법이 기존의 방법에 비해 10^{-3} 의 BER에 대해서 2.5 ~ 5dB 정도의 성능 이득을 얻을 수 있음을 확인할 수 있었다.

Abstract

We propose optimal interference rejection weight for multistage parallel nulling (MPN) partial parallel interference cancellation (PPIC) receiver previously proposed to enhance the performance of V-BLAST for downlink multiple-input multiple-output (MIMO) multicarrier (MC)-code division multiple access (CDMA) systems. MPN-PPIC method proposed in [1] was based on the parallel interference cancellation (PIC) with fixed interference rejection weight obtained experimentally. However, the fixed weight can not be adapted to various systems efficiently, thus we proposed method for the optimal interference rejection weight based on the received signal to interference and noise ratio (SINR), and the performance of the proposed method was evaluated through computer simulation comparing with the previous method. We obtained performance gains of 2.5 dB ~ 5 dB for BER of 10^{-3} .

Keywords : 4세대 이동 통신, MIMO MC-CDMA, MPN-PPIC, 간섭 제거 가중치

I. 서 론

차세대 무선 통신 시스템 연구에 있어서 가장 주된 목표 중의 하나는 고속의 데이터 전송과 보다 효율적인 시스템 운용이 가능한 통신 시스템의 개발이다. 최근 들어, 다중 안테나 (MIMO)를 사용한 다중 반송파 대역

확산 다중접속 (MC-CDMA) 시스템에 대한 연구가 많은 관심을 끌고 있는데, 이 시스템은 다중 안테나 (MIMO), 직교 주파수 분할 다중 (OFDM) 방식, 대역확산 다중접속 (CDMA) 방식을 결합한 통신 시스템이다.

이 시스템은 각각의 요소 시스템들이 갖고 있는 장점들을 최적으로 결합함으로써, 높은 주파수 사용 효율과 시스템 용량을 갖게 된다. 또한 다중 페이딩 환경에서 다중 경로에 의한 간섭을 효과적으로 제거해주면서 고속의 데이터 전송이 가능하며, 다중 접속에 있어서 보다 융통성 있게 시스템을 운용할 수 있는 특징을 갖는다. 이러한 여러 가지 시스템의 특성을 바탕으로, 이

* 학생회원, ** 정회원, 연세대학교 전기전자공학부
(Dept. of Electrical and Electronic Engineering
Yonsei University)

※ 본 논문은 삼성전자 지원으로 이루어진 연세 4G 프로젝트의 일환으로 수행되었습니다.

접수일자: 2004년9월14일, 수정완료일: 2004년9월22일

시스템은 현재 4세대 (4G) 무선 통신 시스템의 유력한 후보 중에 하나로 대두하고 있다^{[2],[3]}.

다중 안테나 (MIMO) 전송에 있어서 가장 잘 알려진 수신 방법으로는 V-BLAST (Vertical Bell Lab layered Space Time) 방법이 있는데, 이는 순차 간섭 제거 (Successive Interference Cancellation : SIC) 방법에 기반하고 있다^{[4],[5]}. MIMO MC-CDMA 시스템의 하향 링크에 있어서도, 수신단에서 송신 안테나간의 간섭을 제거하기 위한 방법으로 V-BLAST 방법이 사용되고 있는데, 단일 사용자 환경에서는 어느 정도 좋은 수신 성능을 얻을 수 있지만 다중 사용자 환경에서는 성능이 매우 열악한 것으로 알려져 있다^{[6],[7]}. 이러한 단점을 극복하기 위해서, 다단계 병렬 부분 간섭 제거기를 적용한 수신 방법 (multistage parallel nulling partial parallel interference cancellation : MPN-PPIC)이 제안되었다^[1]. 일반적으로 이러한 병렬 간섭 제거 방식에 있어서는, 제거하고자 하는 간섭 성분의 추정 신뢰도에 근거해서 간섭의 제거 정도를 결정해 주기 위한 간섭 제거 가중치를 사용하는데, 이는 시스템의 성능에 매우 중요하다^[8]. 본 논문에서는 [1]에서 실험적으로 구한 간섭 제거 가중치를 사용하는 방법을 개선하기 위해, 수신단에서의 신호대 간섭 및 잡음비 (signal to interference noise ratio : SINR)를 이용하여 최적의 간섭 제거 가중치를 구하는 방법을 제안한다.

본 논문의 나머지 부분은 다음과 같이 구성되어 있다. II 장에서는 MIMO MC-CDMA 시스템에 대한 신호 모델을 정의하고, III장에서는 기존의 수신 방법인 V-BLAST와 [1]에서 제안된 MPN-PPIC 방법에 대해서 간략히 살펴본다. IV장에서는 MPN-PPIC 수신기의 성능을 개선하기 위해 본 논문에서 제안하는 방법에 대해서 설명하고, V장에서 실험 결과를 살펴본 후, VI장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

이 장에서는 MIMO MC-CDMA 시스템에 대한 모델과 이에 대한 신호 표현식을 살펴본다. 먼저, M개의 송신 안테나와 N개의 수신 안테나를 갖는 MIMO MC-CDMA 시스템의 전체 블록도를 살펴보면 그림 1과 같다. 그림 1에서 보는 바와 같이, 다중 안테나 MC-CDMA 시스템에서는 송신단에서 입력 신호를 코드 길이가 SF인 확산 코드로 확산시킨 후, 각각의 칩 신호를 부반송파 (subcarrier)에 매핑시킨다^[2]. 그리고, 이때 선택적으로 칩 단

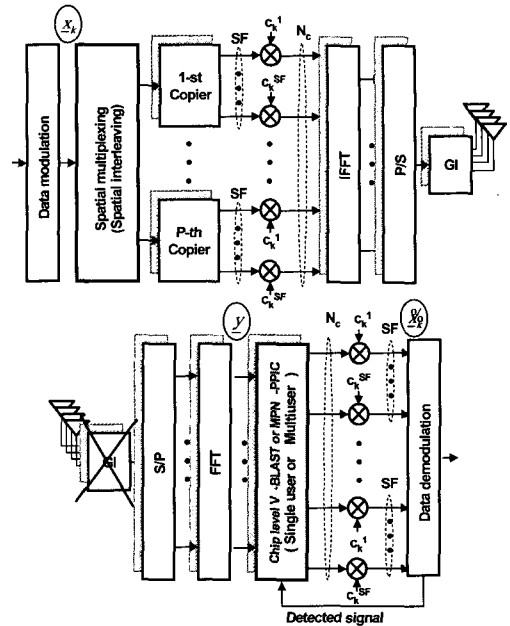


그림 1. 제안한 시스템의 전체 블록도

Fig. 1. The proposed system block diagram.

위의 interleaving을 할 수 있는데, 이 경우 주파수 다이버시티 효과를 더 얻을 수 있지만, 간섭 정도도 증가하게 된다. 모두 N_c 개의 부반송파에 매핑된 칩 신호들은 역 고속 푸리에 변환 (IFFT)에 의해 시간 영역 신호로 바뀐 뒤에 보호 구간 (Guard Interval: GI)을 붙여서 주파수 선택적인 페이딩 채널을 통과한 후에 수신단에서 수신된다.

수신단에서는 각각의 수신 안테나별로 수신된 신호에 대해서 보호구간을 제거한 후에 이를 고속 푸리에 변환 (FFT)을 통해 주파수 영역의 신호로 바꾸고, N_c 개 각각의 부반송파에 대해서 V-BLAST의 널링 과정을 통해 안테나간의 간섭을 제거한 SF개의 칩 신호에 대한 역확산과 양자화 과정을 거쳐서 송신 신호를 검출해 내게 된다. 이제 수신단에서 고속 푸리에 변환 (FFT)을 거친 후에 얻어지는 주파수 영역에서의 j 번째 부반송파에 대한 수신 신호 모델을 살펴보면 아래 식 (1)과 같다.

$$y^j = H^j \cdot \underline{x}^j + \underline{n}^j, \quad \text{where } 0 \leq j \leq N_c - 1$$

$$= \underline{h}_1^j \cdot x_1^j + \underline{h}_2^j \cdot x_2^j + \dots + \underline{h}_M^j \cdot x_M^j + \underline{n}^j \quad (1)$$

$$x_i^j = \sum_{k=1}^K x_{i,k}^j + \sum_{k=K+1}^K x_{i,k}^j$$

위의 식 (1)에서 $\underline{x}^j = [x_1^j \ x_2^j \ \dots \ x_M^j]^T$ 와 $y^j = [y_1^j \ y_2^j \ \dots \ y_M^j]^T$ 은 각각 j 번째 부반송파를 통해 전송되는 송신 신호이고, $\underline{n}^j = [n_1^j \ n_2^j \ \dots \ n_M^j]^T$ 은 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 수신단에서의 가우시안 부가잡음을 나

타낸다.

그리고, $H^j = [h_1^j \dots h_M^j]^T$ 와 $h_m^j = [h_{1,m}^j \ h_{2,m}^j \dots \ h_{i,m}^j]^T$ 는 각각 j 번째 부반송파에 대한 채널 행렬 및 송신 안테나 m 에 대한 채널 벡터이며, 이 때 $h_{n,m}^j$ 는 m 번째 송신 안테나로부터 n 번째 수신 안테나로의 채널 계수를 나타낸다. 그리고, $x_{i,k}^j$ 는 k 번째 코드로 확산된 후에 송신 안테나 i 로부터 j 번째 부반송파를 통해 전송되는 신호를 나타낸다.

본 논문에서는, 설명의 편의를 위해 다중 사용자의 경우, 두 명의 사용자가 있는 환경에 대해서만 살펴보고, 이 경우 첫 번째 사용자에게 \tilde{K} 개의 확산 코드를 할당하고 두 번째 사용자에게 $K - \tilde{K}$ 개의 코드를 할당한다고 가정한다. 하지만, 두 명 이상의 다중 사용자 환경에 대해서는 \tilde{K} 와 K 를 조절함으로써 확장할 수 있다.

III. MPN-PPIC 수신기

기존의 V-BLAST 방법은 수신단에서 안테나간의 간섭을 제거해 주기 위해서 ordered successive interference cancellation (SIC)를 기반으로 각 송신 안테나에 대해서 순차적으로 널링 (nulling)과 제거 (cancelling)를 수행한다^[6]. 식 (1)을 이용하여 MIMO MC-CDMA 시스템에 대한 i 번째 송신 안테나에 대한 널링과 제거 과정을 간단히 표현하면 식 (2)와 같다.

$$\begin{aligned} z_i^j &= w_i^T \cdot y \quad , \text{ where } 1 \leq i \leq M \\ \tilde{x}_{i,k} &= MF_k(z_i^1, \dots, z_i^{SF}) \\ y^j &= y^j - h_i^j \cdot \sum_{k=1}^{\tilde{K}} \tilde{x}_{i,k}^j \end{aligned} \quad (2)$$

여기서, $w_i = [w_{i1} \dots w_{iM}]^T$ 와 z_i^j 는 각각 i 번째 송신 안테나에 대한 널링 벡터 및 널링 후의 신호이다. 그리고, $MF_k(x)$ 는 신호 x 의 k 번째 확산 코드에 대한 정합 필터링 (matched filtering) 및 양자화 과정을 나타낸다. 다중 사용자 환경에서의 MIMO MC-CDMA 시스템에 대해서 V-BLAST의 성능이 저하되는 단점을 극복하기 위해서, 모든 송신 안테나에 대해서 병렬적으로 널링을 수행하고, 각각의 안테나 성분에 대해서 다단계 병렬 부분 간섭 제거기를 적용한 수신 방법 (multistage parallel nulling partial parallel interference cancellation : MPN-PPIC)이 제안되었다^[1]. 간단한 설명을 위해, 송

신 안테나 1에 대한 전체 L 단계의 연산 중에서 l 번째 PPIC를 수행한 결과를 살펴보면 다음과 같다. 앞으로는 표기상의 편의를 위해 혼동이 되지 않는 경우에는 부반송파 인덱스 j 는 생략한다.

$$\begin{aligned} z_1^{(l+1)} &= w_1^T \cdot \left[y - \beta \cdot \left(h_2 \cdot \sum_{k=1}^{\tilde{K}} x_{2,k}^{(l)} + \dots + h_M \cdot \sum_{k=1}^{\tilde{K}} x_{M,k}^{(l)} \right) \right] \\ &= z_1 - \beta \cdot \underbrace{\left(\alpha_{12} \cdot \sum_{k=1}^{\tilde{K}} x_{2,k}^{(l)} + \dots + \alpha_{1M} \cdot \sum_{k=1}^{\tilde{K}} x_{M,k}^{(l)} \right)}_{I_{1,U}^{(l)}} \\ &= \underbrace{\alpha_{11} \cdot \sum_{k=1}^{\tilde{K}} x_{1,k}}_{D_1} + \underbrace{\alpha_{12} \cdot \sum_{k=1}^{\tilde{K}} x_{2,k}^{(l)} + \dots + \alpha_{1M} \cdot \sum_{k=1}^{\tilde{K}} x_{M,k}^{(l)}}_{I_{1,U} - I_{1,U}^{(l)}} \\ &\quad + \underbrace{\alpha_{11} \cdot \sum_{k=\tilde{K}+1}^K x_{1,k}}_{I_{1,self\ unknown}} + \underbrace{\left(\alpha_{12} \cdot \sum_{k=\tilde{K}+1}^K x_{2,k} + \dots + \alpha_{1M} \cdot \sum_{k=\tilde{K}+1}^K x_{M,k} \right)}_{I_{1,U} - I_{1,U}^{\text{unknown}}} + n' \end{aligned} \quad (3)$$

$$n' = w_1^T \cdot n$$

식 (3)에서 α_{1j} 는 널링 벡터 w_1 과 채널 벡터 $h_j (j \neq 1)$ 간의 내적 값이고, $\epsilon_{1M}^{(l)}$ 는 l 번째 PPIC 단계에서 안테나 i 의 k 번째 코드로 확산되어 송신된 신호와 이전 단계에서 검출된 신호 사이의 오차로 $x_{i,k} - \beta \cdot \tilde{x}_{i,k}$ 과 같다. 그리고, D_1 은 송신 안테나 1에 대한 검출하고자 하는 신호값이고, $I_{1,self\ unknown}$ 과 $I_{1,IAL\ unknown}$ 은 각각, 안테나 1과 다른 안테나에 대한 모르는 코드에 의한 간섭 성분을 나타낸다. MPN-PPIC 수신기에서는 L 단계의 PPIC를 수행한 후에 $z_1^{(L)}$ 에 대해서 신호 결정을 하게 되는데, 이때, $z_1^{(L)}$ 은 송신 안테나 1에서 전송된 신호에 대한 sufficient statistic이 된다.

그리고, β 는 이전 단계에서 추정된 간섭 신호 성분에 대해서 이를 어느 정도나 제거해 줄 지를 결정하는 가중치로, 이는 일반적으로 0 에서 1 사이의 값을 갖고, 이 값을 최적으로 설정해 줌으로써 병렬 간섭 제거기의 성능을 크게 향상시킬 수 있다^[7].

[1]에서는 실험적으로 구한 최적값을 사용하여 기존의 V-BLAST의 성능을 개선시키는 결과를 보여주고 있는데, 이러한 방법은 시스템 환경이 바뀌는 경우에 효과적이지 않을 뿐만 아니라, 시스템이 바뀔 때마다 새로이 실험적으로 구해 주어야 하는 단점을 안고 있다. 따라서 본 논문에는 이러한 간섭 제거 가중치 β 를 최적으로 구해줄 수 있는 새로운 방법을 제안한다.

IV. 간섭 제거 가중치의 최적값

송신 안테나 i 로부터 k 번째 코드로 확산 전송된 의

QPSK 변조된 송신 신호와 l 번째 PPIC 단계 후의 이에 대한 추정값을 각각 $x_{i,k}$ 와 $\tilde{x}_{i,k}^{(l)}$ 라고 했을 때, 두 신호를 다음과 같이 나타낼 수 있다^[9].

$$\tilde{x}_{i,k}^{(l)} = m_{i,k}^{(l)} \cdot x_{i,k} \quad (4)$$

식 (4)에서 $m_{i,k}^{(l)}$ 은 l 번째 PPIC 단계 후의 신호 검출 시의 에러를 나타내는 랜덤 변수로, QPSK 변조 방식에 대해서 다음과 같은 통계적인 특성을 갖는다.

$$m_{i,k}^{(l)} = \begin{cases} -1 & \text{with probability } (p_i)^2 \\ j & \text{with probability } p_i \cdot (1-p_i) \\ -j & \text{with probability } p_i \cdot (1-p_i) \\ 1 & \text{with probability } (1-p_i)^2 \end{cases}$$

$$|m_{i,k}^{(l)}|^2 = \begin{cases} |-1|^2 = 1 & \text{with probability } (p_i)^2 \\ |j|^2 = 1 & \text{with probability } p_i \cdot (1-p_i) \\ |-j|^2 = 1 & \text{with probability } p_i \cdot (1-p_i) \\ |1|^2 = 1 & \text{with probability } (1-p_i)^2 \end{cases} \quad (5)$$

식 (5)에서 p_i 는 QPSK의 비트 에러 확률로 이다.

$$p_i = \text{Prob}(\text{Re}[x_{i,k}] \neq \text{Re}[\tilde{x}_{i,k}^{(l)}]) = \text{Prob}(\text{Im}[x_{i,k}] \neq \text{Im}[\tilde{x}_{i,k}^{(l)}]) \quad (6)$$

이제, 본 논문에서 간섭 제거 가중치의 최적값을 구하기 위하여 제안하는 방법을 살펴보면 다음과 같다. 먼저, 식 (4)를 식 (3)에 대입하고 각 송신안테나로부터의 간섭 제거 정도를 결정해 주기 위한 각각의 가중치를 적용하면 식 (3)의 PPIC 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} z_1^{(l+1)} &= z_1 - \underbrace{\left(\beta_{1,2}^{(l)} \cdot \alpha_{12} \cdot \sum_{k=1}^K \tilde{x}_{2,k}^{(l)} + \dots + \beta_{1,M}^{(l)} \cdot \alpha_{1M} \cdot \sum_{k=1}^K \tilde{x}_{M,k}^{(l)} \right)}_{I_{1,SI}^{(l)}} \\ &= \underbrace{\alpha_{11} \cdot \sum_{k=1}^K x_{1,k}}_{D_1} + \underbrace{\alpha_{11} \cdot \sum_{k=K+1}^K x_{1,k}}_{I_{1,self_unknown}} + n' \\ &\quad + \underbrace{\alpha_{12} \cdot \sum_{k=1}^K (1 - \beta_{1,2}^{(l)} \cdot m_{2,k}^{(l)}) x_{2,k} + \dots + \alpha_{1M} \cdot \sum_{k=1}^K (1 - \beta_{1,M}^{(l)} \cdot m_{M,k}^{(l)}) x_{M,k}}_{I_{1,SI} - \tilde{I}_{1,SI}^{(l)}} \\ &\quad + \underbrace{\alpha_{12} \cdot \sum_{k=K+1}^K x_{2,k} + \alpha_{13} \cdot \sum_{k=K+1}^K x_{3,k} + \dots + \alpha_{1M} \cdot \sum_{k=K+1}^K x_{M,k}}_{I_{1,SI} - \text{unknown}} \\ &= \underbrace{\alpha_{11} \cdot \sum_{k=1}^K x_{1,k}}_{D_1} + \underbrace{I_{1,LAI} - \tilde{I}_{1,LAI}^{(l)}}_{I_{1,LAI}^{(l)}} + \underbrace{I_{1,self_unknown} + I_{1,LAI_unknown}}_{I_{1,unknown}} + n' \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)에서 $\beta_{1,j}^{(l)}$ 는 l 단계 PPIC에서 송신 안테나 1에

대한 신호 검출 시에 송신 안테나 j 에 의한 간섭 성분에 대한 제거 정도를 결정해 주기 위한 가중치이다. 그리고, $\epsilon_{1,IAI}^{(l)}$ 는 송신 안테나 1에 대한 다른 안테나의 간섭 신호와 이전 단계의 추정값 사이의 에러를 나타내고, $I_{1,unknown}$ 은 모르는 코드에 의한 간섭 성분을 나타낸다. 이제 식 (7)에서, l 단계 PPIC에 대한 송신 안테나 1에 대한 전체 간섭 신호 및 부가잡음 성분을 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} I_i^{(l)}(\beta_{1,2}^{(l)}, \dots, \beta_{1,M}^{(l)}) &= \epsilon_{1,IAI}^{(l)} + I_{1,unknown} + n' \\ &= \left[\alpha_{12} \left(\sum_{k=1}^K (1 - \beta_{1,2}^{(l)} \cdot m_{2,k}^{(l)}) \cdot x_{2,k} \right) + \dots + \alpha_{1M} \left(\sum_{k=1}^K (1 - \beta_{1,M}^{(l)} \cdot m_{M,k}^{(l)}) \cdot x_{M,k} \right) \right] \\ &\quad + \left[\alpha_{11} \cdot \sum_{k=K+1}^K x_{1,k} + \alpha_{12} \cdot \sum_{k=K+1}^K x_{2,k} + \alpha_{13} \cdot \sum_{k=K+1}^K x_{3,k} + \dots + \alpha_{1M} \cdot \sum_{k=K+1}^K x_{M,k} \right] + n' \end{aligned} \quad (8)$$

Central limit theorem에 의해서 \tilde{I} , K 가 충분히 크다면, 송신 안테나 i 에 대한 간섭 신호 성분 $I_i^{(l)}$ 은 평균이 0인 가우시안 랜덤 변수가 된다.

$$I_i^{(l)} \approx N\left(0, \left[\sigma_{I_i^{(l)}}(\beta_{i,j}; 1 \leq j \leq M, j \neq i) \right]^2\right)$$

$$p_i^{(l)} = Q\left(\frac{1}{\sigma_{I_i^{(l)}}(\beta_{i,j}; 1 \leq j \leq M, j \neq i)} \right)$$

$$Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2}t^2\right) dt \quad (9)$$

식 (9)에서 $p_i^{(l)}$ 는 l 단계 PPIC에서 송신 안테나 i 에서 전송된 신호에 대한 비트 에러 확률로, 간섭 신호 성분이 가우시안 분포를 갖기 때문에 간섭 신호 성분에 대한 분산값과 Q 함수로 표현할 수 있다. 앞으로, 표기상의 편의를 위해서 간섭 신호를 다음과 같이 나타낸다.

$$V_{i,j}^{(l)} = \sigma_{I_i^{(l)}}(\beta_{i,j}; 1 \leq j \leq M, j \neq i) \quad (10)$$

이제 송신 안테나 1에 대한 간섭 신호 성분 $I_1^{(l)}$ 에 대한 분산을 구해보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{1,j}^{(l)2} &= E\left[\left(I_1^{(l)} - E\{I_1^{(l)}\} \right)^2 \right] = E\left[\left(I_1^{(l)} \right)^2 \right] - \{E[I_1^{(l)}]\}^2 = E\left[\left(I_1^{(l)} \right)^2 \right] \\ &= E\left[\left(\alpha_{12} \right)^2 \cdot \left(\sum_{k=1}^K (1 - \beta_{1,2}^{(l)} \cdot m_{2,k}^{(l)}) \cdot x_{2,k} \right)^2 + \dots \right. \\ &\quad \left. + \left(\alpha_{1M} \right)^2 \cdot \left(\sum_{k=1}^K (1 - \beta_{1,M}^{(l)} \cdot m_{M,k}^{(l)}) \cdot x_{M,k} \right)^2 + \left(\sum_{k=1}^K (1 - \beta_{1,M}^{(l)} \cdot m_{M,k}^{(l)}) \cdot x_{M,k} \right)^2 \right] \\ &\quad + |I_{unknown}|^2 + \|w_1\|^2 \cdot \sigma^2 \end{aligned} \quad (11)$$

L 단계의 PPIC를 수행한 후의 평균 에러 확률은 다음과 같다.

$$P_{av} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \text{prob}(x_{i,k} \neq \tilde{x}_{i,k}^L) \quad (12)$$

일반적으로 식 (12)의 평균 에러 확률을 최소화 하는 것이 최적이지만, 이 계산은 수식적으로 그리 용이하지 못하다. 따라서, 각 단계별로 식 (11)에서 구한 분산을 최소화 시키도록 하는 간섭 제거 가중치를 결정하도록 한다.

이를 위해, 최적의 간섭 제거 가중치를 구하기 위한 비용 함수 (cost function)를 다음과 같이 정의한다.

$$J(\beta_{1,2}^{(l)}, \dots, \beta_{1,M}^{(l)}) = E \left[\begin{aligned} & (\alpha_{12})^2 \cdot \left(\sum_{k=1}^K (1 - \beta_{1,2}^{(l)} \cdot m_{2,k}^{(l)}) \cdot x_{2,k} \right) \cdot \left(\sum_{k=1}^K (1 - \beta_{1,2}^{(l)} \cdot m_{2,k}^{(l)}) \cdot x_{2,k} \right) + \\ & \dots + (\alpha_{1M})^2 \cdot \left(\sum_{k=1}^K (1 - \beta_{1,M}^{(l)} \cdot m_{M,k}^{(l)}) \cdot x_{M,k} \right) \cdot \left(\sum_{k=1}^K (1 - \beta_{1,M}^{(l)} \cdot m_{M,k}^{(l)}) \cdot x_{M,k} \right) \end{aligned} \right] \\ = (\alpha_{12})^2 \cdot \sum_{k=1}^K \left[(1 - 2 \cdot \beta_{1,2}^{(l)} \cdot E[\text{Re}\{m_{2,k}^{(l)}\}] + (\beta_{1,2}^{(l)})^2 \cdot E[m_{2,k}^{(l)2}] \right] \cdot |x_{2,k}|^2 + \dots \\ + (\alpha_{1M})^2 \cdot \sum_{k=1}^K \left[(1 - 2 \cdot \beta_{1,M}^{(l)} \cdot E[\text{Re}\{m_{M,k}^{(l)}\}] + (\beta_{1,M}^{(l)})^2 \cdot E[m_{M,k}^{(l)2}] \right] \cdot |x_{M,k}|^2 \\ + |I_{unknown}|^2 + \|w_1\|^2 \cdot \sigma^2 \quad (13)$$

이제, 식 (13)의 비용 함수를 최소화 시키는 간섭 제거 가중치를 다음과 같이 정의한다.

$$[\beta_{1,2}^{(l)opt}, \dots, \beta_{1,M}^{(l)opt}] = \arg \min_{\beta_{1,2}^{(l)}, \dots, \beta_{1,M}^{(l)}} J(\beta_{1,2}^{(l)}, \dots, \beta_{1,M}^{(l)}) \quad (14)$$

식 (13)에서 비용함수가 $\beta_{1,2}^{(l)} \dots \beta_{1,M}^{(l)}$ 에 대해서 아래로 볼록인 함수이므로, 식 (14)에서 정의한 최적값은 비용 함수를 각각의 가중치에 대해서 편미분한 값을 0으로 만드는 값이 된다^[9].

본 논문에서는 $\beta_{1,2}^{(l)}$ 에 대해서만 계산 과정을 살펴본다. 하지만, 나머지 값들에 대해서도 같은 방법에 의해서 구할 수 있다.

$$D(\beta_{1,2}^{(l)}) = \frac{\partial}{\partial \beta_{1,2}^{(l)}} J(\beta_{1,2}^{(l)}, \dots, \beta_{1,M}^{(l)}) \\ = (\alpha_{12})^2 \cdot \sum_{k=1}^K \left[-2 \cdot E[\text{Re}\{m_{2,k}^{(l)}\}] + 2 \cdot \beta_{1,2}^{(l)} \cdot E[m_{2,k}^{(l)2}] \right] \cdot |x_{2,k}|^2 \\ D(\beta_{1,2}^{(l)opt}) = 0 \\ \beta_{1,2}^{(l)opt} = \frac{\sum_{k=1}^K (E[\text{Re}\{m_{2,k}^{(l)}\}] \cdot |x_{2,k}|^2)}{\sum_{k=1}^K (E[m_{2,k}^{(l)2}] \cdot |x_{2,k}|^2)} = \frac{\sum_{k=1}^K (\text{Re}\{E[m_{2,k}^{(l)}]\} \cdot |x_{2,k}|^2)}{\sum_{k=1}^K (E[m_{2,k}^{(l)2}] \cdot |x_{2,k}|^2)} \quad (14)$$

식 (5)로부터 $\beta_{1,2}^{(l)opt}$ 를 구하는데 필요한 신호 검출 에

러 $m_{i,k}^{(l)}$ 에 대한 평균과 절대값의 제곱에 대한 평균값을 구하면 다음과 같다.

$$E[m_{i,k}^{(l)}] = (-1) \cdot (p_i^2) + (j) \cdot (p_i - p_i^2) + (-j) \cdot (p_i - p_i^2) + (1) \cdot (1 - p_i)^2 \\ = 1 - 2 \cdot p_i = 1 - 2 \cdot Q\left(\frac{1}{\sigma_i^{(l)}}\right) \\ E[m_{i,k}^{(l)2}] = (p_i^2) + (p_i - p_i^2) + (p_i - p_i^2) + (1 - p_i)^2 = 1 \quad (15)$$

이제, 식 (14), (15)로부터 $\beta_{1,2}^{(l)opt}$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\beta_{1,2}^{(l)opt} = 1 - 2 \cdot p_2^{(l)} = 1 - 2 \cdot Q\left(\frac{1}{V_{2,j}^{(l)}}\right) \quad (16)$$

이상과 같이 안테나 1에 대한 안테나 2로부터의 간섭에 대한 최적 간섭 제거 가중치 $\beta_{1,2}^{(l)opt}$ 는 간섭 신호와 추정값 간의 차이에 대한 분산을 이용해서 결정할 수 있다.

다른 송신 안테나에 대한 간섭 제거 가중치도 앞과 같은 방식으로 구할 수 있으면, 이렇게 구한 값을 식 (7)에 대입하여 다음 단계의 PPIC 결과값을 구할 수 있다.

V. 실험 결과

본 논문에서 제안한 간섭 제거 가중치 결정 방법의 성능을 검증해 보기 위해서, 컴퓨터 모의 실험을 단일 사용자 환경과 다중 사용자 환경으로 나누어서 비교해 보았다.

컴퓨터 모의 실험에서는 제안한 방법의 성능과 기존의 V-BLAST 수신기 및 [1]의 실험 결과와의 비교를 위해서 [1]에서와 같은 실험 조건하에서 비교 평가를 했다. 이를 위해, 모의 실험에서는 표 1. 에서와 같은 변수값을 사용했고, 칩 단위의 interleaving을 했다. 그리고, 제안한 방법과 비교하기 위해서, 실험적으로 구한 간섭제거 가중치의 최적값은 [1]에서 사용한 0.4의 값을 사용했다.

그리고, 각 송신 안테나에 할당된 파일럿 신호를 이용하여 각 송신안테나에 대한 SINR을 측정했다.

먼저 단일 사용자 환경의 경우, 한 사용자가 확산 코드 28개를 사용하는 경우에 대해서 V-BLAST와 실험적으로 구한 간섭 제거 가중치 0.4를 적용한 [1]에서의

표 1. 컴퓨터 모의 실험에 사용한 변수
Table 1. Parameters for computer simulation.

변수	값
송,수신 안테나 수 (M,N)	4
확산 코드	Walsh Code
확산 코드의 길이 (SF)	32
부반송파의 수 (Nc)	1024
보호구간의 길이 (GI)	64
다중 경로의 수 (L)	24
변조 방식	QPSK
단말의 속도	180 km/h

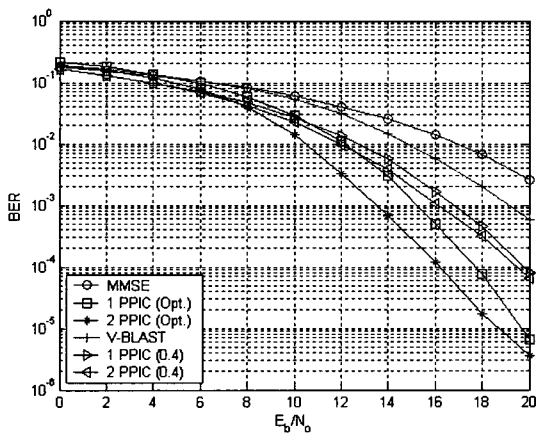


그림 2. 단일 사용자에게 대한 BER 성능
Fig. 2. BER performance for single user.

방법과 본 논문에서 제안한 최적 가중치를 적용한 MPN-PPIC 방법에 대한 결과를 살펴보면 그림 2와 같다. 모두 두 단계의 MPN-PPIC를 적용했을 경우, 제안한 방법이 실험적으로 구한 고정된 최적 간섭제거 가중치를 적용했을 경우보다, BER 성능 10^{-3} 에 대해서 5 dB 정도의 추가이득을 얻을 수 있음을 볼 수 있다.

그리고, 다중 사용자의 경우, 두 명의 사용자에게 각각 14개씩의 코드가 할당 되었을 경우에 대한 성능은 그림 3과 같다. 기존의 V-BLAST 수신기의 경우에는 높은 E_b/N_0 에 대해서도 심각한 성능 저하 (error floor)를 겪게 되지만, [1]의 MPN-PPIC의 방법과 본 논문에서 제안한 방법 모두에 있어서 이러한 성능 저하를 보이지 않는다.

또한, 두 단계의 MPN-PPIC를 적용했을 경우, 제안한 방법이 실험적으로 구한 고정된 최적 간섭제거 가중치를 적용했을 경우보다, BER 성능 10^{-3} 에 대해서 2.5 dB 정도의 추가이득을 얻을 수 있음을 볼 수 있다. 다중 사용자 환경의 경우, 다른 사용자의 알지 못하는 코드에 의한 간섭 때문에 단일 사용자 환경에서보다 더 열화된 성능을 보이고, 다단계 연산에 의한 성능 이득

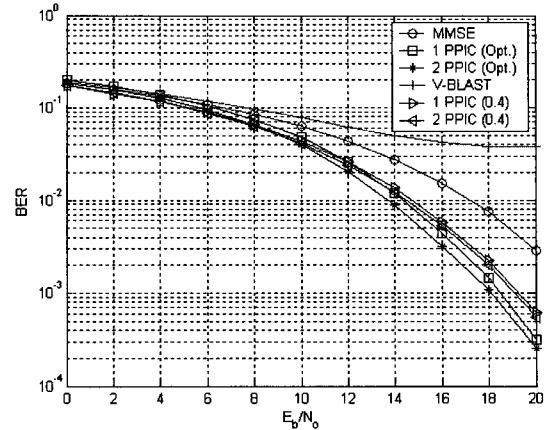


그림 3. 다중 사용자에게 대한 BER 성능
Fig. 3. BER performance for multiuser.

이 줄어들음을 볼 수 있다.

실험 결과, 이러한 다단계 간섭 제거 과정에 의한 이득은 두 단계 이상에 대해서는 성능 개선 효과가 크지 않음을 확인할 수 있었다. 이는 다단계 연산에 의해서 각 단계에서 검출된 신호에 대한 추정값이 점점 정확해짐에 따라 다음 단계에서 추가적으로 얻을 수 있는 이득이 줄어들기 때문이다^[10].

VI. 결론

본 논문에서는 하향 링크 MIMO MC-CDMA 시스템의 수신방법으로 기존의 V-BLAST에 비해 성능을 개선하기 위한 방법으로 제안된 다단계 병렬 널링 및 병렬 부분 간섭 제거 수신기 (MPN-PPIC) [1]의 성능을 보다 개선하기 위한 방법으로 PIC 수신기에 대한 최적의 간섭 제거 가중치를 구하기 위한 방법을 제안했다.

컴퓨터 모의 실험 결과, 제안한 방법은 수신단에서의 각 송신 안테나에 대한 SINR을 이용해서 간섭 제거 가중치를 효과적으로 결정함으로써, 단일 사용자 환경과 다중 사용자 환경 모두에 있어서, 다단계 연산을 통해 기존에 실험적으로 구한 고정된 간섭 제거 가중치를 적용했을 때보다 개선된 성능을 얻을 수 있음을 확인할 수 있었다.

참고 문헌

[1] 구정희, 김경연, 심세준, 이충용, "하향링크 다중 안테나 MC-CDMA 시스템을 위한 다단계 병렬 널링 및 병렬 부분 간섭 제거 수신기 설계," 전자공학회 논문지 2004년 제 41권 TC편 제 11호 게재

예정

[2] R. van Nee, G. Awater, M. Morikura, H. Takanashi, M. Webster, and K.W. Halford, "New high-rate wireless LAN standards," IEEE Commun. Mag., pp. 82-88, Dec. 1999.

[3] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," IEEE Comm. Mag., pp.126-133, Dec. 1997.

[4] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", Wireless Personal Communications, vol. 6, no. 3, pp. 311-335, Mar. 1998.

[5] P. W. Wolniansky, G.J. Foschini, G.D. Golden and R.A. Valenzuela, "VBLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich scattering wireless channel", ISSSE'98, pp. 295-300, 1998.

[6] Zhongding Lei, Xiaoming Peng, and Francois P. S. Chin, "V-BLAST Receivers for Downlink MC-CDMA Systems," IEEE 58th VTC 2003-Fall, pp. 866-870, Oct. 2003.

[7] Kyeongyeon Kim, Jaesang Ham, and Chungyong Lee, "Performance Analysis of a Downlink MIMO MC-CDMA System with Turbo Coding and Cannel Interleaving," IEEE 59th VTC 2004-Fall, to be published.

[8] D. Divsalar, M. K. Simon, and D. Raphaeli, "Improved parallel interference cancellation for CDMA," IEEE Trans. Commun., vol. 46, pp. 258-268, Feb. 1998.

[9] Wei Zha, Steven D. Blostein, "Modified Decorrelating Decision-Feedback Detection of BLAST Space-Time System," IEEE ICC 2002, vol. 1, pp. 335-339, 28 April-2 May 2002.

[9] H. Simon, Adaptive Filter Theory, 2nd ed. Englewood Cliffs, NJ:Prentice-Hall, 1991.

[10] R. Michael Buehrer, Neiyer S. Correal-Mendoza, Brian D. Woerner, "A Simulation Comparison of Multiuser Receivers for Cellular CDMA," IEEE Trans. Vehicular Tech., vol. 49, pp. 1065-1085, July 2000.

저 자 소 개



구 정 회(학생회원)
1993년 연세대학교 전자공학과 학사 졸업.
1995년 포항공대 전자전기공학과 석사 졸업.
2004년 현재 연세대학교 전기전자공학과 박사 과정.

<주관심분야: 통신신호처리, MIMO 시스템>



김 경 연(학생회원)
2001년 연세대학교 전기전자공학과 학사 졸업.
2003년 연세대학교 전기전자공학과 석사 졸업
2004년 현재 연세대학교 전기전자공학과 박사 과정.

<주관심분야: 통신신호처리, MIMO 시스템>



심 세 준(학생회원)
1999년 연세대학교 전자공학과 학사 졸업.
2001년 연세대학교 전기전자공학과 석사 졸업.
2004년 현재 연세대학교 전기전자공학과 박사 과정.

<주관심분야: 통신신호처리, MIMO 시스템>



이 충 용(정회원)
1995년 Georgia Institute of Technology 박사 졸업.
1996년~1997년 삼성 전자 연구원
2004년 현재 연세대학교 전기전자공학과 부교수

<주관심분야: 통신신호처리, 어레이 신호처리, MIMO 시스템>

