

논문 2013-50-8-7

적응 다중 빔형성 기법과 시공간 부호가 결합된 MIMO MC-CDMA시스템의 성능

(Performance of MIMO MC-CDMA systems combining multi-beamforming algorithm with space-time coding)

김 찬 규*

(Chan Kyu Kim[©])

요 약

이 논문에서는 Pre-FFT 빔 형성기를 가진 MIMO(Multi-Input Multi-Out)-OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)시스템 구조에 적합한 적응 빔 형성기법과 결합된 전력제어 기법을 제안한다. 제안된 전력제어 기법과 적응 빔 형성기법이 결합되어 송신전력을 제어하는 과정과 빔형성기 계수를 갱신하는 과정이 시간적으로 함께 iterative하게 이루어져서 수렴하게 되면 원하는 방향으로 빔이 형성되고 각 부반송파별로 원하는 SNIR 값에 수렴하게 되어 다중 사용자 환경에서 성능개선 효과를 얻을 수 있다. Pre-FFT 빔 형성기를 가진 MIMO-OFDM 시스템에 전력 제어기법을 결합할 경우 시스템의 성능 개선 효과를 모의 실험을 통하여 확인한다.

Abstract

In this paper, the new multi-beamforming is proposed for Multiple-input multiple-output (MIMO) Multicarrier-Code division multiple access(MC-CDMA) systems to overcome the decrease of performance due to multiuser interference and multiple-antenna interference. Installing the number of multi-beamformer which is equal to the number of multi-transmitter antennas and exploiting the proposed approach at the receiver of MIMO MC-CDMA, the multi-beams are formed toward each multi-antenna of desired user and null beam are formed to other interference. Therefore, the performance of MIMO MC-CDMA system is improved as removing the interference signal. BER performance improvement is investigated through computer simulation by the proposed approach to MIMO MC-CDMA system

Keywords : MIMO, MC-CDMA, multibeamforming

I. 서 론

OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 구조의 다중 반송파 변조(multi-carrier modulation)와 DS/CDMA 방식을 결합한 MC-CDMA (multi-carrier

code division multiple access)방식은 채널의 지연 분산보다 긴 보호 구간(guard interval)에 cyclic prefix를 추가하여 심볼 간 간섭과 인접채널 간 간섭을 제거하며, 채널의 주파수 선택적 페이딩에 의한 왜곡을 단일 탭 등화기를 사용하여 보상할 수 있는 OFDM특성 외에 지연 확산보다 훨씬 긴 심볼로 구성된 N개의 협대역(narrowband) 부반송파(subcarrier) 신호에 동일한 정보를 실어 전송하므로 주파수 다이버시티 효과를 기대할 수 있고, FFT를 사용하여 고속으로 구현할 수 있다^{[1][2]}. 다중의 안테나를 송수신기에 적용하여 많은 수의 독립적

* 정회원, 한밭대학교 전자·제어공학과
(Department of Electronics & Control Engineering
Hanbat University)

© Corresponding Author(E-mail:ckkim@hanbat.ac.kr)
접수일자: 2013년4월16일, 수정완료일: 2013년7월24일

인 다중 경로를 가진 MIMO채널을 만드는 MIMO (Multi-Input Multi-Out) 안테나기술과 다이버시티 이득과 멀티프레싱 특성을 갖는 시공간 부호화 기법이 결합된 STC-MIMO기술은 주어진 대역보다 더 많은 데이터를 초고속으로 전송할 수 있어 시스템의 용량과 성능을 크게 향상시키는 기술로서 널리 알려져 있다^{[3][4]}. 그러므로 STC-MIMO와 MC-CDMA를 결합한 MIMO MC-CDMA방식은 열악한 무선채널 환경과 제한된 주파수 대역에서도 초고속 데이터 전송 할 수 있고 시스템의 용량과 성능이 크게 향상시킬 수 있기 때문에 차세대 이동통신에 적용하려는 연구가 활발히 진행되고 있다^{[5][6]}. 그런데 MIMO MC-CDMA시스템을 무선통신 시스템에 적용할 때 다른 사용자 간섭 및 다중 송신안테나 간 간섭으로 직교성이 상실되어서 성능이 크게 열화된다^{[7][8][9]}. 이를 극복하기 위하여 본 논문에서는 MIMO MC-CDMA시스템의 수신기에 적응 다중 빔형성 기법을 적용하여 사용자 간섭 및 안테나간 간섭을 제거하는 방법을 제안한다. 즉 MIMO MC-CDMA시스템에서 여러 개의 수신안테나를 가지며 송신안테나 수만큼 다중 빔형성기를 가진 수신기 구조에 제안된 적응 다중 빔형성 기법을 적용 함으로서 원하는 사용자의 각각의 송신안테나에 빔이 형성되고 간섭신호에 대해서는 null 빔이 형성된다. 그러므로 다른 사용자의 간섭신호와 안테나 간 간섭

신호가 제거 되어 시스템의 성능을 개선시킬 수 있다. 여기서 다중 빔형성기를 위해 제안된 기법은 MC-CDMA 특성을 이용한 것으로 각 안테나에서 송신된 부호화된 파이프 신호의 오차신호를 주파수 영역에서 계산한 후 시간영역으로 변환하여 오차 신호가 최소가 되도록 각각의 다중 빔형성기의 계수를 갱신하여 각각의 송신안테나에 빔을 형성하는 기법이다. MIMO MC-CDMA 시스템에 제안된 적응 다중 빔형성 기법이 적용될 경우 성능 개선 효과를 다중경로를 가진 다중 사용자 환경에서 모의 실험을 통하여 확인한다. 이 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 제안된 적응 다중 빔형성 기법을 가진 MIMO MC-CDMA시스템을 모형화한 후 시스템의 성능개선 효과를 수학적으로 분석하고 III장에서는 제안된 적응 다중 빔형성 기법을 유도한다. IV장에서는 제안된 기법을 위한 모의 실험을 수행한 뒤 그 결과에 대하여 논하며, V절에서는 이 논문의 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

그림 1은 제안된 적응 다중 빔형성 기법을 가진 MIMO MC-CDMA 시스템의 송수신 블록도이다. 데이터와 파이프 심벌이 다중화된 신호는 STC(space time coder)에 의해 부호화되고 사용자를 구분하는 Walsh

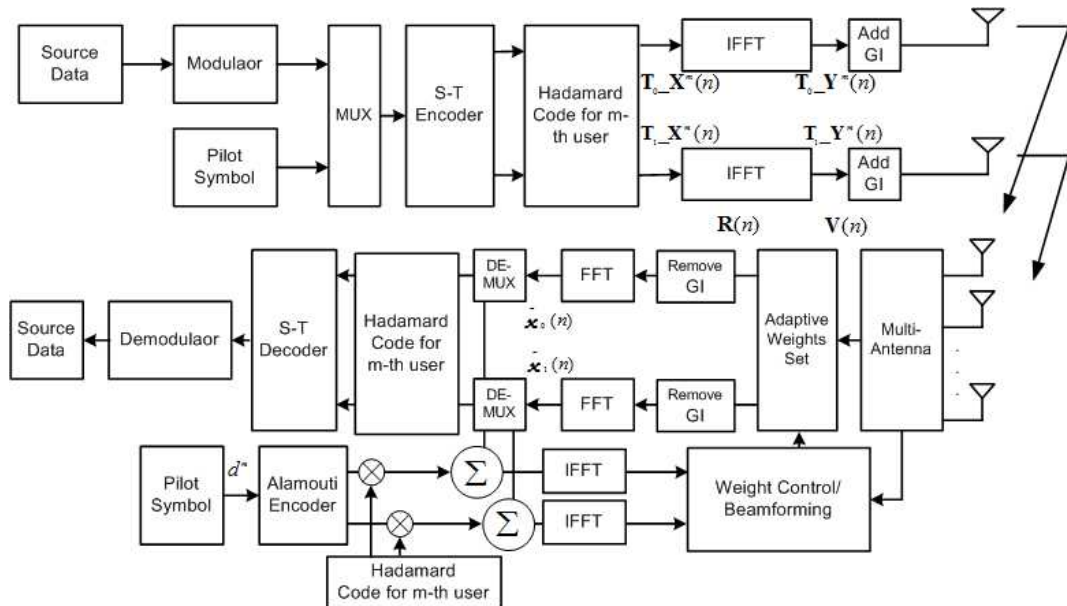


그림 1. 적응 다중빔 형성 기법을 가진 MIMO MC-CDMA 시스템의 송수신 블록도
 Fig. 1. The block diagram of MIMO MC-CDMA system with adaptive multi-beamforming.

Hadamard 부호와 곱해져서 IFFT에 시간영역으로 변환된 후 다중안테나를 통해 전송된다. 여기서 한 MC-CDMA블록을 구성하는 subcarrier 수와 spreading factor는 32이다. 이와 같은 다중안테나 구조를 갖는 M명의 사용자로부터 전송된 신호는 무선채널을 통과한 후 공간적인 위상을 갖고 개의 안테나를 가진 수신기에 도착된다. 다중안테나에 도착된 신호는 다중 빔형성기의 계수에 의해 곱해진 후 FFT에 의해서 원래 주파수영역신호로 변환된 뒤 역다중화기에 의해 데이터와 파일럿 신호로 분리되고 분리된 데이터는 원하는 사용자를 위한 Walsh Hardarmard 부호에 의해 역확산된 후 STD(space time decoder)를 통해 원래의 신호로 복원된다. 여기서 파일럿 신호는 기준 파일럿 심벌에 원하는 사용자의 코드를 곱해진 신호와 비교하여 적절한 빔을 형성하게 하는 계수를 조정하는데 사용된다. 조정된 다중 빔형성기의 계수가 최적의 값을 가질 때, 최대 이득을 가진 다중빔이 원하는 사용자의 각 송신안테나에 형성된다. 그러므로 안테나 간 간섭 및 다른 사용자 간섭신호가 제거된 신호가 STC에 의해 다이버시티 이득을 갖게 되어 MIMO MC-CDMA 시스템의 성능이 크게 향상된다. m번째 사용자에서 전송될 임의의 연속적인 2개의 심벌 $d^m(n)$, $d^m(n+1)$ 가 Alamouti 부호화 후 IFFT에 의해 주파수 영역에서 시간영역으로 변환된 신호는 다음과 같이 표현 된다.

$$t_0_y_i^m(n) = \sum_{k=0}^{K-1} d^m(n) c_k^m e^{j2\pi ik/K} \quad (1)$$

$$t_1_y_i^m(n) = \sum_{k=0}^{K-1} d^m(n+1) c_k^m e^{j2\pi ik/K} \quad (2)$$

$$t_0_y_i^m(n+1) = -\sum_{k=0}^{K-1} d^{m*}(n+1) c_k^m e^{j2\pi ik/K} \quad (3)$$

$$t_1_y_i^m(n+1) = \sum_{k=0}^{K-1} d^{m*}(n) c_k^m e^{j2\pi ik/K} \quad (4)$$

여기서 n번째, n+1번째 심벌은 확산된 후 n번째, n+1번째 블록 MC-CDMA 신호로 각각 된다. $t_0_y_i^m(n)$ 와 $t_1_y_i^m(n)$ 는 0번째와 1번째 각각의 안테나에서 전송된 n번째 블록에서 i번째 표본화 된 시간영역의 신호 값이다.

c_k^m 는 m번째 사용자를 위한 Walsh Hadamard 부호이다. 연속적인 2개의 n번째 와 n+1번째 블록으로 전송된 시간 영역의 신호를 벡터형식으로 다시 쓰면.

$$\mathbf{T}_0_Y^m(n) = [\mathbf{T}_{0_Y^m}(n) \quad \mathbf{T}_{1_Y^m}(n)] \quad (5-1)$$

$$\mathbf{T}_0_Y^m(n+1) = [\mathbf{T}_{0_Y^m}(n+1) \quad \mathbf{T}_{1_Y^m}(n+1)] \quad (5-2)$$

여기서 $\mathbf{T}_{0_Y^m}(n) = \mathbf{F}^H(\mathbf{T}_{0_X^m}(n))$, $\mathbf{T}_{1_Y^m}(n) = \mathbf{F}^H(\mathbf{T}_{1_X^m}(n))$ 이며 n번째 블록에서 0번째와 1번째 안테나로 각각 전송된 신호이다.

$$\mathbf{T}_{0_Y^m}(n+1) = \mathbf{F}^H(\mathbf{T}_{0_X^m}(n+1)),$$

$$\mathbf{T}_{1_Y^m}(n+1) = \mathbf{F}^H(\mathbf{T}_{1_X^m}(n+1))$$

이때 마찬가지로 n+1번째 블록에서 0번째와 1번째 안테나로 각각 전송된 신호이다.

$$\mathbf{T}_{0_X^m}(n) = d^m(n) \begin{bmatrix} c_0^m \\ c_1^m \\ \vdots \\ c_{K-1}^m \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_{1_X^m}(n) = d^m(n+1) \begin{bmatrix} c_0^m \\ c_1^m \\ \vdots \\ c_{K-1}^m \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{T}_{1_X^m}(n+1) = d^{m*}(n) \begin{bmatrix} c_0^m \\ c_1^m \\ \vdots \\ c_{K-1}^m \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_{1_X^m}(n+1) = d^{m*}(n) \begin{bmatrix} c_0^m \\ c_1^m \\ \vdots \\ c_{K-1}^m \end{bmatrix}$$

F(n)와 H는 FFT 연산행렬과 Hermitian 변환을 각각 의미한다. 다중안테나를 가진 M명의 사용자가 L개의 다중경로를 통해서 각각에 대응되는 DOA를 가지고 수신안테나에 도착될 때 수신된 n번째 블록 신호 V(n)는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{V}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} {}^l \mathbf{A}^0(\theta)^l \mathbf{T}_0_Y^{0H}(n - \tau_{l,0}) + \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=1}^{M-1} {}^l \mathbf{A}^m(\theta) \mathbf{T}_0_Y^{mH}(n - \tau_{l,m}) + \mathbf{B}(n) \quad (6)$$

여기서

$${}^l \mathbf{A}^m(\theta) = \begin{bmatrix} {}^l \mathbf{a}_0^m(\theta) & {}^l \mathbf{a}_1^m(\theta) \\ \vdots & \vdots \\ {}^l \mathbf{a}_{N_r-1}^m(\theta_0) & {}^l \mathbf{a}_{N_r-1}^m(\theta_1) \end{bmatrix}^T$$

${}^l \mathbf{A}^m(\theta)$ 는 m번째 사용자를 위한 배열응답 행렬을 의

미한다. $\tau_{l,m}$ 는 m 번째 사용자의 l 번째 경로에서 정규화된 시간지연이며, $\mathbf{B}(n)$ 는 잡음행렬을 의미한다. 다중 빔형성기의 계수($\mathbf{W}(n)$)을 곱한 후 신호행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{R}(n) = \mathbf{W}^H(n) \mathbf{V}(n) \quad (7)$$

여기서

$$\mathbf{W}(n) = [\mathbf{W}_0 \quad \mathbf{W}_1] = \begin{bmatrix} w_{00} & w_{10} & \cdots & w_{N_r-1,0} \\ w_{01} & w_{11} & \cdots & w_{N_r-1,1} \end{bmatrix}^T$$

이다. FFT변환 후 주파수영역으로 복원된 신호는 다음 식으로 주어진다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{X}}(n) &= \mathbf{F}(\mathbf{R}^H(n)) \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{T}_l \mathbf{X}^0(n)^l \mathbf{A}^{0H}(\theta) \mathbf{W}(n) e^{j2\pi\tau_{l,0}i/N} \\ &\quad + \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=1}^{M-1} \mathbf{T}_l \mathbf{X}^m(n)^l \mathbf{A}^{mH}(\theta) \mathbf{W}(n) e^{j2\pi\tau_{l,m}i/N} \\ &\quad + \mathbf{F}(\mathbf{B}^H(n) \mathbf{W}(n)) \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 $\tilde{\mathbf{X}}(n) = [\tilde{\mathbf{x}}_0(n) \quad \tilde{\mathbf{x}}_1(n)]$ 이다. $\tilde{\mathbf{x}}_0(n)$ 와 $\tilde{\mathbf{x}}_1(n)$ 는 0번째와 1번째의 빔형성기에서 출력된 신호이며

$$\tilde{\mathbf{X}}(n) = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}_0(n) & \tilde{\mathbf{x}}_1(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_0^0 & \tilde{x}_1^0 & \cdots & \tilde{x}_{N-1}^0 \\ \tilde{x}_0^1 & \tilde{x}_1^1 & \cdots & \tilde{x}_{N-1}^1 \end{bmatrix}^T$$

이다

\tilde{x}_k^0 는 k 번째 부반송파로 전송된 0번째 빔형성기에서 출력된 신호이다. 연속적인 2개 블록에서 채널이 일정하다 가정하고 역확산 후 연속적인 2개의 신호에 대해서 배열을 정리하여 다시 쓰면

$$\begin{bmatrix} \hat{X}_0(n) \\ \hat{X}_1(n) \\ \hat{X}_0^*(n+1) \\ \hat{X}_1^*(n+1) \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{H}}^0(n) \begin{bmatrix} d^0(n) \\ d^0(n+1) \end{bmatrix} + \sum_{m=1}^{M-1} \tilde{\mathbf{H}}^m(n) \begin{bmatrix} d^m(n) \\ d^m(n+1) \end{bmatrix} \mathfrak{R}_m \quad (9)$$

$$+ [\eta_0^*(n) \quad \eta_1^*(n) \quad \eta_0(n+1) \quad \eta_1(n+1)]^T$$

여기서 $\hat{X}_0(n)$, $\hat{X}_1(n)$ 는 0번째와 1번째 빔형성기에서 출력된 후 역확산된 신호이며 $\eta_0(n)$, $\eta_1(n)$ 는 n 번째 블록에서 0번째, 1번째 빔형성기에서 각각의 잡음성분이다.

$$\mathfrak{R}_m = \begin{bmatrix} c_0^m \\ c_1^m \\ \vdots \\ c_{K-1}^m \end{bmatrix}$$

m 번째 사용자를 위한 직교성 배열응답행렬 $\tilde{\mathbf{H}}^m(n)$ 다음 식으로 주어진다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{H}}^m(n) &= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_0^m(n) & \tilde{\mathbf{H}}_1^m(n) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} ({}^0\beta_{00}^m + {}^1\beta_{00}^m e^{j2\pi\tau_{l,m}i/K}) & ({}^0\beta_{10}^m + {}^1\beta_{10}^m e^{j2\pi\tau_{l,m}(i+1)/K}) \\ ({}^0\beta_{01}^m + {}^1\beta_{01}^m e^{j2\pi\tau_{l,m}i/K}) & ({}^0\beta_{11}^m + {}^1\beta_{11}^m e^{j2\pi\tau_{l,m}(i+1)/K}) \\ ({}^0\beta_{10}^m + {}^1\beta_{10}^m e^{-j2\pi\tau_{l,m}(i+1)/K}) & -({}^0\beta_{00}^m + {}^1\beta_{00}^m e^{-j2\pi\tau_{l,m}i/K}) \\ ({}^0\beta_{11}^m + {}^1\beta_{11}^m e^{-j2\pi\tau_{l,m}(i+1)/K}) & -({}^0\beta_{01}^m + {}^1\beta_{01}^m e^{-j2\pi\tau_{l,m}i/K}) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 ${}^l\beta_{ij}^m$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} {}^l\beta_{00}^m &= w_{00} {}^l a^{m*}(\theta_{00}) + w_{10} {}^l a^{m*}(\theta_{10}) + \cdots + w_{N_r-10} {}^l a^{m*}(\theta_{N_r-10}) \\ {}^l\beta_{01}^m &= w_{01} {}^l a^{m*}(\theta_{00}) + w_{11} {}^l a^{m*}(\theta_{10}) + \cdots + w_{N_r-11} {}^l a^{m*}(\theta_{N_r-10}) \\ {}^l\beta_{10}^m &= w_{00} {}^l a^{m*}(\theta_{01}) + w_{10} {}^l a^{m*}(\theta_{11}) + \cdots + w_{N_r-10} {}^l a^{m*}(\theta_{N_r-11}) \\ {}^l\beta_{11}^m &= w_{01} {}^l a^{m*}(\theta_{01}) + w_{11} {}^l a^{m*}(\theta_{11}) + \cdots + w_{N_r-10} {}^l a^{m*}(\theta_{N_r-11}) \end{aligned}$$

복호화된 후 검출된 신호벡터는 다음 식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{z} &= \tilde{\mathbf{H}}^{0H}(n) \hat{\mathbf{X}} = \left\| \tilde{\mathbf{H}}^0(n) \right\|^2 \mathbf{I}_2 \begin{bmatrix} d^0(n) \\ d^0(n+1) \end{bmatrix} \\ &\quad + \sum_{m=1}^{M-1} \tilde{\mathbf{H}}^{0H}(n) \tilde{\mathbf{H}}^m(n) \begin{bmatrix} d^m(n) \\ d^m(n+1) \end{bmatrix} \mathfrak{R}_m + \tilde{\boldsymbol{\eta}} \end{aligned} \quad (11)$$

여기서

$$\left\| \tilde{\mathbf{H}}^0(n) \right\|^2 = \tilde{\mathbf{H}}^{0H}(n) \tilde{\mathbf{H}}^0(n), \tilde{\boldsymbol{\eta}} = \begin{bmatrix} \tilde{\eta}_0 \\ \tilde{\eta}_1 \end{bmatrix},$$

\mathbf{I}_2 는 단위행렬.

$$\tilde{\eta}_0 = \rho_{00}^{0*} \eta_0^*(n) + \rho_{01}^{0*} \eta_1^*(n) + \rho_{01}^0 \eta_0(n+1) + \rho_{11}^0 \eta_1(n+1)$$

$$\tilde{\eta}_1 = \rho_{10}^{0*} \eta_0^*(n) + \rho_{11}^{0*} \eta_1^*(n) - \rho_{00}^0 \eta_0(n+1) - \rho_{01}^0 \eta_1(n+1)$$

최종적으로 검출된 신호는 다음 식으로 표현된다.

$$\mathbf{z}(n) = (|\rho_{00}^0|^2 + |\rho_{10}^0|^2 + |\rho_{01}^0|^2 + |\rho_{11}^0|^2) d^0(n) + \mathbf{I}_{inf}(n) + \tilde{\boldsymbol{\eta}}_0 \quad (12)$$

여기서

$$\rho_{00}^0 = \beta_{00}^0 + \beta_{00}^1 e^{j2\pi\tau_l m i / K}, \quad \rho_{10}^0 = \beta_{10}^0 + \beta_{10}^1 e^{j2\pi\tau_l (i+1) / K}$$

$$\rho_{01}^0 = \beta_{01}^0 + \beta_{01}^1 e^{j2\pi\tau_l m i / K}, \quad \rho_{11}^0 = \beta_{11}^0 + \beta_{11}^1 e^{j2\pi\tau_l (i+1) / K}$$

$I_{mf}(n)$ 는 n번째 검출된 신호에 대한 다른 사용자 간섭신호이다. (12)식에서 다른 사용자 간섭이 있는 무선 채널 환경에서 원하는 사용자의 다중 송신안테나 각각에 빔이 형성되어 안테나 간 간섭 및 다른 사용자간섭이 감소되어 MIMO MC-CDMA시스템의 성능이 향상됨을 알 수 있다.

III. 적응 다중 빔형성 기법

다중 빔형성을 위한 제안된 적응 다중 빔형성 기법은 복소 LMS(least means square)를 이용하여 유도할 수 있다. 빔형성기의 수가 2일 때, 시간영역에서 계수 벡터를 갱신하기 위한 복소 LMS는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{W}_0(n+1) = \mathbf{W}_0(n) - 2\mu_0 \frac{\partial \mathbf{T}_0 \mathbf{E}^*(n)}{\partial \mathbf{W}_0^*} \mathbf{T}_0 \mathbf{E}(n) \quad (13)$$

$$\mathbf{W}_1(n+1) = \mathbf{W}_1(n) - 2\mu_1 \frac{\partial \mathbf{T}_1 \mathbf{E}^*(n)}{\partial \mathbf{W}_1^*} \mathbf{T}_1 \mathbf{E}(n) \quad (14)$$

μ_0 와 μ_1 는 step size, $\mathbf{T}_0 \mathbf{E}(n) = \mathbf{T}_0 \mathbf{Y}^m(n) - \tilde{\mathbf{T}}_0 \mathbf{Y}(n)$, $\mathbf{T}_1 \mathbf{E}(n) = \mathbf{T}_1 \mathbf{Y}^m(n) - \tilde{\mathbf{T}}_1 \mathbf{Y}(n)$ 이다. $\mathbf{T}_0 \mathbf{E}(n)$ 와 $\mathbf{T}_1 \mathbf{E}(n)$ 는 0번째와 1번째 빔형성기의 계수를 위한 시간영역에서의 파이롯 오류벡터, $\mathbf{T}_0 \mathbf{Y}^m(n)$, $\mathbf{T}_1 \mathbf{Y}^m(n)$ 는 m번째 사용자를 위한 파이롯 신호벡터, $\tilde{\mathbf{T}}_0 \mathbf{Y}(n)$ 와 $\tilde{\mathbf{T}}_1 \mathbf{Y}(n)$ 는 수신된 파이롯 벡터를 각각 의미한다. 이 오류벡터는 시간영역에서 계수벡터를 갱신하는데 유용된다. 그러나 송신된 데이터로부터 시간영역에서 수신된 파이롯 신호를 분리하기가 어렵다. 오류벡터를 얻기 위한 다른 방법으로 주파수 영역의 오류벡터를 시간영역의 오류 벡터로 변환하는 것이다. 그러므로 시간과 주파수 간 변환관계에 따른 시간영역의 오류벡터는 다음과 같이 표현될 수 있다^[10].

$$\mathbf{T}_0 \mathbf{E}(n) = \mathbf{F}^H (\mathbf{T}_0 \mathbf{X}^m(n) - \tilde{\mathbf{x}}_0(n)) \quad (15)$$

$$\mathbf{T}_1 \mathbf{E}(n) = \mathbf{F}^H (\mathbf{T}_1 \mathbf{X}^m(n) - \tilde{\mathbf{x}}_1(n)) \quad (16)$$

또한 오류관련 모든 신호가 시간영역에서만 고려될 때 시간영역의 오류벡터는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{T}_0 \mathbf{E}(n) = \mathbf{T}_0 \mathbf{Y}^m(n) - \mathbf{V}^H(n) \mathbf{W}_0(n) \quad (17)$$

$$\mathbf{T}_1 \mathbf{E}(n) = \mathbf{T}_1 \mathbf{Y}^m(n) - \mathbf{V}^H(n) \mathbf{W}_1(n) \quad (18)$$

식(16),(17)를 \mathbf{W}_0^* 와 \mathbf{W}_1^* 관점에서 미분을 하면

$$\frac{\partial \mathbf{T}_0 \mathbf{E}^*(n)}{\partial \mathbf{W}_0^*} = -\mathbf{V}(n) \quad (19)$$

$$\frac{\partial \mathbf{T}_1 \mathbf{E}^*(n)}{\partial \mathbf{W}_1^*} = -\mathbf{V}(n) \quad (20)$$

된다. 식 (15),(16),(19),(20)를 식(13),(14)에 대입하여 정리하면 MIMO MC-CDMA시스템에서 다중 빔형성기의 계수를 적응적으로 갱신하기 위한 수식이 다음과 같이 유도된다.

$$\mathbf{W}_0(n+1) = \mathbf{W}_0(n) + 2\mu \mathbf{V}(n) \mathbf{F}^H (\mathbf{T}_0 \mathbf{X}^m(n) - \tilde{\mathbf{x}}_0(n)) \quad (21)$$

$$\mathbf{W}_1(n+1) = \mathbf{W}_1(n) + 2\mu \mathbf{V}(n) \mathbf{F}^H (\mathbf{T}_1 \mathbf{X}^m(n) - \tilde{\mathbf{x}}_1(n)) \quad (22)$$

IV. 모의 실험 및 결과

다중경로 및 다중사용자 환경에서 MIMO안테나를 가진 MC-CDMA 시스템에 제안된 적응적 다중 빔형성 기법이 적용되었을 때 시스템 성능을 모의실험을 통하여 확인한다. 여기서 사용된 무선 채널은 cyclic prefix 보다 작은 시간지연경로를 가지며 2-ray 다중경로 Jacke's model 모델이며 2 path는 동일한 송신전력을 갖는다 가정하였다. 이 모의 실험을 위해서 Alamouti 부호화 된 신호는 2개의 송신 안테나를 통해 전송된다. 32명의 사용자를 구분하는 Walsh Hadamard 부호를 사용하였으며 변조방식은 BPSK를 사용하였으며 한MC-CDMA블록은 32개의 subcarrier로 구성되어 있고, spreading factor는 32이다. 수신기에서는 두개의 안테나 사이가 λ

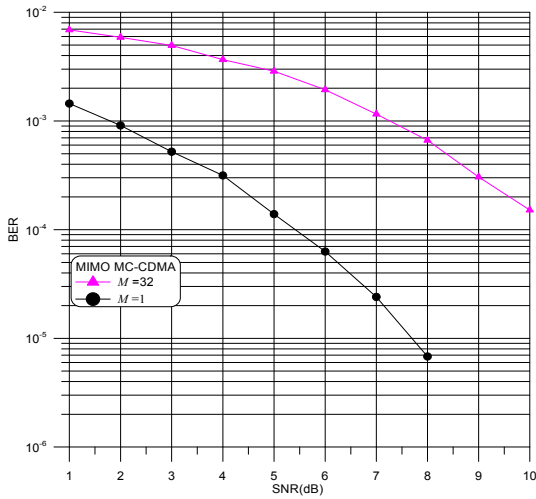


그림 2. 사용자수가 M=1, M=32 일 때, 일반적인 MIMO MC-CDMA 시스템의 성능
 Fig. 2. The performance of conventional MIMO MC-CDMA system when M=1, M=32.

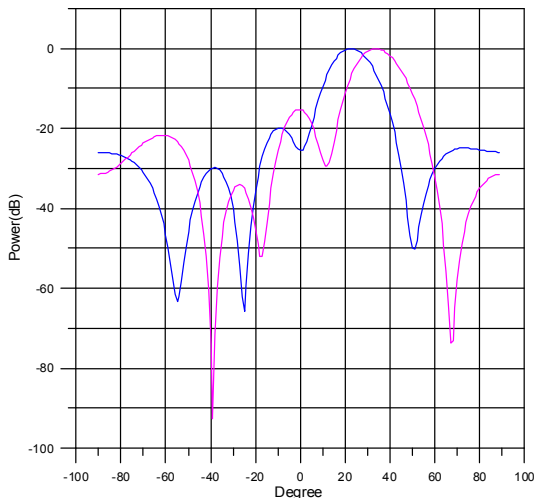


그림 3. 제안된 빔형성 기법을 가진 MIMO MC-CDMA 시스템의 빔 패턴
 Fig. 3. The beam pattern of MIMO MC-CDMA system with the proposed beamforming.
 (DOA1=22, DOA2=32, DOA_p1=-25, DOA_p2=-55, Nr=5)

/2인 선형 배열 안테나를 이용하였다. (그림 2)에서 수신 안테나가 4개이고, 사용자 수가 1명, 32명일 때 MIMO MC-CDMA시스템의 비트오류율(BER)을 각각 보여준다. (그림 2)에서 사용자수가 32일 때 시스템의 성능이 크게 감소됨을 알 수 있다. 이것은 여러 사용자가 다중 안테나를 이용함으로써 간섭이 크게 증가되어 사용자간의 직교성이 깨져서 발생 된 것이다. 따라서 다중안테나를 가진 사용자에 따른 간섭을 제거하기 위한 기법이 필

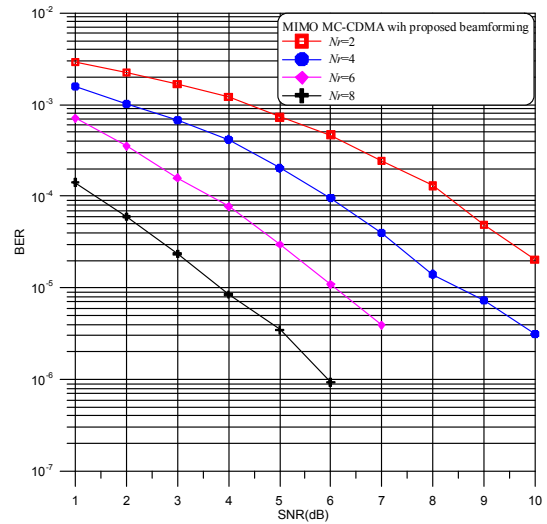


그림 4. 수신안테나 수에 따른 제안된 빔형성 기법을 가진 MIMO MC-CDMA 시스템의 성능(M=32)
 Fig. 4. The performance of MIMO MC-CDMA system with the proposed beamforming when the number of receiver antenna is varied.

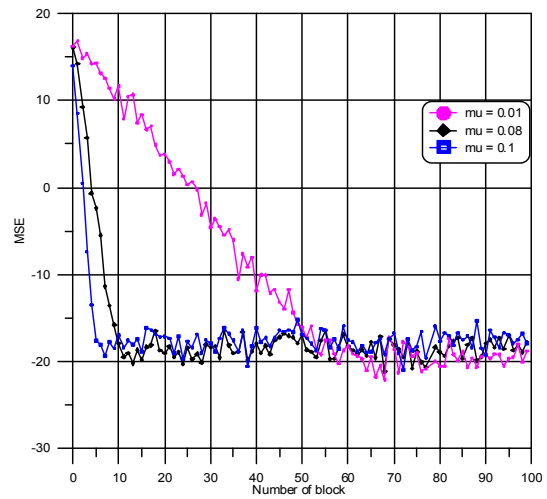


그림 5. MIMO MC-CDMA시스템에서 mu(step size)에 따른 제안된 다중빔 형성기법에 따른 학습곡선
 Fig. 5. The learning curve of the proposed beamforming in MIMO MC-CDMA when mu(step size) is varied

요하다. (그림 3)에서 제안된 적응 다중 빔형성 기법을 가진 MIMO MC-CDMA시스템에서 원하는 사용자의 2 개의 송신기로부터 온 DOA (DOA1, DOA2)와 다중경로의 DOA(DOA_p1, DOA_p2)가 22°, 32°, -25°, -55°이고 간섭신호와 간섭신호의 다중경로의 DOA가 임의의 각 일 때 제안된 기법에 의해 형성된 빔패턴을 보여준다. 이 그림으로부터 원하는 사용자의 2개의 송신안테나 방

향으로는 높은 이득을 가진 빔이 형성됨을 알 수 있다. (그림 4)에서 사용자 수가 32일 때 수신안테나 수에 따른 제안된 기법을 가진 시스템의 비트오류율을 보여준다. 여기서 수신 안테나 수가 증가 될 수록 시스템의 성능이 크게 향상됨을 보여준다. (그림 5)에서 제안된 적응 다중빔 형성기법에 의해 빔형성기 계수가 갱신되어 최적의 값이 되는 과정에서 기준 파이롯 신호의 MSE가 수렴되는 과정에 대한 학습곡선을 보여주고 있다. 이 그림에서는 2개의 다중 빔형기 중에 하나의 빔형성기를 위한 수렴특성을 보여주고 있다. 이 그림으로부터 step size인 μ 값에 따라 수렴속도가 달라짐을 알 수 있습니다. 예를 들면 μ 가 0.1일 때 5 block에서 수렴되고 이고 μ 가 0.01일 때 50 block에서 수렴된다. 수신안테나 수가 4이고 제안된 적응 다중 빔형성 기법이 적용된 MIMO MC-CDMA와 일반적인 MIMO MC-CDMA 시스템과 기존의 빔형성기법을 가진 SIMO MC-CDMA의 비트 오류율을 간섭 사용자 없을 때 (그림 6)에서 보여준다. (그림 6)에서 제안된 기법을 가진 MIMO MC-CDMA는 사용자의 각각의 송신안테나에 빔이 형성되어 안테나 간섭이 감소되어 기존의 방식 보다 성능 크게 개선됨을 보여준다. (그림 7)에서는 사용자수가 16명(그림 7a), 32명(그림 7b)으로 증가될 때 성능을 비교 해서 보여준다. 또한 (그림 7a,7b)로부터 제안된 기법을 가진 MIMO MC-CDMA의 성능이 일반적인 MIMO

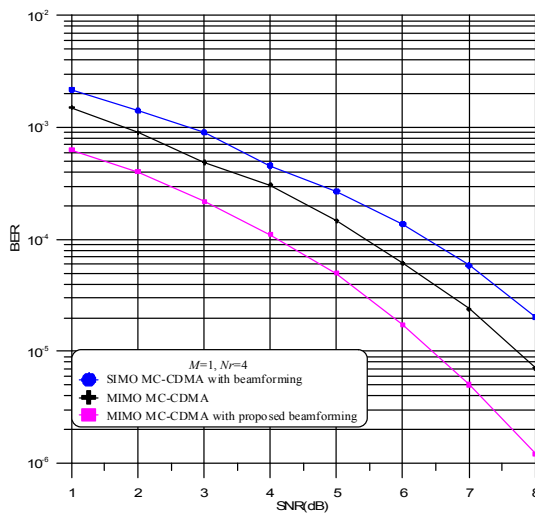
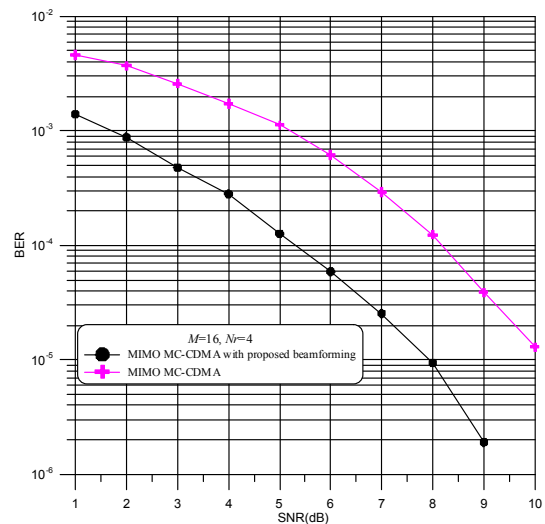
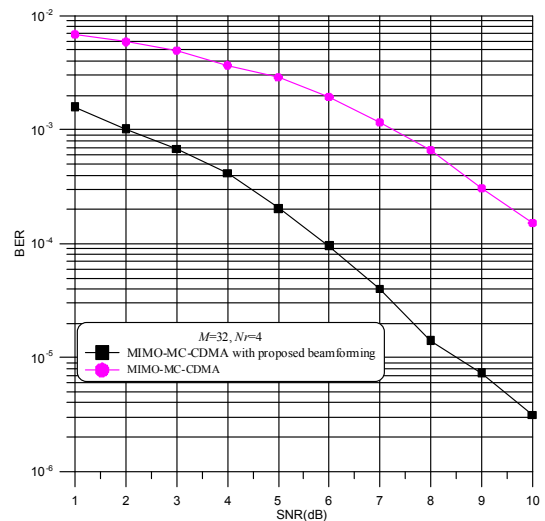


그림 6. 다른 사용자 간섭이 없을 때 제안된 적응 다중 빔형성 기법이 적용된 MIMO MC-CDMA 성능
Fig. 6. The performance of MIMO MC-CDMA system with the proposed beamforming when there is no user interference.

MC-CDMA 보다 사용자가 수가 증가될수록 성능이 크게 개선됨을 알 수 있다. 그 이유는 제안된 기법을 가진 MIMO MC-CDMA는 다중안테나를 가진 사용자수가 증가되어도 간섭을 효율적으로 제거함으로서 성능이 감소되지 않지만 일반적인 MIMO MC-CDMA는 다중안테나를 가진 사용자수가 증가에 됨에 따라 간섭이 크게 증가되어 성능이 감소되기 때문이다.



(7a) M=16



(7b) M=32

그림 7. 다른 사용자 간섭이 있을 때 제안된 기법이 적용된 MIMO MC-CDMA와 일반적인 MIMO MC-CDMA 시스템의 성능
Fig. 7. The performance of MIMO MC-CDMA system with the proposed beamforming when there are user interferences.

IV. 결 론

이 논문에서 MIMO MC-CDMA 시스템에서 사용자간 간섭 및 안테나간 간섭신호를 효율적으로 제거하여 MIMO MC-CDMA 시스템의 성능이 크게 개선된 적응 다중 빔형성 기법을 제안하였다. 제안한 기법이 적용된 MIMO MC-CDMA시스템의 성능을 확인하기 위하여 모의 실험을 수행하였다. 모의 실험을 수행한 결과 제안된 기법에 의해 원하는 사용자의 각각의 송신안테나에 빔이 형성되고 다른 간섭신호에 대해 null빔이 형성되어 사용자간 및 안테나간 간섭이 효율적으로 제거됨으로서 MIMO MC-CDMA시스템의 성능이 크게 개선됨을 확인할 수 있었다. 향후에는 채널의 변화가 빠르게 변화할 때 제안된 기법에 따른 MIMO MC-CDMA시스템의 성능에 대한 연구를 수행할 것이다.

REFERENCES

- [1] Shinuke Hara and Ramjee Prasad, "DS-SS, MC-CDMA and MT-CDMA for mobile multi-media communications," Proc. of VTC'96, Atlanta, pp. 1106~1110, Apr. 1996.
- [2] Essam A. Sourour and Masao Nakagawa, "Performance of orthogonal multicarrier CDMA in a multipath fading channel," IEEE Trans. Commun., vol. 44, no. 3 pp. 356~367 Mar. 1996.
- [3] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications," IEEE J. Select. Area Commun. Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [4] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 4, pp. 744-765, Mar. 1998.
- [5] M. Juntti, M. Vehkaperä, J. Leinonen, Zexian Li and D. Tujkovic, "MIMO MC-CDMA communications for future cellular systems," IEEE Commun. Mag., vol. 43, pp. 118-124, Feb. 2005.
- [6] Ahmadi, S., "An overview of next-generation mobile WiMAX technology," IEEE Comm. Vol. 47, no. 6, 2009, pp. 84-98.
- [7] G. Asadullah M.M. and Gorodon L. Stuber, "Joint Iterative channel estimation and soft-chip combing for a MIMO MC-CDMA anti-jam

system," IEEE tran. On commun., vol. 57 No. 4, pp. 1068-1078, April 2009.

- [8] Z. Luo and D. Huang, "Iterative soft multiuser detection for MIMO MC-CDMA systems," IEEE VTC-fall, pp 1-5, Sept. 2008.
- [9] Y. Zhang, L. B. Milstein and P. H. Siegel, "Tradeoff between diversity gain and interference suppression in a MIMO MC-CDMA system," IEEE Trans. On commun., vol. 53, No. 4, pp. 623-631, April 2005.
- [10] C. K. Kim and Y. S. Cho, "Pre-FFT adaptive beamforming algorithm for OFDM systems with array antenna," IEICE Trans. Commun., Vol. E86-B, No. 3, pp. 1144-1148, March 2003.

저 자 소 개



김 찬 규 (정회원)

1985년 중앙대학교 전자공학과
학사 졸업.

1987년 중앙대학교 전자공학과
석사 졸업.

2000년 중앙대학교 전자공학과
박사 졸업.

1991년 ~ 2002년 한국전자통신연구원 선임연구원.

2005년 ~ 2006년 스탠포드대학 객원교수

2007년 ETRI 초빙연구원

2012년 ~ 2013년 조지아텍 객원교수

2002년 ~ 현재 한밭대학교 교수

<주관심분야: 무선통신시스템성능, 통신 및 신호
처리, MIMO, OFDM, MC-CDMA, Beamforming>