

논문 2011-48TC-6-2

MMSE 기반의 다중 빔형성기법을 가진 MIMO-OFDM 시스템의 성능

(Performance of MIMO-OFDM systems with multi-beamforming based on MMSE)

김 찬 규*

(Chan Kyu Kim)

요 약

시공간 부호화기법을 가진 MIMO(Multiple-input multiple-output)-OFDM(Orthogonal frequency division multiplexing)은 미래의 무선통신 시스템에서 성능향상을 위한 약속된 기술이다. 그러나 다중 송신기를 가진 다른 사용자에 따른 간섭과 다중경로의 지연신호에 따른 영향으로 성능이 크게 감소된다. 이 논문에서는 MIMO-OFDM 시스템에서 시공간 다이버시티를 유지하면서 이와 같은 간섭신호와 다중경로 지연신호를 효율적으로 제거하기 위하여 MMSE(minimizing the mean squared error) 기반의 pre-FFT 다중 빔형성기법을 제안한다. MIMO-OFDM 시스템에 제안된 다중 빔형성기법을 적용할 경우 성능 개선 효과를 CCI(Cochannel interference)를 가진 다중경로 채널환경에서 모의실험을 통하여 확인한다.

Abstract

Multiple-input multiple-output (MIMO) -orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) with space-time coding (STC) is a promising technology for future wireless communication systems. However, MIMO-OFDM systems are greatly impaired by large cochannel interference (CCI) from the multiple transmitters. In this paper, we propose pre-fast Fourier transform (FFT) multibeamforming based on MMSE(minimizing the mean squared error) for a MIMO-OFDM system to preserve the STC diversity and to remove the CCI. The improvement in bit error rate is investigated through computer simulation of a MIMO-OFDM system in a multipath channel with CCI.

Keywords : OFDM, multibeamforming, MMSE

I. 서 론

송수신기에 여러 개의 안테나가 이용되는 MIMO (Multi-Input Multi-Out) 안테나기술은 많은 수의 독립적인 다중경로를 가진 MIMO 채널을 만들어서 성능을 개선하는 기술로 다이버시티 이득을 주는 시공간 부호화 기법과 결합되어 열악한 무선채널 환경에서 주어진

스펙트럼 보다 더 많은 데이터를 초고속으로 전송 할 수 있는 기술로서 널리 알려져 있다^[1~3]. 직교성 있는 다중 부반송파가 이용되는 OFDM 방식은 초고속 데이터 전송 시 문제가 되는 주파수 선택적인 페이딩 채널에서도 간단한 수신기구조를 이용하여 효율적으로 극복할 수 있으며 인접한 OFDM 심볼 사이에 채널의 지연 확산 보다 긴 CP(Cyclic Prefix)를 보호구간에 삽입하여 고속전송 시 발생하는 심벌간의 간섭과 함께 채널간 간섭을 쉽게 제거 할 수 있는 무선전송기술이다^[4]. 그러므로 STC-MIMO와 OFDM을 결합한 MIMO-OFDM방식은 열악한 무선채널 환경에서 전력과 주파수 효율을 향

* 정회원, 한밭대학교 전자공학과
(Department of Electronic Engineering Hanbat University)
접수일자: 2011년2월23일, 수정완료일: 2011년6월15일

상시킬 수 있어 제한된 주파수 대역에서도 초고속 데이터 전송 할 수 있기 때문에 WiMAX, 차세대 무선 LAN, 4G 이동통신 등에 적용하려는 연구가 활발히 진행되고 있다^[5~6]. 이와 같은 무선 통신시스템에서는 다중 사용자 및 다중 경로에 의한 CCI (Co-channel Interference) 때문에 심각한 왜곡 현상이 일어난다. 이런 왜곡 현상을 극복하기 위하여 적응 빔 형성기법을 가진 적응 배열 안테나 기술이 그 동안 많이 연구되어 왔다^[7]. 이 기술은 공간적 시간적 신호처리를 통해서 원하는 신호에 대해서는 빔이 형성되고 수신된 방향과 다른 간섭 신호에 대해서는 널(null)빔이 형성되어 효율적으로 CCI를 제거 할 수 있어 스펙트럼 효율을 높이고 성능을 향상시키는 방법이다. 이와 같이 다중 경로를 가진 다중 사용자환경에서 MIMO-OFDM시스템이 적용 되었을 때 수신된 신호가 시공간 부호화 되는 과정에서 CCI에 의해 심각한 신호의 왜곡현상이 발생되어 시스템의 성능이 크게 감소된다. 최근에 MIMO-OFDM 시스템의 수신기에 CCI에 의한 간섭을 제거시키는 빔 형성 기법이 적용되어 CCI에 의한 성능이 감소되는 현상을 극복하는 새로운 기술들이 제안되었다^[8~11]. 그런데 여기서 제안된 기법^[8]은 원하는 사용자의 다중 안테나 각각에서 송신되는 신호의DOA가 다른 경우 시스템의 성능이 감소되는 현상이 일어난다. 또한 이를 극복하기 위해 제안된 기법^[9] 수신기의 복잡도가 크게 증가되는 문제가 있다. 본 논문에서는 MIMO-OFDM시스템을 위해 성능을 향상시키고 복잡도를 감소시켜서 이런 문제를 해결하는 새로운 MMSE기반의 pre-FFT 다중 빔형성기법을 제안한다. 여기서 제안된 기법은 원하는 사용자의 각 송신안테나에서 부호화된 파이프 신호를 이용하여 수신기의 다중 빔형성기에 의해서 각각의 송신안테나에 빔이 형성되는 방식이다. 즉, 각 안테나에서 송신된 파이프신호의 오차신호가 주파수 영역에서 계산된 후 시간영역으로 변환되어 파이프 신호의 MSE가 최소가 되도록 pre-FFT 다중빔 형성기의 계수가 갱신되어 각각의 송신안테나에 빔이 형성된다. MIMO-OFDM 시스템에 제안된 pre-FFT다중 빔형성 기법이 적용될 경우 수렴특성과 성능 개선 효과를 다중 경로를 가진 다중 사용자 환경에서 모의실험을 통하여 확인한다. 이 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 제안된 pre-FFT 다중 빔형성기법을 가진 MIMO-OFDM시스템을 모형화한 후 시스템의 성능개선 효과를 수학적으로 분석하고 III장에서는 제안된 기법을 유

도한다. IV장에서는 제안된 기법을 위한 모의실험을 수행한 뒤 그 결과에 대하여 논하며, V장에서는 이 논문의 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

그림 1은 제안된 pre-FFT 다중 빔형성기를 가진 MIMO-OFDM 시스템의 블록도이다. 다중안테나를 가진 M명의 사용자로부터 전송된 신호는 무선채널을 통과한 후 공간적인 위상을 갖고 N_r 개의 안테나를 가진 수신기에 도착된다. 다중안테나에 도착된 신호는 다중 빔형성기의 계수에 의해 곱해진 후 FFT에 의해서 원래 주파수영역신호로 변환된 뒤 역다중화기에 의해 데이터와 파이프 신호로 분리되고 분리된 데이터는 부호화를 통해 원래의 신호로 복원된다. 여기서 파이프 신호는 다중 빔형성기의 계수를 갱신하는데 이용된다. 다중 빔형성기의 계수가 최적의 값을 가질 때, 최대 이득을 가진 다중빔이 원하는 사용자의 각 송신안테나에 형성된다. 그러므로 다른 사용자 및 다중경로 간섭신호가 제거된 신호가 STC에 의해 다이버시티 이득을 갖게 되어 MIMO-OFDM 시스템의 성능이 크게 향상된다.

주파수 영역에서 m번째 사용자를 위한 심벌 벡터 $\mathbf{Y}^m(n) = [y_0^m(n) \ y_1^m(n) \ \dots \ y_{N-1}^m(n)]$ 는 부호화기를 통해서 다음과 같은 신호행렬로 부호화된다.

$$\mathbf{T}_- \mathbf{Y}^m(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_- \mathbf{Y}_0^m(n) \\ \mathbf{T}_- \mathbf{Y}_1^m(n) \end{bmatrix} \quad (1)$$

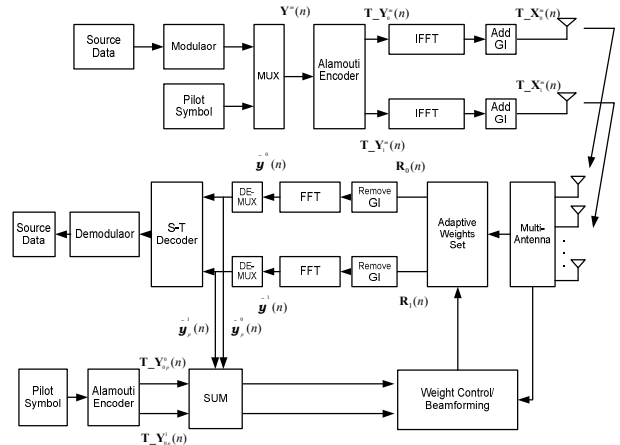


그림 1. pre-FFT 다중 빔형성기를 가진 MIMO-OFDM 시스템의 송수신 블록도
Fig. 1. The block diagram of MIMO-OFDM system with pre-FFT multibeamforming.

여기서 $\mathbf{T}_{\mathbf{Y}_0^m}(n)$, $\mathbf{T}_{\mathbf{Y}_1^m}(n)$ 는 m 번째 사용자의 0번째 안테나, 1번째 안테나로 전송되는 부호화된 신호벡터를 의미하며 다음 식으로 주어진다.

$$\mathbf{T}_{\mathbf{Y}_0^m}(n) = [y_0^m \quad -y_1^{m*} \quad y_2^m \quad \dots \quad -y_{N-1}^{m*}],$$

$$\mathbf{T}_{\mathbf{Y}_1^m}(n) = [y_1^m \quad y_0^{m*} \quad y_3^m \quad \dots \quad y_{N-1}^{m*}]$$

*는 공액(conjugate)를 의미하며 N 는 한 OFDM블록의 샘플 수이다. 부호화된 행렬은 IFFT에 의해 주파수 영역에서 시간영역의 신호로 변환되어 다음과 같은 식으로 주어진다.

$$\mathbf{T}_{\mathbf{X}^m}(n) = [\mathbf{T}_{\mathbf{X}_0^m}(n) \quad \mathbf{T}_{\mathbf{X}_1^m}(n)] \quad (2)$$

$\mathbf{T}_{\mathbf{X}_0^m}(n)$ 와 $\mathbf{T}_{\mathbf{X}_1^m}(n)$ 는 m 번째 사용자의 0번째 안테나, 1번째 안테나로 각각 전송되는 시간영역의 신호벡터를 의미하며 다음 식으로 주어진다.

$$\mathbf{T}_{\mathbf{X}_0^m}(n) = \mathbf{F}^H(\mathbf{T}_{\mathbf{Y}_0^{mT}}(n)) \quad (3)$$

$$\mathbf{T}_{\mathbf{X}_1^m}(n) = \mathbf{F}^H(\mathbf{T}_{\mathbf{Y}_1^{mT}}(n)) \quad (4)$$

여기서 $\mathbf{F}(n)$ 와 \mathbf{H} 는 FFT 연산행렬과 Hermitian 변환을 각각 의미한다. 다중안테나를 가진 M 명의 사용자가 L 개의 다중경로를 통해서 각각에 대응되는 DOA를 가지고 수신안테나에 수신될 때 수신된 n 번째 블록 신호 $\mathbf{V}(n)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{V}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{A}^0(\theta)^l \mathbf{h}^0(n) \mathbf{T}_{\mathbf{X}^{0T}}(n - \tau_l) + \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=1}^{M-1} \mathbf{A}^m(\theta)^l \mathbf{h}^m(n) \mathbf{T}_{\mathbf{X}^{mT}}(n - \tau_l) + \mathbf{B}(n) \quad (5)$$

여기서

$$\begin{aligned} \mathbf{A}^m(\theta) &= [\mathbf{a}_0^m(\theta) \quad \mathbf{a}_1^m(\theta)] \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{a}_0^m(\theta_0) & \mathbf{a}_0^m(\theta_1) & \dots & \mathbf{a}_0^m(\theta_{N-1}) \\ \mathbf{a}_1^m(\theta_0) & \mathbf{a}_1^m(\theta_1) & \dots & \mathbf{a}_1^m(\theta_{N-1}) \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

$$\mathbf{h}^m(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_0^m(n) & \mathbf{h}_1^m(n) & \dots & \mathbf{h}_{N-1}^m(n) \\ \mathbf{h}_0^m(n) & \mathbf{h}_1^m(n) & \dots & \mathbf{h}_{N-1}^m(n) \end{bmatrix}$$

$\mathbf{A}^m(\theta)$ 는 그림 2에서 보여준 것처럼 m 번째 사용자를 위한 배열응답 벡터 (DOA = θ 일 때)를 의미한다.

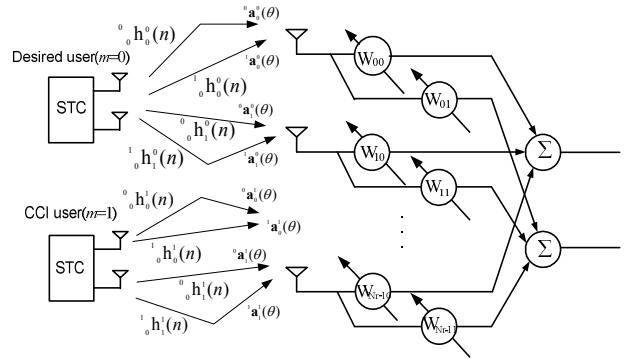


그림 2. 간섭신호가 있는 환경에서 다중 빔형성기를 가진 MIMO-OFDM시스템의 블록도

Fig. 2. The block diagram of MIMO-OFDM system with multibeamforming in the CCI.

또한 $\mathbf{h}_0^m(n)$ 는 m 번째 사용자의 0번째 송신안테나에서 다중수신안테나로 i 번째 부반송파로 전송될 때 0번째 경로를 위한 시간영역의 채널이득을 나타낸다. τ_l 와 $\mathbf{B}(n)$ 는 l 번째 경로의 정규화된 시간지연, 잡음행렬을 각각 의미한다.

다중 빔형성기의 계수셋($\mathbf{W}(n)$)을 곱한 후 신호행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{R}(n) = \mathbf{W}^H(n) \mathbf{V}(n) \quad (6)$$

여기서

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

로 정의된다. FFT변환 후 주파수영역으로 복원된 신호는 다음 식으로 주어진다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{Y}}(n) &= \mathbf{F}(\mathbf{R}(n)) \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{W}^H(n)^l \mathbf{A}^0(\theta)^l \mathbf{H}^0(n) e^{-j2\pi\tau_l k/N} \mathbf{T}_{\mathbf{Y}^0}(n) \\ &\quad + \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=1}^{M-1} \mathbf{W}^H(n)^l \mathbf{A}^m(\theta)^l \mathbf{H}^m(n) e^{-j2\pi\tau_l k/N} \mathbf{T}_{\mathbf{Y}^m}(n) \\ &\quad + \mathbf{F}(\mathbf{B}(n)) \end{aligned} \quad (7)$$

여기서

$$\tilde{\mathbf{Y}}(n) = \begin{bmatrix} \tilde{y}_0 \\ \tilde{y}_1 \\ \tilde{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{y}_0^0 & \tilde{y}_1^0 & \dots & \tilde{y}_{N-1}^0 \\ \tilde{y}_0^1 & \tilde{y}_1^1 & \dots & \tilde{y}_{N-1}^1 \\ \tilde{y}_0 & \tilde{y}_1 & \dots & \tilde{y}_{N-1} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H}^m(n) = \mathbf{F}(\mathbf{h}^m(n))$$

이고 $\tilde{\mathbf{y}}_i$ 는 I번째 부반송파에서 복원된 j 번째 다중빔형 성기의 출력신호이다. 복호화 하기 위해 2심벌 동안에 재 정리된 신호벡터를 표현하면 다음 식으로 주어진다.

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{y}}_k \\ \tilde{\mathbf{y}}_{k+1} \\ \tilde{\mathbf{y}}_{k+1} \\ \tilde{\mathbf{y}}_{k+1} \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{H}}^0(n) \begin{bmatrix} \mathbf{y}_k^0 \\ \mathbf{y}_{k+1}^0 \end{bmatrix} + \sum_{m=1}^{M-1} \tilde{\mathbf{H}}^m(n) \begin{bmatrix} \mathbf{y}_k^m \\ \mathbf{y}_{k+1}^m \end{bmatrix} + \tilde{\boldsymbol{\eta}}(n) \quad (8)$$

여기서 m 번째 사용자를 위한 직교성 채널행렬 $\tilde{\mathbf{H}}^m(n)$ 은 다음식으로 주어진다

$$\tilde{\mathbf{H}}^m(n) = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}^{m_0}(n) & \tilde{\mathbf{H}}^{m_1}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\alpha_{00}^{m*} H_0^m + \alpha_{00}^{m*} H_0^m e^{-j2\pi\tau_1 k/N}) & (\alpha_{10}^{m*} H_1^m + \alpha_{10}^{m*} H_1^m e^{-j2\pi\tau_1(k+1)/N}) \\ (\alpha_{01}^{m*} H_0^m + \alpha_{01}^{m*} H_0^m e^{-j2\pi\tau_1 k/N}) & (\alpha_{11}^{m*} H_1^m + \alpha_{11}^{m*} H_1^m e^{-j2\pi\tau_1(k+1)/N}) \\ (\alpha_{10}^{m*} H_1^m + \alpha_{10}^{m*} H_1^m e^{j2\pi\tau_1(k+1)/N}) & -(\alpha_{00}^{m*} H_0^m + \alpha_{00}^{m*} H_0^m e^{j2\pi\tau_1 k/N}) \\ (\alpha_{11}^{m*} H_1^m + \alpha_{11}^{m*} H_1^m e^{j2\pi\tau_1(k+1)/N}) & -(\alpha_{01}^{m*} H_0^m + \alpha_{01}^{m*} H_0^m e^{j2\pi\tau_1 k/N}) \end{bmatrix}$$

그리고 $\boldsymbol{\eta}(n)$ 는 빔형성기 계수를 곱한 후 주파수 영역으로 변환된 가우시안 잡음 벡터를 나타낸다. α_{ij}^m 는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \alpha_{00}^m &= w_{00}^* a^m(\theta_{00}) + w_{10}^* a^m(\theta_{10}) + \dots + w_{N-10}^* a^m(\theta_{N-10}) \\ \alpha_{01}^m &= w_{01}^* a^m(\theta_{00}) + w_{11}^* a^m(\theta_{10}) + \dots + w_{N-11}^* a^m(\theta_{N-10}) \\ \alpha_{10}^m &= w_{00}^* a^m(\theta_{01}) + w_{10}^* a^m(\theta_{11}) + \dots + w_{N-10}^* a^m(\theta_{N-11}) \\ \alpha_{11}^m &= w_{01}^* a^m(\theta_{01}) + w_{11}^* a^m(\theta_{11}) + \dots + w_{N-11}^* a^m(\theta_{N-11}) \end{aligned} \quad (9)$$

복호화한 후 검출된 신호벡터는 다음 식으로 표현된다

$$\begin{aligned} \mathbf{z} &= \tilde{\mathbf{H}}^{0H}(n) \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{y}}_k \\ \tilde{\mathbf{y}}_{k+1} \\ \tilde{\mathbf{y}}_{k+1} \\ \tilde{\mathbf{y}}_{k+1} \end{bmatrix} \\ &= \left\| \tilde{\mathbf{H}}^0(n) \right\|^2 \mathbf{I}_2 \begin{bmatrix} \mathbf{y}_k^0 \\ \mathbf{y}_{k+1}^0 \end{bmatrix} \\ &+ \sum_{m=1}^{M-1} \tilde{\mathbf{H}}^{0H}(n) \tilde{\mathbf{H}}^m(n) \begin{bmatrix} \mathbf{y}_k^m \\ \mathbf{y}_{k+1}^m \end{bmatrix} + \tilde{\boldsymbol{\eta}}(n) \end{aligned} \quad (10)$$

여기서

$$\left\| \tilde{\mathbf{H}}^0(n) \right\|^2 = \tilde{\mathbf{H}}^{0H}(n) \tilde{\mathbf{H}}^0(n),$$

$$\tilde{\boldsymbol{\eta}}(n) = \tilde{\mathbf{H}}^{0H}(n) \boldsymbol{\eta}(n) = \begin{bmatrix} \tilde{\eta}_k(n) \\ \tilde{\eta}_{k+1}(n) \end{bmatrix}$$

이다. k 번째 부반송파에서 최종적으로 검출된 신호는 다음 식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_k &= (|\zeta_{00}^0|^2 + |\zeta_{10}^0|^2 + |\zeta_{01}^0|^2 + |\zeta_{11}^0|^2) \mathbf{y}_k^0 \\ &+ I_{infk} + \tilde{\boldsymbol{\eta}}_k(n) \end{aligned} \quad (11)$$

여기서

$$\begin{aligned} \zeta_{00}^0 &= \alpha_{00}^0 H_0^0 + \alpha_{00}^1 H_0^0 e^{-j2\pi\tau_1 k/N} \\ \zeta_{10}^0 &= \alpha_{10}^0 H_1^0 + \alpha_{10}^1 H_1^0 e^{-j2\pi\tau_1(k+1)/N} \\ \zeta_{01}^0 &= \alpha_{01}^0 H_0^0 + \alpha_{01}^1 H_0^0 e^{-j2\pi\tau_1 k/N} \\ \zeta_{11}^0 &= \alpha_{11}^0 H_1^0 + \alpha_{11}^1 H_1^0 e^{-j2\pi\tau_1(k+1)/N} \end{aligned}$$

이며,

평균이 $E[|\zeta_{00}^0|^2] = E[|\zeta_{10}^0|^2] = E[|\zeta_{01}^0|^2] = E[|\zeta_{11}^0|^2] = 1$ 을 가진 ZMCSCG(zero-mean circulant symmetric complex Gaussian) 랜덤변수 이다^[12]. I_{infk} 는 k 번째 검출된 신호에 대한 다른 사용자 간섭신호이고, $\tilde{\boldsymbol{\eta}}_k(n) = \tilde{\mathbf{H}}^{0H}(n) \boldsymbol{\eta}(n)$ 으로 정의된다. (11)식에서 다중 경로 및 다른 사용자 간섭이 있는 무선채널 환경에서 원하는 사용자의 다중안테나 각각에 다중빔이 형성되어 다이버시티 이득이 얻어지고 간섭신호가 효율적으로 감소되어 MIMO-OFDM시스템의 성능이 향상됨을 알 수 있다.

III. MMSE 기반의 pre-FFT 다중 빔형성 기법

MMSE 기반의 pre-FFT 다중 빔형성기를 위한 제안된 적응기법은 복소 LMS(least means square)를 이용하여 유도할 수 있다^[13]. 빔형성기의 수가 2일 때, 시간 영역에서 계수 벡터를 갱신하기 위한 복소 LMS는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{W}_0(n+1) = \mathbf{W}_0(n) - 2\mu \frac{\partial \mathbf{E}_{o_p}(n)}{\partial \mathbf{W}_0^*} \mathbf{E}_{o_p}(n) \quad (12)$$

$$\mathbf{W}_i(n+1) = \mathbf{W}_i(n) - 2\mu \frac{\partial \mathbf{E}_{1p}^H(n)}{\partial \mathbf{W}_i} \mathbf{E}_{1p}(n) \quad (13)$$

여기서 $\mathbf{E}_{j,p}$ 는 j 번째 빔형성기를 위해 원하는 사용자의 부호화된 기준 파이롯 심벌과 수신된 파이롯 신호 간의 시간영역에서의 오류벡터이다. 이 오류벡터는 시간영역에서 계수벡터를 갱신하는데 유용해야만 한다. 그러나 송신된 데이터로부터 시간영역에서 수신된 파이롯 신호를 분리하기가 어렵다. 오류벡터를 얻기 위한 다른 방법으로 주파수 영역의 오류벡터를 시간영역의 오류 벡터로 변환하는 것이다^[14]. 그러므로 오류벡터는 다음과 같이 보여준다.

$$\mathbf{E}_{0,p}(n) = \mathbf{F}_p^H (\mathbf{T}_p \mathbf{Y}_{0,p}^0(n) - \tilde{\mathbf{y}}_p^0(n)) \quad (14)$$

$$\mathbf{E}_{1,p}(n) = \mathbf{F}_p^H (\mathbf{T}_p \mathbf{Y}_{1,p}^0(n) - \tilde{\mathbf{y}}_p^1(n)) \quad (15)$$

$$\mathbf{F}_p = \begin{bmatrix} \gamma_{0,0} & \gamma_{0,1} & \cdots & \gamma_{0,N-1} \\ \gamma_{1,0} & \gamma_{1,1} \zeta_{1,1} & \cdots & \gamma_{1,N-1} \zeta_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \gamma_{N-1,0} & \gamma_{N-1,1} \zeta_{N-1,1} & \cdots & \gamma_{N-1,N-1} \zeta_{N-1,N-1} \end{bmatrix}$$

$$\zeta_{i,l} = e^{-j2\pi(i)l/N}$$

$$\gamma_{i,l} = \begin{cases} 1 & \text{if } l = k\Delta f_p \text{ or } l = k\Delta f_p + 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, N_p - 1 \text{ for } i = 0, 1, 2, \dots, N - 1$$

$\Delta f_p, N_p$ 는 파이롯 심벌간의 주파수 간격, 한 OFDM 블록에 삽입된 파이롯 심벌수를 각각 의미한다.

$\mathbf{T}_p \mathbf{Y}_{j,p}^0(n), \tilde{\mathbf{y}}_p^j(n)$ 는 j 번째 빔형성기를 위한 원하는 사용자의 부호화된 파이롯 심벌 벡터, 수신된 파이롯 신호벡터를 주파수영역에서 각각 나타낸 것이다. 식 (14), (15)를 식(12), (13)에 대입하여 정리하면 MIMO-OFDM시스템에서 pre-FFT빔형성기의 계수를 적응적으로 갱신하기 위한 수식이 다음과 같이 유도된다.

$$\mathbf{W}_0(n+1) = \mathbf{W}_0(n) + 2\mu N(n) \mathbf{F}_p^H (\mathbf{T}_p \mathbf{Y}_{0,p}^0(n) - \tilde{\mathbf{y}}_p^0(n)) \quad (16)$$

$$\mathbf{W}_1(n+1) = \mathbf{W}_1(n) + 2\mu N(n) \mathbf{F}_p^H (\mathbf{T}_p \mathbf{Y}_{1,p}^0(n) - \tilde{\mathbf{y}}_p^1(n)) \quad (17)$$

IV. 모의실험 및 결과

다중경로 및 다중사용자 환경에서 MIMO-OFDM 시스템에 제안된 pre-FFT 다중빔형성 기법이 적용되었을 때 시스템의 성능을 모의실험을 통하여 평가한다. 여기서 사용된 무선 채널은 cyclic prefix보다 작은 시간지연 경로를 가진 2-ray 다중경로 Jacke's model 모델이다. 이 모의실험을 위한 OFDM(M)블록크기는 64이고, 변조방식은 QPSK를 사용하였으며, 수신기에서는 두개의 안테나 사이가 1/2인 선형 배열 안테나를 이용하였다. 그림 3은 원하는 사용자의 2개의 송신기로부터 온 DOA(DOA1, DOA2)와 다중경로의 DOA가 $30^\circ, 15^\circ, -25^\circ, -55^\circ$ 이고 간섭신호와 간섭신호의 다중경로의 DOA가 $-65^\circ, -70^\circ, -80^\circ, -85^\circ$ 각각 일 때 제안된 pre-FFT 다중 빔형성기법에 의해 형성된 빔패턴을 보여준다. 이 그림으로부터 원하는 사용자의 2개의 송신안테나 방향으로는 높은 이득을 가진 빔이 형성되고 간섭신호 및 다중경로 신호에 대해서는 작은 이득을 가진 빔이 형성됨을 알 수 있다. 그림 4는 제어된 기법에 의해 빔형성기 계수가 갱신되어 최적의 값이 되는 과정에서 파이롯 신호의 MSE가 수렴되는 과정에 대한 학습곡선(learning curve)을 보여주고 있다. 이 그림에서 학습곡선은 μ 값이 커질수록 수렴속도가 빨라짐을 알 수 있다. 예를 들면 μ 값이 0.008에서 0.1

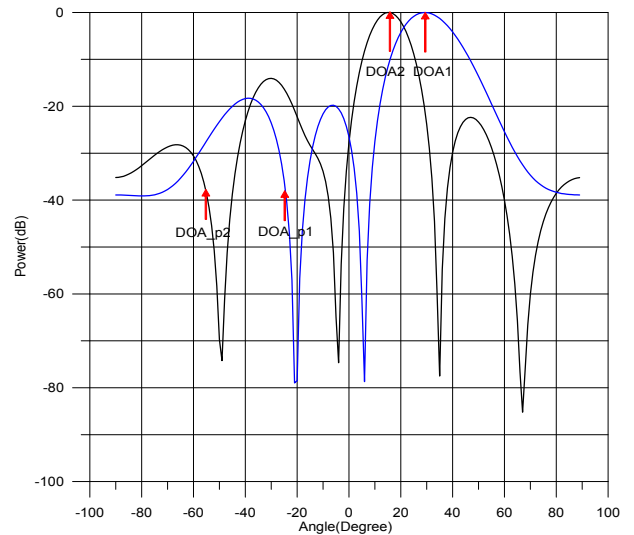


그림 3. 제안된 빔형성 기법을 가진 MIMO-OFDM 시스템의 빔 패턴

Fig. 3. Beam pattern of MIMO-OFDM system with the proposed beamforming.

(DOA1=30°, DOA2=15°, DOA_p1=-25°, DOA_p2=-55°, DOACCI1=-65°, DOACCI2=-70°, DOACCI_p1=-80°, DOACCI_p2=-85°, Nr=5, SIR=10dB)

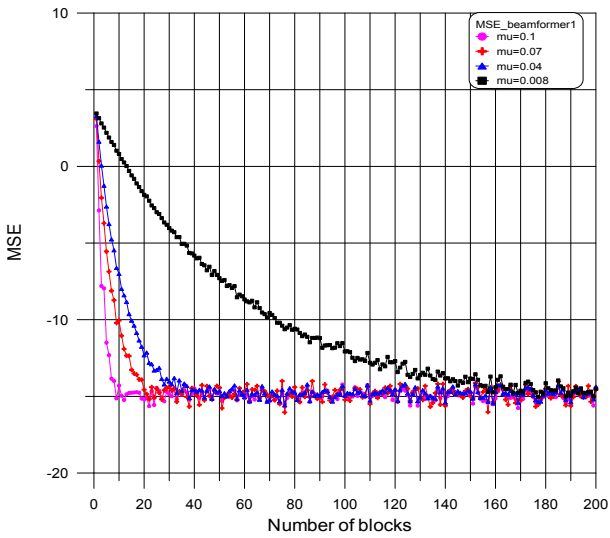


그림 4. μ (sep size)에 따른 제안된 빔 형성기법의 학습 곡선
 Fig. 4. Learning curve of the proposed beamforming when μ is varied.

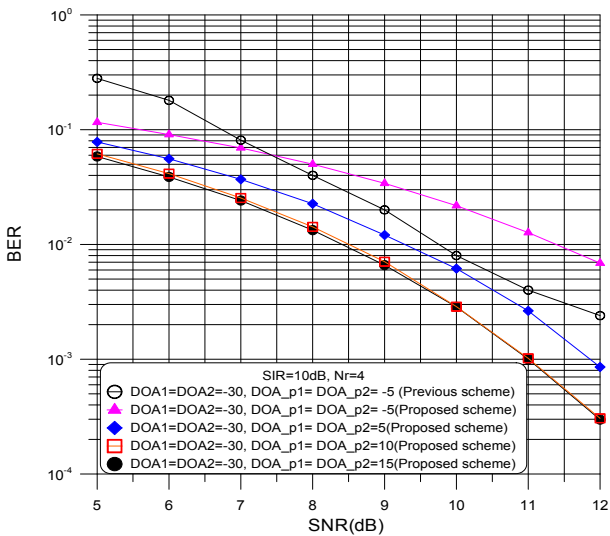


그림 5. 원하는 사용자의 2개 송신안테나의 DOA가 동일 할 때 MIMO-OFDM시스템의 다중경로 DOA에 따른 BER 성능
 Fig. 5. BER performance of MIMO-OFDM system when DOAs of desired user's transmitters are same and DOAs of multipath are varied. (DOACCI1= DOACCI2=45°, DOACCI_p1= DOACCI_p2=70°)

로 증가 될수록 수렴속도가 빨라져서 10개의 블록에서 -15dB로 수렴되는 것을 보여준다. 그림 5는 제안된 기법과 기존 기법을 가진 MIMO-OFDM시스템의 성능을 비교하여 보여준다. 여기서 성능비교를 위해 두 송신안테나에서 수신된 DOA가 서로 같다고 가정하였다 (DOA1=DOA2). 이 그림에서 원하는 신호의 DOA가 다

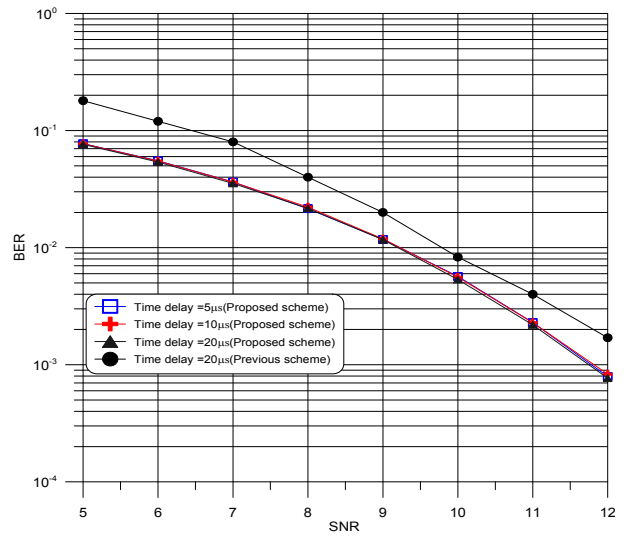


그림 6. 각각 다른 시간지연을 가진 다중경로 채널에서 시간지연에 따른 BER 성능
 Fig. 6. BER performance in the multipath channel with different delay when delay time is varied. (DOA1=DOA2=-30°, DOA_p1=DOA_p2=5°, DOACCI1=DOACCI2= 45°, DOACCI_p1= DOACCI_p2=70°)

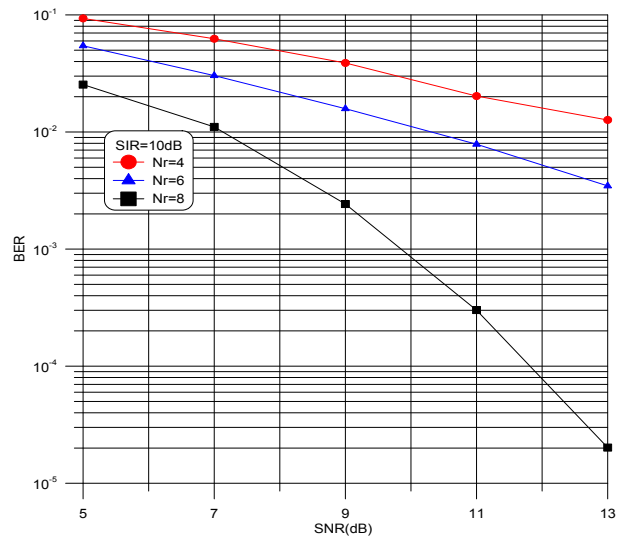


그림 7. 원하는 사용자의 2개 송신안테나의 DOA가 서로 다를 때 수신안테나 수에 따른 MIMO-OFDM시스템의 BER 성능
 Fig. 7. BER performance of MIMO-OFDM system when DOAs of desired user's transmitters are different and the number of receiver are varied. (DOA1=30°, DOA2=15°, DOA_p1=-25°, DOA_p2=-55°, DOACCI1= -65°, DOACCI2=-70°, DOACCI_p1=-80°, DOACCI_p2= -85°)

중경로의 신호 DOA의 차가 클수록 제안된 기법을 가진 시스템의 성능이 기존의 기법을 가진 시스템보다 더 우수함을 알 수 있다. 다중경로의 DOA의 차가 어느 정도 있을 경우, 두 기법이 시공간에 따른 다이버시티 이득은

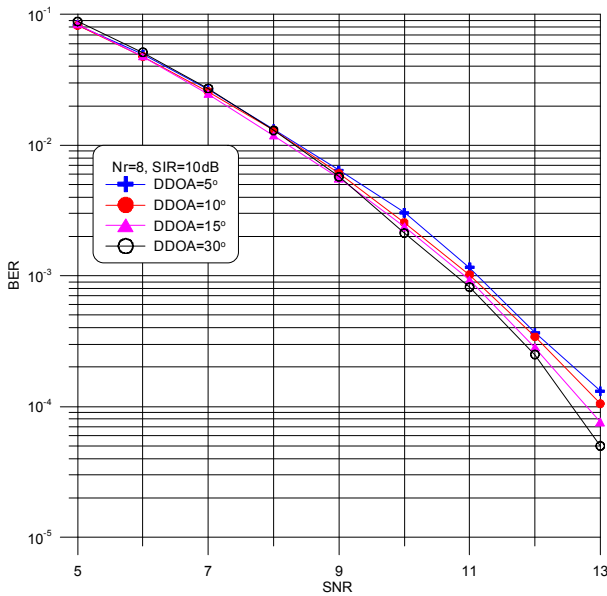


그림 8. 원하는 사용자의 두개의 송신안테나의 DOA의 차(DDOA)에 따른 BER 성능

Fig. 8. BER performance when DDOAs (Difference of DOA) of desired user's transmitters are varied.

같지만 제안된 기법의 경우에는 그림 3의 결과에서 보여준 것처럼 원하는 사용자의 2개의 송신안테나 방향으로 동시에 높은 이득을 가진 빔이 형성되기 때문이다. 그러나 다중경로의 DOA의 차가 작을 경우 제안된 기법이 다중경로 간섭에 더 영향을 받음을 알 수 있다. 그림 6에서는 각각 다른 시간 지연을 가진 다중경로 채널에서 cycle prefix가 지연 시간 보다 클 때, 시간 지연에 따른 시스템의 오류율을 보여준다. 그림 6로부터 제안된 기법에 의해 지연된 경로신호를 효율적으로 제거 할 수 있어 다중경로의 지연 따른 성능 열화가 거의 없음을 알 수 있다. 그림 7은 DOA1과 DOA2가 서로 다른 경우, 수신안테나 수에 따른 성능을 보여준다. 여기서 2명의 사용자에서 송신되는 경로 수가 모두 8이기 때문에 $N_r=4$, 6에서는 성능향상이 크지 않지만($N_r <$ 다중경로 수) $N_r=8$ 일 때는 성능이 크게 향상됨을 보여준다. 그림 8에서는 원하는 사용자의 2개의 송신기로부터 온 DOA의 차(DDOA: Difference of DOA)에 따른 성능을 보여준다. 제안된 다중 빔형성기에 의해서 원하는 사용자의 다중 안테나 각각에 빔이 형성되므로 DDOA에 따라 성능열화가 없음을 알 수 있다.

V. 결 론

이 논문에서는 MIMO-OFDM 시스템에서 시공간 다이버시티를 유지하면서 간섭신호와 다중경로 지연신호

를 효율적으로 제거하기 위하여 MMSE(minimizing the mean squared error) 기반의 pre-FFT 다중 빔형성기법을 제안하였다. 제안된 기법을 가진 MIMO-OFDM 시스템의 성능 및 수렴특성을 확인하기 위하여 모의실험을 수행하였다. 모의실험을 수행한 결과 효율적으로 간섭이 제거 되었고 다중 송신안테나의 각 DOA가 달라도 다중 빔형성에 따른 다이버시티 이득을 얻을 수 있어 성능이 크게 개선되었다. 또한 제안된 기법에 의해 다중경로 신호가 제거되어 다중 경로 지연확산에 따른 성능열화가 거의 없음을 확인 할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] A. Paulraj, D. Gore, R. Nabar, and H. Bolcskei, "An Overview of MIMO communications-A Key to gigabit wireless," *Proceedings of the IEEE*, vol.92,no.2,pp.198 - 218, Feb. 2004.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] Richard D. T.J. Van Nee and Ramjee Prasad, "OFDM for wireless multimedia communication," Artech House, 2000.
- [5] Ahmadi, S., "An overview of next-generation mobile WiMAX technology," *IEEE comm.* Vol.47, no.6, 2009, pp. 84-98.
- [6] F. Ivanek, "Convergence and competition on the way toward 4G: Where are we going? In Proc. IEEE Radio Wireless Symp., pp. 265-268, Jan., 2007.
- [7] Y. Li and N. R. Sollenberger, "Adaptive antenna arrays for OFDM systems cochannel interference," *IEEE Trans. Commun.*, vol.47, no.3, pp.217-229, Feb. 1999.
- [8] J. Li, K. B. Letaief, and Z. Cao, "Co-channel interference cancellation for space-time coded OFDM system," *IEEE Tran. Commun.*, vol.2,no.1,pp.41 - 49, Jan. 2003.
- [9] Henfnawi, M., Millette, S, "Performance evaluation of space-time coded smart antenna systems in frequency selective channels," WCT 2003, pp.290-296

- [10] N. Achoura and R. Bouallegue, "Multi-user detection for MIMO-OFDM system using joint adaptive Beamforming," ICTTA2008, 3rd ,pp.1 - 5, Apr.2008.
- [11] J. Lorincz and D. Begusic, "Adaptive beamforming structure with STBC for IEEE 802.11n WLAN systems," SoftCOM 2008, 16th, pp. 258 - 263, Sept. 2008.
- [12] E. G. Larsson and P. Stoica, "Space-time block coding for wireless communications," Cambridge, 2003.
- [13] S. Haykin, Adaptive filter theory, Prentice Hall, 1996.
- [14] 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 스텐포드대학 방문교수

2002년~현재 한밭대학교 교수

2007년 ETRI 초빙연구원

<주관심분야 : 무선통신시스템성능, 통신 및 신호처리, MIMO-OFDM, Beamforming>