

논문 2007-44TC-9-1

다중 사용자 환경에서 적응 빔 형성기를 가진 MIMO-OFDM 시스템의 성능 분석

(Performance analysis of MIMO-OFDM systems with adaptive beamformer)

김 찬 규*

(Chan Kyu Kim)

요 약

이 논문에서는 다중 사용자 환경에서 성능을 향상시키는 MIMO(Multi-Input Multi-Out)-OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템의 수신기 구조와 이 구조에 적합한 적응 빔 형성기법을 제안하고 성능을 분석한다. MIMO-OFDM수신기에 Pre-FFT적용 빔 형성기법을 제안 함으로서 원하는 사용자에게 송신 안테나 수만큼 빔 패턴이 형성되어CCI에 의한 간섭이 제거되고 다이버시티 이득을 얻을 수 있어 MIMO-OFDM의 성능이 크게 향상된다. MIMO-OFDM 시스템에 제안된 적응 빔 형성기를 적용할 경우 성능 개선 효과를 모의 실험을 통하여 확인한다.

Abstract

In this paper, the new beamforming is proposed for an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system with multi-input multi-output(MIMO). Through the proposed Pre-FFT beamforming technique for MIMO-OFDM, the multibeam are formed toward each multi-transmitter antenna of the desired user. The proposed beamforming for MIMO-OFDM can reduce cochannel interference and get diversity gain in the multi-user environment. Therefore, the performance of MIMO-OFDM system is very improved. BER performance improvement of the proposed approach is investigated through computer simulation by applying it to MIMO-OFDM system in the multi-user environment

Keywords : OFDM, MIMO, Beamforming, Space-Time Coding

I. 서 론

송수신기에 여러 개의 안테나를 사용하여 많은 수의 독립적인 다중경로를 가진 MIMO(Multi-Input Multi-Out) 안테나기술에 적당한 부호화 기법과 신호처리 기법을 가진 STC(Space-Time Coding)을 결합한 STC-MIMO기술은 열악한 무선채널 환경에서 다이버시티와 멀티프래싱 특성을 통해서 주어진 주파수 대역보다 더 많은 데이터를 초고속으로 전송 할 수 있어 시스템의 용량 및 성능이 크게 향상시킨다^[1-3]. 또한

OFDM 방식은 직교성 있는 다중 부반송파를 이용하여 데이터를 전송하므로 다중경로에 의한 주파수 선택적인 페이딩 채널이 주파수 비선택적인 채널로 근사화 되므로 간단한 수신기 구조를 사용하여 쉽게 보상할 수 있고, 인접한 OFDM 심볼 사이에 채널의 지연확산보다 긴 CP(Cyclic Prefix)를 보호구간에 삽입하여 고속전송시 발생하는 심벌간의 간섭과 함께 채널간 간섭을 쉽게 제거 할 수 있으며 고차원 변조 방식인 QAM을 사용해도 성능저하가 없는 무선전송기술이다^[4-5]. 그러므로 STC-MIMO와 OFDM을 결합한 MIMO-OFDM방식은 열악한 무선채널 환경에서 전력과 주파수 효율을 향상시킬 수 있어 제한된 주파수 대역에서도 초고속 데이터 전송 할 수 있기 때문에 WiBro (Wireless Broadband

* 정희원, 한밭대학교 전자공학과
(Department of Electronics Engineering, Hanbat University)
접수일자: 2007년4월11일, 수정완료일: 2007년9월4일

Internet), 차세대 무선 LAN, 4G 이동통신 등에 적용하려는 연구가 활발히 진행되고 있다^[6~8]. 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 그동안 많이 연구되어왔다^[9~10]. 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. 한편 MIMO-OFDM 시스템을 다중 사용자 환경에서 사용했을 경우 다른 사용자 간섭신호 때문에 다중 안테나 수신기의 space-time decoding 과정에서 심각한 신호의 왜곡현상이 발생하여 시스템의 성능이 크게 감소된다. 이를 극복하기 위하여 본 논문에서는 MIMO-OFDM 시스템의 수신기에 적응 빔 형성기를 적용하여 간섭을 제거하는 방법을 제안한다. 제안된 구조는 여러 개(Nr)의 수신 안테나에 하나의 빔 형성기를 갖는 시스템과 송신 안테나 수(Nt)와 동일한 수의 Pre-FFT 빔 형성기를 갖는 시스템으로 되어있다. 즉 Nr개의 수신 안테나에 빔 패턴을 형성하는 적응 빔 형성기 계수셋트를 송신 안테나 수와 동일하게 설치하여 원하는 사용자의 송신 안테나 수만큼 빔 패턴을 형성하게 한다. 그러므로 해서 다른 사용자에 의한 간섭을 제거하고 원하는 사용자를 위해서는 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. MIMO-OFDM 시스템에 제안된 적응 빔 형성기법을 적용할 경우 성능 개선 효과를 다중 사용자 환경에서 모의실험을 통하여 비교 분석한다. 이 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 동일한 수(Nr)의 수신기 안테나를 가진 시스템에서 하나의 적응 빔 형성기와 송신안테나와 동일한 수의 적응 빔 형성기를 가진 MIMO-OFDM 시스템의 모델링과 간섭신호 제거 과정을 간단하게 수식적으로 분석하고 III장에서는 두 가지 경우에 최적의 빔 패턴을 형성하는 적응 빔 형성기법을 유도한다. IV장에서는 제안된 기법을 위한 모의실험을 수행한 뒤 그 결과에 대하여 논하며, V장에서는 이 논문의 결론을 맺는다.

II. 적응 빔 형성기를 가진 MIMO-OFDM 시스템

(그림 1)에서 적응 빔 형성기를 가진 MIMO-OFDM 시스템에서 수신기의 구조를 보여준다. 이 그림에서

alamouti 부호를 통해 전송된 신호에 대해서 2가지 형태의 적응 빔 형성기를 가진 수신기를 보여준다. 첫 번째 구조는 송신안테나의 수에 관계없이 원하는 사용자에게 빔을 형성되게 하며, 두 번째는 원하는 사용자의 송신안테나의 수에 따라 빔을 형성되게 하는 구조인데, 즉 송신안테나의 수에 따라 Nr개의 수신안테나를 가진 빔 형성기의 셋트를 Nt개 갖는 구조이다. 여기서는 송신안테나가 2개가 있는 경우, Nr개의 수신안테나를 가진 2개의 빔 형성기 셋트를 갖는 구조를 보여준다. 데이터와 파이롯 심벌로 구성된 N개의 다중화된 주파수 영역의 심벌 벡터 $\mathbf{Y}^m(n) = [y_0^m(n) \ y_1^m(n) \ \dots \ y_{N-1}^m(n)]$ 은 Alamouti Encoder를 거친 뒤 다음과 같이 부호화된 신호행렬로 변환된다. $y_i^m(n)$ 은 m번째 사용자를 위한 n번째 블록의 i번째 부반송파에 전송되는 데이터를 의미한다.

$$\mathbf{T}_- \mathbf{Y}^m(n) = [\mathbf{T}_- \mathbf{Y}_0^m(n) \ \mathbf{T}_- \mathbf{Y}_1^m(n)] \quad (1)$$

$\mathbf{T}_- \mathbf{Y}_0^m(n)$ 와 $\mathbf{T}_- \mathbf{Y}_1^m(n)$ 은 m번째 이용자의 첫번째 안테나, 두번째 안테나로 각각 입력되는 부호화된 신호벡터이며 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{T}_- \mathbf{Y}_0^m(n) = \begin{bmatrix} y_0^m \\ -y_1^m \\ y_2^m \\ -y_3^m \\ y_4^m \\ \vdots \\ -y_{N-1}^m \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_- \mathbf{Y}_1^m(n) = \begin{bmatrix} y_1^m \\ y_0^m \\ y_3^m \\ y_2^m \\ y_5^m \\ \vdots \\ y_{N-1}^m \end{bmatrix}$$

부호화된 신호행렬은 IFFT에 의해 주파수영역의 신호에서 시간영역으로 변환되어 다음과 같은 식으로 표현된다

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

여기서 $\mathbf{T}_- \mathbf{X}_0^m(n)$ 와 $\mathbf{T}_- \mathbf{X}_1^m(n)$ 은 m번째 사용자의 첫번째 안테나, 두 번째 안테나로 각각 전송되는 시간영역의 신호벡터이며 다음과 같이 표현된다.

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

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

$$\mathbf{F}(n) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi(1X1)/N} & \dots & e^{-j2\pi(1X(N-1)/N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi(N-1X1)/N} & \dots & e^{-j2\pi(N-1X(N-1)/N} \end{bmatrix}$$

$\mathbf{F}(n)$ 과 $\mathbf{F}^H(n)$ 은 FFT와 IFFT 연산행렬을 각각 나타낸다. H 는 Hermitian 변환을 의미한다. 다중송신 안테나를 가진 M 명의 사용자로부터 송신 되어 무선 채널을 통과한 후 수신된 n 번째 블록 신호 $\mathbf{V}(n)$ 은 다음 식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{V}(n) &= \mathbf{V}_0(n) + \mathbf{V}_{inf}(n) + \mathbf{B}(n) \\ &= \mathbf{A}_0(\theta)\mathbf{T}_X^{0H}(n) + \sum_{m=1}^{M-1} \mathbf{A}_m(\theta)\mathbf{T}_{inf}^{mH}(n) + \mathbf{B}(n) \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 $\mathbf{V}_0(n), \mathbf{V}_{inf}(n), \mathbf{B}(n)$ 은 원하는 사용자를 위한 다중 안테나의 출력신호 행렬, 다른 사용자 간섭을 위한 다중 안테나의 출력신호 행렬, 부가백색 정규 잡음(AWGN) 행렬을 각각 나타낸다. 또한 $\mathbf{T}_{inf}^m(n)$ 는 시간영역에서 수신된 m 번째 사용자 간섭신호, $\mathbf{A}_m(\theta)$ 는 m 번째 간섭 사용자의 다중 송신안테나 경로의 DOA (Directional of arrival)를 가진 응답 행렬이며 다음과 같이 정의 된다

$$\mathbf{A}_m(\theta) = \begin{bmatrix} a_m(\theta_{00}) & a_m(\theta_{01}) \\ a_m(\theta_{10}) & a_m(\theta_{11}) \\ \vdots & \vdots \\ a_m(\theta_{Nr-1,0}) & a_m(\theta_{Nr-1,1}) \end{bmatrix}$$

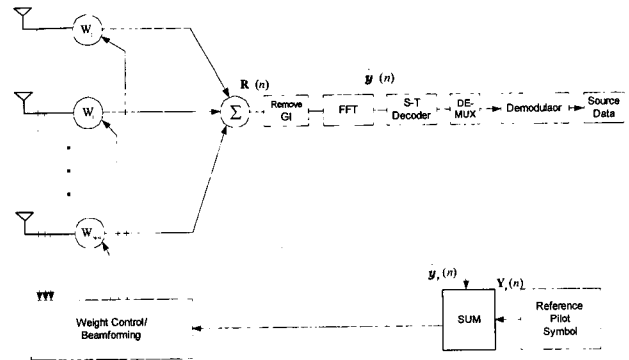
다중 수신안테나를 통과한 신호 벡터에 적절한 빔 형성을 위한 적응 빔형성기 계수를 곱한 뒤 그 결과를 합한 신호 벡터 $\mathbf{R}(n)$ 은 다음과 같이 주어진다.

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

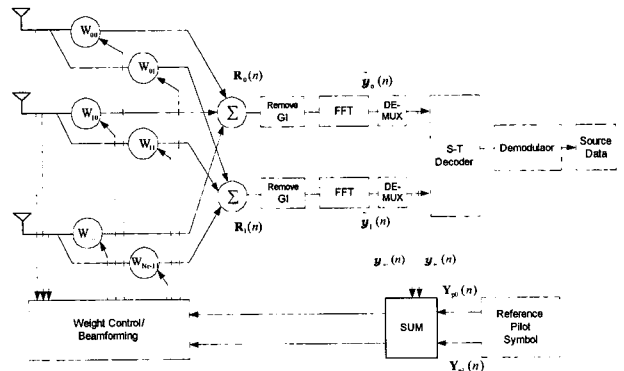
여기서

$$\mathbf{W}(n) = \mathbf{W}_{sig}(n) = \begin{bmatrix} W_0 \\ W_1 \\ \vdots \\ W_{Nr} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{W}(n) = \mathbf{W}_{multi}(n) = [\mathbf{W}_0^{multi}(n) \quad \mathbf{W}_1^{multi}(n)] = \begin{bmatrix} W_{00} & W_{01} \\ W_{10} & W_{11} \\ \vdots & \vdots \\ W_{Nr,0} & W_{Nr,1} \end{bmatrix}$$



(a) 하나의 빔 형성기를 가진 MIMO-OFDM수신기
(a) MIMO-OFDM receiver with one beamformer



(b) 2개의 빔 형성기를 가진 MIMO-OFDM수신기
(b) MIMO-OFDM receiver with two beamformers

그림 1. 빔 형성기와 결합된 MIMO-OFDM시스템의 수신기 블록도

Fig. 1. The block diagram of MIMO-OFDM receiver with beamformer.

$\mathbf{W}_{sig}(n)$ 와 $\mathbf{W}_{multi}(n)$ 은 하나의 빔형성기를 가진 경우, 2개의 빔형성기를 가진 수신기에서 빔형성기 계수 벡터를 각각 의미한다. 이 시간 영역의 신호는 FFT 변환 되어 원래의 주파수 영역 신호로 다시 복원된다. 주파수 영역으로 변환된 신호는 다음 식으로 주어진다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{Y}}(n) &= \mathbf{F}\mathbf{R}^H(n) \\ &= \tilde{\mathbf{Y}}^0(n) + \sum_{m=1}^{M-1} \tilde{\mathbf{Y}}^m(n) + \eta(n) \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 $\tilde{\mathbf{Y}}^0(n), \tilde{\mathbf{Y}}^m(n), \eta(n)$ 는 주파수 영역에서 0번째, m 번째 사용자를 위한 각각의 신호행렬, 잡음 행렬을 나타낸다.

[하나의 빔형성기를 가진 수신기의 경우]
식(7)은 다음과 같은 식으로 정의된다.

$$\tilde{\mathbf{Y}}(n) = \begin{bmatrix} \tilde{y}_0 \\ \tilde{y}_1 \\ \vdots \\ \tilde{y}_{N-1} \end{bmatrix} \eta(n) = \begin{bmatrix} \eta_0 \\ \eta_1 \\ \vdots \\ \eta_{N-1} \end{bmatrix}$$

$$\tilde{\mathbf{Y}}^0(n) = \begin{bmatrix} \alpha^0_0 y^0_0 + \alpha^0_1 y^0_1 \\ -\alpha^0_0 y^0_1 + \alpha^0_1 y^0_0 \\ \alpha^0_0 y^0_2 + \alpha^0_1 y^0_3 \\ -\alpha^0_0 y^0_3 + \alpha^0_1 y^0_2 \\ \alpha^0_0 y^0_4 + \alpha^0_1 y^0_5 \\ \vdots \\ -\alpha^0_0 y^0_{N-1} + \alpha^0_1 y^0_{N-2} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{Y}}^m(n) = \begin{bmatrix} \alpha^m_0 \tilde{y}^m_0 + \alpha^m_1 \tilde{y}^m_1 \\ -\alpha^m_0 \tilde{y}^m_1 + \alpha^m_1 \tilde{y}^m_0 \\ \alpha^m_0 \tilde{y}^m_2 + \alpha^m_1 \tilde{y}^m_3 \\ -\alpha^m_0 \tilde{y}^m_3 + \alpha^m_1 \tilde{y}^m_2 \\ \alpha^m_0 \tilde{y}^m_4 + \alpha^m_1 \tilde{y}^m_5 \\ \vdots \\ -\alpha^m_0 \tilde{y}^m_{N-1} + \alpha^m_1 \tilde{y}^m_{N-2} \end{bmatrix}$$

α^m_k 는 m번째 사용자를 위한 상수로 다음과 같이 정의된다.

$$\alpha^m_0 = \dot{a}_m(\theta_{00})w_0 + \dot{a}_m(\theta_{10})w_1 + \cdots + \dot{a}_m(\theta_{Nr-10})w_{Nr-1}$$

$$\alpha^m_1 = \dot{a}_m(\theta_{01})w_0 + \dot{a}_m(\theta_{11})w_1 + \cdots + \dot{a}_m(\theta_{Nr-11})w_{Nr-1}$$

이 수식을 이용해서 ML 검출기에 통해서 출력되는 신호는 다음과 같이 유도 할 수 있다.

$$z_0^{\text{sig}} = \alpha^0_0 \tilde{y}_0 + \alpha^0_1 \tilde{y}_1$$

$$= |\alpha^0_0|^2 y_0 + |\alpha^0_1|^2 y_1 + \eta_0 + \tilde{y}_{\text{inf}0}$$

$$z_1^{\text{sig}} = \alpha^0_1 \tilde{y}_0 - \alpha^0_0 \tilde{y}_1$$

$$= |\alpha^0_0|^2 y_1 + |\alpha^0_1|^2 y_1 + \eta_1 + \tilde{y}_{\text{inf}1}$$

여기서

$$\eta_0 = \alpha^0_0 n_0 + \alpha^0_1 n_1$$

$$\tilde{y}_{\text{inf}0} = \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{0*}_0 \alpha^m_0 + \alpha^0_1 \alpha^{m*}_1) y^m_0 + \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{0*}_0 \alpha^m_1 - \alpha^0_1 \alpha^{m*}_0) y^m_1$$

$$\eta_1 = \alpha^0_1 n_0 - \alpha^0_0 n_1$$

$$\tilde{y}_{\text{inf}1} = \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{0*}_1 \alpha^m_0 - \alpha^0_0 \alpha^{m*}_1) y^m_0 + \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{0*}_1 \alpha^m_1 + \alpha^0_0 \alpha^{m*}_0) y^m_1$$

z_i^{sig} 는 하나의 빔형성기를 가진 수신기에서 i번째 부송파에 의해 전송되어 복원된 신호를 의미한다.

[송신 안테수와 동일한 수의 빔형성기를 가진 수신기의 경우]

$$\tilde{\mathbf{Y}}(n) = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{y}}_0(n) & \tilde{\mathbf{y}}_1(n) \end{bmatrix}$$

$$\tilde{\mathbf{Y}}^0(n) = \begin{bmatrix} \alpha^0_{00} y^0_0 + \alpha^0_{10} y^0_1 & \alpha^0_{01} y^0_0 + \alpha^0_{11} y^0_1 \\ -\alpha^0_{00} y^0_1 + \alpha^0_{10} y^0_0 & -\alpha^0_{01} y^0_1 + \alpha^0_{11} y^0_0 \\ \alpha^0_{00} y^0_2 + \alpha^0_{10} y^0_3 & \alpha^0_{01} y^0_2 + \alpha^0_{11} y^0_3 \\ -\alpha^0_{00} y^0_3 + \alpha^0_{10} y^0_2 & -\alpha^0_{01} y^0_3 + \alpha^0_{11} y^0_2 \\ \alpha^0_{00} y^0_4 + \alpha^0_{10} y^0_5 & \alpha^0_{01} y^0_4 + \alpha^0_{11} y^0_5 \\ \vdots & \vdots \\ -\alpha^0_{00} y^0_{N-1} + \alpha^0_{10} y^0_{N-2} & -\alpha^0_{01} y^0_{N-1} + \alpha^0_{11} y^0_{N-2} \end{bmatrix}$$

$$\tilde{\mathbf{Y}}^m(n) = \begin{bmatrix} \alpha^m_{00} \tilde{y}^m_{00} + \alpha^m_{10} \tilde{y}^m_{01} & \alpha^m_{01} \tilde{y}^m_{00} + \alpha^m_{11} \tilde{y}^m_{01} \\ \alpha^m_{00} \tilde{y}^m_{10} + \alpha^m_{10} \tilde{y}^m_{11} & \alpha^m_{01} \tilde{y}^m_{10} + \alpha^m_{11} \tilde{y}^m_{11} \\ \vdots & \vdots \\ \alpha^m_{00} \tilde{y}^m_{N-10} + \alpha^m_{10} \tilde{y}^m_{N-11} & \alpha^m_{01} \tilde{y}^m_{N-10} + \alpha^m_{11} \tilde{y}^m_{N-11} \end{bmatrix}$$

$$\eta(n) = \begin{bmatrix} n_{00} & n_{01} \\ n_{10} & n_{11} \\ \vdots & \vdots \\ n_{N-10} & n_{N-11} \end{bmatrix}$$

α^m_{ij} 는 다음과 같이 정의된다.

$$\alpha^m_{00} = \dot{a}_m(\theta_{00})w_{00} + \dot{a}_m(\theta_{10})w_{10} + \cdots + \dot{a}_m(\theta_{Nr-10})w_{Nr-10}$$

$$\alpha^m_{01} = \dot{a}_m(\theta_{00})w_{01} + \dot{a}_m(\theta_{10})w_{11} + \cdots + \dot{a}_m(\theta_{Nr-10})w_{Nr-11}$$

$$\alpha^m_{10} = \dot{a}_m(\theta_{01})w_{00} + \dot{a}_m(\theta_{11})w_{10} + \cdots + \dot{a}_m(\theta_{Nr-11})w_{Nr-10}$$

$$\alpha^m_{11} = \dot{a}_m(\theta_{01})w_{01} + \dot{a}_m(\theta_{11})w_{11} + \cdots + \dot{a}_m(\theta_{Nr-11})w_{Nr-11}$$

ML 검출기에서 출력된 신호는 다음과 같이 유도된다.

$$z_0^{\text{multi}} = (|\alpha^0_{00}|^2 + |\alpha^0_{10}|^2 + |\alpha^0_{01}|^2 + |\alpha^0_{11}|^2) y_0 + n_0 + \tilde{y}_{\text{inf}0} + n_1 + \tilde{y}_{\text{inf}1}$$

$$z_1^{\text{multi}} = (|\alpha^0_{00}|^2 + |\alpha^0_{10}|^2 + |\alpha^0_{01}|^2 + |\alpha^0_{11}|^2) y_1 + n_2 + \tilde{y}_{\text{inf}2} + n_3 + \tilde{y}_{\text{inf}3}$$

여기서

$$n_0 = \alpha^0_{00} n_{00} + \alpha^0_{10} n_{10}$$

$$\tilde{y}_{\text{inf}0} = \alpha^0_{00} \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{0*}_{00} \tilde{y}^m_{00} + \alpha^0_{10} \tilde{y}^m_{01}) + \alpha^0_{01} \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{0*}_{00} \tilde{y}^m_{10} + \alpha^0_{11} \tilde{y}^m_{11})$$

$$n_1 = \alpha^0_{01} n_{01} + \alpha^0_{11} n_{11}$$

$$\tilde{y}_{\text{inf}1} = \alpha^0_{01} \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{0*}_{01} \tilde{y}^m_{00} + \alpha^0_{11} \tilde{y}^m_{01}) + \alpha^0_{10} \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{0*}_{00} \tilde{y}^m_{10} + \alpha^0_{11} \tilde{y}^m_{11})$$

$$n_2 = \alpha^0_{10} n_{00} - \alpha^0_{00} n_{10}$$

$$\tilde{y}_{\text{inf}2} = \alpha^0_{10} \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{0*}_{00} \tilde{y}^m_{00} + \alpha^0_{10} \tilde{y}^m_{01}) - \alpha^0_{00} \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{0*}_{00} \tilde{y}^m_{10} + \alpha^0_{11} \tilde{y}^m_{11})$$

$$n_3 = \alpha_{11}^0 n_{01} + \alpha_{01}^0 n_{11}$$

$$\tilde{y}_{mf3} = \alpha_{11}^0 \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha_{01}^m \tilde{y}_{00}^{-m} + \alpha_{11}^m \tilde{y}_{01}^{-m}) + \alpha_{01}^0 \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha_{11}^m \tilde{y}_{10}^{-m} + \alpha_{01}^m \tilde{y}_{11}^{-m})$$

z_i^{multi} 는 2개의 빔형성기를 가진 수신기에서 i 번째 부송파에 의해 전송되어 복원된 신호를 의미한다.(8), (10)식을 통해서 2개의 빔형성기를 가진 수신기가 하나의 빔형성기를 가진 수신기에 비해서 복잡도는 증가하지만 2배의 diversity 이득을 가짐을 알 수 있다. 따라서 빔형성기를 송신 안테나 수와 동일하게 빔형성기를 가진 경우 송신안테나 수의 제공이 되는 diversity 이득을 얻을 수 있다.

III. 수신기에 빔 형성기를 가진 MIMO-OFDM 시스템을 위한 적응 빔 형성기법

수신기에 빔 형성기를 가진 MIMO-OFDM 시스템을 위한 적응 빔 형성기법은 복잡도를 크게 줄인 pre-FFT 빔 형성기법을 이용한다^[11]. 하나의 빔형성기를 위한 최적의 빔 형성을 위한 계수 갱신식은 다음과 같은 식으로 주어진다.

$$\mathbf{W}^{sing}(n+1) = \mathbf{W}^{sing}(n) + 2\mu\mathbf{V}(n)\mathbf{F}_p^H (\mathbf{Y}_p^0(n) - \tilde{\mathbf{Y}}_p(n)) \quad (12)$$

여기서 $\mathbf{Y}_p^0(n)$, $\tilde{\mathbf{Y}}_p(n)$ 은 원하는 사용자의 기준 파이프릿 신호벡터, 수신된 파이프릿 신호벡터를 각각 의미하며 다음과 같은 식으로 주어진다.

$$\mathbf{Y}_p^0(n) = \begin{bmatrix} y_0^0(n) \\ y_{\Delta p}^0(n) \\ \vdots \\ y_{(N_p-1)\Delta p}^0(n) \end{bmatrix}^T, \quad \tilde{\mathbf{Y}}_p(n) = \begin{bmatrix} \tilde{y}_0 \\ \tilde{y}_{\Delta p} \\ \vdots \\ \tilde{y}_{(N_p-1)\Delta p} \end{bmatrix}$$

Δp , N_p 는 파이프릿 심별간 주파수 간격, 파이프릿 심별의 수를 각각 나타낸다. 2개의 빔형성기를 위한 계수 갱신식은 각각의 빔형성기 계수를 갱신하기 위한 갱신식이 필요하며 다음과 같은 식으로 주어진다.

$$\mathbf{W}_0^{multi}(n+1) = \mathbf{W}_0^{multi}(n) + 2\mu\mathbf{V}(n)\mathbf{F}_p^H (\mathbf{Y}_{p0}^0(n) - \tilde{\mathbf{Y}}_{p0}(n)) \quad (13)$$

$$\mathbf{W}_1^{multi}(n+1) = \mathbf{W}_1^{multi}(n) + 2\mu\mathbf{V}(n)\mathbf{F}_p^H (\mathbf{Y}_{p1}^0(n) - \tilde{\mathbf{Y}}_{p1}(n)) \quad (14)$$

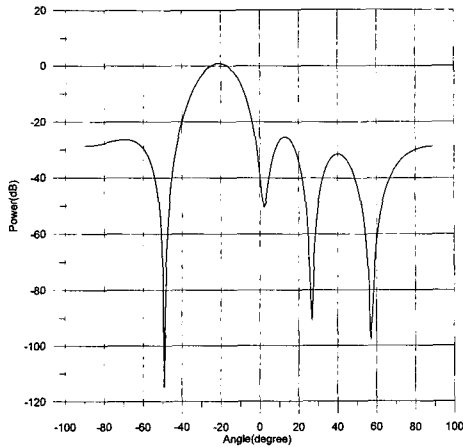
여기서 $\mathbf{Y}_{pj}^0(n)$, $\tilde{\mathbf{Y}}_{pj}(n)$ 은 j 번째 빔 형성기를 위한 원하는 사용자의 부호화된 기준 파이프릿 신호 벡터와 수신된 파이프릿 신호 벡터를 의미하며 다음과 같은 식으로 주어진다.

$$\mathbf{Y}_{p0}^0(n) = \begin{bmatrix} y_{0,0} \\ -y_{1,0} \\ 0 \\ \vdots \\ y_{\Delta p,0} \\ -y_{(\Delta p+1),0} \\ 0 \\ \vdots \\ y_{(N_p-1)\Delta p,0} \\ -y_{N_p\Delta p,0} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{Y}}_p(n) = \begin{bmatrix} \tilde{y}_{0,0} \\ \tilde{y}_{1,0} \\ 0 \\ \vdots \\ \tilde{y}_{\Delta p,0} \\ \tilde{y}_{(\Delta p+1),0} \\ 0 \\ \vdots \\ \tilde{y}_{(N_p-1)\Delta p,0} \\ \tilde{y}_{N_p\Delta p,0} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

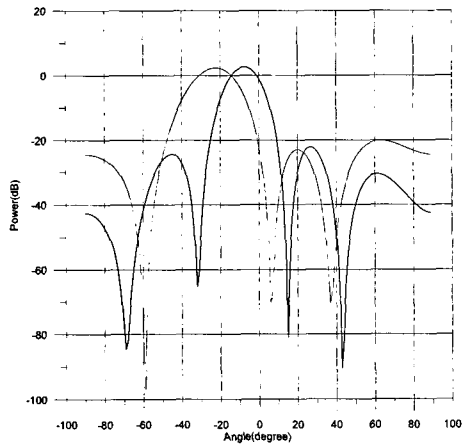
$$\mathbf{Y}_{p1}^0(n) = \begin{bmatrix} y_{1,1} \\ y_{0,1} \\ 0 \\ \vdots \\ y_{(\Delta p+1),1} \\ y_{\Delta p,1} \\ 0 \\ \vdots \\ y_{N_p\Delta p,1} \\ y_{(N_p-1)\Delta p,1} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{Y}}_{p1}(n) = \begin{bmatrix} \tilde{y}_{0,1} \\ \tilde{y}_{1,1} \\ 0 \\ \vdots \\ \tilde{y}_{\Delta p,1} \\ \tilde{y}_{(\Delta p+1),1} \\ 0 \\ \vdots \\ \tilde{y}_{(N_p-1)\Delta p,1} \\ \tilde{y}_{N_p\Delta p,1} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

IV. 모의실험 및 결과

다중 사용자환경에서 송신기에 Alamouti 부호를 통한 두개의 송신안테나를 가지며, 수신기에서 수신 안테나의 수는 동일하지만 빔형성기 수는 하나 또는 송신안테나와 동일한 갯수를 가진 MIMO-OFDM 시스템의 성능을 모의실험을 통하여 비교 평가한다. 이 모의 실험을 위한 OFDM(N) 블록크기는 64이고, 변조방식은 QPSK를



(a) 하나의 적응 빔 형성기를 가진 경우 빔 패턴
(a) Beam pattern with one adaptive beamformer

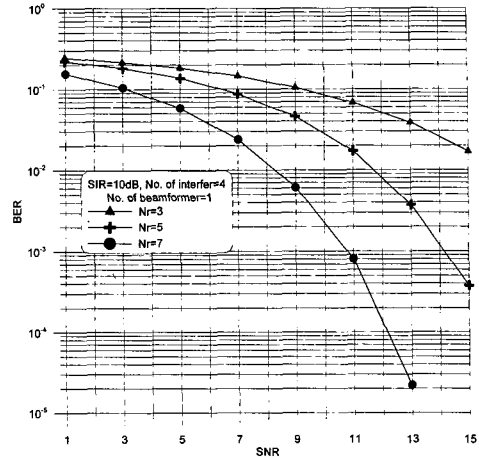


(b) 두개의 적응 빔 형성기를 가진 경우 빔 패턴
(b) Beam pattern with two adaptive beamformer

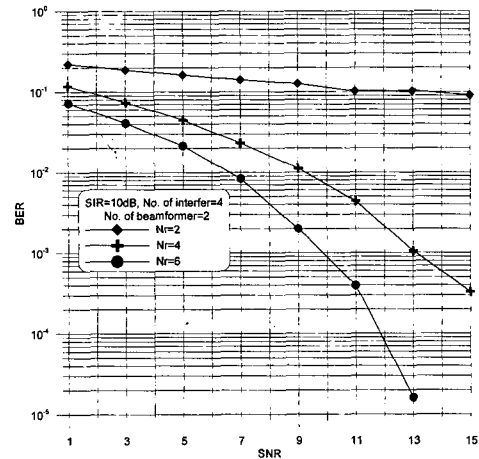
그림 2. 제안된 적응 빔 형성기를 가진 MIMO-OFDM 시스템의 빔 패턴(원하는 사용자에서 2개 송신안테나의DOAs ; -10, -20, 간섭신호의 DOAs : 25, 30, -35, -40, -45, -50, 55, 60), $N_r=5$

Fig. 2. Beam pattern of MIMO-OFDM systems with the proposed adaptive beamformer(DOAs of two transmitter antennas at desired user : -10, -20, DOAs of Interference :25, 30, -35, -40, -45, -50, 55, 60) $N_r=5$.

사용하였으며 한 사용자 당 송신 안테나수는 2개로 하였는데 Alamouti 부호방식에 따라 송신 안테나 수를 확장할 수 있다. CCI를 위한 사용자 수는 M명으로 하였으며, 무선채널은 다른 사용자의CCI에 따른 MIMO-OFDM 시스템의 성능을 위해 송신 안테나 당 하나의 전송경로를 갖는 ZMCSG(zero mean circularly symmetric complex cahnnel) 채널이라 가정 하였다. 또한 수신단은 N_r 개의 수신 안테나를 가진 하나의 빔형성기와 두 개의 빔형성기를 가졌으며 이 안테나 사이의 간격은 $\lambda/2$ 로 가정하였다. 그림 2에서는 두개의 송신안테나에서 전송된 신호가



(a) 하나의 적응 빔 형성기를 가진 경우 성능
(a) Performance of one adaptive beamformer

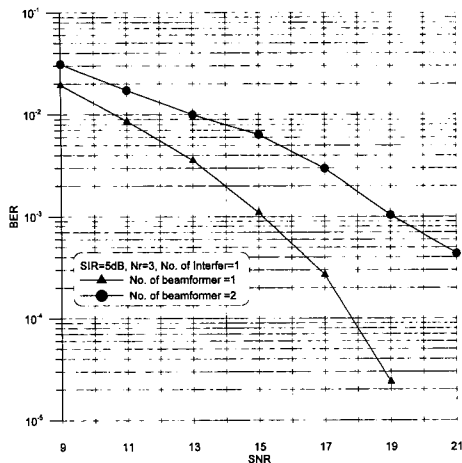


(b) 두개의 적응 빔 형성기를 가진 경우
(b) Performance of two adaptive beamformer

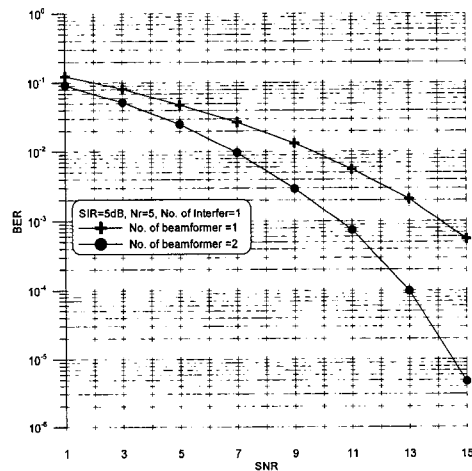
그림 3. 제안된 적응 빔 형성기를 가진 MIMO-OFDM 시스템의 비트 오류율

Fig. 3. BER of MIMO-OFDM systems with the proposed adaptive beamformer.

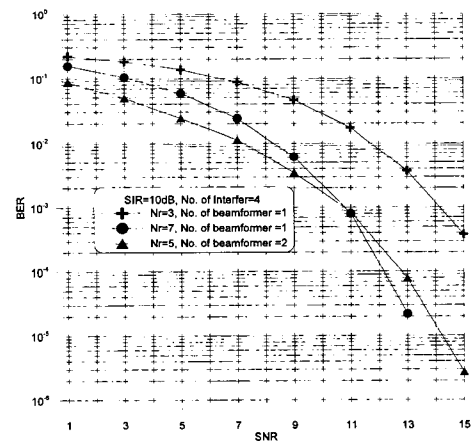
무선채널을 통해서 도착된 신호에 대응하여 형성된 빔 패턴을 보여준다. 동일한 수($N_r=5$)의 수신안테나에서 그림 2 (a)는 빔형성기가 하나일 때 (b)는 빔형성기가 두 개(송신안테나 수)일 때 제안된 기법에 형성된 빔 패턴을 각각 보여준다. 여기서 원하는 사용자의 두개의 송신안테나에서 전송되어 수신된 신호의 DOAs가 -20, -10이고 4명의 간섭사용자의 DOA가 25,30,-35,-40,-45,-50,55,60이다. 이 그림으로부터 빔 형성기가 하나일 때는 두개의 송신신호 중 하나의 DOA 방향으로 빔 패턴이 형성되지만 빔 형성기가 두 개일 때는 원하는 사용자의 두개의 송신안테나에서 전송된 신호방향으로 정확히 빔 패턴이 형성됨을 알 수 있다. 그림 3에서 다른 사용자 간섭신호가 4일 때, 제안된 빔 형성기 구조를 가진 MIMO-OFDM시



(a) $N_r=3$, $SIR=5\text{dB}$, 간섭사용자수 : 1명
 (a) $N_r=3$, $SIR=5\text{dB}$, the No. of other user : 1



(b) $N_r=5$, $SIR=5\text{dB}$, 간섭사용자수 : 1명
 (b) $N_r=5$, $SIR=5\text{dB}$, the No. of other user : 1



(c) $SIR=10\text{dB}$, 간섭사용자수 : 4명
 (c) $SIR=10\text{dB}$, the No. of other user : 4

그림 4. 제안된 적응 빔 형성기를 가진 MIMO-OFDM 시스템의 성능비교

Fig. 4. Comparison on performance of MIMO-OFDM systems with the proposed adaptive beamformer.

시스템의 비트 오류율을 수신안테나 수에 따라 보여준다. 이 그림으로부터 두 시스템 모두 CCI를 효율적으로 제거할 수 있어 수신안테나 수가 증가 될수록 비트 오류율이 크게 향상됨을 알 수 있다. 그림 4에서는 빔 형성기 수가 하나일 때와 송신안테나 수와 동일 할 때 MIMO-OFDM 시스템의 성능을 비교한 것을 보여준다. 그림 4(a)에서는 간섭신호가 1명이고 $SIR=5\text{dB}$, $N_r=3$, 그림 4(b)에서는 간섭신호가 1명이고 $SIR=5\text{dB}$, $N_r=5$, 그림 4(c)에서는 간섭신호가 4명이고 $SIR=10\text{dB}$, $N_r=5$, 7 일 때, MIMO-OFDM 시스템의 비트 오류율을 보여준다. 이 그림으로부터 빔 형성기 수가 송신안테나 수와 동일한 구조의 MIMO-OFDM 시스템이 하나의 빔형성기를 가진 시스템보다 성능이 크게 향상됨을 알 수가 있다. 여기서 $N_r=5$, 빔형성기 수가 2인 시스템의 성능이 $N_r=7$, 빔형성기 수가 1인 시스템 보다 향상됨을 보여준다. 이것은 하나의 빔형성기를 가진 시스템에서는 CCI가 제거 되었지만 다이버시티 이득을 얻을 수 없는 반면에 송신 안테나 수와 동일한 빔형성기를 가진 시스템에서는 원하는 사용자의 두개 송신안테나에 정확히 빔패턴이 형성되어서 다이버시티 이득을 얻을 수 있고 간섭신호도 효율적으로 제거되었기 때문이라고 생각할 수 있다. 하드웨어 측면에서 빔형성기를 송신안테나 수만큼 가진 수신기가 더 복잡도가 크지만 디지털 부분에서 처리되고 수신안테나 수는 두 수신기가 동일하므로 실제 구현하는데 복잡도에 의한 영향을 크지 않을 것으로 생각된다.

IV. 결 론

이 논문에서는 수신기 안테나의 수는 동일 하지만 빔형성기가 하나 또는 송신안테나 수만큼 가진 MIMO-OFDM 시스템의 성능을 비교 평가하기 위하여 모의 실험을 수행하였다. 모의실험을 수행한 결과 적응 빔형성기를 가진 MIMO-OFDM 시스템의 성능은 CCI를 효율적으로 제거 할 수 있어 크게 향상되었고 특히 송신 안테나 수와 동일한 빔형성기를 가진 수신시스템에서는 다이버시티 이득도 함께 얻을 수 있어 매우 크게 향상됨을 알 수 있었다. 여기서 약간의 하드웨어 복잡도는 증가되었다. 향후 과제에서는 다중 경로 채널 환경에서 제안된 MIMO-OFDM 시스템의 성능과 MIMO-OFDM의 순방향 링크에서 빔 형성기구조 제안과 성능 분석을 할 예정이다.

참고 문헌

- [1] 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.
- [2] V. Tarokh, N. Seshadri, and A.R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication": Performance criterion and code
- [3] A. F. Naguib, N. Seshadri, and A.R. Calderbank, "Space-time coding and signal processing for high data rate wireless communication," IEEE Signal Processing Magazine, vol. 17, No. 3, pp.76-92, May 2000.
- [4] C.Reiners, H.Rohling, "Multicarrier transmission technique in cellular mobile communications systems," in Proc. VTC'94, pp. 1645-1649, 1994.
- [5] Sun, Y., "Bandwidth-efficient wireless OFDM," Selected Areas in Communications, IEEE Journal on , Vol. 19 No. 11 , pp. 2267 2278, Nov. 2001.
- [6] G. L. Stuber, J. R. Barry and S. W. McLaughlin, etc. "Broadband MIMO-OFDM wireless communications," Proceeding of the IEEE, vol.92, No.2, pp.271-294, Feb.2004.
- [7] A. J. Paulraj, D. A. Gore and R. U. Narbar, etc., "An Overview of MIMO communications-A Key of Gigabit Wireless," Proceeding of the IEEE, vol.92, No.2, pp.198-218, Feb.2004.
- [8] 김영일, 안지환, 황승구, "Wibro Wimax 기술," 한국통신학회지, 제22 권, 9호, pp. 112-127, Sep. 2005.
- [9] V. Tsoulos, E. Athanasiadou and J. Piechocki, "Low-complexity smart antenna methods for third-generation W-CDMA systems," IEEE Tran. On VT, vol. 49, No. 6, Nov. 2000.
- [10] Kai-Kit Wong etc, "Adaptive antenna at the mobile and base stations in an OFDM/TDMA system," IEEE Tran. On Communication, vol. 49, no. 1, pp. 195-206, Jan., 2001.
- [11] C. K. Kim, "Pre-FFT adaptive beamforming algorithm for OFDM systems with array antenna," IEICE Trans. Commun., Vol. E86-B, No.3, March 2003.

저자 소개



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 방문교수

2002년~현재 한밭대학교 교수

<주관심분야 : 이동통신시스템 성능분석, 통신
및 신호처리, MIMO-OFDM, MMR>