

논문 2010-47TC-5-3

MIMO-OFDM 시스템에서 이중계층 빔포밍 기법의 성능분석

(Performance Analysis of Dual-layer Beamforming Technique for MIMO-OFDM System)

이 신*, 김 영 주**, 박 노 윤*

(Xun Li, Young Ju Kim, and Noe Yoon Park)

요 약

본 논문에서는 MIMO-OFDM 시스템에서 이중계층 (dual layer) 빔포밍 (beamforming) 기법을 제안한다. 이중계층 빔포밍 기법은 두 개 이상의 송신 및 수신 안테나를 이용하는 공간 다중화 (spatial multiplexing)에서 두 개의 스트림 (stream)을 이용하여 전송 용량을 증대시키는 기술이며, 빔포밍은 어레이 안테나에서 수신 신호의 방향을 추정하여 수신 및 송신에서 어레이 이득을 얻는 기술이다. 제안되는 기법은 MIMO-OFDM 구조에서 공간 다중화 기술을 적용해 높은 채널용량이득을 얻고, 동시에 어레이 안테나를 이용한 이득을 얻을 수 있으므로 기존에 OFDM 시스템에 공간다중화만 적용하거나, 어레이 안테나만 적용한 것에 비해, 시스템 성능을 획기적으로 높일 수가 있다.

Abstract

This paper propose a dual-layer beam-forming technique for MIMO-OFDM systems. Dual-layer beam-forming is a capacity enhancing technique to transmit two streams of source data with more than two transmit and receive antennas. Beamforming is a technique to enhance the link-level performances gain using antenna array with the small inter element distance. The proposed scheme can obtain both high capacity of spatial multiplexing and antenna array gain of beamforming for MIMO-OFDM systems. Therefore, it provides better BER performance than the traditional spatial multiplexing and beamforming techniques under the same simulation environment.

Keywords : MIMO-OFDM, Spatial muliplexing, Beamforming, Direction-of-arrival

I. 서 론

무선통신 시스템에서 데이터 용량을 획기적으로 증대시키는 MIMO (multiple-input multiple-output) 기술은 최근 10여 년간 다양한 형태로 연구 발전되어 왔다. 동시에 페이딩(fading) 채널에서 장점을 갖는 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기술도 각광을 받으며 MIMO-OFDM은 최근 무선 및 이동통

신 표준에서 *de-facto* 모뎀 기술로 자리 잡았다^[1~3]. 본 논문에서는 OFDM에 대한 언급은 생략하고, MIMO에 대한 설명부터 시작하기로 한다.

MIMO는 송수신 안테나 수가 다수 개인 시스템을 말하며 크게 스마트안테나(smart antenna), 공간 다이버시티, 공간 다중화(spatial multiplexing) 등 세 가지로 나눌 수 있다. 스마트 안테나 기술은 오래 전부터 연구되어 온 주제로 최근 3GPP(3rd Generation Partnership Project) LTE (Long Term Evolution)에서 다시 주목하고 있다^[4]. 이 기술은 다수 개의 안테나를 매우 작은 간격으로 배열하여 발생하는 상호 간 높은 상관(correlation)을 이용하여, 수신 또는 송신 신호에 빔포밍 가중치 벡터를 적용하는 빔포밍(빔성형, beamforming) 기법을 적용한다. 빔포밍 가중치를 얻는 한

* 학생회원, ** 정회원, 충북대학교 정보통신공학과
(Division of Information & Communication
Engineering, Chungbuk National Univ.)

※ “이 논문 또는 저서는 2009년 교육과학기술부로부터 지원받아 수행된 연구임” (지역거점연구단육성사업 / 충북BIT연구중심대학육성사업단)

접수일자: 2010년1월7일, 수정완료일: 2010년5월17일

방법은 채널 공분산(covariance) 매트릭스의 고유분해법(eigen decomposition)이 있으며^[5~6], 다른 방법은 어레이 응답벡터(array response vector)를 이용하는 것이다^[7]. 빔포밍 기법은 안테나 어레이 수에 비례하는 높은 지향성(指向性)으로 빔포밍 이득(어레이 이득, array gain)을 얻고, 다른 신호들의 간섭을 감소시킬 수 있다. 보통 어레이 안테나 간 간격은 0.5λ 로 한다. 이때 λ 는 전파의 파장이다. 본 논문에서는 최근 LTE 회의에서 이용하는 빔포밍이라는 용어로 스마트 안테나를 표현할 것이다.

한편 안테나 간격이 점점 벌어지져 약 10λ 정도가 되면 안테나 간 상관은 거의 없어지고 서로 독립적인 무선 페이딩 신호가 송수신 된다. 이 경우 안테나 간 서로 독립인 페이딩 신호를 결합(combining)하여 송신 및 수신 다이버시티 이득을 얻어 링크 레벨 성능을 높이는 것이 공간 다이버시티 기법이다. 1970년대부터 사용된 수신 안테나 다이버시티와 1990년대 후반부터 논의 되고 상용화된 송신 안테나 다이버시티의 STBC (Space-Time Block Code), MRT(Maximum Ratio Transmission) 등의 기법은 상대적으로 매우 간단한 복잡도를 가지면서 효과적으로 페이딩을 극복하는 기법으로 널리 사용되고 있다^[8~11].

공간 다중화(spatial multiplexing) 기법은 MIMO 채널을 이용해 채널 용량을 극대화 하는 것이다^[12~14]. 안테나 간 페이딩이 서로 독립이고 동일하게(identically) 레일리(Rayleigh) 분포를 가질 경우 송신 안테나 별로 다른 데이터를 할당하고 수신부에서 모든 데이터를 얻을 수 있으므로, 송신 안테나 수에 비례하여 채널 용량이 증가한다. 공간 다이버시티와 공간 다중화는 서로 독립이고 낮은 상관이 채널에서 수신 신호 대 잡음비가 높을 때 효과를 낼 수 있다.

상기(上記)와 같이 여러 가지의 MIMO 기법들을 고려할 때, 이들을 결합하여 전체적으로 시스템 성능이 향상되게 할 수 있다. 이 세 가지 기법들은 동일하게 여러 개의 안테나들을 필요로 하나, 안테나 간격에서는 스마트 안테나와 다른 두 기법이 서로 상충된다. 기존에 빔포밍과 STBC를 결합하여 송신신호를 공간-시간 블록 부호화(STBC) 되고 빔포밍 가중치(weights)로 선부호화하는 기술이 있다. 이 때 두 기법은 주로 페이딩을 극복하는 것으로 시스템 성능은 향상시킬 수 있으나 시스템 주파수 효율은 증가하지 않는다. 본 논문에서는 MIMO-OFDM 기반에서 공간 다중화 기술과 빔포밍

기술을 결합하여 페이딩도 극복하면서 시스템의 주파수 효율도 증대시킨다. 고전적인 빔포밍이나, V-BLAST에 비해 더 높은 시스템 throughput과 비트오율(BER) 성능을 보장한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 우선 시스템 모델과 채널 모델을 제 II장에서 기술한다. 빔포밍과 공간 다중화를 결합한 MIMO-OFDM 기법을 이론적으로 제 III장에서 설명한다. 제 IV장에서는 컴퓨터 시뮬레이션으로 다양한 조합에서 성능을 분석한다. 마지막으로 제 V장에서 본 논문의 결론을 기술한다.

II. 시스템 및 채널 모델

기지국의 송신부는 한 개 이상의 스마트 안테나 어레이들을 가질 수 있다. 그리고 단말기의 수신부도 여러 개의 안테나를 가지고 있다. 그림 1은 2개의 스마트 안테나 어레이로 구성된 예를 보인다. 각 스마트 안테나는 4개의 안테나로 구성되어 있다. 안테나 어레이 간의 간격은 보통 10λ 이상이며, 각 안테나 어레이 내의 안테나 element 들은 반 파장($\lambda/2$)의 간격으로 구성한다. 스마트 안테나는 상향링크에서 전파의 수신 각도(DoA, direction of arrival)를 알아야 하므로, 아래와 같이 두 가지 경우가 발생한다.

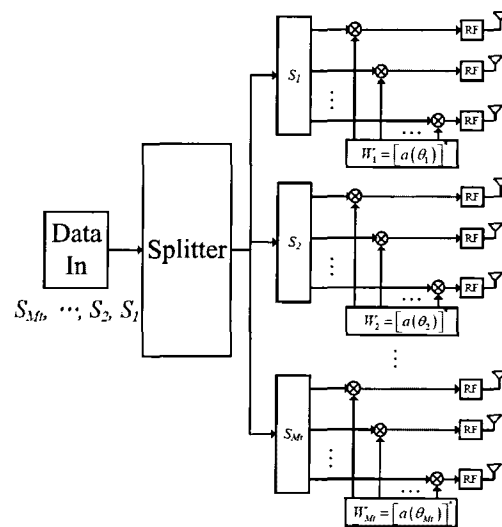


그림 1. 시스템 모델 송신단 알고리즘
Fig. 1. The transmitter diagram of proposed system.

Case I : 상향링크에서 직접파는 없고, 그림 2와 같이 전파의 dispersion으로 전송된다. 단말기 및 기지국의 송수신 안테나 어레이들에는 많은 scatterer들이 있

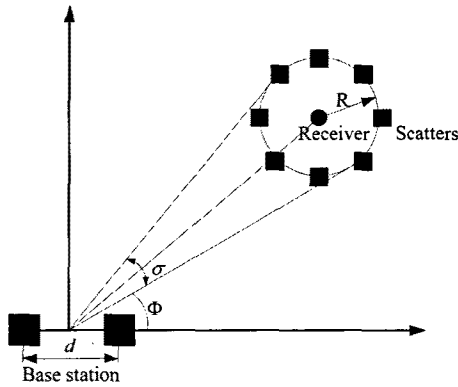


그림 2. Scattering 모델
Fig. 2. Scattering Model.

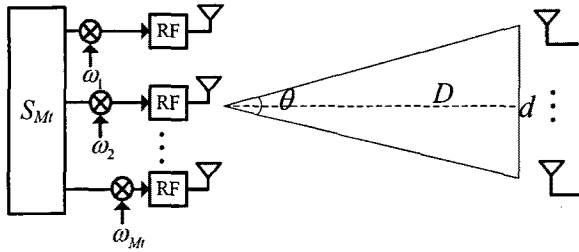


그림 3. LOS 모델
Fig. 3. LOS Model.

으므로, 페이딩은 주로 scattering에 의해 발생한다. 기지국의 각 안테나 어레이의 DOA는 scatterer들의 분포에 의해 결정된다. 기지국의 안테나 어레이들은 서로 상당히 떨어져 있으므로, 단말기에서 기지국의 i 번째 안테나 어레이로 보내지는 신호는 하나의 DOA ϕ_i 와 이에 상응하는 각 퍼짐(AS, angle spread) σ_i 를 갖는다.

Case II : 단말기로부터 기지국으로 전송되는 직접파(LOS, Line Of Sight)는 그림 3과 같다. 단말기 안테나 간격 d 는 소형이어야 하는 단말기의 특성 상 매우 작은 값인 경우가 많고, 기지국까지 신호의 전파 거리 D 는 매우 크다. 그러므로 각의 분산 θ 는 매우 작고 DOA는 기지국의 안테나 어레이 간에 서로 동일하게 간주될 수 있다.

III. 채널 및 SNR 분석

$M_T \times M_R$ 의 송수신 안테나를 가진 MIMO 시스템에서 MIMO 채널 임펄스 응답은 다음과 같다.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1M_T} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2M_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R 1} & h_{M_R 2} & \cdots & h_{M_R M_T} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기에서 $h_{i,j}$ 는 j 번째 송신기와 i 번째 수신기의 성분이 결합된 채널 임펄스 응답이다.

$$h_{i,j}(\tau) = \sum_{n=1}^L \alpha_n \delta(\tau - \tau_n) \quad (2)$$

여기에서 L 은 다중 경로의 수, α_n 은 n 번째 경로의 진폭으로, 서로 독립하고 레일레이 분포에 따른다. $\delta(\cdot)$ 는 임펄스 함수이고, τ_n 은 n 번째 경로의 시간 지연이다.

다중 안테나 선열의 경우로 확장하기 위해 기지국에서 M_T 안테나 선열, 단말기에서 M_R 안테나가 있고, 각 안테나 선열은 N 개의 안테나 성분을 가지고 있을 때, 전체 MIMO 채널 행렬은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^1 & \mathbf{h}_1^2 & \cdots & \mathbf{h}_1^{M_T} \\ \mathbf{h}_2^1 & \mathbf{h}_2^2 & \cdots & \mathbf{h}_2^{M_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_{M_R}^1 & \mathbf{h}_{M_R}^2 & \cdots & \mathbf{h}_{M_R}^{M_T} \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기에서 \mathbf{h}_i^j 는 기지국에서 j 번째 안테나 선열로부터 단말기의 i 번째 안테나로 가는 채널 페이딩 벡터이다. N 개의 안테나 성분을 가지는 스마트 안테나 선열을 위해서 \mathbf{h}_i^j 는 다음과 같은 $1 \times N$ 열벡터이다.

$$\mathbf{h}_i^j = [h_{i,1}^j, h_{i,2}^j, \cdots, h_{i,N}^j] \quad (4)$$

$h_{i,N}^j$ 는 기지국에서 j 번째 안테나 선열로부터 단말기의 i 번째 안테나로 가는 n 번째 안테나 성분의 페이딩 벡터이다.

제안한 기법의 시스템 설정에서 보여주는 것처럼, 송신 신호 $s(n)$ 은 세분기(splitter)에 의해 M_T 개수만큼 병렬 신호 $s_1(n), s_2(n), \dots, s_{M_T}(n)$ 로 나뉘지고, 다음 식과 같은 빔포밍을 하기 위해 다른 안테나 선열로 보내진다.

$$\tilde{s}_j(n) = \mathbf{w}_j s_j(n) \quad (5)$$

여기에서 w_j 는 j 번째 안테나 선열을 위한 빔포밍 벡터이다. 기존의 분석에 의하면, 각각의 안테나 선열의 업링크 DOA를 이용하여 다운링크 빔포밍을 수행할 수 있다. 그러므로 빔포밍 벡터 w_j 는 아래와 같다.

$$w_j = \frac{1}{\sqrt{N}} [a(\theta_j)]^* \quad (6)$$

여기서 $[\cdot]^*$ 는 매트릭스 켤레이다. 송신 안테나 선열 j 를 위해, $a(\theta_j)$ 는 선열 조종 응답과 같다.

$$a(\theta_j) = [1, e^{-\frac{j2\pi d \sin \theta_j}{\lambda}}, \dots, e^{-\frac{j2\pi(N-1)d \sin \theta_j}{\lambda}}]^T \quad (7)$$

여기에서 $[\cdot]^T$ 는 매트릭스 이항, d 는 안테나 성분의 공간, θ_j 는 j 번째 안테나 선열의 DOA, λ 반송파 파장이다. 빔포밍 후 $s_j(n)$ 는 $N \times 1$ 행벡터 $\tilde{s}_j(n)$ 로 바뀐다.

분석을 간단하게 하기 위해, 채널은 플랫 페이딩으로 가정한다. $t = n$ 일 때, 단말기의 i 번째 안테나에서 수신된 신호는 아래와 표현할 수 있다.

$$r_i = h_i^1(n)\tilde{s}_1(n) + \dots + h_i^{M_T}(n)\tilde{s}_{M_T}(n) + \eta_i(n) \quad (8)$$

여기에서 $\eta_i(n)$ 는 공간적으로 서로 상관없는 복소 가우시안 노이즈 벡터이다. 식 (5)에 의하여 수신된 신호를 다음과 같이 표현한다.

$$r_i = h_i^1(n)w_1s_1(n) + \dots + h_i^{M_T}(n)w_{M_T}s_{M_T}(n) + \eta_i(n) \quad (9)$$

매트릭스 형태로 다시 표현하면, 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_{M_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1^1 w_1 & h_1^2 w_2 & \dots & h_1^{M_T} w_{M_T} \\ h_2^1 w_1 & h_2^2 w_2 & \dots & h_2^{M_T} w_{M_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R}^1 w_1 & h_{M_R}^2 w_2 & \dots & h_{M_R}^{M_T} w_{M_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_{M_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \vdots \\ \eta_{M_T} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$r = \tilde{H}s + n \quad (11)$$

여기에서 \tilde{H} 는 MIMO 채널 페이딩과 DOA정보를 포함하는 재구성된 채널 매트릭스이다.

$$\tilde{H} = \begin{bmatrix} h_1^1 w_1 & h_1^2 w_2 & \dots & h_1^{M_T} w_{M_T} \\ h_2^1 w_1 & h_2^2 w_2 & \dots & h_2^{M_T} w_{M_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R}^1 w_1 & h_{M_R}^2 w_2 & \dots & h_{M_R}^{M_T} w_{M_T} \end{bmatrix} \quad (12)$$

채널 매트릭스를 재구성한 후, H 는 $M_R \times (M_T N)$ 채널 매트릭스에서 $M_R \times M_T \tilde{H}$ 채널 매트릭스로 바뀐다. 따라서, MIMO 검출 알고리즘으로 송신신호 벡터 s 를 검출할 수 있다.

각각의 안테나 선열은 강한 상관관계가 존재하기 때문에, 각각의 안테나 선열 첫 번째 성분의 페이딩에 의해 안테나 선열의 완전한 선열 조정 응답을 얻는다.

$$h_i^j(\tau, t) = \sum_{l=0}^{L-1} [a(\theta_j)]^T \cdot \beta_{i,j}^l(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (13)$$

여기에서 $\beta_{i,j}^l(t)$ 는 기지국에서 j 번째 안테나 선열의 첫 번째 성분과 단말기의 i 번째 성분의 결합된 다중 경로 페이딩 성분이다. $\beta_{i,j}^l(t)$ 는 독립이고, 레일레이 분포를 한다. 플랫 페이딩으로 가정 하였을 때, h_i^j 는 아래와 같다.

$$h_i^j(t) = \beta_{i,j}(t) \cdot [a(\theta_j)]^T \quad (14)$$

채널 페이딩 성분 $\tilde{H}_{i,j}$ 는 개략적으로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\tilde{H}_{i,j} = \frac{1}{\sqrt{N}} \beta_{i,j} [a(\theta_j)]^T [a(\theta_j)]^* \quad (15)$$

식(15)을 채널 매트릭스로 표시하면 아래와 같다.

$$\tilde{H} = \sqrt{N} \begin{bmatrix} \beta_{1,1} & \beta_{1,2} & \dots & \beta_{1,M_T} \\ \beta_{2,1} & \beta_{2,2} & \dots & \beta_{2,M_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \beta_{M_R,1} & \beta_{M_R,2} & \dots & \beta_{M_R,M_T} \end{bmatrix} \quad (16)$$

성분 $\beta_{i,j}$ 와 $h_{i,j}$ 는 같은 분포를 나타내기 때문에, 채널 매트릭스 \tilde{H} 는 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{H} = \sqrt{N} \cdot H \quad (17)$$

송신 신호를 검파 위해, 수신기는 선형 매트릭스 G 를 설계해야 한다. 검파된 신호는

$$\hat{s} = G r \quad (18)$$

$$\hat{s} = G \tilde{H} s + G n \quad (19)$$

제로 포싱(ZF) 검파 알고리즘을 위해

$$G = (\tilde{H}^H \tilde{H})^{-1} \tilde{H}^H \quad (20)$$

표 1. BER 측정용 시뮬레이션 파라미터
Table 1. BER simulation parameter.

Bandwidth	5MHz
Carrier frequency	2GHz
Data rate	7.68Mbps
Channel	Flat Rayleigh fading
Antenna spacing	0.5λ
Antenna array spacing	>10λ
Tx antenna array	2(for SM)/1(for BF)
Tx elements per array	4
Modulation	QPSK (for SM) 16-QAM (for BF)
Equalizer	ZF, MMSE. ZF/MMSE-SIC
Channel estimation	Ideal
Channel coding	Convolutional code
Code rate / decoding	1/2, Viterbi decoder

여기에서 $(\cdot)^{-1}$ 은 역행렬, $[\cdot]^H$ 는 켈레 전치 행렬을 나타낸다. 만약 시스템이 ZF (zero forcing) 알고리즘을 사용하였을 때, 수신기에서 선형 제로 포싱 등화기에 의해 검파된 후 SNR은

$$\gamma_k = \frac{\gamma_o}{(\mathbf{G}^H \mathbf{G})_{kk}}, k=1, \dots, M_T \quad (21)$$

여기에서 γ_k 는 k 번째 데이터 스트림의 검파 후 SNR이고, γ_o 는 각 수신 안테나에서 수신된 정규화 된 SNR이다.

$$\gamma_o = \frac{p_k}{N_o} \quad (22)$$

여기에서 p_k 는 k 번째 송신 안테나의 송신 전력이다. 만약, 송신 전력이 일정하게 할당되어 있다면 아래와 같다.

$$\sum_{k=1}^{M_T N} p_k = p_o \quad (23)$$

여기에서 N 은 선열 안테나의 성분 수이고, p_o 는 전체 전송 전력이다.

그러므로 γ_k 는 수식 (24)-(26)로 나타낸다.

$$\gamma_k = \frac{p_o}{(\mathbf{G}^H \mathbf{G})_{kk} N_o M_T N} \quad (24)$$

$$\gamma_k = \frac{p_o}{\left(\left((\tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}})^{-1} \tilde{\mathbf{H}}^H \right)^H \left((\tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}})^{-1} \tilde{\mathbf{H}}^H \right) \right)_{kk} N_o M_T N} \quad (25)$$

수식 (18)에 의하여, 수식 (26)을 표현하면 아래와 같다.

$$\gamma_k = \frac{p_o N^2}{\left((\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \right)^H \left((\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \right)_{kk} N_o M_T N} \quad (26)$$

선형 제로 포싱 등화기를 가지는 k 번째 데이터 스트림의 검파 후 SNR $\bar{\gamma}_k$ 에 V-BLAST 기법을 적용하면,

$$\gamma_k = \frac{p_o}{\left((\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \right)^H \left((\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \right)_{kk} N_o M_T} \quad (27)$$

제안한 기법과 V-BLAST 기법사이의 관계는 아래와 같이 표현된다.

$$\gamma_k = \sqrt{N} \cdot \bar{\gamma}_k \quad (28)$$

따라서 제안한 MIMO 기법은 V-BLAST 기법보다 $10 \log(\sqrt{N})$ dB의 성능 향상이 있다.

IV. 비트오율 (BER) 시뮬레이션

본 장에서는 도플러 주파수를 고려한 주파수 플랫 페이딩 채널에서 기고한 공간다중화 MIMO-OFDM 시스템과 기존 VBLAST-OFDM 시스템 및 기존 빔포밍 OFDM 시스템의 링크레벨 시뮬레이션으로 비트오율을 분석한다. 무선채널 모델은 도플러 주파수 적용이 가능한 Jakes 모델을 이용한다. 반송파 주파수는 2GHz, 데

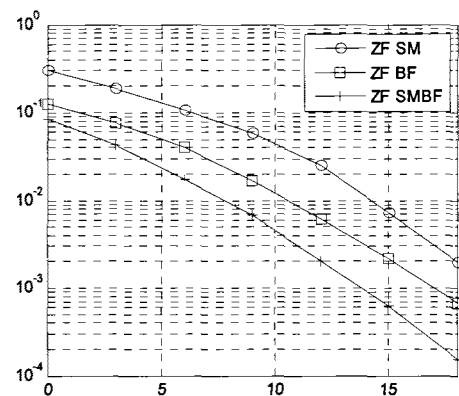


그림 4. ZF 등화기 이용할 때 BER성능
Fig. 4. BER performances with ZF equalizer.

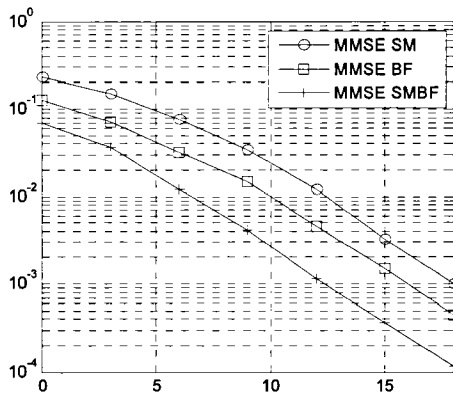


그림 5. MMSE 등화기 이용할 때 BER 성능
Fig. 5. BER performances with MMSE equalizer.

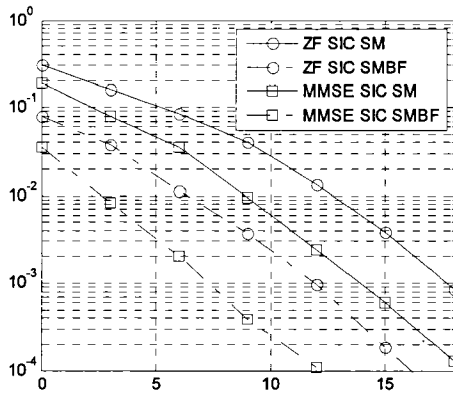


그림 6. SIC 등화기 이용할 때 BER 성능
Fig. 6. BER performances of SIC equalizer.

이더 전송 속도는 7.68Mbps, 수신기의 속도는 3km/hr로 한다. 공간다중화 MIMO-OFDM 시스템에서 송신 안테나 어레이수가 2개이고, 각 어레이 안테나 수가 $N=4$ 이다.

QPSK 변조 방식을 이용하며 수신 안테나수가 2개이다. VBLAST-OFDM 시스템에서 송신 안테나와 수신 안테나 수는 모두 2개 이다. QPSK 변조 방식을 이용한다. 기존 빔포밍 시스템에서 송신 안테나 어레이수가 1개이고, 송신 안테나수는 8개이다. 시스템의 주파수 효율성을 동일하게 하기 위해 기존 빔포밍 OFDM 시스템에서 16-QAM 변조 방식을 적용한다. 수신 안테나수는 1개 이다.

그림 4와 그림 5는 ZF 등화기와 MMSE (minimum mean square error) 등화기를 이용하여 각 시스템의 BER 성능을 보인다. 각 시스템의 주파수 효율성은 동일하다. 기고한 기법의 BER 성능이 제일 우수하며, 위에

분석 한 이득 저림 기존 VBLAST-OFDM보다 약 6dB 우수하다. 기존 빔포밍 OFDM 시스템보다 약 3dB 정도 우수하다. 명백하게 빔포밍 이득을 얻어 시스템 성능이 향상된다. MMSE 등화기를 이용한 시스템은 ZF 등화기를 이용한 시스템보다 성능을 향상되는 것을 확인할 수 있다.

그림 6은 SIC 기법을 적용한 각 시스템의 BER 성능을 나타낸다. SIC 기법을 적용하였을 때, 시스템에서 더 많은 이득 얻을 수 있는 것을 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 MIMO-OFDM 시스템에서 이중계층 (dual layer) 빔포밍 기법을 제안한다. 어레이 안테나에서 수신 신호의 방향을 추정하여 수신 및 송신에서 어레이 이득을 얻을 수 있기 때문에 시스템 성능이 개선된다. 제안되는 기법은 MIMO-OFDM 구조에서 공간다중화 기술을 적용해 높은 용량을 얻고, 동시에 어레이 안테나를 이용한 이득을 얻을 수 있으므로 기존에 OFDM 시스템에 공간다중화만 적용하거나, 어레이 안테나만 적용한 것에 비해, 시스템 성능을 획기적으로 높일 수 있음을 수식으로 증명하고 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 이를 확인하였다.

참고 문헌

- [1] J. A. C. Bingham, "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come," *IEEE Comm. Magazine*, pp. 5-14, May 1990.
- [2] G. L. Stuber, J. R. Barry, S. W. Mclaughlin, Y. G. Li, M. A. Ingram, T. G. Pratt, "Broadband MIMO-OFDMA Wireless Communications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, pp. 271-294, Feb. 2004.
- [3] H. Bölcskei, D. Gesbert, and A. J. Paulraj, "On the capacity of OFDMbased spatial multiplexing systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 225-234, Feb. 2002.
- [4] 3GPP TS 36.211: "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation."
- [5] F. Shu, L. Hua, T. Xiaofei, and Zhang Ping, "A Spatial Multiplexing MIMO Scheme with Beamforming for Downlink Transmission," *IEEE*

- VTC'07, pp. 700-704. Sept. 2007.
- [6] Z. D. Lei, F. P. S. Chin, Ying-Chang Liang, "Orthogonal Switched Beams for Downlink Diversity Transmission," *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, pp. 2167-2177, 2005.
- [7] F. Zhu, M S. Lim, "Combined beamforming with space-time block coding using double antenna array group," *Electronics Letters*, vol. 40, pp. 811-813, 2004.
- [8] L. L. Wang, S. X. Wang, X. Y. Sun, et al, "Combined Beamforming and Space-time Block Coding for Wireless Communications," *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 1, pp. 607-611, 2003.
- [9] A. Paulraj, R. Nabar and D. Gore, *Introduction to space time wireless communications*, Cambridge University Press, pp. 95-96, 2003.
- [10] D. J. Love, R. W. Heath, "Equal Gain Transmission in Multiple-Input Multiple-Output Wireless Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 1102-1110, July 2003.
- [11] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communications in a fading environment using multi-element antennas," *Bell Labs Tech Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 41-59, Autumn, 1996.
- [12] D. Wubben, R. Bohnke, J. Rinas, "Efficient algorithm for decoding layered space-time codes," *Electronics Letters*, vol. 37, pp. 1348-1350, 2001.
- [13] W. Wai, C. Tsui, R. Chen, "A Low Complexity architecture of the V-BLAST System," *WCNC' 2000*, vol. 1, pp. 310-314, 2000.
- [14] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, et al, "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," *URSI International Symposium on Signals, Systems and Electronics*, pp. 205-300, 1998.

 저 자 소 개



이 신(학생회원)
 2004년 중국 산둥대학교 정보시스템학과 학사 졸업
 2008년 충북대학교 대학원 바이오정보기술학과 석사 졸업
 2008년 2월~현재 충북대학교 대학원 정보통신공학과 박사과정

<주관심분야 : 이동통신 시스템, MIMO, OFDM>



김 영 주(정회원)
 1988년 고려대학교 전자전산공학과 학사 졸업
 1996년 한국과학기술원 정보통신공학과 석사 졸업
 2001년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사 졸업

1987년 11월~1993년 12월 (주)금성사 평택연구소
 1996년 2월~1997년 2월 동경공업대학교 연구원
 2000년 4월~2000년 12월 ETRI 위축연구원
 2001년 1월~2003년 8월 (주)엘지전자 UMTS 시스템연구소

2003년 9월~현재 충북대학교 전자정보대학 교수
 <주관심분야 : 이동통신 시스템, MIMO>



박 노 윤(학생회원)
 2005년 충북대학교 정보통신공학과 학사 졸업
 2009년 충북대학교 대학원 정보통신공학과 석사 졸업
 2009년 2월~현재 충북대학교 대학원 정보통신공학과 박사과정

<주관심분야 : 이동통신 시스템, MIMO, OFDM>