

논문 2009-46TC-1-3

# 전력제어 기법과 결합된 Pre-FFT 빔형성기를 가진 MIMO-OFDM 시스템의 성능

(Performance of MIMO-OFDM systems combing Pre-FFT beamformer  
with power control algorithm)

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 technique combing power control with Pre-FFT beamforming is proposed for MIMO(multi-input multi-output)-OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) system. As combining the proposed power control with beamforming, we can iteratively control the transmitting power and update the weight of beamformer together. And then, the beam is formed toward the desired direction and SNIR of each subcarrier is converged to target SNIR. Therefore, the performance of MIMO-OFDM system is very improved. BER performance improvement of the proposed approach is investigated through computer simulation by combining power allocation algorithm with MIMO-OFDM system using Pre-FFT beamformer

**Keywords:** MIMO, beamforming, power control

## I. 서 론

MIMO-OFDM은 송수신기에 다중안테나를 설치하여 많은 수의 다중경로를 가진 MIMO채널을 만들어서 추가적인 주파수 할당이나 전력증가 없이도 시스템의 성능을 크게 향상시킬 수 있는 MIMO기술과 직교성 있는 다중 반송파와 CP(cyclic prefix)를 이용하여 고속의 데이터를 전송 할 수 있는 OFDM과 결합된 방식이

다<sup>[1~4]</sup>. 그러므로 MIMO-OFDM방식은 열악한 무선채널 환경에서 전력과 주파수 효율을 향상시킬 수 있어 주어진 주파수 대역 보다 더 많은 데이터를 초고속으로 전송 할 수 있기 때문에 WiBro (Wireless Broadband Internet), 차세대 무선 LAN, 4G 이동통신 시스템등에 적용하려는 연구가 활발히 진행 중이다<sup>[5~6]</sup>. 한편 OFDM 방식에서는 각 부반송파의 SNR 중에 가장 낮은 부반송파의 SNR에 의해 전체적인 성능의 열화가 발생한다. 즉 여러 부반송파로 전송 도중에 깊은 페이딩에 의해 심한 왜곡이 발생한 부반송파에 의해 다른 부반송파의 성능이 좋다 하더라도 전체

\* 정희원, 한밭대학교 전자공학과  
(Department of Electronic Engineering Hanbat University)

접수일자: 2008년7월28일, 수정완료일: 2009년1월19일

OFDM의 성능이 크게 저하된다. 이를 보상하기 위해서는 성능 열화가 큰 부반송파에 더 많은 전력을 할당하도록 해서 그 반송파에서 SNR을 향상시켜서 전체적인 OFDM 성능이 향상될 수 있도록 한다<sup>[7~9]</sup>. MIMO-OFDM에서는 많은 수의 다중경로를 가진 MIMO채널이 만들어 지기 때문에 어떤 부반송파에 깊은 페이딩에 의한 왜곡이 일어날 확률이 특히 안테나 수가 증가 될수록 적어진다<sup>[10]</sup>. 그런데 MIMO-OFDM 시스템을 다중 사용자 환경에서 사용 했을 경우 다른 사용자 간섭신호 때문에 다중 안테나 수신기의 space-time decoding 과정에서 심각한 신호의 왜곡현상이 발생하고 어떤 부반송파에서 SNIR이 크게 감소되어 전체적인 MIMO-OFDM시스템의 성능이 크게 감소된다. 이를 극복하기 위해 본 논문에서는 적응 빔 형성기를 가진 MIMO-OFDM시스템 구조와 이 구조에 적합한 적응 빔 형성기법과 결합된 전력제어 기법을 제안한다. 여기서 적응 빔 형성기는 다중 안테나를 가진 송신기와 하드웨어 복잡도를 고려하여 송신 안테나 수와 동일한 수의 Pre-FFT 빔 형성기를 갖는 구조를 이용하였다<sup>[11]</sup>. 적응 빔 형성기법은 기준신호와 수신신호의 MSE가 최소가 되도록 빔형성계수를 갱신하는 방식이며 전력제어 기법은 수신기에서 송신기로 피드백된 채널 상태와 간섭신호를 기반으로 목표 SNIR에 이 루도록 OFDM의 각 부반송파의 송신전력을 할당하는 전력제어 방식이다. 따라서 송신전력을 갱신하는 과정과 빔형성기 계수를 갱신하는 과정이 시간적으로 함께 iterative하게 이루어져서 원하는 방향으로 빔이 형성되고 각 부반송파 별로 원하는 SNIR 값을 갖게 되어 성능이 크게 향상 될 수 있다. Pre-FFT 빔 형성기를 가진 MIMO-OFDM 시스템에 전력 제어기법을 결합할 경우 시스템의 성능 개선 효과를 다중 사용자 환경에서 모의실험을 통하여 비교 분석한다. 이 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 전력제어 기법과 결합된 Pre-FFT 빔 형성기를 가진 MIMO-OFDM 시스템의 모델링과 간섭신호 제거 과정을 수식적으로 분석하고 III장에서는 채널 상태와 간섭신호를 기반으로 OFDM의 각 부반송파의 송신전력을 할당하는 전력제어 방식을 제안하고 전력제어와 빔 형성기의 계수가 함께 iterative 갱신되는 과정에 대해서 논한다. IV장에서는 제안된 기법을 위한 모의실험을 수행한 뒤 그 결과에 대하여 논하며, V장에서는 이 논문의 결론을 맺는다.

## II. 전력제어 기법과 결합된 Pre-FFT 빔형성기를 가진 MIMO-OFDM 시스템

다중 사용자 환경에서 제안된 전력제어 기법과 결합된 Pre-FFT빔형성기를 가진MIMO-OFDM 시스템의 송수신 블록도를 (그림 1)에서 보여준다. (그림 1)에 주어진 블록도를 기능별로 간단하게 기술하면 다음과 같다. 송신기에서 주파수 영역의 입력 데이터들은 파이롯 심벌과 다중화 된다.

Alamouti에 의해 부호화 된 신호는 IFFT에 의해 시간 영역의 신호로 변환된 뒤 다중안테나를 통하여 무선 채널로 전송된다. 이와 같이 다중 송신안테나 구조를 가진 M명의 사용자로부터 송신된 신호는 무선 채널을 통과한 후  $N_r$ 개의 안테나에 각각의 공간적인 위상을 갖고 도착된다.  $N_r$ 개의 수신안테나에 도착된 신호가  $N_t$ 개의 빔형성기 셋트에 입력되면 이 빔 형성기 셋트를 통해서  $N_t$ 개의 CCI제거된 신호가 출력된다. 빔 형성기 셋트에서 출력된 신호는 FFT에 의해 다시 주파수 영역의 신호로 변환 된 후 S-T decoder를 통하여 복원되며 이 과정에서 채널상태, 간섭신호등의 여러가지 채널 정보를 얻어서 송신기로 피드백 전송한다. 피드백 된 채널 정보를 통해서 각 부반송파에서 송신되는 전력을 할당하게 되며 이 과정에서 깊은 왜곡에 빠진 부반송파에 더 큰 전력이 할당되어 왜곡된 신호를 보상해 줄 수 있다. 또한 빔 형성기법에 의해 원하는 사용자 각각의 송신안테나에 빔이 형성되고 그 외의 다른 사용자 간섭신

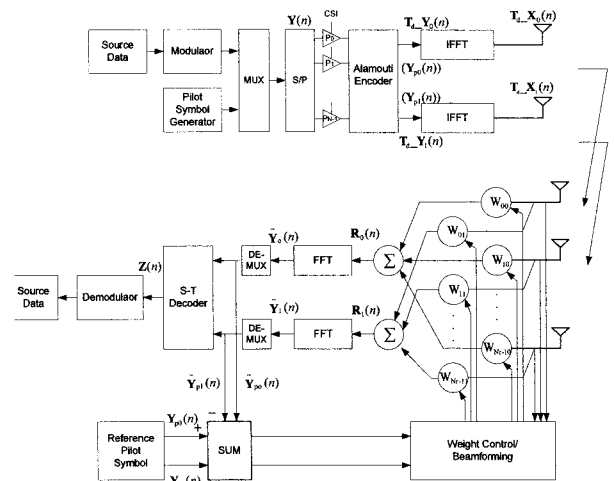


그림 1. 전력제어 기법과 결합된 적응 빔 형성기법을 가진 MIMO-OFDM 시스템의 송수신 블록도  
Fig. 1. The structure of MIMO-OFDM systems combing adptive beamforming with power control algorithm.

호는 널(null)빔 형성되어 간섭신호를 제거 할 수 있다. m번째 사용자를 위한 데이터와 파일럿 심벌로 구성된 N개의 다중화된 주파수 영역의 심벌 벡터  $\mathbf{Y}_m(n) = [y_0^m(n) y_1^m(n) \cdots y_{N-1}^m(n)]^T$ 은 Alamouti Encoder를 거친 뒤 다음과 같이 부호화된 신호행렬로 변환된다.  $y_i^m(n)$ 은 n번째 블록의 i번째 부반송파로 전송된 m번째 사용자의 데이터를 의미한다.

$$\mathbf{T}_m\text{-}\mathbf{Y}(n) = [\mathbf{T}_m\text{-}\mathbf{Y}_0(n) \quad \mathbf{T}_m\text{-}\mathbf{Y}_1(n)] \quad (1)$$

여기서 송신안테나 수가 2일 때,  $\mathbf{T}_m\text{-}\mathbf{Y}_0(n)$ 와  $\mathbf{T}_m\text{-}\mathbf{Y}_1(n)$ 은 m 사용자의 첫 번째 안테나, 두 번째 안테나로 각각 입력되는 부호화된 신호벡터이며 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{T}_m\text{-}\mathbf{Y}_0(n) = \begin{bmatrix} y_0^m \sqrt{P_0^m} \\ -y_1^{m*} \sqrt{P_1^m} \\ y_2^m \sqrt{P_2^m} \\ -y_3^{m*} \sqrt{P_2^m} \\ y_4^m \sqrt{P_4^m} \\ \vdots \\ -y_{N-1}^{m*} \sqrt{P_{N-1}^m} \end{bmatrix} \quad \mathbf{T}_m\text{-}\mathbf{Y}_1(n) = \begin{bmatrix} y_1^m \sqrt{P_1^m} \\ y_0^m \sqrt{P_0^m} \\ y_3^m \sqrt{P_3^m} \\ y_2^m \sqrt{P_2^m} \\ y_5^m \sqrt{P_5^m} \\ \vdots \\ y_{N-1}^{m*} \sqrt{P_{N-1}^m} \end{bmatrix}$$

여기서  $P_i^m(n)$ 은 m번째 사용자의 i번째 부반송파에 할당된 전력을 의미한다. 부호화된 신호행렬은 IFFT에 의해 주파수영역의 신호에서 시간영역으로 변환되어 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$\mathbf{T}_m\text{-}\mathbf{X}(n) = [\mathbf{T}_m\text{-}\mathbf{X}_0(n) \quad \mathbf{T}_m\text{-}\mathbf{X}_1(n)] \quad (2)$$

여기서  $\mathbf{T}_m\text{-}\mathbf{X}_0(n)$ 와  $\mathbf{T}_m\text{-}\mathbf{X}_1(n)$ 은 m사용자의 첫 번째 안테나, 두 번째 안테나로 각각 전송되는 시간영역의 신호벡터이며 다음과 같이 표현된다.

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

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

다중송신 안테나를 가진 M명의 사용자로부터 송신되어 무선 채널을 통과한 후 Nr개의 수신 안테나에 i-번째 부반송파로 전송되어 수신된 신호 벡터는 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$\mathbf{v}^i = \mathbf{v}_0^i + \mathbf{v}_{int}^i + \mathbf{b}^i \quad (5)$$

여기서

$$\mathbf{v}_0^i = \mathbf{h}_0^i(\theta) \mathbf{t}_0^i \mathbf{x}^H$$

$$\mathbf{v}_{int}^i = \sum_{m=1}^{M-1} \mathbf{h}_m^i(\theta) \mathbf{t}_m^i \mathbf{x}^H$$

$$\mathbf{t}_m^i \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_0^{m,i} & x_1^{m,i} \end{bmatrix}$$

$\mathbf{t}_m^i \mathbf{x}$ 는 시간영역에서 수신된 m번째 사용자 간섭신호,  $\mathbf{h}_m^i(\theta)$ 는 m번째 간섭 사용자의 다중 송신안테나 경로의 DOA (Directional of arrival)를 가진 응답 행렬이며 다음과 같이 정의 된다.

$$\mathbf{h}_m^i(\theta) = \begin{bmatrix} a_m(\theta_{00}) h_{00}^{m,i} & a_m(\theta_{01}) h_{01}^{m,i} \\ a_m(\theta_{10}) h_{10}^{m,i} & a_m(\theta_{11}) h_{11}^{m,i} \\ \vdots & \vdots \\ a_m(\theta_{Nr-10}) h_{Nr-10}^{m,i} & a_m(\theta_{Nr-11}) h_{Nr-11}^{m,i} \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서  $a_m(\theta_{ij})$ 는 m번째 사용자를 위한 i번째 부반송파에서, j번째 안테나의 응답 신호이다. 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.

$$\mathbf{r}^i = \begin{bmatrix} r_0^i \\ r_1^i \end{bmatrix} = \mathbf{W}^H(n) \mathbf{v}^i \quad (7)$$

$\mathbf{W}(n)$ 은 최적의 빔 패턴 형성에 필요한 빔형성기 계수를 나타내는데  $\mathbf{w}_0, \mathbf{w}_1$ 은 원하는 사용자의 첫 번째 안테나와 두 번째 안테나 각각에 빔을 형성하기 위한 빔형성기 계수 벡터를 의미 한다. 이 시간 영역의 신호는 FFT변환되어 원래의 주파수 영역 신호로 다시 복원된다. 주파수 영역으로 변환된 신호는 다음 식으로 주어진다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{Y}}(n) &= \mathbf{F} \mathbf{R}^H(n) \\ &= \tilde{\mathbf{Y}}_0(n) + \sum_{m=1}^{M-1} \tilde{\mathbf{Y}}_m(n) + \eta(n) \end{aligned} \quad (8)$$

$$\tilde{\mathbf{Y}}(n) = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{y}}_0(n) & \tilde{\mathbf{y}}_1(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{y}_{00} & \tilde{y}_{01} \\ \tilde{y}_{10} & \tilde{y}_{11} \\ \vdots & \vdots \\ \tilde{y}_{N-10} & \tilde{y}_{N-11} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_0^0 & r_0^1 & \cdots & r_0^{N-1} \\ r_1^0 & r_1^1 & \cdots & r_1^{N-1} \end{bmatrix}$$

여기서  $\tilde{y}_j(n)$ 는 j번째 빔형성기에서 출력된 신호벡터

는  $i$ 번째 부반송파로 전송되어  $j$ 번째 빔형성기에서 출력된 신호이며,  $\tilde{Y}_0(n)$ ,  $\tilde{Y}_{\text{inf}}(n)$ ,  $\eta(n)$ 는 주파수 영역에서 원하는 사용자를 위한 신호행렬, CCI간섭신호 행렬, 잡음 행렬을 나타내며, 다음과 같은 식으로 각각 정의된다.

$$\eta(n) = \mathbf{F}(\mathbf{B}^H(n)\mathbf{W}(n)) \quad (9)$$

여기서  $\tilde{\mathbf{Y}}_m$ 는 주파수 영역에서  $m$ 번째 사용자의 간섭신호를 의미한다. ML 검출기에 입력되는 주파수 영역의 신호는 다음과 같이 다시 쓸 수가 있다.

$$\tilde{\mathbf{Y}}_m(n) = \begin{bmatrix} \alpha^{m,00} y_0^m \sqrt{P_0^m} + \alpha^{m,10} y_1^m \sqrt{P_1^m} & \alpha^{m,01} y_0^m \sqrt{P_0^m} + \alpha^{m,11} y_1^m \sqrt{P_1^m} \\ -\alpha^{m,00} y_0^m \sqrt{P_0^m} + \alpha^{m,10} y_1^m \sqrt{P_1^m} & -\alpha^{m,01} y_0^m \sqrt{P_0^m} + \alpha^{m,11} y_1^m \sqrt{P_1^m} \\ \alpha^{m,01} y_0^m \sqrt{P_0^m} + \alpha^{m,11} y_1^m \sqrt{P_1^m} & \alpha^{m,00} y_0^m \sqrt{P_0^m} + \alpha^{m,10} y_1^m \sqrt{P_1^m} \\ -\alpha^{m,01} y_0^m \sqrt{P_0^m} + \alpha^{m,11} y_1^m \sqrt{P_1^m} & -\alpha^{m,00} y_0^m \sqrt{P_0^m} + \alpha^{m,10} y_1^m \sqrt{P_1^m} \\ \vdots & \vdots \\ -\alpha^{m,00} y_0^m \sqrt{P_0^m} + \alpha^{m,10} y_1^m \sqrt{P_1^m} & -\alpha^{m,01} y_0^m \sqrt{P_0^m} + \alpha^{m,11} y_1^m \sqrt{P_1^m} \end{bmatrix} \quad (10)$$

여기서  $n_{ij}$ 는  $i$ 번째 부반송파와  $j$ 번째 빔형성기에서 출력된 잡음을 각각 의미하며  $\alpha^{m,jk}$ 는  $m$ 번째 사용자를 위한 상수로 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \alpha^{m,00} &= \mathbf{a}_m^*(\theta_{00}) w_{00} H^{m,00} + \mathbf{a}_m^*(\theta_{10}) w_{10} H^{m,10} + \dots + \mathbf{a}_m^*(\theta_{N-10}) w_{N-10} H^{m,N-10} \\ \alpha^{m,01} &= \mathbf{a}_m^*(\theta_{00}) w_{01} H^{m,00} + \mathbf{a}_m^*(\theta_{10}) w_{11} H^{m,10} + \dots + \mathbf{a}_m^*(\theta_{N-10}) w_{N-11} H^{m,N-10} \\ \alpha^{m,10} &= \mathbf{a}_m^*(\theta_{01}) w_{00} H^{m,01} + \mathbf{a}_m^*(\theta_{11}) w_{10} H^{m,11} + \dots + \mathbf{a}_m^*(\theta_{N-11}) w_{N-10} H^{m,N-11} \\ \alpha^{m,11} &= \mathbf{a}_m^*(\theta_{01}) w_{01} H^{m,01} + \mathbf{a}_m^*(\theta_{11}) w_{11} H^{m,11} + \dots + \mathbf{a}_m^*(\theta_{N-11}) w_{N-11} H^{m,N-11} \end{aligned} \quad (11)$$

이 수식을 이용해서 ML 검출기에 통해서 출력되는 신호는 다음과 같이 유도 할 수 있다. 여기서 2개의 연속적인 심볼 동안 채널은 일정하다 가정하였다.

( $\alpha^{m,00} 2^i = \alpha^{m,00} 2^{i+1}$   $i = 0, 1, 2 \dots N-1$ )이 수식을 이용해서 ML 검출기에 통해서 출력되는 신호는 다음과 같이 유도 할 수 있다.

$$\begin{aligned} z_{00} &= \alpha^{0,00} \tilde{y}_{00} + \alpha^{0,10} \tilde{y}_{10} \\ &= |\alpha^{0,00}|^2 y_0^0 \sqrt{P_0^0} + |\alpha^{0,10}|^2 y_1^0 \sqrt{P_1^0} + n_0 + \tilde{y}_{\text{inf}0} \\ \tilde{y}_{\text{inf}0} &= \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{0,00} \alpha^{m,00} + \alpha^{0,10} \alpha^{m,10}) y_0^m \sqrt{P_0^m} \\ &\quad + \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{0,00} \alpha^{m,10} - \alpha^{0,10} \alpha^{m,00}) y_1^m \sqrt{P_1^m} \\ n_0 &= \alpha^{0,00} n_{00} + \alpha^{0,10} n_{10} \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} z_{01} &= \alpha^{0,01} \tilde{y}_{01} + \alpha^{0,11} \tilde{y}_{11} \\ &= |\alpha^{0,01}|^2 y_0^0 \sqrt{P_0^0} + |\alpha^{0,11}|^2 y_1^0 \sqrt{P_1^0} + n_1 + \tilde{y}_{\text{inf}1} \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \tilde{y}_{\text{inf}1} &= \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{0,01} \alpha^{m,01} + \alpha^{0,11} \alpha^{m,11}) y_0^m \sqrt{P_0^m} \\ &\quad + \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{0,01} \alpha^{m,11} - \alpha^{0,11} \alpha^{m,01}) y_1^m \sqrt{P_1^m} \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} z_{10} &= \alpha^{0,10} \tilde{y}_{00} - \alpha^{0,00} \tilde{y}_{10} \\ &= |\alpha^{0,00}|^2 y_1^0 \sqrt{P_1^0} + |\alpha^{0,10}|^2 y_0^0 \sqrt{P_0^0} + n_2 + \tilde{y}_{\text{inf}2} \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \tilde{y}_{\text{inf}2} &= \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{0,10} \alpha^{m,00} - \alpha^{0,00} \alpha^{m,10}) y_0^m \sqrt{P_0^m} \\ &\quad + \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{0,10} \alpha^{m,10} + \alpha^{0,00} \alpha^{m,00}) y_1^m \sqrt{P_1^m} \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} z_{11} &= \alpha^{0,11} \tilde{y}_{01} - \alpha^{0,01} \tilde{y}_{11} \\ &= |\alpha^{0,01}|^2 y_0^0 \sqrt{P_0^0} + |\alpha^{0,11}|^2 y_1^0 \sqrt{P_1^0} + n_3 + \tilde{y}_{\text{inf}3} \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \tilde{y}_{\text{inf}3} &= \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{0,11} \alpha^{m,01} - \alpha^{0,01} \alpha^{m,11}) y_0^m \sqrt{P_0^m} \\ &\quad + \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{0,11} \alpha^{m,11} + \alpha^{0,01} \alpha^{m,01}) y_1^m \sqrt{P_1^m} \end{aligned}$$

$$n_3 = \alpha^{0,11} n_{01} - \alpha^{0,01} n_{11}$$

여기서  $Z_{ij}$ 는  $i$ 번째 부반송파에 전송되어  $j$ 번째 빔형성기에서 출력되어 검출된 신호이다.  $\tilde{y}_{\text{inf}i}$ ,  $n_i$ 는  $Z_{ij}$ 신호에 대한 간섭신호, 잡음을 각각 의미한다. 따라서 최종적으로 복원된 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} z_0 &= z_{00} + z_{01} \\ &= (|\alpha^{0,00}|^2 + |\alpha^{0,10}|^2 + |\alpha^{0,01}|^2 + |\alpha^{0,11}|^2) y_0^0 \sqrt{P_0^0} \\ &\quad + \sum_{m=1}^{M-1} (\zeta_0^m) y_0^m \sqrt{P_0^m} + \sum_{m=1}^{M-1} (\zeta_1^m) y_1^m \sqrt{P_1^m} + n_0 + n_1 \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} z_1 &= z_{10} + z_{11} \\ &= (|\alpha^{0,00}|^2 + |\alpha^{0,10}|^2 + |\alpha^{0,01}|^2 + |\alpha^{0,11}|^2) y_1^0 \sqrt{P_1^0} \\ &\quad + \sum_{m=1}^{M-1} (\zeta_0^{m*}) y_1^m \sqrt{P_1^m} - \sum_{m=1}^{M-1} (\zeta_1^m) y_0^m \sqrt{P_0^m} + n_2 + n_3 \end{aligned} \quad (17)$$

여기서 간섭신호는 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$\bar{y}_{\text{inf}0} + \bar{y}_{\text{inf}1} = \sum_{m=1}^{M-1} (\zeta_0^m)^0 y_0^m \sqrt{P_0^m} + \sum_{m=1}^{M-1} (\zeta_1^m)^0 y_1^m \sqrt{P_1^m}$$

$$\bar{y}_{\text{inf}2} + \bar{y}_{\text{inf}3} = \sum_{m=1}^{M-1} (\zeta_0^m)^0 y_1^m \sqrt{P_1^m} - \sum_{m=1}^{M-1} (\zeta_1^m)^0 y_0^m \sqrt{P_0^m}$$

$$\zeta_0^m = \alpha_{00}^0 \alpha_{00}^m + \alpha_{10}^0 \alpha_{10}^m + \alpha_{01}^0 \alpha_{01}^m + \alpha_{11}^0 \alpha_{11}^m$$

$$\zeta_1^m = \alpha_{00}^0 \alpha_{10}^m + \alpha_{01}^0 \alpha_{11}^m - \alpha_{10}^0 \alpha_{00}^m - \alpha_{11}^0 \alpha_{01}^m$$

여기서  $z_i$ 는  $i$ 번째 부송파에 의해 전송되어 복원된 신호를 의미한다. (16), (17)식에서 MIMO를 통해서 수신하기를 원하는 사용자 신호의 diversity 이득을 얻을 수 있으며 빔형성기법에 의해 간섭 및 잡음은 크게 감소됨을 알 수 있다. 또한 각 부반송파의 할당된 전력에 따라서 시스템의 성능이 크게 변화된다. 다음 장에서 이와 같이 시스템의 성능에 영향을 주는 전력제어기법을 제안하고 성능을 평가한다

### III. Pre-FFT 빔형성기를 가진 MIMO-OFDM 시스템을 위한 전력제어 기법

Pre-FFT 빔형성기를 가진 MIMO-OFDM 시스템을 위한 전력제어 기법은 채널 상태와 간섭신호를 기반으로 OFDM의 각 부반송파의 송신전력을 할당하는 전력제어 방식이다. 이를 위해서 이용해서 0번째 사용자의 0번째 부반송파에서  $SNIR_0^0$ 은 다음과 같이 표현 할 수 있다

$$SNIR_0^0 = \frac{S_0^0}{I_{\text{inf}0} + N_i} \quad (18)$$

여기서  $S_0^0$ 와  $I_{\text{inf}0}$ ,  $N_i$ 는 0번째 사용자의 0번째 부반송파에서 수신된 전력, 0번째 사용자의 0번째 부반송파신호에 주는 간섭전력( $I_{\text{inf}0}$ ), 잡음전력( $N_i$ )을 각각 나타내며, 다음과 같은 수식으로 각각 주어진다.

$$S_0^0 = \left| \alpha_{00}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{10}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{01}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{11}^0 \right|^2 P_0^0$$

$$I_{\text{inf}0} = \sum_{m=1}^{M-1} \left( \left| \zeta_0^m \right|^2 P_0^m + \left| \zeta_1^m \right|^2 P_1^m \right)$$

$$N_i = \left| \alpha_{00}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{10}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{01}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{11}^0 \right|^2 N_0$$

모든 사용자 및 부반송파에서 기준이 되는  $SNIR_{\text{avg}}^0$ 이

될 수 있도록 송신전력을 조정해야 되는데 다음과 같은 식에 의해 결정된다.

$$P_0^0 = \frac{(I_{\text{inf}0} + N_i) SNIR_{\text{avg}}^0}{\left| \alpha_{00}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{10}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{01}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{11}^0 \right|^2} \quad (19)$$

따라서 피드백 되는 CSI정보를 이용해서  $n+1$ 번째 순간에서 송신되는 전력은 다음과 같은 식에 의해서 결정된다

$$P_0^0(n+1) = \frac{SNIR_{\text{avg}}^0}{\left| \alpha_{00}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{10}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{01}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{11}^0 \right|^2} I_{i0}(n) \quad (20)$$

$$\begin{aligned} I_{i0} &= I_{\text{inf}0} + N_i \\ &= \sum_{m=1}^{M-1} \left( \left| \zeta_0^m \right|^2 P_0^m + \left| \zeta_1^m \right|^2 P_1^m \right) \\ &\quad + \left( \left| \alpha_{00}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{10}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{01}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{11}^0 \right|^2 \right) N_0 \end{aligned}$$

마찬가지 방법으로 0번째 사용자의 1번째 부반송파에서 전송되는 전력은 다음과 같은 식에 의해서 갱신된다.

$$P_1^0(n+1) = \frac{SNIR_{\text{avg}}^0}{\left| \alpha_{00}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{10}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{01}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{11}^0 \right|^2} I_{i1}(n) \quad (21)$$

$$\begin{aligned} I_{i1} &= I_{\text{inf}1} + N_i \\ &= \sum_{m=1}^{M-1} \left( \left| \zeta_0^m \right|^2 P_1^m + \left| \zeta_1^m \right|^2 P_0^m \right) \\ &\quad + \left( \left| \alpha_{00}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{10}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{01}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{11}^0 \right|^2 \right) N_0 \end{aligned}$$

$m$ 번째 사용자의  $i$ 번째 부반송파에서 갱신되어 전송되는 전력의 일반 식은 다음과 같이 표현된다

$$P_i^m(n+1) = \frac{SNIR_{\text{avg}}^0}{\left| \alpha_{00}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{10}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{01}^0 \right|^2 + \left| \alpha_{11}^0 \right|^2} I_{in}(n) \quad (22)$$

여기서

$$\begin{aligned} I_{in}(n) &= I_{\text{inf}i}(n) + N_i(n) \\ \begin{cases} I_{\text{inf}2i} &= \sum_{m=1}^{M-1} \left( \left| \zeta_0^{2i} \right|^2 P_{2i}^m + \left| \zeta_1^{2i} \right|^2 P_{2i+1}^m \right) \\ I_{\text{inf}2i+1} &= \sum_{m=1}^{M-1} \left( \left| \zeta_0^{2i+1} \right|^2 P_{2i+1}^m + \left| \zeta_1^{2i+1} \right|^2 P_{2i}^m \right) \end{cases} \\ \begin{cases} \left| \zeta_0^{2i} \right|^2 &= \left| \zeta_0^{2i+1} \right|^2 \\ \left| \zeta_1^{2i} \right|^2 &= \left| \zeta_1^{2i+1} \right|^2 \end{cases} \quad i = 0, 1, 2, \dots \end{aligned}$$

그런데 성능 향상을 위해 본 논문에서는 송신전력을 갱신하는 과정과 빔형성기 계수를 갱신하는 과정이 함께

이루어지므로 이에 따른 Pre-FFT 빔형성기를 가진 MIMO-OFDM 시스템을 위해서 송신전력을 할당하는 과정은 다음과 같이 요약 할 수 있다

① 적응 빔 형성기 기법을 이용하여 빔형성기 계수의 최적 값은 아래 식에서 주어진 것처럼 계산할 수 있다. 여기서 사용된 빔 형성기법은 pre-beamforming 기법이다.

$$\mathbf{w}_0(n+1) = \mathbf{w}_0(n) + 2\mu\mathbf{V}(n)\mathbf{F}_p^H(\mathbf{Y}^{p_0}(n) - \tilde{\mathbf{y}}_{p_0}(n))$$

$$\mathbf{w}_1(n+1) = \mathbf{w}_1(n) + 2\mu\mathbf{V}(n)\mathbf{F}_p^H(\mathbf{Y}^{p_1}(n) - \tilde{\mathbf{y}}_{p_1}(n))$$

② 기지국에서는 각 부반송파에서 단말기의 송신전력을 결정하기 위해 사용되는 CSI(channel state information)를 계산하여 단말기로 피드백 한다.

③ 단말기에서는 피드백 된 CSI정보와 다음 식을 이용하여 각 부반송파에서 송신되는 전력을 조정한다.

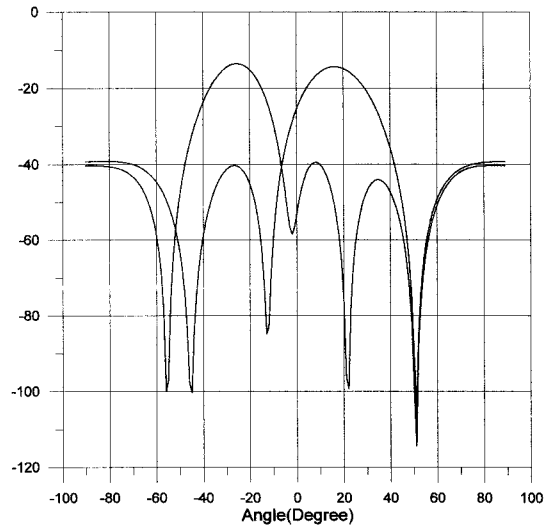
$$P_i^o(n+1) = \frac{SNIR_{desired}}{|\alpha_{i,0}^o|^2 + |\alpha_{i,1}^o|^2 + |\alpha_{i,2}^o|^2 + |\alpha_{i,3}^o|^2} I_s(n)$$

$P_i^o(n+1) > P_{max}$  이면  $P_i^o(n+1) = P_{max}$  로 하여 전력을 조정한다

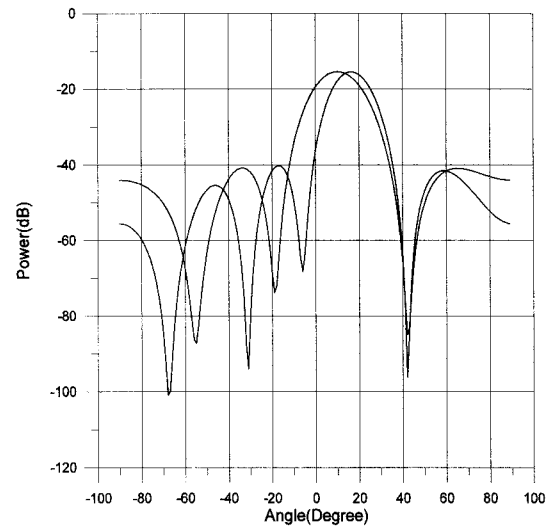
④ 기지국에서 수신된 SNIR이 일정한 값으로 수렴될 때까지 위 과정을 반복한다

#### IV. 모의실험 및 결과

다중 사용자 환경에서 pre-FFT 빔형성기를 가진 MIMO-OFDM 시스템에 전력제어 기법을 적용하였을 경우 시스템의 성능을 모의실험을 통하여 평가한다. 이 모의실험을 위한 OFDM(N) 블록크기는 32이고, 변조방식은 QPSK를 사용하였으며 한 사용자 당 송신 안테나 수는 2개로 하였으며 CCI를 위한 사용자 수는 M명으로 하였으며, 수신단은 Nr개의 수신 안테나로 구성되고 이 안테나 사이의 간격은  $\lambda/2$ 로 가정하였다. 무선채널은 송신 안테나 당 하나의 전송경로를 갖는 ZMCSCG(zero mean circularly symmetric complex channel) 채널이라 가정 하였다. 전력제어는 앞 절에서 제안된 기법을 통해 수행된다. (그림 2)에서는 한 사용자에게 있는 두개의 송신안테나에서 전송된 신호가 무선채널을 통해



(a) 원하는 사용자에서 2개 송신안테나의 DOAs : -25°, 15°, 간섭신호의 DOAs : -20°, -30° (다른 사용자 : 1명)  
(a) DOAs of two transmitter antenna at the desired user : -25°, 15°, DOAs of interference signal 간섭신호의 DOAs : -20°, -30°



(b) 원하는 사용자에서 2개 송신안테나의DOAs : 10°, 15°, 간섭신호의 DOAs : 25°,30°,35°,40°,45°,50°,55°,60° (다른 사용자 : 4명)  
(b) DOAs of two transmitter antenna at the desired user : 10°, 15°, DOAs of interference signal 간섭신호의 DOAs : 25°,30°,35°,40°,45°,50°,55°,60°

그림 2. 제안된 적응 빔 형성기법을 적용시 MIMO-OFDM시스템의 빔 패턴  
Fig. 2. Beam pattern of MIMO-OFDM system with the proposed adaptive beamforming.

서 도착된 신호에 대응하여 적응 빔 형성 기법에 의해 형성된 빔 패턴을 보여준다. (그림 2) (a)는 원하는 사용자의 두개의 송신안테나에서 전송되어 수신된 신호의

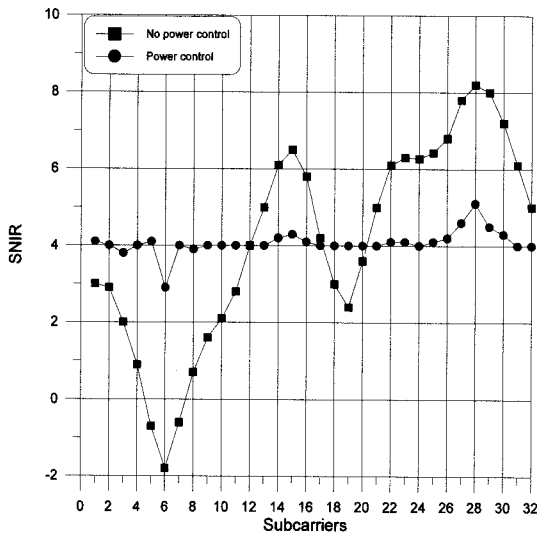
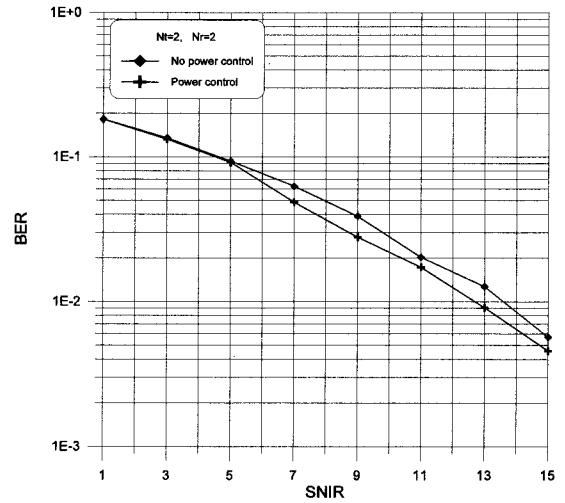
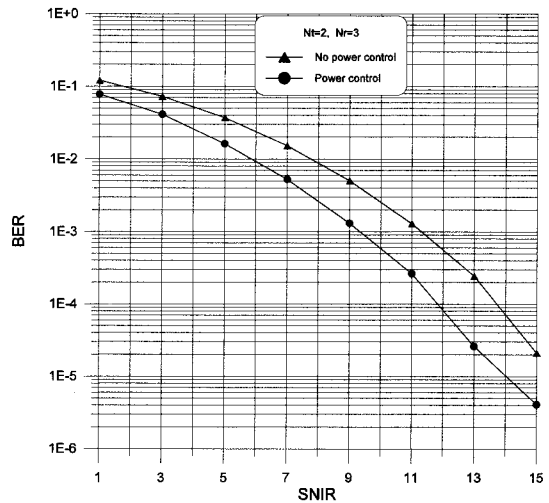


그림 3. 수신된 각 부반송파에서의 SNIR  
Fig. 3. SNIR of each received subcarrier.

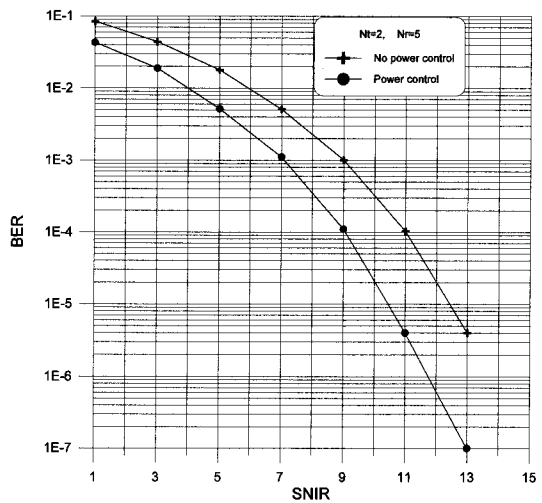
DOAs가  $-25^\circ, 15^\circ$ 이고 한 명의 간섭사용자에 의해 수신된 신호 DOAs가  $-20^\circ, -30^\circ$ 일 때 (b)원하는 사용자의 DOAs가  $10^\circ, 15^\circ$ 이고 4명의 간섭사용자의 DOA가  $25^\circ, 32^\circ, 37^\circ, 40^\circ, 45^\circ, 50^\circ, 55^\circ, 60^\circ$ 이고 빔 형성계수가 최적화 되었을 때 빔 패턴을 각각 보여준다. 이 그림으로부터 제안된 적응 빔 형성 기법에 의해 원하는 사용자의 두개의 송신안테나에서 전송되어 도착된 신호방향으로 정확히 빔 패턴이 형성되고 다른 사용자 간섭신호가 도착된 신호방향으로 작은 안테나 이득을 갖는 빔이 형성되어 간섭신호에 대한 영향이 크게 감소됨을 알 수 있다. (그림 3)에서는 수신된 각 부반송파에서 신호의 SNIR 값을 보여준다. 전력제어가 수행되는 경우는 수신된 각 부반송파의 SNIR(4dB)은 일정한 값을 갖는다. 여기서 채널에 의한 왜곡이 아주 심할 경우에는 수신된 SNIR값이 일정한 값을 유지하지 못하는 것을 보여준다. 이 경우는 MIMO-OFDM시스템의 성능열화가 일어난다. (그림 4)에서 수신된 안테나 수에 따른 적응 빔 형성기법과 결합된 전력제어를 가진 MIMO-OFDM의 오류율의 변화과정을 보여준다. 이 그림으로부터 전력 제어 기법을 가진 시스템의 비트 오류율이 크게 향상됨을 알 수 있다. 이것은 여러 부반송파로 전송 도중에 깊은 페이딩에 의해 왜곡이 발생한 부반송파에 의해 다른 부반송파의 성능이 좋다 하더라도 전체 OFDM의 성능이 크게 저하되는데, 전력제어를 통해서 왜곡된 부반송파를 보상해 주어서 비트 오류율이 감소되기 때문에 전체적인 MIMO-OFDM시스템의 오류율이 크게 향상되었기 때문이다.



(a) Nr=2



(b) Nr=3



(c) Nr=5

그림 4. MIMO-OFDM시스템에서 전력제어가 있을 경우와 없을 경우 성능비교

Fig. 4. Comparison the performance of MIMO-OFDM system with power control to no power control.

## V. 결 론

OFDM 방식에서는 여러 부반송파로 전송 도중에 깊은 페이딩에 의해 심한 왜곡이 발생한 부반송파에 의해 다른 부반송파의 성능이 좋다 하더라도 전체 OFDM의 성능이 크게 저하된다. 또한 MIMO-OFDM시스템에서 다중 사용자들이 있을 경우 다른 사용자 간섭신호 때문에 다중 안테나 수신기의 space-time decoding 과정에서 심각한 신호의 왜곡현상이 발생된다. 이 논문에서는 다중 사용자 환경의 MIMO-OFDM시스템에서 이와 같은 성능열화가 일어나는 것을 보상하기 위해서 MIMO-OFDM시스템 구조에 적합한 적응 빔 형성기법과 결합된 전력제어 기법을 제안하였다. 이 성능개선을 확인하기 위하여 다중사용자 환경에서 모의실험을 수행하였다. 모의실험을 수행한 결과, 원하는 사용자에 빔이 형성되었고 각 부반송파 별로 SNIR이 원하는 값으로 수렴하여 성능이 크게 향상 됨을 확인 할 수 있었다. 향후 과제에서 전력제어가 적용된 pre-FFT beamformer를 가진 MIMO-OFDM시스템에 비트 할당 기법이 결합될 경우 전송속도와 성능개선 효과에 대한 연구를 할 예정이다.

## 참 고 문 헌

- [1] R. S. Blum, Y. G. Li, J. H. Winters and Q. Yan, "Improved space-time coding for MIMO-OFDM wireless communications," IEEE Tran. On Commun., Vol.49, pp. 1873-1878, Nov. 2001.
- [2] Y. Gong, K. Letaief, " An efficient space-frequency coded wideband OFDM systems for wireless communications," in Proc. ICC, Vol.1 pp. 475-479, 2002.
- [3] 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.
- [4] Willink, T.J, "MIMO OFDM for broadband fixed wireless access," Communications, IEE Proceedings, Vol.152, 24, pp.75-81, Feb. 2005.
- [5] Ming Jiang; Hanzo, L., "Multiuser MIMO-OFDM for Next-Generation Wireless Systems," Proceeding of the IEEE, Vol.95, pp. 1430-1469, July 2007.
- [6] Alex, S. P.; Jalloul, L. M. A, "Performance Evaluation of MIMO in IEEE802.16e/WiMAX,"

Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal, Vol.2, pp. 181-19, 0April 2008.

- [7] M. Olfat and F. R. Farrokhi and K.J. Rat, "Power allocation for OFDM using adaptive beamforming over wireless networks," IEEE, Tr. On comm., vol. 53, no. 3, pp. 505-514, March, 2005.
- [8] H.S, Tets, H. Suda, "An iterative transmission power allocation scheme for MIMO-OFDM system", VTC'04, vol 7, pp. 4828-4832, Sept. 2004.
- [9] Y.P Letaief and Z. Cao, "Dynamic resource allocation with beamforming for MIMO/OFDM systems under perfect and imperfect CSI", WCNC, vol. 1, pp. 93-97, March, 2004.
- [10] C. P. Cai and Y. Xu, "Adaptive subcarrier and power allocation for multiuser MIMO-OFDM systems" ICC, vol. 4, pp. 2631-2635, May, 2005
- [11] C. K. Kim, "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 : 이동통신시스템 성능분석, 통신 및  
신호처리, MIMO-OFDM, MMR>