

# 다중 사용자 환경에서 빔 형성기와 결합된 Space-Time decoder을 가진 MIMO-OFDM시스템의 성능

정회원 김 찬 규\*

## English Performance of MIMO-OFDM Combining Beamformer with Space-time Decoder in Multiuser Environments

Chan Kyu Kim\* *Regular Member*

### 요 약

이 논문에서는 다중 사용자 환경에서 MIMO(Multi-Input Multi-Out)-OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)시스템의 성능 향상을 위해 빔 형성기와 결합된 space-time decoder를 가진 새로운 시스템 구조와 이 구조에 적합한 적응 빔 형성기법을 제안한다. MIMO-OFDM시스템에서  $N_r$  개의 안테나를 가진 수신기에 송신 안테나 수( $N_t$ )와 동일한 수의 빔 형성기를 설치 함으로서 이 빔 형성기에 의해 CCI(cochannel interference)가 제거된  $N_t$ 개의 신호들이 출력되고 출력된 신호들은 space-time decoding 되어 diversity 이득을 얻을 수 있다. 따라서 CCI가 있는 다중 사용자 환경에서 제안된 MIMO-OFDM 시스템의 성능은 크게 향상된다. MIMO-OFDM 시스템에 제안된 적응 빔 형성기법과 결합된 S-T coding기법을 적용할 경우 수렴특성과 성능 개선 효과를 모의 실험을 통하여 확인한다.

**Key Words :** MIMO, OFDM, Space-time decoder, beamforming, LMS

### ABSTRACT

In this paper, the new technique combining beamforming with space-time coding is proposed for an orthogonal frequency division multiplexing(OFDM) system with multi-input multi-output(MIMO). When MIMO-OFDM system is employing  $N_t$ (the number of transmitterantenna) beamformers and one S-T decoder at  $N_r$  receiver antennas,  $N_t$  signals removed CCI are outputted at the beamformer and then diversity gain can be got through space-time decoding. As the proposed technique can reduce cochannel interference and get diversity gain in the multi-user environment, the performance of MIMO-OFDM system is very improved. BER performance improvement and convergence behavior of the proposed approach are investigated through computer simulation by applying it to MIMO-OFDM system in the multi-user environment.

### 1. 서 론

최근에 유무선의 통합으로 유선에 받을 수 있는 서비스와 유사한 수준으로 언제, 어디서나, 이동 중에도 저렴한 가격으로 서비스를 받고자 하는 욕구

가 급속도로 높아지고 있다. 그러나 CDMA방식의 3세대이동통신 시스템에서는 전송속도의 기술적 한계와 이용요금의 고 비용 들기 때문에 그런 욕구를 만족시키기가 어렵다. 따라서 이런 문제를 극복하여 초고속의 다양한 멀티미디어 서비스를 저렴한 가격

※ 이 논문은 2005년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음(KRF-2005-214-D00136)

\* 한밭대학교 전자공학과(ckkim@hanbat.ac.kr)

논문번호 : KICS2006-03-131, 접수일자 : 2006년 3월 16일, 최종논문접수일자 : 2006년 7월 14일

으로 제공하기 위해 개발 중인 것이 WiBro(Wireless Broadband Internet), 차세대 무선 LAN, 4G 이동통신 등이다. 이와 관련하여 MIMO-OFDM 방식은 열악한 무선채널 환경에서 초고속 멀티미디어 데이터를 전송할 수 있기 때문에 이와 같은 무선 통신시스템에 적용하려는 논의가 활발히 진행되고 있다<sup>1)</sup>. 여기서 MIMO 기술은 무선통신 시스템의 지구국과 단말기에 다중안테나를 설치하여 많은 수의 다중경로를 가진 MIMO 채널을 만들어서 추가적인 주파수 할당이나 전력증가 없이도 시스템의 성능을 크게 향상시킬 수 있다. STC(Space-Time Coding)은 이와 같은 MIMO 시스템의 송신기에 적당한 부호화 기법과 수신기에 신호처리를 기법을 결합하여 열악한 무선 채널환경에서 diversity 이득을 얻게 하여 데이터 전송속도를 더 높이는 기법이다. 따라서 STC 기법을 가진 MIMO 안테나 기술은 주어진 주파수 대역 보다 더 많은 데이터를 초고속으로 전송할 수 있는 방식으로 알려져 있다<sup>3), 4)</sup>. 또한 OFDM 방식은 직교성 있는 다중 부반송파를 이용하여 데이터를 전송하므로 다중경로에 의한 주파수 선택적인 페이딩 채널이 주파수 비선택적인 채널로 근사화되므로 간단한 수신기 구조를 사용하여 쉽게 보상할 수 있고, 인접한 OFDM 심볼 사이에 채널의 지연확산 보다 긴 CP(Cyclic Prefix)를 보호구간에 삽입하여 고속전송 시 발생하는 심벌간의 간섭을 효율적으로 극복할 수 있다<sup>5), 6)</sup>. 그러므로 STC-MIMO와 OFDM을 결합한 MIMO-OFDM 방식은 열악한 무선채널 환경에서 전력과 주파수 효율을 향상시킬 수 있어 제한된 주파수 대역에서도 초고속 데이터 전송할 수 있기 때문에 이에 대한 연구가 활발히 진행 중이다<sup>7), 9)</sup>. 한편 다중 사용자 및 주파수 재사용 사용 때문에 다중 접속방식의 무선통신은 CCI에 의해 심각한 왜곡 현상이 일어난다. 적응 배열 안테나에서 빔 형성기법은 공간적 시간적 신호처리를 통해서 원하는 신호에 대해서는 빔이 형성되고 수신된 방향과 다른 간섭 신호에 대해서는 널(null)빔이 형성되어 효율적으로 CCI를 제거할 수 있어 스펙트럼 효율을 높이고 성능을 향상시키는 방법으로 연구되어왔다<sup>10), 11)</sup>.

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 감소되므로 CCI를 제거하기 위한 기법이 필요한데 최근에 이를 극복하기 위해 빔 형성기를 이용

한 새로운 기법들이 제안되었다<sup>12), 14)</sup>. 그런데 여기서 제안된 기법들은 원하는 사용자의 다중 안테나 각각에서 송신된 신호는 동일DOA로 수신기에 도착된다는 가정을 하였고 또한 CCI를 제거하기 위해 수신기의 복잡도 크게 증가되는 문제가 있다. 이런 문제를 해결하고 다중 사용자 환경에서 MIMO-OFDM 시스템의 성능 향상을 위해 본 논문에서는 빔 형성기와 결합된 space-time decoder를 가진 새로운 시스템 구조와 이 구조에 적합한 적응 빔 형성기법을 제안한다.

즉 MIMO-OFDM 시스템에서  $N_r$  개의 안테나를 가진 수신기에 송신 안테나 수( $N_t$ )와 동일한 수의 빔 형성기를 설치 함으로서 이 빔 형성기에 의해 CCI가 제거된  $N_t$ 개의 신호들이 출력되고 출력된 신호들은 space-time decoding 되어 diversity 이득을 얻을 수 있다. 따라서 CCI가 있는 다중 사용자 환경에서 제안된 MIMO-OFDM 시스템의 성능은 크게 향상된다. 또한 제안된 적응 빔 형성기법은 OFDM의 변복조특성을 이용한 것으로 오차신호를 주파수 영역에서 계산한 후 시간영역으로 변환하여 MSE가 최소가 되도록 적응 빔 형성기의 계수를 갱신하는 방법이다. MIMO-OFDM 시스템에 제안된 적응 빔 형성기법과 결합된 S-T coding 기법을 적용할 경우 수렴특성과 성능 개선 효과를 모의 실험을 통하여 확인한다. 이 논문의 구성은 다음과 같다. II절에서는 빔 형성기와 결합된 S-T decoder를 갖는 MIMO-OFDM 시스템을 모델링과 간섭신호 제거 과정을 간단하게 수식적으로 분석하고, III절에서는 최적의 빔 패턴을 형성하는 적응 빔 형성기법을 유도한다. IV절에서는 제안된 기법을 위한 모의 실험을 수행한 뒤 그 결과에 대하여 논하며, V절에서는 이 논문의 결론을 맺는다.

## II. 빔 형성기와 결합된 S-T decoder를 갖는 MIMO-OFDM 시스템

다중 사용자 환경에서 송신기에 Alamouti 부호기와 수신기에 제안된 적응 빔형성기와 결합된 S-T decoder를 가진 MIMO-OFDM 시스템의 송수신 블록도를 그림 1에서 보여준다. 그림 1에 주어진 블록도를 기능별로 간단하게 기술하면 다음과 같다. 송신기에서 주파수 영역의 입력 데이터 비트들은 변조기를 통하여 심벌로 변환되고, 이심벌은 파이프 심벌과 다중화 된다. 파이프 심벌은 MIMO-OFDM 시스템의 수신기에서 적응 빔 형성기의 계수를 구하는데

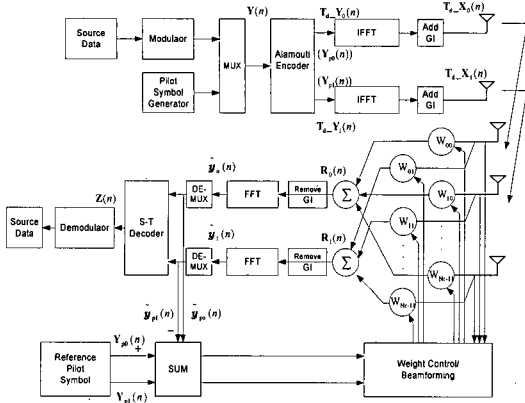


그림 1. 빔 형성기와 결합된 S-T decoder를 가진 MIMO-OFDM 시스템의 블록도

이용된다. Alamouti encoder에 의해  $Nt$ 개로 부호화된 심벌은  $Nt$  개 송신안테나에 입력된 후 각 안테나의 직/병렬 변환기를 통해  $N$ 개의 심벌로 구성된 한개의 블록을 형성하게 되며  $i|N$ 개의 주파수 영역의 심벌은 IFFT에 의해 시간 영역의 신호로 변환된 뒤 다중안테나를 통하여 무선채널로 전송된다. 이와 같이 다중 송신안테나 구조를 가진  $M$ 명의 사용자로부터 송신된 신호는 무선 채널을 통과한 후  $Nr$ 개의 안테나에 각각의 공간적인 위상을 갖고 도착된다.

$Nr$ 개의 수신안테나에 도착된 신호가  $Nt$ 개의 빔 형성기 셋트에 입력되면 이 빔 형성기 셋트를 통해서  $Nt$ 개의 CCI제거된 신호가 출력된다. 빔 형성기 셋트에서 출력된 신호는 FFT에 의해 다시 주파수 영역의 신호로 변환 된 후 역다중화기에 의해 데이터 심벌과 파일럿 신호로 분리 되고, 분리된 데이터 신호는 S-T decoder를 통하여 복원되며 이 과정에서 diversity 이득을 얻는다. 여기서 S-T decoder는 ML검출기를 이용하였다. 그리고 분리된 각각의 파일럿 신호는 각 빔 형성기의 계수를 갱신하기 위하여 이용된다. 여기서 빔 형성기 계수는 수신기의 복잡도를 크게 감소 시키는 새로 제안된 빔 형성기법에 의해 갱신된다. 빔 형성기법에 의해 각 빔 형성기의 계수가 적절한 값을 갖게 되면 원하는 사용자 각각의 송신 안테나에 빔이 형성되고 그 외의 다른 사용자 간섭신호는 널(null)빔 형성되어 CCI가 제거 된다. 그러므로 새로 제안된 빔 형성기와 결합된 S-T decoder를 가진 MIMO-OFDM 시스템의 성능은 원하는 사용자를 위한 diversity 이득은 증가 되고 다른 사용자에 의한 CCI간섭은 크게 감소 됨으로 크게 향상된다. 데이터와 파일럿 심벌로 구성된  $N$ 개의 다중화 된 주파수영역의 심벌 벡터  $Y(n) = [y_0(n)$

$y_1(n) \dots y_{N-1}(n)]^T$ 은 Alamouti Encoder를 거친 뒤 다음과 같이 부호화된 신호행렬로 변환된다.  $y_i(n)$ 은  $n$ 번째 블록의  $i$  번째 부반송파에 전송되는 데이터를 의미한다.

$$T_d Y(n) = [T_{d\_Y_0}(n) \quad T_{d\_Y_1}(n)] \quad (1)$$

여기서 송신안테나 수( $Nt$ )가 2일 때,  $T_{d\_Y_0}(n)$ 와  $T_{d\_Y_1}(n)$ 은 원하는 이용자의 첫번째 안테나, 두번째 안테나로 각각 입력되는 부호화된 신호벡터이며 다음과 같이 표현된다.

$$T_{d\_Y_0}(n) = \begin{bmatrix} y_0 \\ -y_1 \\ y_2 \\ -y_3 \\ y_4 \\ \vdots \\ -y_{N-1} \end{bmatrix} \quad T_{d\_Y_1}(n) = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_0 \\ y_3 \\ y_2 \\ y_5 \\ \vdots \\ y_{N-1} \end{bmatrix}$$

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

$$T_d X(n) = [T_{d\_X_0}(n) \quad T_{d\_X_1}(n)] \quad (2)$$

여기서  $T_{d\_X_0}(n)$ 와  $T_{d\_X_1}(n)$ 은 원하는 사용자의 첫번째 안테나, 두번째 안테나로 각각 전송되는 시간영역의 신호벡터이며 다음과 같이 표현된다.

$$T_{d\_X_0}(n) = F^H(T_{d\_Y_0}(n)) \quad (3)$$

$$T_{d\_X_1}(n) = F^H(T_{d\_Y_1}(n)) \quad (4)$$

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

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

$$V(n) = V_d(n) + V_{inf}(n) + B(n) = A_d(\theta)T_{d\_X}^H(n) + \sum_{m=1}^{M-1} A_m(\theta)T_{m\_inf}^H(n) + B(n) \quad (5)$$

여기서  $V_d(n), V_{inf}(n), B(n)$ 은 원하는 사용자를 위한 다중 안테나의 출력신호 행렬, 다른 사용자 간섭을 위한 다중 안테나의 출력신호 행렬, 부가백색 정규 잡음(AWGN) 행렬을 각각 나타낸다. 또한  $T_m\_inf(n)$ 는 시간영역에서 수신된  $m$ 번째 사용자 간섭신호  $A_d(\theta)$ 는 원하는 사용자의 다중 송신안테나 경로의 DOA(Directional of arrival)를 가진 응답 행렬  $A_m(\theta)$ 는  $m$ 번째 간섭 사용자의 다중 송신안테나 경로의 DOA를 가진 응답 행렬이며 다음과 같이 정의 된다.

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

여기서  $a_m(\theta_j)$ 는  $m$ 번째 사용자를 위한  $i$ 번째 부반송파에서,  $j$ 번째 안테나의 응답 신호이다. 다중 수신 안테나를 통과한 신호 벡터에 적절한 빔 형성을 위한 적응 빔형성기 계수를 곱한 뒤 그 결과를 합한 신호 벡터  $R(n)$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$R(n) = [R_0 \quad R_1] = W^H(n) V(n) \quad (6)$$

여기서

$$W(n) = [w_0(n) \quad w_1(n)] = \begin{bmatrix} w_{00} & w_{01} \\ w_{10} & w_{11} \\ \vdots & \vdots \\ w_{Nr-1,0} & w_{Nr-1,1} \end{bmatrix}$$

로 정의 된다.  $W(n)$ 은 최적의 빔 패턴 형성에 필요한 빔형성기 계수를 나타내는데  $w_0, w_1$ 은 원하는 사용자의 첫번째 안테나와 두번째 안테나 각각에 빔을 형성하기 위한 빔형성기 계수 벡터를 의미한다. 이 시간 영역의 신호는 FFT변환 되어 원래의 주파수 영역 신호로 다시 복원된다. 주파수 영역으로 변환된 신호는 다음 식으로 주어진다.

$$\begin{aligned} \tilde{Y}(n) &= FR^H(n) \\ &= \tilde{Y}_d(n) + \tilde{Y}_{inf}(n) + \eta(n) \quad (7) \\ \tilde{Y}(n) &= [\tilde{y}_0(n) \quad \tilde{y}_1(n)] \end{aligned}$$

여기서  $\tilde{y}_j(n)$ 는  $j$ 번째 빔형성기에서 출력된 신호 벡터,  $\tilde{Y}_d(n), \tilde{Y}_{inf}(n), \eta(n)$ 는 주파수 영역에서 원하는 사용자를 위한 신호행렬, CCI간섭신호 행렬,

잡음 행렬을 나타내며, 다음과 같은 식으로 각각 정의된다.

$$\begin{aligned} \tilde{Y}_d(n) &= F(V_d^H(n)W(n)) \\ &= F(T_d X(n)^H A_d^H(\theta)W(n)) \quad (8) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tilde{Y}_{inf}(n) &= F(V_{inf}^H(n)W(n)) \\ &= F\left(\sum_{m=1}^{M-1} T_m\_inf A_m^H(\theta)W(n)\right) \\ &= \sum_{m=1}^{M-1} \tilde{Y}_{inf}^m \quad (9) \end{aligned}$$

$$\eta(n) = F(B^H(n)W(n)) \quad (10)$$

여기서  $\tilde{Y}_{inf}^m$ 는 주파수 영역에서  $m$ 번째 사용자의 간섭신호를 의미한다. Diversity gain 효과를 확인하기 위하여 ML 검출기에 입력되는 주파수 영역의 신호는 다음과 같이 다시 쓸 수가 있다.

$$\tilde{Y}_d(n) = \begin{bmatrix} \alpha^{d_{00}} y_{00} + \alpha^{d_{10}} y_{10} & \alpha^{d_{01}} y_{01} + \alpha^{d_{11}} y_{11} \\ -\alpha^{d_{00}} y_{10} + \alpha^{d_{10}} y_{00} & -\alpha^{d_{01}} y_{11} + \alpha^{d_{11}} y_{01} \\ \alpha^{d_{00}} y_{20} + \alpha^{d_{10}} y_{20} & \alpha^{d_{01}} y_{21} + \alpha^{d_{11}} y_{21} \\ -\alpha^{d_{00}} y_{30} + \alpha^{d_{10}} y_{20} & -\alpha^{d_{01}} y_{31} + \alpha^{d_{11}} y_{21} \\ \alpha^{d_{00}} y_{40} + \alpha^{d_{10}} y_{50} & \alpha^{d_{01}} y_{41} + \alpha^{d_{11}} y_{51} \\ \vdots & \vdots \\ -\alpha^{d_{00}} y_{N-1,0} + \alpha^{d_{10}} y_{N-1,0} & -\alpha^{d_{01}} y_{N-1,1} + \alpha^{d_{11}} y_{N-1,1} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\tilde{Y}_{inf}^m(n) = \begin{bmatrix} \alpha^{m_{00}} \tilde{y}_{00} + \alpha^{m_{10}} \tilde{y}_{01} & \alpha^{m_{01}} \tilde{y}_{00} + \alpha^{m_{11}} \tilde{y}_{01} \\ \alpha^{m_{00}} \tilde{y}_{10} + \alpha^{m_{10}} \tilde{y}_{11} & \alpha^{m_{01}} \tilde{y}_{10} + \alpha^{m_{11}} \tilde{y}_{11} \\ \vdots & \vdots \\ \alpha^{m_{00}} \tilde{y}_{N-1,0} + \alpha^{m_{10}} \tilde{y}_{N-1,1} & \alpha^{m_{01}} \tilde{y}_{N-1,0} + \alpha^{m_{11}} \tilde{y}_{N-1,1} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\eta(n) = \begin{bmatrix} n_{00} & n_{01} \\ n_{10} & n_{11} \\ \vdots & \vdots \\ n_{N-1,0} & n_{N-1,1} \end{bmatrix} \quad (13)$$

여기서  $\tilde{y}_{ij}^m, n_{ij}$ 는  $i$ 번째 부반송파로 전송되어  $j$ 번째 빔형성기에서 출력된  $m$ 번째 사용자의 간섭 신호 및 잡음을 각각 의미하며  $\alpha^{m_{jk}}$ 는  $m$ 번째 사용자를 위한 상수로 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \alpha^{m_{00}} &= a_m^*(\theta_{00})w_{00} + a_m^*(\theta_{10})w_{10} + \dots + a_m^*(\theta_{Nr-1,0})w_{Nr-1,0} \\ \alpha^{m_{01}} &= a_m^*(\theta_{00})w_{01} + a_m^*(\theta_{10})w_{11} + \dots + a_m^*(\theta_{Nr-1,0})w_{Nr-1,1} \\ \alpha^{m_{10}} &= a_m^*(\theta_{01})w_{00} + a_m^*(\theta_{11})w_{10} + \dots + a_m^*(\theta_{Nr-1,1})w_{Nr-1,0} \\ \alpha^{m_{11}} &= a_m^*(\theta_{01})w_{01} + a_m^*(\theta_{11})w_{11} + \dots + a_m^*(\theta_{Nr-1,1})w_{Nr-1,1} \end{aligned} \quad (14)$$

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

$$z_{00} = \alpha^{d_{00}} \tilde{y}_{00} + \alpha^{d_{10}} \tilde{y}_{10} \\ = |\alpha^{d_{00}}|^2 y_0 + |\alpha^{d_{10}}|^2 y_0 + n_0 + \tilde{y}_{inf0} \quad (15)$$

$$\tilde{y}_{inf0} = \alpha^{d_{00}} \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{m_{00}} \tilde{y}_{00}^m + \alpha^{m_{10}} \tilde{y}_{10}^m) \\ + \alpha^{d_{10}} \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{m_{00}} \tilde{y}_{10}^m + \alpha^{m_{10}} \tilde{y}_{11}^m)$$

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

$$z_{01} = \alpha^{d_{01}} \tilde{y}_{01} + \alpha^{d_{11}} \tilde{y}_{11} \\ = |\alpha^{d_{01}}|^2 y_0 + |\alpha^{d_{11}}|^2 y_0 + n_1 + \tilde{y}_{inf1} \quad (16)$$

$$\tilde{y}_{inf1} = \alpha^{d_{01}} \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{m_{01}} \tilde{y}_{00}^m + \alpha^{m_{11}} \tilde{y}_{01}^m) \\ + \alpha^{d_{11}} \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{m_{00}} \tilde{y}_{10}^m + \alpha^{m_{10}} \tilde{y}_{11}^m)$$

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

$$z_{10} = \alpha^{d_{10}} \tilde{y}_{00} - \alpha^{d_{00}} \tilde{y}_{10} \\ = |\alpha^{d_{00}}|^2 y_1 + |\alpha^{d_{10}}|^2 y_1 + n_2 + \tilde{y}_{inf2} \quad (17)$$

$$\tilde{y}_{inf2} = \alpha^{d_{10}} \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{m_{00}} \tilde{y}_{00}^m + \alpha^{m_{10}} \tilde{y}_{01}^m) \\ - \alpha^{d_{00}} \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{m_{00}} \tilde{y}_{10}^m + \alpha^{m_{10}} \tilde{y}_{11}^m)$$

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

$$z_{11} = \alpha^{d_{11}} \tilde{y}_{01} + \alpha^{d_{01}} \tilde{y}_{11} \\ = |\alpha^{d_{01}}|^2 y_0 + |\alpha^{d_{11}}|^2 y_0 + n_3 + \tilde{y}_{inf3} \quad (18)$$

$$\tilde{y}_{inf3} = \alpha^{d_{11}} \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{m_{01}} \tilde{y}_{00}^m + \alpha^{m_{11}} \tilde{y}_{01}^m) \\ + \alpha^{d_{01}} \sum_{m=1}^{M-1} (\alpha^{m_{01}} \tilde{y}_{10}^m + \alpha^{m_{11}} \tilde{y}_{11}^m)$$

$$n_3 = \alpha^{d_{11}} n_{01} + \alpha^{d_{01}} n_{11}$$

여기서  $z_{ij}$ 는  $i$ 번째 부반송파에 전송되어  $j$ 번째 빔 형성기에서 출력되어 검출된 신호이다.  $\tilde{y}_{inf l}, n_l$ 는  $z_{ij}$  신호에 대한 간섭신호, 잡음을 각각 의미한다. 따라서 ML검출기를 통해 최종적으로 복원된 신호는 다음과 같다.

$$z_0 = z_{00} + z_{01} = (|\alpha_{00}|^2 + |\alpha_{10}|^2 + |\alpha_{01}|^2 + |\alpha_{11}|^2) y_0 \\ + n_0 + \tilde{y}_{inf0} + n_1 + \tilde{y}_{inf1} \quad (19)$$

$$z_1 = z_{10} + z_{11} = (|\alpha_{00}|^2 + |\alpha_{10}|^2 + |\alpha_{01}|^2 + |\alpha_{11}|^2) y_1 \\ + n_2 + \tilde{y}_{inf2} + n_3 + \tilde{y}_{inf3} \quad (20)$$

여기서  $z_i$ 는  $i$ 번째 부송파에 의해 전송되어 복원된 신호를 의미한다. (19), (20)식을 통해서 적응 빔 형성 기법 와 결합된 ML검출기에 의해 수신하기를 원하는 사용자 신호에 대한 diversity gain은 크게 증가되고 잡음 및 간섭은 감소됨을 알 수 있다.

### III. 빔 형성기와 결합된 S-T decoder을 갖는 MIMO-OFDM 시스템을 위한 적응 빔 형성기법

MIMO-OFDM 시스템에서 적응빔 형성기를 가진 수신기에 적용하기 위한 적응 빔 형성기법은  $N_t$ 개의 송신 안테나에서 데이터와 함께 전송한 파이프릿 심벌을 이용한다. 즉  $N_t$ 개의 적응 빔형기에서 출력된 파이프릿 신호와 기준 파이프릿 심벌사이의 오차신호가 주파수 영역에서 계산된 후, IFFT에 의해 시간 영역의 오차 신호로 변환된다. 이 오차 신호가 최소가 되도록 빔 형성기의 계수가 시간영역에서 갱신되어 적절한 값을 갖게 되면 원하는 사용자 각각의 송신 안테나에 빔이 형성되고 그 외의 다른 사용자 간섭신호는 널(null)빔 형성된다. 그러므로 빔 형성기를 가진 MIMO-OFDM 시스템에서 다른 사용자에게 의한 CCI간섭이 크게 감소된다. 이와 같이 각각의 빔 형성기에서 최적의 빔 패턴 형성을 위해 계수를 조정하는 시간영역에서의 복소 LMS알고리즘을 위한 수식은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{w}_0(n+1) = \mathbf{w}_0(n) - 2\mu \frac{\partial \mathbf{E}_{p0}^H(n)}{\partial \mathbf{w}_0} \mathbf{E}_{p0}(n) \quad (21)$$

$$\mathbf{w}_1(n+1) = \mathbf{w}_1(n) - 2\mu \frac{\partial \mathbf{E}_{p1}^H(n)}{\partial \mathbf{w}_1} \mathbf{E}_{p1}(n) \quad (22)$$

여기서  $\mathbf{E}_{p,j}$ 는  $j$ 번째 빔 형성기를 위한 시간영역에서 파이프릿 오차벡터를 의미하며 다음과 같이 정의된다<sup>[5]</sup>.

$$\mathbf{E}_{p0}(n) = \mathbf{X}^d_{p0}(n) - \tilde{\mathbf{X}}_{p0}(n) \\ = \mathbf{F}_p^H(\mathbf{Y}^d_{p0}(n) - \tilde{\mathbf{y}}_{p0}(n)) \quad (23)$$

$$\mathbf{E}_{p1}(n) = \mathbf{X}^d_{p1}(n) - \tilde{\mathbf{X}}_{p1}(n) \\ = \mathbf{F}_p^H(\mathbf{Y}^d_{p0}(n) - \tilde{\mathbf{y}}_{p1}(n)) \quad (24)$$

$\mathbf{X}^d_{p,j}(n), \tilde{\mathbf{X}}_{p,j}(n)$ 는  $j$ 번째 빔 형성기를 위한 주파수 영역에서 원하는 사용자의 부호화된 기준 파이롯 신호 벡터  $\mathbf{Y}^d_{p,j}(n)$ 와 수신된 파이롯 신호 벡터  $\tilde{\mathbf{y}}_{p,j}(n)$  각각을 IFFT 변환한 시간영역에서의 기준 파이롯 신호 벡터, 수신된 파이롯 신호 벡터를 의미한다. 여기서  $\mathbf{Y}^d_{p,j}(n), \tilde{\mathbf{Y}}_{p,j}(n)$ 은 다음과 같은 식으로 주어진다.

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

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

$$\mathbf{F}_p = \begin{bmatrix} \lambda_{0,0} & \lambda_{0,1} & \cdots & \lambda_{0,N-1} \\ \lambda_{1,0} & \lambda_{1,1}\beta_{1,1} & \cdots & \lambda_{1,N-1}\beta_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_{N-1,0} & \lambda_{N-1,0}\beta_{N-1,1} & \cdots & \lambda_{N-1,N-1}\beta_{N-1,N-1} \end{bmatrix},$$

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

$$\lambda_{i,l} = \begin{cases} 1 & \text{if } l = k\Delta p \text{ or } l = k\Delta p + 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad m = 0,1,2,\dots,N_p - 1 \text{ for } i = 0,1,2,\dots,N-1$$

여기서  $p, N_p$ 는 파이롯 심벌간 주파수 간격, 파이롯 심벌의 수를 각각 나타낸다. 식(21),식(22)에 식(23),식(24)을 각각 대입하여 정리하면 최종적으로

제안된 빔 형성기를 가진 OFDM 시스템을 위한 최적의 빔 형성을 위한 계수 갱신식은 다음과 같이 유도된다.

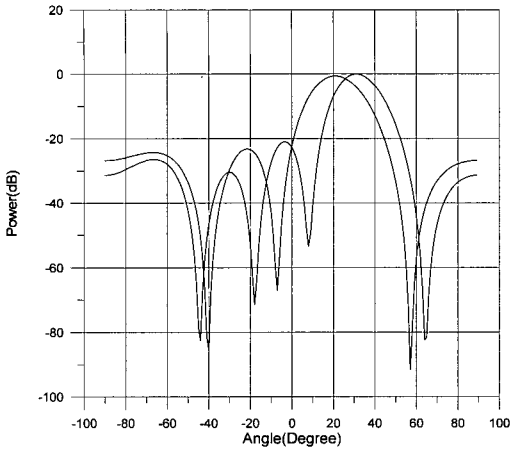
$$\mathbf{w}_0(n+1) = \mathbf{w}_0(n) + 2\mu\mathbf{V}(n)\mathbf{F}_p^H(\mathbf{Y}^d_{p0}(n) - \tilde{\mathbf{y}}_{p0}(n)) \quad (25)$$

$$\mathbf{w}_1(n+1) = \mathbf{w}_1(n) + 2\mu\mathbf{V}(n)\mathbf{F}_p^H(\mathbf{Y}^d_{p1}(n) - \tilde{\mathbf{y}}_{p1}(n)) \quad (26)$$

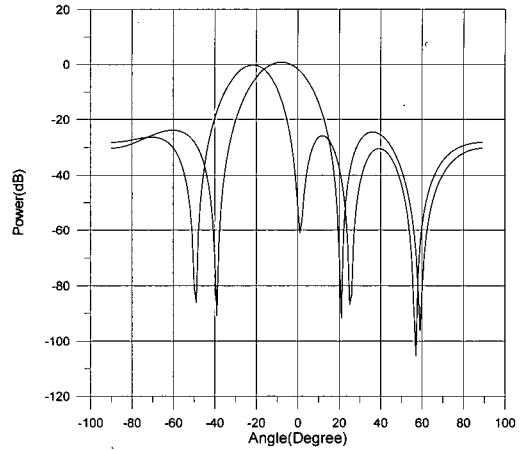
(25), (26)식에서, 먼저 주파수 영역에서 각 빔형성기를 위한 기준 파이롯 신호와 수신된 파이롯 신호 사이의 오차 신호가 계산된 후,  $\mathbf{F}_p^H(n)$ 변환을 통하여 주파수영역의 오차신호는 시간영역의 오차 신호로 변환되며, 변환된 시간영역의 오차 신호에 의해서 최적의 빔이 형성되도록 시간영역에서 각각 빔형성기를 위한 적응 빔 형성기 계수가 갱신된다.

#### IV. 모의 실험 및 결과

다중 사용자 환경에서 송신기에 Alamouti 부호기와 수신기에 제안된 적응 빔형성기와 결합된 ML decoder를 가진 MIMO-OFDM 시스템의 성능을 모의 실험을 통하여 평가한다. 이 모의 실험을 위한 OFDM(N) 블록크기는 64이고, 변조방식은 QPSK를 사용하였으며 한 사용자 당 송신 안테나수는 2개로 하였는데 Alamouti 부호방식에 따라 송신 안테나수를 확장 할 수 있다. CCI를 위한 사용자 수는 M 명으로 하였으며, 무선채널은 다른 사용자의 CCI에 따른 MIMO-OFDM 시스템의 성능을 위해 송신 안테나 당 하나의 전송경로를 갖는 Rayleigh 페이딩 채널이라 가정 하였다. 또한 수신단은  $N_r$ 개의 수신 안테나 구성되고 이 안테나 사이의 간격은  $\lambda/2$ 로 가정하였다. 그림 2에서는 한 사용자의 두개 송신안테나에서 전송된 신호가 무선채널을 통해서 도착된 신호에 대응하여 제안된 적응 빔 형성 기법에 의해 형성된 빔 패턴을 보여준다. 그림 2 (a)는 원하는 사용자의 두개 송신안테나에서 전송되어 수신된 신호의 DOAs가 20°, 30°이고 한명의 간섭사용자에 의해 수신된 신호 DOAs가 -20, -30일 때 (b)원하는 사용자의 DOAs가 -10°, -20°, 이고 4명의 간섭 사용자의 DOA가 25°, 30°, 35°, 40°, 45°, 50°, 55°, 60° 일 때 제안된 기법에 의해 오차가 최소값으로 수렴하여 빔 형성을 위한 계수 셋트가 최적화 되었을 때 빔 패턴을 각각 보여준다. 이 그림으로부터 제안된 적응 빔 형성 기법에 의해 원하는 사용자의 두개의 송신안테나에서 전송되어 도착된 신호

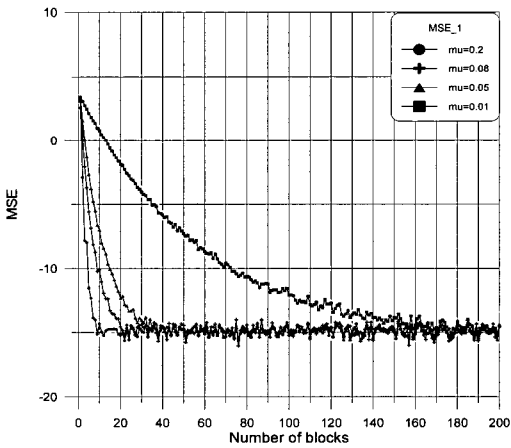


(a) 원하는 사용자에서 2개 송신안테나의 DOAs :  $20^\circ, 30^\circ$ , 간섭신호의 DOAs :  $-20^\circ, -30^\circ$  (다른 사용자 : 1명)

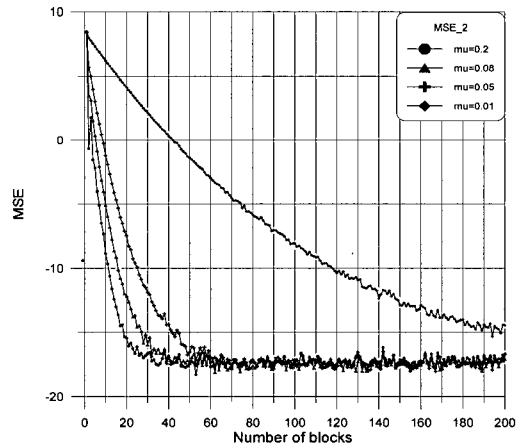


(b) 원하는 사용자에서 2개 송신안테나의 DOAs :  $-10^\circ, -20^\circ$ , 간섭신호의 DOAs :  $25^\circ, 30^\circ, 35^\circ, 40^\circ, 45^\circ, 50^\circ, 55^\circ, 60^\circ$  (다른 사용자 : 4명)

그림 2. 제안된 적응 빔 형성기법을 적용시 MIMO-OFDM시스템의 빔 패턴( $S=5, SIR=10\text{dB}$ )



(a) 빔 형성기\_1를 위한 학습곡선



(b) 빔 형성기\_2를 위한 학습곡선

그림 3.  $\mu$ 에 따른 MIMO-OFDM시스템의 적응 빔 형성기법의 학습곡선(파이롯 신호의 MSE)

방향으로 정확히 빔 패턴이 형성되고 다른 사용자 간섭신호가 도착된 신호방향으로 작은 안테나 이득을 갖는 빔이 형성되어 간섭신호에 대한 영향이 크게 감소됨을 알 수 있다. 그림 3은 각 빔 형성기계수 셋트를 갱신하기 위해 제안된 적응 빔 형성 기법에서 부호화된 파이롯 신호의 MSE가 최소 값으로 수렴되는 학습곡선(learning curve)을 보여준다. 이 그림에서는 두 MSE의 학습곡선이 거의 동일한 형태를 가지는데 (step size)값이 0.01에서 0.2로 증가할 때 오차의 수렴 속도는 빨라지며 블록이 20개 이상 일 때( $=0.2$ ) MSE가 약 15dB, 17dB로 각각 수렴하는 것을 보여준다. 그러므로  $=0.2$ 일 때, DOA를 추정하기 위한 블록 수는 10개가 된다. 그림 4에서 간섭신호가 없을 때 일반적인 S-T decoder인 ML

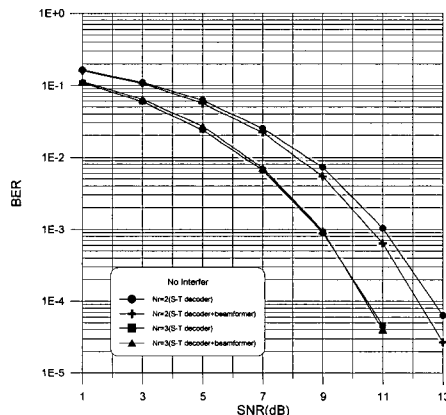
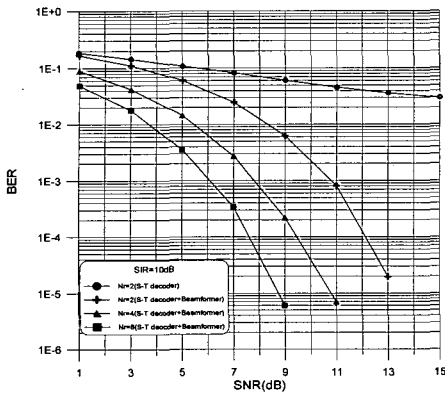
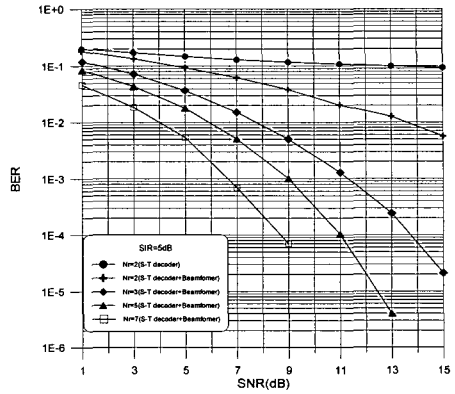


그림 4. 간섭이 없을 때 제안된 적응 빔 형성기를 가진 구조와 일반적인 ML decoder를 가진 MIMO-OFDM시스템 성능비교( $N_t=2$ )



(a) SIR = 10dB



(b) SIR = 5dB

그림 5. 간섭이 있을 때 제안된 적응 빔 형성기를 가진 구조와 일반적인 ML decoder를 가진 MIMO-OFDM 시스템과 성능비교 (Nt=2, 간섭사용자수 : 1명)

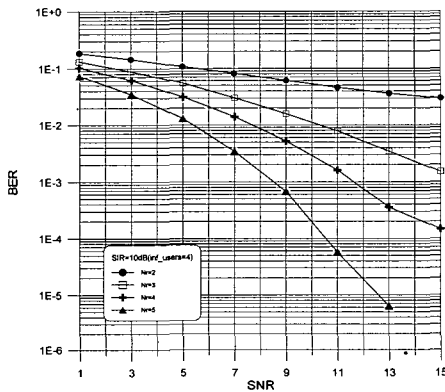


그림 6. 간섭이 있을 때 제안된 적응 빔 형성기를 가진 MIMO-OFDM시스템 성능(Nt=2, 간섭사용자수 : 4명)

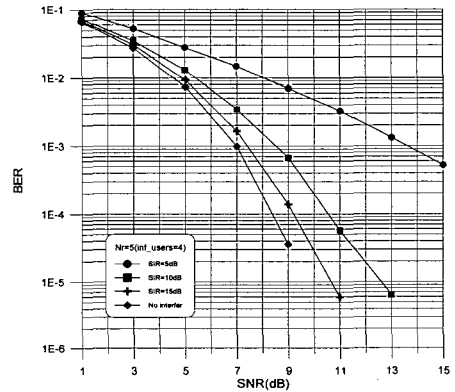


그림 7. SIR의 크기 변화에 따른 제안된 적응 빔 형성기를 가진 MIMO-OFDM시스템의 성능(Nt=2, Nr=5, 간섭사용자수 : 4명)

decoder를 가진 MIMO-OFDM시스템과 제안된 적응 빔 형성기와 결합된 ML decoder를 갖는 MIMO-OFDM시스템의 성능을 비교한 것을 보여준다. 이 그림으로부터 간섭신호가 없을 때 두 시스템의 성능이 유사함을 알 수 있다. 그림 5에서는 간섭신호가 한명 일 때 일반적인 ML decoder를 가진 MIMO-OFDM시스템과 제안된 적응 빔 형성기와 결합된 ML decoder를 갖는 MIMO-OFDM시스템에서 수신기 안테나 수에 따라 (a) SIR=10dB (b) SIR=5dB 일 때 비트 오류율이 변화하는 과정을 보여준다. 이 그림으로부터 일반적인 ML decoder를 가진 MIMO-OFDM시스템은 간섭신호에 의해 ML decoding 과정에서 많은 오류가 발생하여 성능이 크게 감소되는 반면에 제안된 적응 빔 형성기와 결합된 ML decoder를 갖는 MIMO-OFDM시스템에서는 간섭신호가 제거된 Nt개의 전송된 신호들에 의한 diversity 이득을 ML decoding 과정에서 얻을 수 있기 때문에 성능이 크게 향상됨을 알 수 있다. 그림 6에서는 간섭

신호가 4명이고 그림 5(a)와 같이 전체적인 SIR=10 일 때 제안된 기법을 가진 MIMO -OFDM시스템에서 수신기 안테나 수에 따라 비트 오류율이 변화하는 과정을 보여준다. 이 그림으로부터 수신안테나 수가 증가 할수록 비트 오류율이 크게 향상됨을 알 수 있고 또한 동일한 크기의 SIR를 갖는 간섭 있을 때 공간적으로 여러 사용자가 분포된 경우가 오류율이 더 증가됨을 알 수 있다. 이것은 적응 빔 형성기법에 의한 각 간섭에 대한 빔 이득이 때문에 간섭신호가 큰 한 사용자 보다는 작지만 공간적으로 분포된 간섭신호의 영향이 더 크므로 ML decoding 할 때 더 많은 오류가 발생하기 때문이다. 그림 7에서 수신안테나 수가 5이고 간섭 사용자가 4명일 때 제안된 기법을 가진 MIMO-OFDM시스템의 오류율이 SIR값에 따라 변화 과정을 보여준다. 이 그림으로부터 SIR이 증가 될수록 성능이 크게 증가 되고 SIR =15dB이상 이면 간섭에 의한 영향이 없을 때와 거의 유사한 성능을 가짐을 알 수 있다



## V. 결론

이 논문에서는 빔 형성기와 결합된 S-T decoder를 가진 MIMO-OFDM 시스템 구조와 이 구조에 적합한 적응 빔 형성기법을 제안하였다. 제안된 구조와 기법에 의한 성능개선을 확인하기 위하여 다중사용자 환경에서 모의실험을 수행하였다. 모의 실험을 수행한 결과 원하는 사용자의 다중 송신안테나 각각에는 큰 이득이 있는 빔이 형성되었고 다른 간섭신호에 대해서는 아주 작은 이득을 갖는 빔 형성되어 다른 사용자에 의한 간섭이 크게 감소되고 S-T decoding에 의한 diversity gain을 얻어 시스템의 성능이 크게 향상됨을 알 수 있었다. 향후 과제에서 다중사용자 환경에서 MIMO-OFDM시스템의 순방향 링크를 위한 새로운 적응 빔 형성 기법과 결합된 S-T decoding 기법을 제안하고 성능분석 등을 할 예정이다.

## 참 고 문 헌

- [1] Koffman, I. and Roman, V., "Broadband wireless access solutions based on OFDM access in IEEE 802.16," IEEE Commun. Magazine, Vol. 40, pp. 96-103, April 2002.
- [2] 송석일, 김영일, 유병환, 안지환, "휴대인터넷 시스템 기술개발동향," 전자통신동향분석, 제19권, 3호, pp.73-83, 6월 2004.
- [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] A. F. Naguib, N. Sechadri, 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.
- [5] L. C. Cimini, Jr., "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," IEEE Trans. Commun., Vol.33, No.7, pp.665-675, July, 1985.
- [6] H. Bolcskei, A. Paulraj, "Space-frequency broadband coded OFDM system," in Proc. IEEE Wireless Commun. Networking conf. 2000, pp.1-6.
- [7] 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.
- [8] Y. Gong, K. Letaief, "An efficient space-frequency coded wideband OFDM systems for wireless communications," in Proc. ICC, Vol.1 pp.475-479, 2002.
- [9] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting," IEEE Commun. Magazine, Vol.33, pp.100-109, Feb., 1995.
- [10] J. C. Liberti and T. S. Rappaport, "Analytical results for capacity improvement in CDMA," IEEE Trans. Veh. Tech., Vol.VT-43, pp.68-690, Aug. 1994.
- [11] P. Zetterberg and P. Leth Espensen, "A downlink beam steering technique for GSM/DCS1800/PCS," Proc. of PIMRC, pp.535-539, Oct. 1996.
- [12] R. Negi, A. M. Tehrani, and J. M. Cioffi, "Adaptive antenna for space-time codes in outdoor channels," IEEE Trans. Commun., Vol.50, No.12, pp.1918-1925, Dec., 2002.
- [13] G. Jongren, M. Skoglund and B. Ottersten, "Combining beamforming and orthogonal space-time block coding," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol.48, No.3, pp.611-627, March, 2002.
- [14] 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.
- [15] C. K. Kim, "Pre-FFT adaptive beamforming algorithm for OFDM systems with array antenna," IEICE Trans. Commun., Vol.E86-B, No.3, March, 2003.

김 찬 규 (Chan Kyu Kim)

정회원



1985년 2월 중앙대학교 전자공학과 졸업

1987년 8월 중앙대학교 전자공학과 석사

2000년 8월 중앙대학교 전자공학과 박사

1991년 1월~2002년 2월 한국전

자통신연구원 선임연구원

2005년 3월~2006년 3월 스탠포드대학 방문교수

2002년 3월~현재 한밭대학교 교수

<관심분야> 이동통신시스템 성능분석, 통신 및 신호처리, smart 안테나, MIMO, OFDM