

안테나 다이버시티와 공간 다중화의 조합에 기초한 적응적 MIMO 전송 기법

준회원 김 대 현*, 종신회원 김 형 명*

Adaptive MIMO Transmission Method based on the Optimal Combination of Antenna Diversity with Spatial Multiplexing

Daehyun Kim* Associate Member, Hyung-Myung Kim** Lifelong Member

요 약

MIMO 시스템은 안테나 다이버시티와 공간 다중화의 적절한 조합에 따라 여러 가지 전송모드를 가질 수 있다. 이 논문에서는 비트 오류율에 관한 조건을 만족시키면서 전송용량을 최대화하는 전송모드를 찾고 특정 모드에 대해서는 각 안테나의 전송 기법을 최적화하는 방법을 제안한다. 모의실험을 통해 제안된 기법이 기존 기법에 비해서 전송용량을 향상시키는 것을 보인다.

Key Words : Adaptive, MIMO, Transmission, Diversity, Multiplexing

ABSTRACT

MIMO transmission systems can have various transmission modes, which result from the various combinations of the antenna diversity with spatial multiplexing. In this paper, we find the optimal mode to maximize the capacity with the BER constraint and the optimal selection (diversity transmission or spatial multiplexing transmission) for transmission of each transmission antenna, if necessary. The computer simulation results show that the proposed scheme has more capacity than the conventional scheme.

I. 서 론

이동통신 시스템에서 통신의 전송용량을 증대시키고 통신의 신뢰성을 향상시키기 위한 여러 가지 방법들이 연구되고 있다. 이러한 목적을 달성하기 위해 차세대 이동통신 시스템에서 사용될 유망한 방법 중 하나가 MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 시스템이다. MIMO 시스템은 송신단과 수신단에서 각각 여러 개의 안테나를 사용하는 시스템이다. MIMO 시스템에서 통신의 신뢰성을 증가시키기 위해서 사용하는 방법에는 다이버시티(diver-

sity) 전송 기법이 있다. 또한 통신 용량을 증대시키기 위해서 사용하는 방법에는 공간 다중화(spatial multiplexing) 전송 기법이 있다.

다이버시티 전송 기법은 송신단의 여러 안테나가 각각 같은 신호를 전송하고 이 신호가 여러 경로의 독립적인 감쇄를 거쳐서 수신단에 도착하게 되면 수신단에서 이러한 신호를 적절히 조합하여 신호의 신뢰성을 높일 수 있다. 그러므로 다이버시티 전송 기법은 다중 경로 감쇄 채널의 영향에 강한 장점이 있다. 이러한 다이버시티 이득은 송신단과 수신단에서 모두 얻어질 수 있다. 수신단에서 MRC(Maximum

※ 본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었습니다(IITA-2006-(C1090-0603-0003)).

※ 본 연구는 2007년도 한국과학기술원 BK21 정보기술사업단에 의하여 지원되었습니다.

* 한국과학기술원 전자전산학과 통신신호처리 연구실 (onnes@kaist.ac.kr, hmkim@ee.kaist.ac.kr)

논문번호 : KICS2007-01-038, 접수일자 : 2007년 1월 30일, 최종논문접수일자 : 2007년 4월 24일

Ration Combining), EGC(Equal Gain Combining), 그리고 SC(Selection Combining) 등의 방법을 통해 수신신호를 조합함으로써 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 송신단에서 다이버시티 이득을 얻기 위한 연구는 Alamouti에 의해서 처음 수행되었다.^[1]

반면에 공간 다중화 전송 기법은 여러 송신 안테나가 각각 다른 신호를 전송한다. 여러 송신 안테나가 각각 독립적인 SISO(Single-Input Single-Output) 채널을 형성하는 효과를 얻게 하여 전송용량을 증대시키는 기법이다. 공간 다중화 전송 기법은 전송용량을 극대화할 수 있지만 다이버시티 이득을 얻을 수 없어 신뢰성 측면에서는 약한 모습을 보인다.^[2]

이러한 두 전송 기법을 적절하게 변환해서 사용하기 위한 노력이 있었다.^{[3],[4],[5]} Heath와 Paulraj는 2×2 MIMO 시스템에서 고정된 전송용량에 대해 비트 오류율이 최소가 되도록 전송모드를 결정하는 연구를 진행하였다.^{[3],[4]} 또한, 네트워크 수준의 관점에서 송수신의 성공과 실패에 대한 정보에 따라 긴 시간(long term) 주기로 전송모드를 선택하는 연구도 진행하였다.^[5] 본 논문에서는 일반적인 MIMO 시스템에서 주어진 비트 오류율에 대해서 전송용량을 최대화 하는 것을 목적으로 전송모드를 선택하는 방안을 제안한다. 이때 전송모드는 다이버시티 이득과 공간 다중화 이득의 적절한 조합을 통하여 전송 가능한 모든 모드들을 고려한다.^{[6],[7],[8],[9]}

이 논문의 구성은 다음과 같다. 서론에 이어 2장에서는 MIMO의 전송 기법들과 그 장단점 그리고 각 전송 기법들을 변환해서 사용하는 기존 기술에 대해서 소개한다. 그리고 3장에서는 전송모드들을 최적으로 변환하기 위한 방법을 제안한다. 4장에서는 모의실험을 통해서 제안된 적응적 전송 기법의 성능을 알아보고 5장에서 결론을 맺는다.

II. 기존의 MIMO 전송모드 결정 기법 및 문제점

2.1 기존의 MIMO 전송모드 결정 기법

다이버시티 전송과 공간 다중화 전송은 각각 추구하는 목표가 정반대에 놓여있어 두 가지 이득을 동시에 얻는 것은 무리라고 생각되었다. 하지만 두 가지 전송 기법이 장점을 보이는 환경이 서로 다르기 때문에 두 가지 기법을 환경에 따라 적절히 바꾸어 사용하고자 하는 노력이 Heath에 의해 진행되었다.^{[3],[4]} Heath는 2×2 MIMO환경을 고려하였다. 다이버시티 전송 방법으로는 2×2 Alamouti 기법을

사용하고 공간 다중화 전송 기법으로는 BLAST(Bell Labs Layered Space-Time) 기법을 사용한다. 두 기법의 전송용량이 같다고 가정된 상태에서 수신기에서 두 기법에 대한 유클리드 거리(Euclidean distance)를 계산한다. 수신 부호(code-word)의 최소 유클리드 거리가 비트 오류율과 관련이 있기 때문이다. 이 논문에서는 최소 유클리드 거리가 채널의 특이값(singular value)과 관련이 있음을 밝히고 채널의 특이값의 향으로 두 전송 기법의 변환 경제영역을 구한다.

4×4 MIMO 시스템을 고려하여 [1], [2]의 두 전송모드에 DSTTD(Double Space-Time Transmit Diversity)^[10]의 전송모드를 추가하여 모드를 선택하기 위한 연구가 행해졌다.^[5] 모드 선택 기준은 네트워크 수준의 관점에서 결정된다. 수신 실패(NACK)했을 때와 수신 성공(ACK)했을 때 모드 선택 기준 신호 대 잡음비를 올리거나 내려주는 방법을 제안했다. 이 논문에서는 변환 기준 신호 대 잡음비를 긴 시간 주기로 변경하고 변환 기준을 올리거나 내리는 것에 대한 정보만 송신단에 피드백 해주므로 피드백 양이 줄어든다는 장점이 있다.

2.2 기존 변환 기법의 문제점

앞에서 소개된 2가지 MIMO 전송모드 변환 기법은 다음과 같은 문제점을 가지고 있다. 우선 [3], [4]는 2개의 송수신 안테나를 가정하여 2가지의 전송모드만을 가지고 있다. 하지만 송수신 안테나 수가 늘어나면 더 많은 전송모드를 고려할 수 있다. 이때 [3], [4]에 의해 제안된 변환 기준은 경제 영역으로 나타나게 되는데 전송모드가 2개 보다 많을 경우는 겹치는 경제 영역이 많아지고 그에 따라 최적의 모드를 선택하는 기준이 모호해진다. 그러므로 [3], [4]는 2개 보다 많은 안테나를 가지는 MIMO 시스템에는 적용할 수 없다.

[5]에서 제안된 변환 기법은 긴 시간 주기로 전송모드를 변경하므로 피드백 정보가 줄어드는 장점은 있지만 채널 변화에 민감하게 대처하기 힘들다. 그리고 명확한 변환 기준을 제시하지 않았다. 네트워크 수준의 관점에서 수신에 실패했을 때와 성공했을 때 모드 선택 기준이 되는 신호 대 잡음비를 올리거나 내려주는 역할만을 수행하게 된다.

변환을 이용해 다이버시티 이득과 공간 다중화 이득을 모두 이용해 보려는 노력으로는 두 이득을 동시에 취할 수 없다. 변환을 통하여 특정 시점에는 하나의 이득만을 취할 수 있을 뿐이다. 다이버시티 이득과 공간 다중화 이득이 기본적으로 트레이드오프

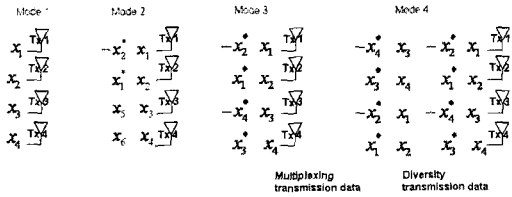


그림 1. 4x4 MIMO 시스템에서 사용가능한 전송모드들

프 관제가 있으며 어떤 시스템에서 이러한 트레이드오프 관계가 최적인지에 대한 연구가 있었다.^{[6], [7], [8], [9]} 여러 개의 송신안테나를 가진 MIMO 시스템의 경우 각각의 안테나가 다이버시티 전송 또는 공간 다중화 전송을 할 것인가에 따라 다이버시티 이득과 공간 다중화 이득을 최대로 얻을 수 있고 그 결과 여러 가지 전송모드가 있을 수 있다. 즉, MIMO의 송신안테나를 모두 같은 방식으로 전송하는 것이 아니라 다이버시티 기법과 공간 다중화 기법을 섞어서 전송할 수 있음을 의미한다. 일반적인 MIMO 시스템에서도 생각해볼 수 있지만 효율적인 설명을 위해 4x4 MIMO 시스템의 예를 들어보면 그림 1과 같은 4가지의 전송모드를 생각할 수 있다.

결국 4x4 MIMO 시스템에서는 그림 1과 같이 총 4가지의 전송 가능한 모드가 있다. 모드2와 모드3에 대해서 추가로 생각해볼 사항이 있다. 모드2의 경우는 공간 다중화 전송으로 전송할 쌍을 어떻게 선택하느냐에 따라 여러 가지 선택의 가능성이 있다. 그리고 모드3의 경우에도 어떤 안테나 쌍을 다이버시티 전송하는가에 따라서 선택 가능한 경우의 수가 생긴다. 송신단에서 수신단까지 채널은 총 16개의 경로가 있고 레일레이 감쇄 채널에서는 각 경로마다 채널 이득의 차이가 크기 때문에 모드2, 모드3에서 어떤 안테나가 어떤 전송방식을 택할지를 적절히 선택하면 성능을 향상시킬 수 있다.

이 논문에서는 모드2, 모드3과 같이 각 전송모드에서 각 안테나의 전송 기법 선택에 따라 전송용량 측면에서 얼마나 다른 결과를 나타내는지 보일 것이다. 이를 위해서 비트 오류율이 고정된 상태에서 전송용량을 계산하여 비교하고 모의실험을 통해서 그 결과를 보일 것이다.

III. 제안된 MIMO 전송모드 결정 기법

3.1 시스템 모형

전체적인 시스템 모형을 살펴보면 그림 2와 같다. $N_t \times N_r$ 의 MIMO 시스템이며 송신단은 채널에

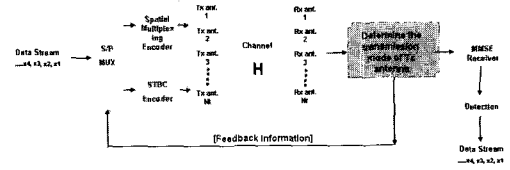


그림 2. 제안된 시스템 모형

대한 정보를 모르는 시스템이다. 전송 가능한 모든 모드를 고려하며 제안된 기법에 의해 선택된 전송 모드에 대한 정보는 수신단에서 송신단으로 피드백을 통해서 알려준다. 피드백 정보에 따라 각 송신안테나는 다이버시티 전송을 할지 공간 다중화 전송을 할지 결정된다. 채널은 레일레이 감쇄 채널이며, 수신단은 MMSE 방식으로 신호를 복원한다.

이때 각 전송모드는 한번의 전송이 완료되는 시간이 다르다. 각 모드가 전송 완료되는 시간을 K , 이 때 전송 가능한 심볼 수를 M 이라고 할 때 전송 완료 시간 동안 N_r 개의 수신안테나의 수신신호는 (1)과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_1(t+T) \\ \vdots \\ y_1(t+KT) \\ \vdots \\ y_{N_r}(t) \\ y_{N_r}(t+T) \\ \vdots \\ y_{N_r}(t+KT) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{effective channel matrix} \\ H \\ (N_r \times M) \\ \text{dependence of mode} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_K \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ n_{N_r K} \end{bmatrix} \quad (1)$$

MMSE 수신기를 거쳐서 추정된 심볼 \hat{x} 는 (2)와 같다.

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \\ \vdots \\ \hat{x}_M \end{bmatrix} = H^H(HH^H + \sigma_n^2 I)y \quad \text{s.t. } \sigma_n^2 = \sum_{i=1}^{N_r K} n_i^2 \quad (2)$$

추정된 각 심볼에 대해서 신호의 전력과 방해 신호 및 잡음의 전력을 분해해 보면 (3)과 같다.

$$\hat{x}_i = \underline{h}_i^H (HH^H + \sigma_n^2 I) \underline{h}_i x_i + \underline{h}_i^H (HH^H + \sigma_n^2 I) (H_{-i} \underline{x}_{-i} + \underline{n}) \quad (3)$$

이를 바탕으로 각 심볼에 대해서 SINR을 계산하면 (4)와 같다.

$$\eta_i = \frac{\gamma h_i^H (I + \gamma HH^H)^{-1} h_i}{1 - \gamma h_i^H (I + \gamma HH^H)^{-1} h_i} \quad (4)$$

이렇게 계산된 SINR에 대해서 전송용량을 구해야 한다. 기존의 MIMO 시스템에 대한 전송용량은 가산성 백색 잡음 채널에서 오류가 없고 전송단에서 채널을 모를 때 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$C = \log_2 \left[\det \left(I + \frac{\gamma}{N_t} HH^H \right) \right] \quad (\text{bps/Hz}) \quad (5)$$

여기서 γ 는 신호 대 잡음비이며 N_t 는 전송안테나의 수이다. 이러한 전송용량 식은 제안된 방법에 그대로 적용되기에 문제가 있다. 우선 위 식은 이론적인 식이므로 실제 환경에 맞지 않는다. 그리고 제안된 방법은 각 심볼에 대한 전송용량을 구할 수 있어야 하는데 위와 같은 식으로는 전체 전송용량만을 구할 수 있다. 또한 전송모드들 중에는 다이버시티 전송과 공간 다중화 전송이 조합되어 있으므로 위와 같은 식을 그대로 적용하기에는 무리가 있다. 그 외에도 특정 비트 오류율을 고려하지 않았으며 MMSE 수신기와 같은 수신기가 고려되지 않았다. 그래서 이 논문에서는 다음과 같이 SISO 채널 전송용량을 확장한 형태로 전송용량을 구한다.

[11], [12]에서 레일레이 감쇄 SISO 채널에서 주어진 비트 오류율에 대해서 (6)과 같이 전송용량을 구할 수 있다.

$$C = \log_2 (1 + \beta\gamma) \quad (\text{bps/Hz}) \quad \text{s.t. } \beta = \frac{1.5}{\frac{0.2}{\text{BER}} - 1} \quad (6)$$

각 모드에서 한번의 전송이 완료되었을 때 MIMO 시스템을 통해서 전송된 모든 심볼이 각각 독립적인 SISO 채널을 통해서 전송된 것과 같으므로 MIMO 시스템에서 전송용량은 각 심볼의 SISO에서 전송용량을 합한 것과 같다. 즉, 각 심볼간에 독립적으로 전송이 이루어졌다고 가정할 수 있다. 그러므로 우리는 MIMO 채널의 전송용량을 (7)과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$C = \sum_{i=1}^M \log_2 (1 + \beta\gamma) \quad (\text{bps/Hz}) \quad (7)$$

여기서 η_i 는 각 심볼의 SINR이며 M은 각 전송모드에서 한번 전송이 완료되었을 때 전송된 심볼의 수이다. 이를 바탕으로 4×4 MIMO 시스템에서 각 모드에 대해 각 심볼의 SINR과 전송용량을 다음과 같이 구할 수 있다.

3.2 각 전송모드의 전송용량

3.2.1 모드1

모드1은 모든 안테나가 공간 다중화 전송을 하는 경우이다. 이 경우에는 하나의 심볼시간 동안 4개의 전송안테나가 각각 하나의 심볼을 전송하여 한번의 전송을 완료할 수 있다. 시간에 따라 각 안테나에서 전송된 심볼은 표 1과 같다.

하나의 심볼시간 동안 수신 신호는 (8)과 같다.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{21} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & h_{34} \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} & h_{44} \end{bmatrix}}_{H_1} \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix}}_n \quad (8)$$

표 1. 모드1의 전송시간에 따른 각 안테나의 전송 심볼

	Tx1	Tx2	Tx3	Tx4
time: t	x_1	x_2	x_3	x_4

이를 통해서 우리는 H_1 과 같은 등가 채널을 얻을 수 있다. 우리는 \hat{x} 를 MMSE 수신기를 통해서 (9)와 같이 복원할 수 있다.

$$\hat{x} = H_{1,mmse} y = H_1^H (H_1 H_1^H + \sigma_n^2 I)^{-1} y \quad \text{s.t. } \sigma_n^2 = \sum_{i=1}^4 n_i^2 \quad (9)$$

이때 H_1 에 대해서 앞에서 살펴본 것과 같이 각 심볼에 대한 SINR을 계산할 수 있다. 그 결과는 (10)과 같다.

$$\eta_{1,i} = \frac{\gamma h_i^H (I + \gamma HH^H)^{-1} h_i}{1 - \gamma h_i^H (I + \gamma HH^H)^{-1} h_i} \quad (10)$$

그리고 이 SINR을 이용하여 모드1의 전송용량을 결정할 수 있다. 전송용량은 (11)과 같이 나타낸다.

$$C_1 = \log_2 \{ (1 + \beta\eta_{1,1}) (1 + \beta\eta_{1,2}) (1 + \beta\eta_{1,3}) (1 + \beta\eta_{1,4}) \} \quad (\text{bps/Hz}) \quad (11)$$

3.2.2 모드2

모드2는 2개의 안테나는 공간 다중화 전송을 하고 나머지 두 개의 안테나는 다이버시티 전송을 하는 것이다. 다이버시티 전송을 수행하는 두 개의 안테나는 2×2 의 Alamouti 기법을 사용하며 이 과정은 2 심볼시간 동안 일어나게 된다. 그러므로 모드2의 전송이 완료되기 위해서는 2 심볼시간이 걸린다. 전송 안테나 1, 2가 공간 다중화 전송을 전송하고

전송 안테나 3, 4가 다이버시티 전송을 한다고 가정하면 각 안테나에서 시간에 따라 실제 전송된 신호는 표 2와 같다. x_1, x_2, x_5, x_6 은 공간 다중화 전송으로 전송된 신호이고 x_3, x_4 는 다이버시티 전송된 신호이다.

2 심볼시간 동안 수신신호를 수식으로 살펴보면 (12)와 같다.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_1'(t+T) \\ y_2(t) \\ y_2'(t+T) \\ y_3(t) \\ y_3'(t+T) \\ y_4(t) \\ y_4'(t+T) \end{bmatrix}}_{\underline{y}} = \underbrace{\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_{14}^* & -h_{13}^* & h_{11}^* & h_{12}^* \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_{24}^* & -h_{23}^* & h_{21}^* & h_{22}^* \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & h_{34} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_{34}^* & -h_{33}^* & h_{31}^* & h_{32}^* \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} & h_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_{44}^* & -h_{43}^* & h_{41}^* & h_{42}^* \end{bmatrix}}_{H_2} \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix}}_{\underline{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \\ n_5 \\ n_6 \\ n_7 \\ n_8 \end{bmatrix}}_{\underline{n}} \quad (12)$$

표 2. 모드2의 전송시간에 따른 각 안테나의 전송 심볼

	Tx1	Tx2	Tx3	Tx4
time: t	x_1	x_2	x_3	x_4
time: t + T	x_5	x_6	$-x_4^*$	x_3^*

이를 통해서 우리는 H_2 와 같은 등가 채널을 얻을 수 있다. 우리는 \underline{x} 를 MMSE 수신기를 통해서 (13)과 같이 복원할 수 있다.

$$\hat{\underline{x}} = H_{2,mmse} \underline{y} = H_2^H (H_2 H_2^H + \sigma_n^2 I)^{-1} \underline{y} \quad s.t. \sigma_n^2 = \sum_{i=1}^8 n_i^2 \quad (13)$$

각각의 수신된 심볼에 대한 SINR의 계산은 앞에서 살펴본 식을 통해서 (14)와 같이 얻을 수 있다.

$$\eta_{2,i} = \frac{\gamma h_i^H (I + \gamma H_2 H_2^H)^{-1} h_i}{1 - \gamma h_i^H (I + \gamma H_2 H_2^H)^{-1} h_i} \quad (14)$$

이때 한 심볼시간 동안 전송용량은 (15)와 같다.

$$\begin{aligned} C_{2,(1,2)} &= C_{2,SMT} + C_{2,DT} \\ &= \log_2 \{ (1 + \beta \eta_{2,1}) (1 + \beta \eta_{2,2}) \} \\ &\quad + \frac{1}{2} \log_2 \{ (1 + \beta \eta_{2,3}) (1 + \beta \eta_{2,4}) \} \\ &= \log_2 \{ (1 + \beta \eta_{2,1}) (1 + \beta \eta_{2,2}) (1 + \beta \eta_{2,3}) \} \text{ (bps/Hz)} \end{aligned} \quad (15)$$

$C_{2,SMT}$ 는 2 심볼시간 동안 공간 다중화 전송으로 보내진 x_1, x_2, x_5, x_6 의 전송용량을 한 심볼시간을

기준으로 했을 때 나타낸 것이다. 여기서 두 심볼시간 동안 채널의 변화가 없다고 가정한다. 그렇기 때문에 실제로 두 심볼시간 동안 전송 안테나 1을 통해서 전송된 x_1 과 x_5 은 같은 SINR을 가지게 된다. 마찬가지로 이유로 x_2 과 x_6 도 같은 SINR을 가지게 된다. 그러므로 $C_{2,SMT}$ 는 한 심볼시간에 전송된 x_1 과 x_2 의 SINR로만 나타낼 수 있다. $C_{2,DT}$ 는 2 심볼시간 동안 2개의 심볼을 전송하므로 한 심볼시간에 하나의 심볼만 전송할 수 있다. x_3 과 x_4 는 서로 Alamouti 기법에 의해 전송되므로 각각 서로에게 방해신호가 되지 않는다. 그리고 x_1, x_2, x_5, x_6 에서만 방해신호를 받게 된다. 그러므로 x_3 과 x_4 의 SINR은 서로 같고 $C_{2,DT}$ 는 하나의 항으로 줄일 수 있다.

$C_{2,(i,j)}$ 가 최대가 되도록 공간다중화 전송을 할 i, j 안테나를 찾고 나머지 안테나는 다이버시티 전송을 함으로써 모드2에서 전송용량이 최대가 되는 안테나 쌍을 찾을 수 있다.

3.1.3 모드3

모드3은 4개의 안테나 중에서 2개의 안테나끼리 묶어서 각각 2x2 Alamouti 기법으로 전송하는 DSTTD 전송 기법이다. 각 전송 안테나에서 각 시간에 전송하는 심볼은 표 3과 같다.

표 3. 모드3의 전송시간에 따른 각 안테나의 전송 심볼

	Tx1	Tx2	Tx3	Tx4
time: t	x_1	x_2	x_3	x_4
time: t + T	$-x_2^*$	x_1^*	$-x_3^*$	x_4^*

모드3의 전송 완료 시간은 2심볼시간이 된다. 표 3과 같이 2심볼시간에 송수신된 신호에 대해서 등가 채널을 통해서 표현해보면 (16)과 같다.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_1'(t+T) \\ y_2(t) \\ y_2'(t+T) \\ y_3(t) \\ y_3'(t+T) \\ y_4(t) \\ y_4'(t+T) \end{bmatrix}}_{\underline{y}} = \underbrace{\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{12}^* & -h_{11}^* & h_{14}^* & -h_{13}^* \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \\ h_{22}^* & -h_{21}^* & h_{24}^* & -h_{23}^* \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & h_{34} \\ h_{32}^* & -h_{31}^* & h_{34}^* & -h_{33}^* \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} & h_{44} \\ h_{42}^* & -h_{41}^* & h_{44}^* & -h_{43}^* \end{bmatrix}}_{H_3} \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}}_{\underline{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \\ n_5 \\ n_6 \\ n_7 \\ n_8 \end{bmatrix}}_{\underline{n}} \quad (16)$$

이를 통해서 우리는 H_3 와 같은 등가 채널을 얻을 수 있다. 우리는 \underline{x} 를 MMSE 수신기를 통해서 (17)과 같이 복원할 수 있다.

$$\hat{\underline{x}} = H_{3,mmse} \underline{y} = H_3^H (H_3 H_3^H + \sigma_n^2 I)^{-1} \underline{y} \quad (17)$$

$$s.t. \sigma_n^2 = \sum_{i=1}^8 n_i^2$$

각각의 수신된 심볼에 대한 SINR의 계산은 앞에서 살펴본 식을 통해서 (18)과 같이 얻을 수 있다.

$$\eta_{3,i} = \frac{\gamma h_i^H (I + \gamma H_3 H_3^H)^{-1} h_i}{1 - \gamma h_i^H (I + \gamma H_3 H_3^H)^{-1} h_i} \quad (18)$$

이때 한 심볼시간 동안 전송용량은(19)와 같다.

$$C_{3,(1,2)} = \frac{1}{2} \log_2 \{ (1 + \beta \eta_{3,1}) (1 + \beta \eta_{3,2}) \} \quad (19)$$

$$+ \frac{1}{2} \log_2 \{ (1 + \beta \eta_{3,3}) (1 + \beta \eta_{3,4}) \}$$

$$= \log_2 \{ (1 + \beta \eta_{3,1}) (1 + \beta \eta_{3,3}) \} \quad (bps/Hz)$$

전송심볼 x_1, x_2 는 같은 방향 신호를 가지므로 같은 SINR을 가지며 전송심볼 x_3, x_4 도 같은 이유로 같은 SINR을 가진다. 그러므로 모드3의 전송용량은 전송심볼 x_1, x_3 만의 향으로 표현이 가능하다.

$C_{3,(i,j)}$ 가 최대가 되도록 다이버시티 전송을 할 i, j 안테나를 찾고 나머지 안테나도 다이버시티 전송을 함으로써 모드3에서 전송용량이 최대가 되는 안테나 쌍을 찾을 수 있다.

3.2.4 모드4

모드4의 경우 4×4 Alamouti 기법을 사용한다. 하지만 Alamouti 기법은 전송 안테나 수가 2개 보다 많을 경우 최대의 공간 다중화 이득과 최대의 다이버시티 이득을 동시에 얻을 수 없다는 것이 증명되어 있다.^[13] 전송 안테나가 4개인 경우에 대해서 다이버시티 전송을 위한 여러 가지 방법들이 제안되어왔다. 이 논문에서는 [14]에서 제안된 2×2 Alamouti 기법을 4×4 로 확장한 준 직교(quasi-orthogonal) STBC를 사용할 것이다. 이유는 다른 모드들과 전송용량에 있어서 차별화될 필요가 있으므로 최대의 다이버시티 이득 보다는 최대의 공간 다중화가 가능한 코드가 필요하기 때문이다. 4 심볼 시간 동안 각 안테나에서 전송되는 심볼은 표 4와 같다.

송신 신호가 표 4와 같이 전송되었을 때 4 심볼 시간에 수신된 신호에 대해서 등가 채널을 통해서 표현해보면 (20)과 같다.

표 4. 모드4의 전송시간에 따른 각 안테나의 전송 심볼

	Tx1	Tx2	Tx3	Tx4
time: t	x_1	x_2	x_3	x_4
time: t + T	$-x_2^*$	x_1^*	$-x_3^*$	x_4^*
time: t + 2T	x_3^*	x_4^*	$-x_1^*$	$-x_2^*$
time: t + 3T	x_4	$-x_3$	x_2	$-x_1$

$$\begin{bmatrix} y_1(0) \\ y_1^*(T) \\ y_1^*(2T) \\ y_1(3T) \\ \vdots \\ y_4(0) \\ y_4^*(T) \\ y_4^*(2T) \\ y_4(3T) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{21}^* & -h_{21}^* & h_{24}^* & -h_{23}^* \\ -h_{31}^* & -h_{34}^* & h_{31}^* & h_{32}^* \\ -h_{41} & h_{43} & h_{42} & -h_{41} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} & h_{44} \\ h_{42}^* & -h_{42}^* & h_{44}^* & -h_{43}^* \\ -h_{43}^* & -h_{44}^* & h_{41}^* & h_{42}^* \\ -h_{44} & h_{43} & h_{42} & -h_{41} \end{bmatrix}}_{H_4} \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}}_{\underline{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \\ \vdots \\ n_{13} \\ n_{14} \\ n_{15} \\ n_{16} \end{bmatrix}}_{\underline{n}} \quad (20)$$

이를 통해서 우리는 H_4 와 같은 등가 채널을 얻을 수 있다. 우리는 \underline{x} 를 MMSE 수신기를 통해서 (21)과 같이 복원할 수 있다.

$$\hat{\underline{x}} = H_{4,mmse} \underline{y} = H_4^H (H_4 H_4^H + \sigma_n^2 I)^{-1} \underline{y} \quad (21)$$

$$s.t. \sigma_n^2 = \sum_{i=1}^{16} n_i^2$$

각각의 수신된 심볼에 대한 SINR은 앞에서 살펴본 식을 통해서 (22)와 같이 얻을 수 있다.

$$\eta_{4,i} = \frac{\gamma h_i^H (I + \gamma H_4 H_4^H)^{-1} h_i}{1 - \gamma h_i^H (I + \gamma H_4 H_4^H)^{-1} h_i} \quad (22)$$

이때 한 심볼시간 동안 전송용량은 (23)과 같다.

$$C_4 = \frac{1}{4} \log_2 \{ (1 + \beta \eta_{4,1}) (1 + \beta \eta_{4,2}) (1 + \beta \eta_{4,3}) (1 + \beta \eta_{4,4}) \} \quad (23)$$

$$= \log_2 (1 + \beta \eta_{4,1}) \quad (bps/Hz)$$

4×4 준 직교 부호(quasi-orthogonal code)를 쓸 경우 각 송신심볼은 나머지 심볼 중 한 심볼로부터 방해신호를 받게 되는데 이 값은 각 송신심볼에서 같다. 또한 각 심볼의 다이버시티 이득이 모두 같기 때문에 4개 송신심볼의 SINR은 모두 같으므로 (23)과 같이 나타낼 수 있다.

3.2.5 일반적인 MIMO 시스템

앞에서 설명의 편의를 위해서 4×4 MIMO 시스템의 예를 들었지만 제안된 방법은 $N_t \times N_r$ 의 MIMO 시스템에도 적용이 가능하다. $N_t \times N_r$ MIMO

시스템에서 전송 가능한 모든 모드들은 [6]에 의해서 찾을 수 있다. 그리고 (1)~(4)식을 통해서 모든 전송 가능한 각 모드들에 대해 각 전송 심볼에 대한 SINR을 계산할 수 있고 이를 바탕으로 (7)식을 통해 각 심볼의 전송용량을 계산할 수 있다. 이때 전송 가능한 모드 중에서 모든 전송안테나가 다이버시티 전송을 하는 경우와 모든 전송안테나가 공간 다중화 전송을 하는 2가지 경우를 제외한 모든 모드들은 각 모드 안에서도 선택 가능한 여러 가지 경우가 생긴다. 그러므로 제안된 기법을 통해서 성능 향상을 기대할 수 있다.

IV. 모의실험 및 고찰

모의실험에서 사용된 환경은 한 명의 사용자를 가진 MIMO 시스템이다. 송신안테나의 수는 4개, 수신안테나의 수도 4개이다. 채널은 레일리 감쇄를 겪으며 Jakes 모형으로 생성된다. 사용자의 이동 속도는 1km/h이다. 사용자가 OFDM 시스템을 쓴다고 가정한다. 총 부전송파의 수는 1024개이며 프레임 시간은 2ms, 한 프레임은 20개의 심볼로 구성된다. 그리고 한 프레임 동안은 채널의 변화가 없다고 가정한다. 이용 가능한 변조 기법은 BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM 이며 채널코딩은 사용하지 않았다. 비트 오류율은 10^{-3} 으로 하였다.

그림 3은 모드2의 경우에 안테나 쌍의 선택에 따라 전송용량이 얼마나 달라지는 가를 나타내고 있다. 제안된 방법으로 항상 최적의 전송용량을 갖도록 안테나 쌍을 선택해주게 되면 약 1bps/Hz의 전송용량을 얻을 수 있다. 그 결과 10MHz의 대역폭

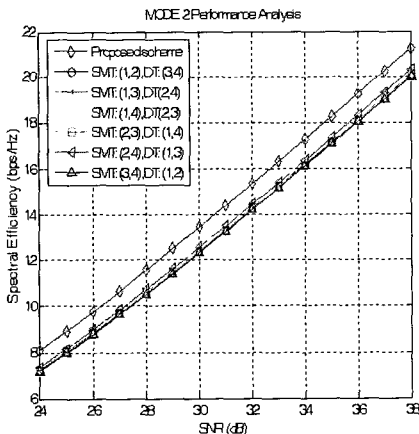


그림 3. 모드2에서 제안된 기법의 성능 향상 그래프

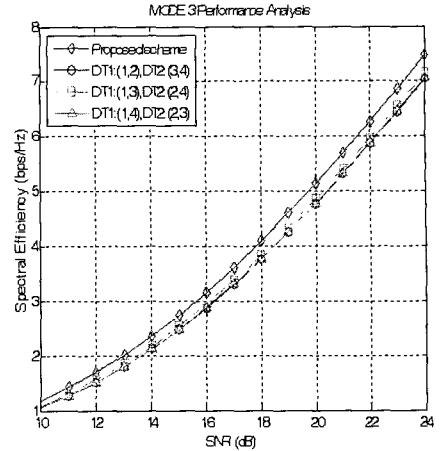


그림 4. 모드3에서 제안된 기법의 성능 향상 그래프

을 사용하는 시스템에서는 10Mbps정도의 전송용량 증대의 효과가 있다.

그림 4는 모드3의 경우에 안테나 쌍의 선택에 따라 전송용량을 얼마나 증대시킬 수 있는지를 나타내고 있다. 제안된 방법으로 항상 최적의 전송용량을 갖도록 안테나 쌍을 선택해주게 되면 약 0.2bps/Hz의 전송용량을 증가시킬 수 있다.

V. 결론

N_t 개의 송신안테나와 N_r 개의 수신안테나를 사용하는 MIMO 시스템에서 다이버시티 이득과 공간 다중화 이득의 조합을 통해서 가능한 전송모드 중에서 제안된 방법을 통해서 전송용량이 최대가 되는 전송모드를 선택하였다. 각각의 전송모드들은 각 안테나가 어떤 전송 방법을 이용해서 전송하는가에 따라 성능에 차이가 있는데 4×4 MIMO 시스템의 경우 모드2와 모드3의 경우가 이에 해당한다. 이때 전송용량이 최대가 되도록 각 전송안테나의 전송 방법을 결정하였다. 이를 통해서 모드2의 경우는 각 안테나가 고정된 전송 방법으로 전송할 때보다 약 1bps/Hz의 전송용량 향상을 보였으며 모드3의 경우는 약 0.2bps/Hz의 전송용량 향상을 보였다. 제안된 방법은 각 모드에 대해 전송 심볼의 SINR을 계산함으로써 전송용량을 계산하므로 각 심볼에 대한 SINR 특성을 파악할 수 있는 장점이 있다.

참고 문헌

[1] S. M. Alamouti, "A simple Transmit

Diversity Technique for Wireless Communications”, IEEE Trans. JSAC., Vol. 16, No.8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.

[2] G. J. Foschini, “Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antenna,” Vol. 1, No. 2, pp. 41-59, Autumn 1996.

[3] R. W. Heath, A. J. Paulraj, “Switching Between Multiplexing and Diversity based on constellation distance,” in Proc. Allerton Conf. Communication, Control and Computing, pp. 212-219, Oct. 2000.

[4] R. W. Heath, A. J. Paulraj, “Switching Between Diversity and Multiplexing in MIMO Systems,” IEEE Trans. Communications, Vol. 53, No.6, pp. 962-968, Jun. 2005.

[5] C.B. Chae et al., “Adaptive Spatial Modulation for MIMO-OFDM,” in Proc. of WCNC, Vol. 1, pp. 87 - 92, Mar. 2004.

[6] L. Zheng, D. N. C. Tse, “Diversity and Multiplexing: A Fundamental Tradeoff in Multiple-Antenna Channels,” IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 49, No. 5, pp. 1073 - 1096, May 2003.

[7] P. Elia, K. R. Kumar, S. A. Pawar, P. V. Kumar, H. -F. Lu, “Explicit Space-Time Codes Achieving the Diversity - Multiplexing Gain Tradeoff,” IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 52, No. 9, pp. 3869-3884, Sep. 2006.

[8] H. E. Gamal, G. Caire, M. O. Damen, “Lattice coding and decoding achieve the optimal diversity-multiplexing tradeoff of MIMO channels,” IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 50, No. 6, pp. 968-985, Jun. 2004

[9] R. Narasimhan, “Finite-SNR Diversity-Multiplexing Tradeoff for Correlated Rayleigh and Rician MIMO Channels,” IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 52, No. 9, pp. 3965- 3979, Sep. 2006

[10] E. N. Onggosanusi, A. G. Dabak, T. M. Schmidl, “High Rate Space-time Block Coded Scheme : Performance and Improvement in Correlated Fading Channels”, Proc. of IEEE

Wireless Communications and Networking Conference, vol. 1, pp. 194-199, Mar. 2002.

[11] A.J. Goldsmith and S.G. Chua, “Variable-Rate Variable-Power M-QAM for Fading Channels”, IEEE Trans. Communications, Vol. 45, No. 10, pp. 1218-1230, Oct. 1997.

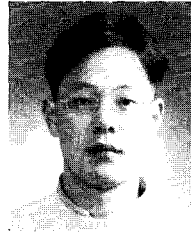
[12] X. Qiu, K. Chawla, “On the Performance of Adaptive Modulation in Cellular Systems”, IEEE Trans. Communications, Vol. 47, No. 6, pp. 884-895, Jun. 1999.

[13] V. Tarokh, H. Jafarkhani, A. R. Calderbank, “Space - Time Block Codes from Orthogonal Designs”, IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 45, No. 5, pp. 1456-1467, Jul. 1999.

[14] H. Jafarkhani, “A Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code”, IEEE Trans. Communications, Vol. 49, No. 1, pp. 1-4, Jan. 2001.

김 대 현 (Daehyun Kim)

준회원



2005년 2월 : 이주대학교 전자공학부 공학사
 2007년 2월 : 한국과학기술원 전자전산학과 공학석사
 2007년 3월~현재 : 한국과학기술원 전자전산학과 박사과정
 <관심분야> 이동통신, MIMO,

Ad-hoc 네트워크

김 형 명 (Hyung-Myung Kim)

종신회원



1974년 2월 서울대학교(공학사)
 1982년 4월 미국 Pittsburgh대학교 전기공학과(공학석사)
 1985년 12월 미국 Pittsburgh대학교 전기공학과(공학박사)
 1986년 4월~현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 교수

<관심분야> 디지털 통신 신호처리, 이동통신 기술, 다중사용자 검파기 다차원 시스템 이론, 디지털 신호와 영상처리 및 부호화