

공간 코릴레이션이 존재하는 페이딩 환경에서 MIMO 알고리즘의 성능 비교, 분석

준회원 김 동 건*, 신 준 호*, 정회원 박 형 래*

A Comparative Throughput Analysis of MIMO Algorithms Under Spatially Correlated Fading Environments

Dong-Geon Kim*, Joon-Ho Shin* Associate Members, Hyung-Rae Park* Regular Member

요 약

본 논문에서는 실내 환경에서 대표적인 적응 MIMO 알고리즘들의 스펙트럼 효율을 비교, 분석한다. 먼저, MIMO 알고리즘들의 변복조 기법을 간략히 고찰하고 BPSK 와 256QAM 까지의 정방형 QAM 변조방식을 이용하여 적응 알고리즘을 구성한다. 끝으로, 실내 전파환경에서 (2×2) 혹은 (4×4) 안테나 어레이로 구성되는 적응 MIMO 알고리즘들의 스펙트럼 효율을 시뮬레이션을 통해 비교, 분석한다.

Key Words : MIMO, STBC, Spatial Multiplexing, Adaptive Modulation, Spatial Correlation

ABSTRACT

In this paper, we compare and analyze the spectral efficiency of representative adaptive MIMO algorithms in indoor environments. We first briefly investigate the modulation and demodulation schemes of MIMO algorithms to be compared and then implement adaptive algorithms by using BPSK and square QAM schemes up to 256QAM. We finally compare the spectral efficiency of adaptive MIMO algorithms employing (2×2) or (4×4) antenna array through the computer simulation in indoor environments.

1. 서 론

최근 들어 스펙트럼 효율 (Spectral Efficiency)을 높이기 위해 multiple-input multiple-output (MIMO) 기술이 활발히 연구되고 있다^[1-12]. MIMO 기술은 크게 공간 다중화 (Spatial Multiplexing) 기법^[1-5]과 송신 다이버시티 (Transmit Diversity) 기법^[6-8]으로 나눌 수 있다. 공간 다중화 기법은 다시 채널 정보 (Channel State Information)를 이용하여 신호를 pre-coding 한 후 전송하는 폐회로 공간 다중화 (Closed-Loop Spatial Multiplexing) 기법^[2-3]과 채널 정보를 이용하지 않는 개회로 공간 다중화 (Open-Loop Spatial Multiplexing) 기법^[1]으로 구별되

며 여러 개의 송신 안테나를 통해 서로 다른 데이터를 전송함으로써 스펙트럼 효율을 향상시키는 방법이다. 반면, 송신 다이버시티 기법은 서로 다른 페이딩을 겪은 신호를 수신기에서 적절히 결합하여 다이버시티 이득 (Diversity Gain)을 얻음으로써 스펙트럼 효율을 향상시키는 방식이다. 이밖에, 공간 다중화 기법과 송신 다이버시티 기법의 결합 형태인 D-STTD (Double Space-Time Transmit Diversity) 기법은 다이버시티 이득과 다중화 이득 (Multiplexing Gain)을 동시에 얻을 수 있는 장점을 갖는다^[9]. 이러한 MIMO 기술은 채널의 상태에 따라 채널코딩이나 변조방식을 선택하는 적응변조 및 코딩 (Adaptive Modulation and Coding) 기법을 적용하여 스펙트럼 효율을 극대화할

* 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부 (hrpark@kau.ac.kr)

논문번호 : KICS2009-09-405, 접수일자 : 0000년 0월 0일, 최종논문접수일자 :

수 있다^[2-5, 10-12].

한편, 실내에서 MIMO 시스템을 구성할 경우 송·수신 안테나의 수가 제한된다. 또한, 안테나 어레이의 크기에 제한이 있으므로 송신 안테나 혹은 수신 안테나 사이에 비교적 큰 공간 코릴레이션 (Spatial Correlation)이 존재하게 된다^[13-19]. 공간 코릴레이션이 MIMO 시스템의 성능에 미치는 영향은 지금까지 많이 연구되었다^[11-18]. 그러나 지금까지의 연구는 코릴레이션이 송신 다이버시티 기법의 성능^[11-14]이나 공간 다중화 기법의 Ergodic 용량에 미치는 영향에 집중되었다^[15,16]. 반면, 실제의 변조방식을 적용하는 공간 다중화 시스템의 스펙트럼 효율에 대한 이론적인 해석은 매우 어렵다. R. Gowrishankar 등은 코릴레이션이 존재하는 환경에서 실제의 변조방식을 적용하여 적응 V-BLAST 기법과 CL-SM (Closed-Loop Spatial Multiplexing) 기법의 스펙트럼 효율을 시뮬레이션을 통해 비교하였다^[17]. J. Huang 등은 수신 SNR의 확률 밀도 함수 (Probability Density Function)를 구하여 개회로 공간 다중화 방식의 스펙트럼 효율을 이론적으로 분석하였으나 채널 삭제에 따른 반복적인 SNR 추정 효과를 반영하지는 못했다^[12].

본 논문에서는 공간 코릴레이션이 존재하는 환경에서 대표적인 적응 MIMO 알고리즘의 스펙트럼 효율을 시뮬레이션을 통해 비교, 분석한다. 실내 환경을 고려하여 송·수신 안테나의 수는 (2×2) 혹은 (4×4)로 설정하였으며 (2×2) 시스템에는 Alamouti, V-BLAST, CL-MIMO를, (4×4) 시스템에는 Quasi-orthogonal, D-STTD, V-BLAST, CL-MIMO를 각각 적용하였다. CL-MIMO 알고리즘의 pre-coding 방식은 스펙트럼 효율이 가장 우수한 water-filling 방식을 채택하였다^[2]. 모든 적응 알고리즘은 총 송신전력이 일정하고 목표 BER (Target BER)을 만족하도록 구현하였으며 추정된 수신 SNR이 최소 임계치 보다 클 경우, 크기에 따라 BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM 중에서 한 가지 변조 방식을 선택하도록 하였다. 또한, 모든 적응 알고리즘에 대해 채널 정보는 완벽하다고 가정하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 공간 코릴레이션이 존재하는 MIMO 신호 모델을 고찰한다. III장에서는 대표적인 MIMO 알고리즘들의 변복조 기법을 간략히 고찰하고 IV장에서는 각 MIMO 알고리즘에 적용될 적응 변조 기법에 대해 기술한다. V장에서는 여러 가지 실내 환경에서 대표적인 적응 MIMO 알고리즘의 스펙트럼 효율을 비교, 분석하며 마지막으로 결론을 맺는다.

II. MIMO 신호 모델

송신 안테나의 수가 M 이고, 수신 안테나의 수가 N 인 MIMO 시스템에서 $N \times 1$ 수신 신호 벡터는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1)$$

위 식에서 \mathbf{H} 는 $N \times M$ 채널 행렬이고 \mathbf{s} 는 $M \times 1$ 송신신호 벡터이며 신호의 총 송신전력은 $P_T = E[\|\mathbf{s}\|^2]$ 으로 주어진다. 또한, \mathbf{n} 은 잡음 벡터로 각 성분은 평균이 0이고 분산이 σ_n^2 인 독립적인 가우시안 분포를 가진다. 일반적으로 공간 코릴레이션이 존재하는 레일리 페이딩 환경에서 \mathbf{H} 는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_r^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_t^{1/2} \quad (2)$$

식 (2)에서 \mathbf{R}_r 은 수신 안테나 사이의 코릴레이션 특성을, \mathbf{R}_t 는 송신 안테나 사이의 코릴레이션 특성을 각각 나타내며, \mathbf{H}_w 는 평균이 0이고 분산이 1인 독립적인 가우시안 랜덤 변수로 구성되는 채널 행렬이다. 한편, 직접파 (Direct Wave)가 존재하는 라이시안 환경에서의 채널 행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_d + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_s \quad (3)$$

위 식에서 \mathbf{H}_d 는 직접파에 의한 채널 행렬이고 \mathbf{H}_s 는 산란파 (Scattered Wave)에 의한 채널 행렬을 나타내며 K 는 라이시안 K -factor이다. 식 (3)에서 \mathbf{H}_s 는 식 (2)로 주어지며 \mathbf{H}_d 는 다음의 식으로 표현된다.

$$\mathbf{H}_d = \begin{bmatrix} e^{j\phi_{1,1}} & e^{j\phi_{1,2}} & \dots & e^{j\phi_{1,M}} \\ e^{j\phi_{2,1}} & e^{j\phi_{2,2}} & \dots & e^{j\phi_{2,M}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\phi_{N,1}} & e^{j\phi_{N,2}} & \dots & e^{j\phi_{N,M}} \end{bmatrix} \quad (4)$$

위 식에서 $\exp(j\phi_{i,j})$ 는 i 번째 수신 안테나와 j 번째 송신 안테나 사이의 직접파 성분에 대한 응답 특성이며 송·수신 안테나 어레이가 선형배열 안테나라고 하면 $\phi_{i,j}$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\phi_{i,j} = (i-1)\theta_r + (j-1)\theta_t \quad (5)$$

식 (5)에서 θ_t 과 θ_r 은 각각 송신 안테나 사이의 위상차와 수신 안테나 사이의 위상차를 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ s_2^* & -s_1^* & s_4^* & -s_3^* \\ s_3 & -s_4 & -s_1 & s_2 \\ s_4^* & s_3^* & -s_2^* & -s_1^* \end{bmatrix} \quad (9)$$

III. MIMO 알고리즘

3.1 Space-Time Block Code (STBC)

3.1.1 Alamouti 기법⁽⁶⁾

Alamouti 기법은 2개의 송신 안테나에 적용이 가능한 방식이며 부호화 과정은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (6)$$

위 식에서 s_1 과 s_2 는 전송하고자 하는 복소 심볼을 나타내고 기호 * 는 공액 복소수, 행은 전송시간, 열은 송신 안테나를 각각 의미한다. 두 심볼 구간 동안 수신된 신호를 이용해 수신신호 벡터는 $(2N \times 1)$ 벡터로 등가적으로 다음과 같이 표현할 수 있으며

$$\mathbf{y} = \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{H}_{eff} \mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (7)$$

위 식에서 $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2]^T$, $E[\mathbf{w}\mathbf{w}^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{2N \times 1}$ 이고 \mathbf{H}_{eff} 는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{H}_{eff} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12}^* & h_{21} & h_{22}^* \cdots h_{N1} & h_{N2}^* \\ h_{12} & -h_{11}^* & h_{22} & -h_{21}^* \cdots h_{N2} & -h_{N1}^* \end{bmatrix}^T \quad (8)$$

채널추정이 완벽하다고 할 때, 신호 검출을 위한 Zero-Forcing (ZF) 행렬은 $\mathbf{G} = (\mathbf{H}_{eff}^H \mathbf{H}_{eff})^{-1} \mathbf{H}_{eff}^H$ 이며 첨자 H 는 Hermitian transpose를 나타낸다.

3.1.2 준 직교코드 (Quasi-Orthogonal Code)⁽⁸⁾

Papadias 등에 의해 제안된 준 직교코드 방식은 4개의 송신 안테나를 사용하여 전송율의 손실 없이 데이터를 전송할 수 있다. 준 직교코드 방식의 부호화는 다음과 같이 주어지며

4 심볼 구간 동안 수신한 벡터를 이용하여 $(4N \times 1)$ 수신신호 벡터를 등가적으로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{y} = \frac{1}{2} \mathbf{H}_{eff} \mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (10)$$

식 (10)에서 $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4]^T$, $E[\mathbf{w}\mathbf{w}^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{4N \times 1}$ 이며 \mathbf{H}_{eff} 는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{H}_{eff} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ -h_{12}^* & h_{11}^* & -h_{14}^* & h_{13}^* \\ -h_{13} & h_{14} & h_{11} & -h_{12} \\ -h_{14}^* & -h_{13}^* & h_{12}^* & h_{11}^* \\ \vdots & & & \\ h_{N1} & h_{N2} & h_{N3} & h_{N4} \\ -h_{N2}^* & h_{N1}^* & -h_{N4}^* & h_{N3}^* \\ -h_{N3} & h_{N4} & h_{N1} & -h_{N2} \\ -h_{N4}^* & -h_{N3}^* & h_{N2}^* & h_{N1}^* \end{bmatrix} \quad (11)$$

채널추정이 완벽하다고 할 때 신호 검출을 위한 ZF 행렬은 $\mathbf{G} = (\mathbf{H}_{eff}^H \mathbf{H}_{eff})^{-1} \mathbf{H}_{eff}^H$ 이다.

3.2 공간 다중화 방식

3.2.1 개루프 공간 다중화 방식⁽¹⁾

개루프 공간 다중화 방식은 채널 정보 없이 송신기에서 각 안테나 별로 독립적으로 신호를 전송하는 방식이다. 개루프 공간 다중화 방식의 가장 대표적인 기법은 V-BLAST이며⁽¹⁾ 수신신호는 식 (1)과 같이 표현된다. V-BLAST는 수신기에서 신호의 삭제 과정을 통해 심볼 간 간섭을 최소화시켜 신호를 검출하는 방식으로 신호간섭의 영향을 최소화하기 위해 SNR이 가장 큰 심볼을 제일 먼저 복조하게 된다⁽¹⁾. 신호의 검출 순서가 $\{k_1, k_2, \dots, k_M\}$ 이고 채널 추정이 완벽하다고 가정하면 j 번째 신호 검출 단계에서의 ZF 행렬은 다음과 같이 주어진다⁽¹⁾.

$$\mathbf{G}_j = (\mathbf{H}_j^H \mathbf{H}_j)^{-1} \mathbf{H}_j^H \quad (12)$$

위 식에서 \mathbf{H}_j 는 원래의 채널 행렬 \mathbf{H} 에서 k_1, k_2, \dots, k_{j-1} 번째 열을 제거한 행렬이다.

3.2.2 페루프 공간 다중화 방식

페루프 공간 다중화 방식은 송신기에서 채널 정보를 알 경우, BER 성능 혹은 스펙트럼 효율을 높이기 위해 채널 정보를 이용해서 전송신호를 pre-coding 하여 전송하는 방식이다^[2-5]. Pre-coding 행렬을 \mathbf{F} 라고 할 때 수신신호 벡터는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (13)$$

채널정보를 이용하여 송신기에서는 다음과 같이 eigen-decomposition을 수행할 수 있다.

$$\mathbf{H}^H \mathbf{H} = \mathbf{V}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^H \quad (14)$$

위 식에서 \mathbf{V} 의 열 벡터들은 $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 의 고유 벡터 (eigen-vector)이며 $\mathbf{\Lambda}$ 는 고유 값 (eigen-value)으로 구성되는 대각 행렬이다. 이 때, pre-coding 행렬은 $\mathbf{F} = \mathbf{V}\mathbf{\Phi}$ 로 주어지며 여기서 $\mathbf{\Phi}$ 는 $M \times M$ 대각 행렬이다. 전송신호의 pre-coding 방식은 여러 가지가 있으며^[2-5] 본 논문에서는 스펙트럼 효율이 가장 우수한 water-filling 알고리즘을 사용한다. Pre-coding 행렬을 구할 때 적용된 조건은 다음과 같다^[2]

$$\mathbf{F}_{opt} = \arg \min_{\mathbf{F}} \left[\overline{\text{MSE}}(\mathbf{F}) \right], \text{tr}(\mathbf{F}_{opt} \mathbf{F}_{opt}^H) \sigma_{ss}^2 = P_T \quad (15)$$

위 식에서 P_T 는 총 송신 전력이다. 위의 조건으로 구해진 $\mathbf{\Phi}$ 의 (i, i) 성분은 다음의 식으로 주어진다^[2].

$$|\phi_{ii}|^2 = \left(\frac{P_T + \sum_{m=1}^{\bar{M}} \lambda_{mm}^{-1}}{\bar{M} \sigma_{ss}^2} \lambda_{ii}^{-1/2} - \frac{1}{\lambda_{ii} \sigma_{ss}^2} \right)^+ \quad (16)$$

위 식에서 $(x)^+$ 는 $\max(x, 0)$ 를 의미하며 $\bar{M} \leq M$ 은 $|\phi_{mm}|^2 > 0$ 을 만족하는 송신 안테나의 수를 나타낸다. 또한, λ_{mm} , $m = 1, 2, \dots, \bar{M}$ 은 행렬 $\mathbf{H}^H \mathbf{H} = \mathbf{V}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^H$ 의 고유 값 (eigen-value)이다. \mathbf{V} 와

M 이 주어졌을 때 \bar{M} 의 값은 $\bar{M} = M$ 을 시작으로 $\phi_{\bar{M}\bar{M}} > 0$ 일 때까지 1씩 감소시키며 반복적으로 구한다.

3.3 D-STTD 방식^[9]

D-STTD 방식은 4개의 송신 안테나와 2개 이상의 수신 안테나로 구성된다^[9]. D-STTD 방식은 2개의 송신 안테나 쌍에 대해 각각 Alamouti 방식을 적용하여 각각의 안테나 쌍에 대해 독립적인 데이터를 전송함으로써 다이버시티 이득과 다중화 이득을 동시에 얻는 방식이다. D-STTD 방식의 부호화 과정은 다음과 같이 표현되며^[9]

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \end{bmatrix}^T \quad (17)$$

두 심볼 구간 동안 수신된 신호를 이용해 다음과 같이 수신 신호 벡터를 $2N \times 1$ 벡터로 등가적으로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{y} = \frac{1}{2} \mathbf{H}_{eff} \mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (18)$$

이 때, $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4]^T$, $E[\mathbf{w}\mathbf{w}^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{2N \times 1}$ 이고 \mathbf{H}_{eff} 는 다음의 식으로 주어진다.

$$\mathbf{H}_{eff} = [\mathbf{H}_{eff,1} \quad \mathbf{H}_{eff,2}] = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{12}^* & -h_{11}^* & h_{14}^* & -h_{13}^* \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \\ h_{22}^* & -h_{21}^* & h_{24}^* & -h_{23}^* \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & h_{N3} & h_{N4} \\ h_{N2}^* & -h_{N1}^* & h_{N4}^* & -h_{N3}^* \end{bmatrix} \quad (19)$$

식 (18)과 (19)로부터 D-STTD 시스템은 4개의 송신 안테나와 $2N$ 개의 수신 안테나로 구성되는 공간 다중화 시스템으로 등가적으로 표현됨을 알 수 있다. 따라서 V-BLAST 방식과 마찬가지로 MLD, ZF, MMSE 신호검출 알고리즘을 적용할 수 있으며 서로 다른 심볼 그룹의 간섭으로 인한 성능 저하를 줄이기 위해 OSIC 기법을 적용할 수 있다. 이 때, 신호 검출 순서는 $\|\mathbf{H}_{eff,i}\|_F^2$, $i = 1, 2$ 의 크기로 결정한다. 또

한, 공간 코릴레이션에 의한 성능 저하를 줄이기 위해 antenna shuffling 기법을 적용할 수 있다⁹⁾. 본 논문에서는 ZF-OSIC 신호검출과 그룹별 코릴레이션을 최소화 하는 antenna shuffling 기법을 적용한다. 그룹별 신호의 검출 순서가 $\{k_1, k_2\}$ 이고 채널 추정이 완벽하다고 가정하면 각각의 신호 검출 단계에서의 ZF 행렬은 다음과 같이 주어진다⁹⁾.

$$\mathbf{G}_1 = (\mathbf{H}_{eff}^H \mathbf{H}_{eff})^{-1} \mathbf{H}_{eff}^H \quad (20)$$

$$\mathbf{G}_2 = (\mathbf{H}_{eff,x}^H \mathbf{H}_{eff,x})^{-1} \mathbf{H}_{eff,x}^H \quad (21)$$

위 식에서 $\mathbf{H}_{eff,x}$ 는 원래의 채널 행렬 \mathbf{H}_{eff} 에서 \mathbf{H}_{eff,k_1} 을 제거한 행렬이다.

IV. 적응변조 알고리즘

IV장에서는 III장에서 소개된 대표적인 MIMO 알고리즘들의 적응 변조 알고리즘에 대해 기술한다. 본 논문에서는 모든 적응변조 알고리즘에 대해 채널 정보는 완벽하다고 가정하며 신호의 총 송신전력이 일정하고 목표 BER을 만족하도록 조건을 설정한다. 변조 방식은 BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM 중 하나를 특정 채널의 수신 SNR에 따라 선택한다. 특정 채널의 수신 SNR이 BPSK의 SNR 임계치 보다 작을 경우 해당 채널에는 신호를 전송하지 않는다. 정방형 2^R -QAM ($R \geq 2$) 변조기법의 BER은 다음과 같이 주어진다¹⁷⁾.

$$P_b \approx 0.2 \exp \left[-\frac{3}{2(2^R - 1)} \text{SNR} \right] \quad (22)$$

따라서 목표 BER을 $P_{b,target}$ 이라고 할 때 변조 지수가 $R \geq 2$ 일 때의 SNR 임계치는 다음과 같이 주어지며

$$\text{SNR}_{thr,R} = -\frac{2(2^R - 1)}{3} \ln(5P_{b,target}) \quad (23)$$

추정된 SNR이 $\text{SNR}_{thr,R}$ 보다 크도록 R 의 최대값을

설정한다. BPSK와 QPSK 변조방식의 SNR 임계치는 다음의 BER 공식으로부터 구할 수 있다²⁰⁾.

$$P_{b,BPSK} = 0.5 \text{erfc}(\sqrt{\text{SNR}}) \quad (24)$$

$$P_{b,QPSK} = 0.5 \text{erfc}(\sqrt{0.5 \text{SNR}}) \quad (25)$$

4.1 송신 다이버시티 기법의 적응 변조

송신 다이버시티 기법에서는 모든 안테나의 송신전력을 동일하게 설정한다. 따라서 모든 송신 안테나는 동일한 변조 방식을 사용하며 송신기는 수신기로부터 한 개의 변조 방식만을 전달 받는다. 수신기에서는 신호의 SNR을 추정하여 식 (23) - (25)를 이용해 구한 SNR 임계치와 비교하여 변조 방식을 결정한다. Alamouti 기법의 수신 SNR은 다음의 식으로 주어지며¹¹⁾

$$\gamma = \frac{\|\mathbf{H}\|_F^2 P_T}{M \sigma_n^2} \quad (26)$$

위 식에서 $\|\cdot\|_F$ 는 Frobenius norm을 나타낸다. 또한, Quasi-orthogonal 기법의 수신 SNR은 다음의 식으로 주어지며¹⁰⁾

$$\gamma = \left(\sum_{n=1}^N \kappa_n \right)^2 \left(\sum_{n=1}^N \frac{\kappa_n^3}{\kappa_n^2 + \alpha_n^2} \right)^{-1} \frac{P_T}{4\sigma_n^2} \quad (27)$$

위 식에서 $\alpha_n = 2j \text{Im} \left[\sum_{n=1}^N (h_{n,1}^* h_{n,3} + h_{n,4}^* h_{n,2}) \right]$ 이

고 $\kappa_n = \sum_{m=1}^4 |h_{n,m}|^2$ 이다.

4.2 개루프 공간 다중화 기법 (V-BLAST)의 적응 변조

본 논문의 적응 V-BLAST 기법에서는 모든 안테나가 동일한 송신전력으로 신호를 전송하며 안테나 별로 서로 다른 변조 방식을 사용한다. 따라서, 송신기는 수신기로부터 변조방식만을 전달 받으며 수신기에서는 채널 별 수신 SNR에 따라 변조방식을 결정한다. V-BLAST 기법에서 k_j 번째 심볼에 대한 수신

SNR은 다음과 같이 주어지며^[17]

$$\gamma_{k_j} = \frac{P_T}{\overline{M} \sigma_n^2 \|\mathbf{w}_{k_j}\|^2} \quad (28)$$

이 때, \overline{M} 은 실제로 신호를 전송하는 안테나의 수이며 \mathbf{w}_{k_j} 는 식 (12)로 주어지는 \mathbf{G}_j 의 행 벡터 중에서 최소의 크기를 갖는 행 벡터이다. $\overline{M} = M$ 에서 시작하여 만일 특정 채널의 SNR이 BPSK 변조방식의 SNR 임계치 보다 낮을 경우에는 해당 채널을 제거한 후 반복적으로 SNR을 추정하여 변조방식을 결정한다.

4.3 페루프 공간 다중화 기법의 적응 변조

본 논문의 적응 페루프 공간 다중화 기법에서는 총 송신전력이 일정하고 BER이 목표 BER보다 작은 조건에서 스펙트럼 효율이 최대가 되도록 안테나 별로 서로 다르게 전력을 할당한다. 페루프 공간 다중화 기법의 적응 변조 알고리즘은 III장 2절에 상세히 설명되어 있다. Ergodic 용량을 구하기 위해서는 식 (16)을 만족하는 ϕ 를 구하면 충분하나 본 논문에서와 같이 실제의 변조 방식을 적용할 경우에는 채널 별로 SNR을 추정하여 추정된 SNR이 BPSK의 SNR_{thr} 보다 큰 채널로만 신호를 전송해야 한다. 페루프 공간 다중화 기법에서 k 번째 채널의 수신 SNR은 다음과 같이 주어진다^[2].

$$\gamma_k = P_T |\phi_{kk}|^2 \lambda_{kk} \quad (29)$$

Λ 와 M 이 주어졌을 때 \overline{M} 의 값은 $\overline{M} = M$ 을 시작으로 최소 SNR이 BPSK의 SNR_{thr} 보다 클 때까지 1씩 감소시키며 γ_k 를 반복적으로 구한다.

4.4 D-STTD 기법의 적응 변조

D-STTD 기법에서는 신호를 전송하는 모든 안테나에 동일한 전력을 할당하며 채널 그룹의 상태에 따라서 다른 변조 방식이 적용된다. 수신기에서는 채널 그룹 별로 수신 SNR을 측정하여 변조방식을 결정하며 송신기는 수신기로부터 채널 그룹 별로 변조방식만을 전달 받는다. D-STTD 기법에서 k_j 번째 그룹의 수신 SNR은 다음과 같이 주어지며^[17]

$$\gamma_{k_j} = \frac{P_T}{\overline{M} \sigma_n^2 \|\mathbf{w}_{k_j}\|^2} \quad (30)$$

위 식에서 \overline{M} 은 실제로 신호를 전송하는 송신 안테나의 수이며 2 혹은 4의 값을 가진다. 또한, \mathbf{w}_{k_j} 는 식 (20)과 (21)로 정의되는 행렬 \mathbf{G}_j 의 행 벡터 중에서 최소의 크기를 갖는 행 벡터이다. $\overline{M} = 4$ 로부터 시작하여 최소 SNR이 BPSK의 SNR_{thr} 보다 작을 경우에는 해당 채널 그룹을 제거하고 $\overline{M} = 2$ 로 변경한 후 SNR을 추정하여 변조방식을 결정한다.

V. 성능 분석 시뮬레이션

V장에서는 대표적인 적응 MIMO 알고리즘의 스펙트럼 효율을 여러 가지 실내 전파 환경에서 비교, 분석한다. 실내 환경을 고려하여 안테나 어레이는 (2×2) 혹은 (4×4)로 설정하고 선형 배열 어레이를 가정한다. 송·수신 안테나의 코릴레이션 행렬은 동일하다고 가정하며 특별한 언급이 없는 한, 코릴레이션 행렬은 (2×2) 시스템의 경우 $\mathbf{R} = \text{toeplitz}([1.0 \ 0.7])$, (4×4) 시스템의 경우 $\mathbf{R} = \text{toeplitz}([1.0 \ 0.70 \ 0.49 \ 0.34])$ 로 설정한다. 라이시안 환경에서 K -factor는 5dB로 설정하며 직접파를 제외한 코릴레이션 행렬은 레일리 환경과 동일하다고 가정한다. 라이시안 환경에서 직접파의 입사각은 $-\pi$ 에서 π 까지 균일한 분포를 갖는다. 또한, 단일 클러스터에 의한 주파수 비선형성 페이딩만을 고려하며 채널추정은 완벽하다고 가정한다. 모든 시뮬레이션에서 목표 BER은 10^{-3} 이며 채널 코딩 및 디코딩 과정은 생략한다.

그림 1은 레일리 환경에서 (2×2) MIMO 시스템들의 스펙트럼 효율을 비교한 것이다. 그림으로부터 코릴레이션에 관계없이 전반적으로 CL-SM 방식의 성능이 가장 우수함을 알 수 있다. 독립적인 페이딩

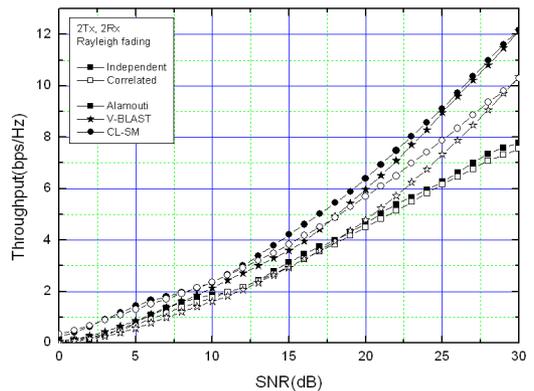


그림 1. 레일리 환경에서 (2×2) MIMO 시스템의 스펙트럼 효율

환경에서는 CL-SM, V-BLAST, Alamouti의 순으로 성능이 우수하며 SNR이 증가함에 따라 Alamouti 방식보다 CL-SM과 V-BLAST가 더욱 효율적임을 알 수 있다. 이는 SNR이 커질수록 유효채널 수가 2개일 확률이 증가하며 이로 인해 다중화 이득이 증가하기 때문이다. 코릴레이션이 존재하는 환경에서는 Alamouti 방식의 성능은 거의 저하되지 않는 반면, CL-SM과 V-BLAST의 성능은 전반적으로 크게 저하됨을 알 수 있다. 이러한 현상은 코릴레이션 환경에서는 CL-SM과 V-BLAST의 유효 전송 채널 수가 감소하여 다중화 이득이 감소하기 때문이다. V-BLAST 방식의 경우 SNR이 20dB 이하인 환경에서는 Alamouti 방식 보다 스펙트럼 효율이 떨어짐을 알 수 있다. 한편, SNR이 증가함에 따라 CL-SM과 V-BLAST의 성능 차이는 감소하며 대략 30dB 가량에는 CL-SM과 V-BLAST 방식의 성능이 거의 비슷함을 알 수 있다. 이는 최대 변조지수가 8 (256QAM)로 제한되어 있기 때문에 SNR이 높은 채널에 보다 높은 전력을 할당하는 CL-SM 기법의 경우, SNR이 높은 환경에서 잉여 전력 (Residual Power)의 과잉으로 스펙트럼 효율이 저하되기 때문이다. 이러한 현상은 Ergodic 용량을비교할 경우에는 관찰되지 않으나 변조방식의 한계가 있는 경우에는 CL-SM 방식이 개회로 방식보다 성능이 오히려 저하될 수도 있음을 말해 준다.

그림 2는 코릴레이션이 (2×2) CL-SM과 V-BLAST 기법의 스펙트럼 효율에 미치는 영향을 나타낸다. 그림으로부터 코릴레이션이 증가함에 따라 공간 다중화 기법의 성능이 크게 저하되며 V-BLAST 방식이 CL-SM 보다 더욱 코릴레이션의 영향을 받음을 알 수 있다. 또한, 코릴레이션이 0.5 인 경우에는 코릴레이션

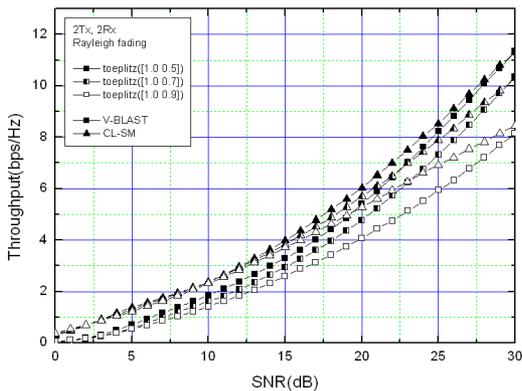


그림 2. 코릴레이션이 (2×2) 공간 다중화 기법의 스펙트럼 효율에 미치는 영향

에 의한 성능 감소가 대략 1dB 정도임을 알 수 있다.

그림 3은 라이시안 환경에서 (2×2) MIMO 시스템의 스펙트럼 효율을 비교한 것이다. 산란파 (Scattered Wave)의 코릴레이션 특성은 레일리 환경과 동일하며 라이시안 K-factor는 5dB로 설정하였다. 레일리 환경에 비해 Alamouti 방식의 성능은 향상된 반면, 공간 다중화 방식의 성능은 크게 저하됨을 알 수 있다. Alamouti 방식의 경우 페이딩에 의한 신호의 변동폭이 줄어들므로 인해 성능이 향상된 반면, CL-SM과 V-BLAST는 코릴레이션의 증가로 인해 다중화 이득이 크게 감소하기 때문이다. 또한, 라이시안 환경에서 CL-SM과 V-BLAST의 성능 차이가 더욱 커짐을 알 수 있다. SNR이 20dB 보다 작을 경우에는 Alamouti가 성능이 우수한 반면, 20dB 이상에서는 V-BLAST의 성능이 훨씬 우수함을 알 수 있다.

그림 4는 레일리 환경에서 (4×4) MIMO 시스템들의 스펙트럼 효율을 비교한 것이다. 그림으로부터 (2×2) 시스템과 마찬가지로 코릴레이션에 관계없이 전반적으로 CL-SM 방식의 성능이 가장 우수함을 알 수 있다. 독립적인 페이딩 환경에서는 CL-SM, V-BLAST, D-STTD, Quasi-orthogonal의 순으로 성능이 우수하며 코릴레이션 환경에서 SNR이 20dB 보다 낮은 구간에서는 D-STTD의 성능이 보다 우수한 반면 그보다 높은 구간에서는 V-BLAST 방식의 성능이 우수함을 알 수 있다. 코릴레이션에 의한 성능 저하는 V-BLAST, CL-SM, D-STTD, Quasi-orthogonal의 순으로 큼을 알 수가 있으며 Quasi-orthogonal은 코릴레이션의 영향을 거의 받지 않음을 알 수 있다. D-STTD 방식의 경우 antenna shuffling 기법의 적용으로 코릴레이션에 의한 성능 저하가 V-BLAST 방식이나 CL-SM 방식보다 적음을 알 수 있다. 또한, 독립

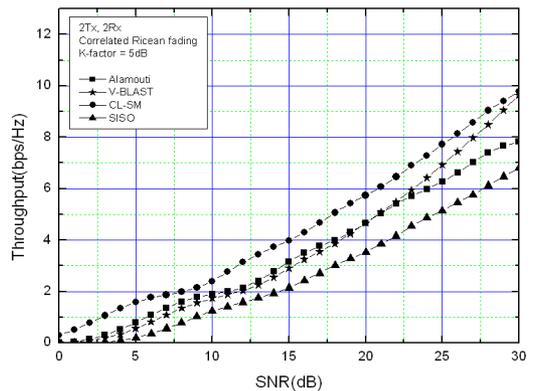


그림 3. 라이시안 환경에서 (2×2) MIMO 시스템의 스펙트럼 효율 비교

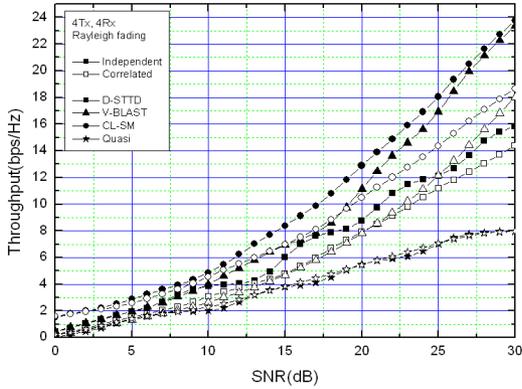


그림 4. 레일리 환경에서 (4×4) MIMO 시스템의 스펙트럼 효율 비교

적인 페이딩 환경에서 SNR이 30dB 부근에서는 CL-SM과 V-BLAST 방식의 성능이 거의 비슷함을 알 수 있다.

그림 5는 라이시안 환경에서 (4×4) MIMO 시스템의 스펙트럼 효율을 비교한 것이다. 주어진 환경에서 CL-SM, D-STTD, V-BLAST, Quasi-orthogonal의 순으로 성능이 우수함을 알 수 있다. 레일리 환경에 비해 Quasi-orthogonal 방식의 성능은 향상된 반면, CL-SM, V-BLAST, D-STTD 방식의 성능은 크게 저하됨을 알 수 있다. 또한, SNR이 10dB 이하인 경우에는 V-BLAST, D-STTD, Quasi-orthogonal 방식의 성능이 거의 비슷하나 SNR이 증가함에 따라 D-STTD와 V-BLAST의 성능이 Quasi-orthogonal의 성능보다 크게 우수함을 알 수 있다.

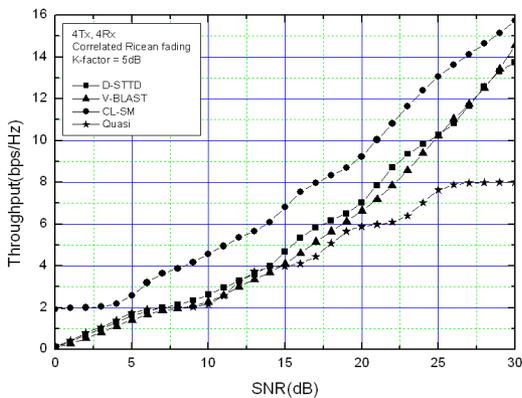


그림 5. 라이시안 환경에서 (4×4) MIMO 시스템의 스펙트럼 효율 비교

VI. 결 론

본 논문에서는 실내 환경에서 대표적인 적응 MIMO 알고리즘의 스펙트럼 효율을 시뮬레이션을 통해 비교, 분석하였다. 시뮬레이션 결과, 거의 모든 환경에서 CL-SM 방식이 다른 방식에 비해 스펙트럼 효율이 높음을 알 수 있었다. 예외적으로, SNR이 매우 높은 경우에는 V-BLAST와 CL-SM의 성능이 거의 유사하였으며 이는 제한된 변조 지수를 갖는 water-filling을 적용한 CL-SM 기법의 경우 SNR이 높아질수록 잉여 전력이 증가하기 때문이다. STBC 기법들은 코릴레이션에 비교적 적은 영향을 받는 반면, 공간 다중화 기법들은 코릴레이션이 증가함에 따라 다중화 이득의 감소로 인해 스펙트럼 효율이 크게 저하되었다. SNR이 낮은 환경에서는 공간 다중화 기법과 STBC 기법들의 성능 차이가 상대적으로 적은 반면, SNR이 증가함에 따라 공간 다중화 기법의 스펙트럼 효율이 훨씬 우수하였다. 또한, STBC 방식의 경우, 레일리 환경에서보다 라이시안 환경에서 스펙트럼 효율이 증가하는 반면, 공간 다중화 기법은 다중화 이득의 감소로 인해 라이시안 환경에서 스펙트럼 효율이 크게 저하되었다. 라이시안 환경에서 CL-SM 기법은 대략 빔 형성 이득만큼 다른 MIMO 알고리즘보다 성능이 우수하였다.

참 고 문 헌

- [1] G. D. Golden, C. J. Foschini, R. A. Vanezuela, and P. W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture," *Electron. Lett.*, Vol.35, No.1, pp.14-16, Jan. 1999
- [2] A. Scaglione, P. Stoica, S. Barbarossa, G. B. Giannakis, and H. Sampath, "Optimal designs for space time linear precoders and decoders." *IEEE Trans. Sig. Proc.*, Vol.50, No.5, pp.1051-1064, May. 2002.
- [3] D. P. Palomar and J. R. Fonollosa, "Practical algorithms for a family of water-filling solutions," *IEEE Trans. Sig. Proc.*, Vol.53, No.2, pp.686-695, Feb. 2005.

- [4] A. Goldsmith, S. A. Jafar, N. Jindal, and S. Vishwanath, "Capacity limits of MIMO channels," *IEEE Jour. Select. Areas Commun.*, Vol.21, No.5, pp.684-702, 2003.
- [5] D. J. Love and R. W. Heath, "Multimode precoding for MIMO wireless systems," *IEEE Trans. Sig. Proc.*, Vol.53, no 10, pp.3674-3687, 2005.
- [6] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communication," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol.16, No.8, pp.1451-1458, 1998.
- [7] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol.45, No.5, pp.1456-1467, 1999.
- [8] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.49, pp.1-4, Jan. 2001.
- [9] E. N. Onggosanusi, A. G. Dabak, and T. M. Schmidl, "High rate space-time block coded scheme: performance and improvement in correlated fading channels," *Proc. of IEEE WCNC*, Vol.1, pp.194-199, Mar. 2002.
- [10] H. M. Carrasco, J. R. Ponollosa, and A. D. Penin, "Performance analysis of space-time block coding with adaptive modulation," *Proc. of IEEE PIMRC*, Vol.1, pp.493-497, Sept. 2004.
- [11] J. Huang and S. Signell, "On performance of adaptive modulation in MIMO systems using orthogonal space-time block codes," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, Vol.58, No.8, pp.4238-4247, 2009.
- [12] J. Huang and S. Signell, "On spectral efficiency of low-complexity adaptive MIMO systems in Rayleigh fading channel," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.8, No.9, pp.4369-4374, 2009.
- [13] P. Shamain and L. B. Milstein, "Performance of space-time spreading with correlated fading and channel estimation," *Proc. ICC2002*, pp.1630-1634, 2002.
- [14] H. Zhang, W. Li, and T. A. Gulliver, "Error probability of orthogonal space time block codes over correlated Rayleigh and Rician channels," *Proc. WCNC2005*, pp.509-514, 2005.
- [15] S. A. Jafar and A. Goldsmith, "Multiple-antenna capacity in correlated Rayleigh fading with channel covariance information," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.4, No.3, pp.990-997, 2005
- [16] A. Forenza, M. R. McKay, A. Pandharipande, R. W. Heath and I. B. Collings, "Adaptive MIMO transmission for exploiting the capacity of spatially correlated channels," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, Vol.56, No.2, pp.619-630, 2007.
- [17] R. Gowrishankar, M. F. Demirkol, and Z. Yun, "Adaptive modulation for MIMO systems and throughput evaluation with realistic channel model," *Proc. Internat. Conf. Wireless Networks, Commun. and Mobile Computing*, pp.851-856, 2005.
- [18] P. L. Kafle, A. Intarapanich, A. B. Sesay, J. McRory, and R. J. Davies, "Spatial correlation and capacity measurements for wideband MIMO channels in indoor office environment," *IEEE Trans. Wireless Communications*, Vol.7, No.5, pp.1560-1571, May. 2008.
- [19] A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol.5, pp.128-137, 1987.
- [20] G. J. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed. McGraw-Hill, 1995

김 동 건 (Dong-Geon Kim)

준회원



2009년 2월 한국항공대학교 정보통신공학과
2009년~현재 한국항공대학교 정보통신공학과 석사과정
<관심분야> MIMO, 신호처리, 이동통신

신 준 호 (Joon-Ho Shin)

준회원



2010년 2월 한국항공대학교 정보통신공학과
2010년~현재 한국항공대학교 정보통신공학과 석사과정
<관심분야> MIMO, CDMA, 신호처리

박 형 래 (Hyung-Rae Park)

정회원



1982년 2월 한국항공대학교 전자공학과
1986년 2월 연세대학교 전자공학과 석사
1993년 미국 Syracuse University 전기공학과 박사
1985년~2000년 한국전자통신연구원 책임 연구원(신호기술연구실장)
1999년~2000년 (주)씨앤에스테크놀로지 전무이사
2001년~현재 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부 부교수
<관심분야> 신호처리, CDMA 모델설계, 스마트 안테나, 레이더 신호처리 등