

공간 채널 상관도에 따른 다중 안테나 시스템의 적응 송·수신 기법

준회원 박 성 호*, 김 규 현*, 종신회원 장 경 희*

Adaptive Transmission & Receiving Technology Considering Spatial Channel Correlation in Multiple Antenna Systems

SungHo Park*, KyooHyun Kim* Associate members, KyungHi Chang* Lifelong member

요 약

다중 안테나 통신시스템은 서비스 및 채널 환경의 특성에 따라 송수신 다이버시티 기법, 공간 다중화 기법과 빔형성 기법 등을 이용하여 링크의 신뢰성 혹은 시스템 용량을 증가시킨다. 이러한 다중 안테나 통신 시스템은 공간 채널 환경에 민감한 특징을 갖는다. 다이버시티 기법의 경우, 각 링크 간 채널 상관도가 낮을수록 성능이 향상된다. 하지만, 실제 채널 환경은 안테나 간의 상관관계가 많이 존재하며, 이상적인 경우와 실제 성능의 차이가 클 수 있다. 이와 반대로 빔형성 기법의 경우, 채널 상관도가 높은 LoS (Line-of-Sight) 환경에서 가장 좋은 성능을 나타낸다. 이와 같은 공간 채널의 특성을 활용한 공간채널 적응전송기법을 사용할 경우, 최소한의 링크 성능을 유지하며, 전체적인 시스템 성능을 보장할 수 있게 된다. 본 논문에서는 채널의 이러한 특성을 이용하여 링크의 신뢰성이 요구되는 시스템에서 공간 채널 상관도에 따른 다이버시티 기법과 빔형성 기법 간의 적응 송·수신을 통한 성능 향상 방안을 제시한다.

Key Words : MIMO, Spatial Channel Correlation, Diversity, Beamforming, Adaptive Transmission

ABSTRACT

The communication system using multiple antennas improves link reliability or system capacity using tx & rx diversity, spatial multiplexing, and beamforming technique with services and characteristics of channel environment. This system is sensitive to spatial channel environment. In case of diversity, the lower correlation among links as a LoS environment, the better performance is acquired.

In practical channel environment, However, there is high correlation, and there is high performance difference between ideal case and practical case. On the contrary, in case of beamforming, the higher correlation among links, the better performance is acquired. If we use the spatial adaptive transmission technique with spatial channel characteristics, we can get the system that maintains minimum link reliability and guarantees the overall system performance. In this paper, we propose the adaptive transmission and reception technique which use diversity or beamforming technique with channel characteristics.

I. 서 론

다중 안테나 통신시스템은 서비스 및 채널 환경

의 특성에 따라 송수신 다이버시티 기법, 공간 다중화 기법과 빔형성 기법 등을 이용하여 링크의 신뢰성 혹은 시스템 용량을 증가시킨다. 이러한 다중 안

* 이 논문은 인하대학교의 지원에 의하여 연구되었음.

* 인하대학교 정보통신대학원 이동통신 연구실 (khchang@inha.ac.kr)

논문번호 : KICS2006-01-040, 접수일자 : 2006년 1월 23일, 최종논문접수일자 : 2006년 8월 21일

테나 통신시스템은 공간 채널 환경에 민감한 특성을 갖는다. 다이버시티 기법의 경우, 각 링크 간 채널 상관도가 낮을수록 성능이 향상된다. 하지만, 실제 채널 환경은 안테나 간의 상관관계가 많이 존재하며, 이상적인 경우와 실제 성능의 차이가 클 수 있다. 이와 반대로 빔형성 기법의 경우, 채널 상관도가 높은 LoS 환경에서 가장 좋은 성능을 나타낸다. 이와 같은 공간 채널의 특성을 활용한 공간채널 적응 송·수신기법을 사용할 경우, 최소한의 링크 성능을 유지하며, 전체적인 시스템 성능을 보장할 수 있게 된다.

본 논문에서는 채널의 이러한 특성을 이용하여 링크의 신뢰성이 요구되는 시스템에서 공간 채널 상관도에 따른 다이버시티 기법과 빔형성 기법 간의 적응 송·수신을 통한 성능 향상 방안을 제시한다. 송신단 및 수신단에서 적용 가능한 다이버시티 기법과 빔형성 기법에 대하여 각각 공간 상관도 정보를 포함하는 순시 채널값을 이용하여 수신 SNR을 산출하고, 이를 비교함으로써 더 높은 SNR을 갖는 전송시스템을 적응적으로 선택한다. 즉, 공간 채널 환경에 적응적으로 높은 신뢰도를 갖는 전송 기법을 선택함으로써 어떠한 환경에서도 안정적인 서비스를 제공할 수 있도록 하는 방안을 제시한다. 그리고 다이버시티 기법과 빔형성 기법을 수신단에 적용함으로써 제안된 기법에 대한 링크 레벨 성능을 분석하고, 다중 안테나 통신 시스템에서의 성능 향상을 검증한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 논문의 2장에서 본 논문에서 다루는 다중 안테나 시스템에 대하여 간단히 설명하고, 3장에서는 다중 안테나 시스템의 정확한 성능 분석을 위한 공간 채널 모델에 대하여 묘사한다. 4장에서는 공간 채널 상관도에 따라 적응적으로 송·수신하는 기법에 대하여 제안하고, 5장에서 모의실험을 통하여 제안된 다중 안테나 시스템에서의 공간 채널 상관도에 따른 적응 송·수신 알고리즘의 최대 성능 한계에 대하여 분석하며, 6장에서 결론을 맺는다.

II. 다중 안테나 시스템

다중 안테나 통신시스템은 기본적으로 송신단 및 수신단에 2개 이상의 안테나를 사용하여 모뎀 신호 처리를 수행하는 시스템으로 그림 1에서 나타난 바와 같이 크게 다이버시티 기법, 공간 다중화 기법, 빔형성 기법 등을 이용한다.

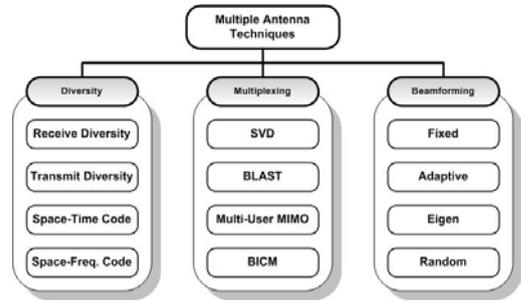


그림 1. 다중 안테나 기법.
Fig. 1. Multiple Antenna Techniques.

이와 같은 다중 안테나 기법에서 빔형성과 다이버시티 기법은 동일한 신호를 전송하고, 공간 다중화 기법은 각 안테나에서 서로 다른 데이터 신호를 전송한다^{1, 6-10}. 또한, 빔형성 기법은 각 안테나 별로 위상정보를 조정하여 기지국과 사용자의 위치각도에 따라 신호세기를 조절하여 주변의 간섭을 제거하여 성능을 높이는 것이고, 다이버시티 기법은 안테나 간의 신호를 서로 독립적으로 만들어 주기 위해 안테나 간에 어느 정도 거리를 두어 성능을 향상시키는 기법이다^{8, 11}.

본 논문에서는 기본적으로 링크의 신뢰성을 요구하는 시스템을 가정하므로, 위의 기법들 중 다이버시티 기법과 빔형성 기법에 대해서만 다루도록 한다.

2.1 다이버시티 기법

2.1.1 송신 다이버시티 기법

본 논문에서 사용하는 송신 다이버시티 기법은 OFDM 기반 SFBC (Space-Frequency Block Code)로서 채널의 주파수 선택적 특성이 크지 않고, FFT 크기가 매우 커서 인접 부채널 간의 채널 주파수 응답이 거의 바뀌지 않을 경우에 사용된다¹⁷⁻⁹¹.

그림 2는 2개의 송신 안테나를 사용한 SFBC-OFDM 방식의 블록도를 보여준다.

SFBC-OFDM의 부호화는 한 OFDM 심볼의 인접 부채널에 해당하는 두 심볼 사이에 이루어진다.

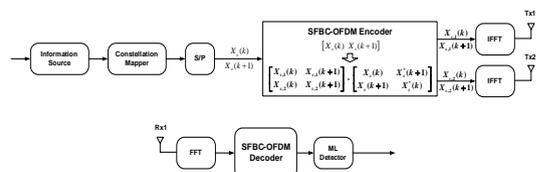


그림 2. 2Tx-1Rx SFBC-OFDM 방식의 블록도.
Fig. 2. 2Tx-1Rx SFBC-OFDM blockdiagram.

s번째 OFDM 심볼의 k번째 부채널 신호 $X_s(k)$ 와 k+1번째 부채널 신호 $X_s(k+1)$ 는 다음 식과 같이 부호화 된다.

$$\begin{bmatrix} X_s(k) & -X_s^*(k+1) \\ X_s(k+1) & X_s^*(k) \end{bmatrix} \quad (1)$$

STBC-OFDM 방식과 마찬가지로 위 식에서 1행 성분들은 1번째 송신안테나로 전송되며, 2행 성분들은 2번째 송신안테나로 전송된다. 각 송신 안테나에서 s번째 OFDM 심볼의 k번째 부채널 신호는 첫 열 성분이 전송되고, k+1번째 부채널 신호는 두 번째 열 성분이 전송된다. 이러한 부호화 과정을 거쳐 각각의 송신안테나로 전송된 신호는 수신안테나에서 다음 식과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} Y_{s,i}(k) &= H_{s,1,i}(k)X_s(k) \\ &\quad + H_{s,2,i}(k)X_{s+1}(k+1) + W_s(k) \\ Y_{s,i}(k+1) &= -H_{s,1,i}(k+1)X_s^*(k+1) \\ &\quad + H_{s,2,i}(k+1)X_s^*(k) + W_s(k+1) \end{aligned} \quad (2)$$

위 식과 같이 i번째 수신 안테나를 통해 수신된 s번째 OFDM 심볼의 k번째 부채널 신호 $Y_{s,i}(k)$ 는 각 송신 안테나에서 전송된 신호의 합으로 나타난다.

SFBC-OFDM 방식의 복호화 과정은 STBC-OFDM 방식과 같으며 추정된 값은 다음 식과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \tilde{X}_s(k) &= H_{s,1,i}^*(k)Y_{s,i}(k) + H_{s,2,i}(k)Y_{s,i}^*(k+1) \\ &= \left(|H_{s,1,i}(k)|^2 + |H_{s,2,i}(k)|^2 \right) X_s(k) \\ &\quad + H_{s,1,i}^*(k)W_s(k) + H_{s,2,i}(k)W_s^*(k+1) \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \tilde{X}_s(k+1) &= H_{s,2,i}^*(k)Y_{s,i}(k) - H_{s,1,i}(k)Y_{s,i}^*(k+1) \\ &= \left(|H_{s,1,i}(k)|^2 + |H_{s,2,i}(k)|^2 \right) X_s(k+1) \\ &\quad - H_{s,1,i}(k)W_s^*(k+1) + H_{s,2,i}^*(k)W_s(k) \end{aligned}$$

따라서 SFBC-OFDM 방식은 $|H_{s,1,i}(k)|^2 + |H_{s,2,i}(k)|^2$ 의 다이버시티 이득을 갖게 된다.

2.1.2 수신 다이버시티 기법

수신 다이버시티 기법의 경우, 송신단에 1개의

안테나, 수신단에 다수의 안테나를 갖는 시스템에서 적용 가능하다. 수신 다이버시티 기법은 일반적으로 송신 다이버시티 보다 높은 이득을 보인다. 이는 MISO (Multiple Input Single Output) 시스템의 경우, 송신단 전력의 제한 ($1/M_T$, M_T : 송신 안테나 수)으로 인하여 채널 용량이 SIMO (Single-Input Multiple-Output) 시스템의 경우에 비하여 작기 때문이다. 이와 같은 수신 다이버시티 기법으로 사용되는 대표적인 방법에는 Selection Combining (SC), Equal Gain Combining (EGC), Maximum Ratio Combining (MRC) 등의 Combining 기법이 있다. 본 논문에서는 이들 기법 중 MRC 기법을 이용한다.

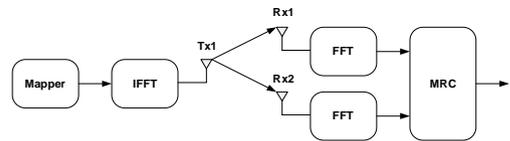


그림 3. 수신 다이버시티 기법 (MRC)을 적용한 1Tx-2Rx SIMO-OFDM 시스템 블록도
Fig. 3. 1Tx-2Rx SIMO-OFDM System Blockdiagram using Rx Diversity (MRC).

그림 3의 시스템에서 Flat 페이딩을 가정할 경우, 채널 벡터 H 는 식 (4)와 같이 주어진다.

$$H = [h_1 \ h_2]^T \quad (4)$$

이때, i번째 안테나로 수신된 신호는 식 (5)와 같이 표현된다.

$$Y_i(k) = X_i(k)H_i(k) + W_i(k), \quad i=0, 1 \quad (5)$$

인접 부채널로 전송되는 심볼은 식 (6)과 같이 나타낼 수 있으므로, 식 (5)는 식 (7)과 같이 표현될 수 있다.

$$X_i(2k) = -X_i(2k+1) \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \tilde{Y}_i(k) &= Y_i(2k) - Y_i(2k+1) \\ &= X(2k)[H_i(2k) + H_i(2k+1)] \\ &\quad + W_i(2k) - W_i(2k+1) \\ &= X(k)\tilde{H}_i(k) + \tilde{W}_i(k) \end{aligned} \quad (7)$$

인접하는 두 부채널의 복소 이득이 같고 수신단에서 각 경로의 채널 이득을 정확히 알고 있다고 가정할 때, 두 개의 안테나를 위한 수신 MRC는 다

음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \tilde{X}(k) &= \sum_{i=1}^2 H_i^*(k) \tilde{Y}_i(k) \\ &= 2 \left[|H_1(2k)|^2 + |H_2(2k)|^2 \right] X(k) \\ &\quad + \tilde{H}_1^*(k) \tilde{W}_1(k) + \tilde{H}_2^*(k) \tilde{W}_2(k) \end{aligned} \quad (8)$$

위의 식 (8)에서 확인할 수 있듯이, 1Tx-2Rx MRC-OFDM 시스템은 $2 \left[|H_1(2k)|^2 + |H_2(2k)|^2 \right]$ 의 수신 MRC 이득을 얻을 수 있다.

2.2 빔형성 기법

2.2.1 송신 빔형성 기법

기존의 두 개의 다이버시티 안테나를 사용하여 다중경로 신호를 결합하는 경우와는 달리 스마트 안테나 기술은 배열 안테나와 고성능 디지털 신호 처리 기술을 이용하여 RF 신호 환경의 변화에 따른 적응적 안테나 빔 패턴 제어에 의하여 송, 수신 성능 및 용량의 극대화를 가능하게 하는 첨단 신호처리 및 안테나 기술이다.

하향링크에서는 하드웨어 구조의 복잡도 증가를 이유로 단말기 상에 설치할 수 있는 안테나 수가 제한되므로 수신단에서 충분한 공간 다이버시티 및 빔형성 효과를 얻기가 어려운 상황이다.

따라서 이러한 점을 극복하기 위하여 하향링크 상에서는 송신단인 기지국에서 여러 개의 전송 안테나를 사용하고 단말기에 단일의 수신 안테나를 사용하는 MISO (Multi-Input Single-Output) 환경에서 다이버시티 효과를 발생하기 위한 전송 다이버시티 (Transmit Diversity) 기법이 활발히 연구되고 있다^[12, 15].

본 논문에서는 송신 빔형성 기법으로서 OFDM 시스템에 적용된 주파수 영역 TxAA (Transmit Adaptive Array) 방식을 고려한다. 일단 단말기가 채널의 상태를 정확히 추정하여 기지국에 전송하여 기지국에서 안테나 가중치를 계산할 수 있다고 가정한다. 또한 M_T 전송 안테나를 가지면서 각각의 부반송파 별로 Transmit Array Processing을 수행하는 OFDM 시스템을 고려한다. M_R 개의 안테나를 가진 수신단에서 k 번째 부반송파를 통해 전송된 주파수 영역 신호는 다음과 같이 표기할 수 있다.

$$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{H}(k)\mathbf{X}(k) + \mathbf{N}(k) \quad (9)$$

여기서 $\mathbf{H}(k)$ 는 부반송파 k 에 대한 $M_R \times M_T$ 채널 행렬에 해당하며, $\mathbf{N}(k)$ 는 부반송파 k 에 대한 $M_R \times 1$ 잡음 벡터에 해당하며 $\mathbf{X}(k)$ 는 부반송파 k 에 대한 $M_T \times 1$ 전송 신호 벡터에 해당한다. OFDM TxAA 시스템은 각각의 부반송파로 전송되는 신호가 $\mathbf{X}(k) = \mathbf{V}(k)s(k)$ 로 빔형성되는데 여기서 $\mathbf{V}(k)$ 는 부반송파 k 에 대한 $M_T \times 1$ 빔형성 벡터에 해당하며 $s(k)$ 는 부반송파 k 로 전송되는 심볼을 말하며, 일반적으로 QPSK, QAM 등으로 변조된다. 따라서 부반송파 k 에 대한 수신 신호는 아래의 식 (10)으로 다시 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}(k) &= \mathbf{H}(k)\mathbf{X}(k) + \mathbf{N}(k) \\ &= \mathbf{H}(k)\mathbf{V}(k)s(k) + \mathbf{N}(k) \end{aligned} \quad (10)$$

수신단의 선형 결합을 위하여, 수신단에서는 각각의 부반송파 별로 다음과 같은 계산을 수행한다.

$$\mathbf{Z}(k) = \mathbf{W}^H(k)\mathbf{Y}(k) \quad (11)$$

전송단의 빔형성 벡터와 수신단의 가중치는 다음과 같이 구할 수 있다. 부반송파 k 에 대하여 $M_R \times M_T$ 채널 행렬의 Singular Value Decomposition은 아래와 같다.

$$\mathbf{H}(k) = \mathbf{U}_H(k)\mathbf{S}_H(k)\mathbf{Z}_H^H(k) \quad (12)$$

여기서 $\mathbf{U}_H(k)$ 은 $M_R \times M_R$ 이고 $\mathbf{Z}_H(k)$ 는 $M_R \times M_T$ 인 unitary 행렬이다.

그리고 $\mathbf{S}_H(k)$ 는 $M_R \times M_T$ 행렬인데, upper left $r_H \times r_H$ 부분만 값을 가지며 나머지는 모두 0을 가지는 행렬이다. 여기서 r_H 는 $\mathbf{H}(k)$ 의 rank 이다. 수신 안테나의 k 번째 부반송파의 SNR을 최대로 하기 위해서는 전송 빔형성 벡터 $\mathbf{V}(k)$ 를 다음과 같이 선정하여야 한다.

$$\mathbf{V}(k) = \mathbf{Z}_{H1}(k) \quad (13)$$

여기서 $\mathbf{Z}_{H1}(k)$ 은 $\mathbf{Z}_H(k)$ 의 첫 번째 열에 해당하는 벡터이다. 또한 수신단의 가중치 벡터는 다음과 같이 선정한다.

$$\mathbf{W}(k) = \alpha \mathbf{H}(k) \mathbf{V}(k) \quad (14)$$

여기서 α 는 SNR에 영향을 미치지 않는 상수이지만 수신단의 MMSE 해를 얻게 하는 값을 선정하며 그 때 결과는 아래와 같다.

$$\mathbf{W}(k) = \frac{\mathbf{H}(k) \mathbf{V}(k)}{\mathbf{V}^H(k) \mathbf{H}^H(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{V}(k) + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2}} \quad (15)$$

여기서 σ_n^2 은 수신단의 잡음 분산값을 나타내며, σ_s^2 는 전송 신호의 전력값을 나타낸다.

2.2.2 수신 빔형성 기법

본 논문에서는 TRB (Temporal Reference Beamforming) 기반 수신 적응 빔형성 기법에 대하여 다루도록 한다^[12].

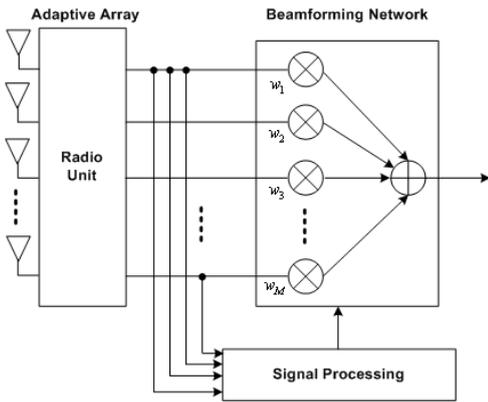


그림 4. Adaptive Antenna Array 시스템 구조
Fig. 4. Structure of adaptive antenna array

그림 4는 Adaptive Antenna Array 시스템 구조를 간단히 보여주고 있다.

스마트 안테나 시스템은 디지털 영역에서 빔형성을 하기 때문에 Digital Beamforming 기법의 일종이며, 채널 상황이나 환경에 따라 수시로 가중치를 변화하게 하기 위하여 적응 알고리즘이 필요함을 알 수 있다.

적응 빔형성기 (Adaptive Beamformer)는 각각의 안테나의 가중치를 수신 신호의 통계적 특성에 맞추어 변화시킬 수 있다. 그러나 안테나 어레이로 들어오는 신호의 통계적 특성을 알기 어렵고, 시간에 따라 변하기 때문에 가중치를 적절히 변화시키기

위한 적응 알고리즘이 필요하다. 일반적으로 적응 알고리즘은 특정 기준을 만족할 때까지 지속적으로 안테나 가중치를 변화시킨다. 본 논문에서는 적응 알고리즘으로서 RLS(Recursive Least Square) 알고리즘을 사용하였다. 이는 일반적으로 많이 사용되는 LMS(Least Mean Square) 알고리즘에 비하여 수렴률이 빠른 반면, 한번 반복할 때마다 $4M^2+4M+2$ 의 복소 곱이 요구되는 다소 복잡한 특징을 가지고 있으며, 식 (16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$k(n) = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{R}(n-1) \mathbf{x}(n)}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{x}^H(n) \mathbf{R}(n-1) \mathbf{x}(n)}$$

$$\mathbf{R}(n) = \lambda^{-1} \mathbf{R}(n-1) - \lambda^{-1} k(n) \mathbf{x}^H(n) \mathbf{R}(n-1) \quad (16)$$

$$\xi(n) = d(n) - \tilde{\mathbf{w}}^H(n-1) \mathbf{x}(n)$$

$$\tilde{\mathbf{w}}(n) = \tilde{\mathbf{w}}(n-1) + k(n) \xi^*(n)$$

여기서 $k(n)$ 은 이득 벡터이고, $\mathbf{x}(n)$ 은 입력신호, $\mathbf{R}(n)$ 은 $\mathbf{x}(n)$ 에 대한 상관행렬, λ 는 ‘forgetting factor’로서 0과 1 사이 값을 갖으며 수렴률을 조절한다. 또, $d(n)$ 은 원하는 신호값을 나타내고, $\mathbf{w}(n)$ 은 가중치 벡터를 의미한다.

III. 공간 채널 모델

일반적으로 다중 안테나 통신 시스템은 다양한 채널 상태에 대한 신호의 영향을 분석, 활용함으로써 성능 향상을 꾀한다. 따라서 정확한 시스템 성능을 분석하기 위해서는 이러한 채널 상태를 정확히 묘사할 수 있는 채널 모델이 필수적이다.

공간 채널 모델로서 현재 각광받고 있는 SCM (Spatial Channel Model)은 3GPP와 3GPP2에서 공동으로 진행하는 3GPP-3GPP2 Spatial Channel Ad-hoc Group에서 연구하고 있는 다중 안테나 환경용 채널 모델로서, 결정적 채널 모델 중의 한 방식인 Ray-tracing 방식에 기반한다 [2-6].

3.1 SCM 채널 묘사

그림 5는 BS와 MS에 대하여 n 개의 다중 경로에 대한 클러스터와 각각의 클러스터를 구성하는 m 개의 부경로로 묘사된다. n 번째 클러스터의 m 번째 부경로에 대하여, $\theta_{n,m,AoD}$ 는 BS 안테나의 Broadside에

대한 각 경로 전력의 평균 송·수신 각으로 정의되는 양이고, $\Delta_{n,m,AoD}$ 는 평균 AoD에 대한 각 부경로에서의 오프셋이다. BS에서 경로 별 AS는 BS 안테나의 어레이에 수신되는 각각의 전력을 갖는 경로에 대한 수신 각의 RMS (Root Mean Square)로 정의되며, AoD의 값에 따라 달라진다.

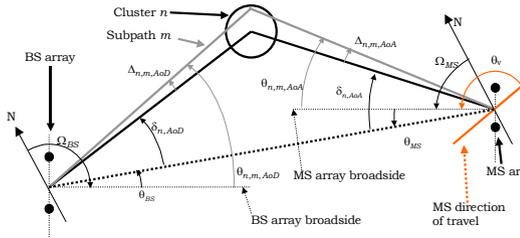


그림 5. Ray-tracing 방식에 기반한 공간 채널 모델.
Fig. 5. Spatial channel model based on ray-tracing method.

3.2 채널 계수 생성식

S개의 BS 어레이와 U개의 MS 어레이로 구성된 시스템에 있어서, N개의 다중 경로 중 한 경로에 대한 채널 매트릭스는 $U \times S$ 의 복소 진폭 (Complex Amplitude)을 갖는 매트릭스로 주어진다. n번째 다중 경로 요소에 대하여 채널 매트릭스를 $\mathbf{H}_n(t)$ 라 하면, $\mathbf{H}_n(t)$ 의 (u, s) 번째 요소는, 식 (17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$h_{u,s,n}(t) = \sqrt{\frac{P_n}{M}} \sum_{m=1}^M \left(\exp(j[kd_s \sin(\theta_{n,m,AoD}) + \Phi_{n,m}]) \times \exp(jkd_u \sin(\theta_{n,m,AoA})) \times \exp(jk\|\mathbf{v}\|t) \right) \quad (17)$$

식 (17)에서, P_n 은 n번째 경로에 대한 수신 전력이며, M은 전체 부 경로의 수, $\theta_{n,m,AoD}$ 와 $\theta_{n,m,AoA}$ 는 각각 BS와 MS의 AoA, AoD를 나타내며, k는 $2\pi/\lambda$, $\Phi_{n,m}$ 은 n번째 경로에 대해서 m번째 부 경로의 위상을 나타낸다.

본 논문에 적용된 링크레벨 모의실험에서는 속도를 고정하고, DoT (Degree of Travel)을 0°로 하였다. 또한, 정규화된 수신 전력을 가정하여 모의실험을 수행하였다.

IV. 공간 채널 상관도에 따른 적응 송·수신 기법

일반적으로 다중 안테나 시스템은 다이버시티 양이나 무선 통신 시스템의 자유도 수를 증가시키는

데 사용되어 왔다. 이를 통하여 다중 안테나 시스템은 다이버시티 이득과 공간 다중화 이득을 제공할 수 있다. 전송 다이버시티 기법은 채널의 다이버시티를 다양한 기법을 통하여 이용함으로써 페이딩 채널 환경에 강인한 특성을 지니게 되고, 링크의 신뢰도를 향상시킴으로써 전체 시스템 성능을 향상시키는 방법이다. 이에 비해, 공간 다중화 기법은 다중 안테나 시스템의 자유도에 근거하여 전송 신호를 공간 채널로 병렬 전송함으로써 데이터 전송률을 크게 증가시키는 방법이다^[13].

기존의 알고리즘은 안테나 선택 기법을 제외하면, 다중 안테나 시스템에서 다이버시티 기법과 다중화 기법 간의 스위칭으로 제한되어 있다. 두 기법은 특성상 링크의 신뢰도와 전송 데이터율에 대한 교환 비로서 구분되며, 모두 공간 채널 상관도가 낮아야 우수한 성능을 나타내는 특징이 있다^[14].

본 논문에서 제안하는 공간 채널 상관도에 따른 적응 송·수신 알고리즘은 다이버시티 기법과 빔형성 기법 간의 스위칭을 그 대상으로 한다. 이는 링크의 신뢰성 위주의 시스템에서 채널의 상관도에 대한 영향을 고려하여 최대한 높은 성능을 갖도록 하는데 그 의미가 있다. 앞서 언급한 바와 같이 다이버시티 기법은 낮은 상관도를 갖는 채널 환경에서 제 성능을 나타내지만 ($SNR_{Div.} > SNR_{Bf.}$), 빔형성 기법은 높은 상관도를 갖는 채널 환경에서 우수한 성능을 갖는다 ($SNR_{Div.} < SNR_{Bf.}$). 따라서 채널 상관도에 따른 수신 SNR을 비교함으로써 두 기법을 적응적으로 적용할 수 있도록 한다.

STTD와 같은 다이버시티 기법에서의 수신 SNR은 식 (18)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\eta = \frac{\|H_{TD}(p_t)\|_F^2}{M} \rho \quad (18)$$

여기서 $\|H_{TD}(p_t)\|_F^2$ 는 각 안테나에 대한 채널의 Frobenius Norm이고, ρ 는 SISO 페이딩 채널에서의 평균 SNR로서 E_s/N_0 이다. 이와 유사하게 수신 MRC 다이버시티 기법에서의 수신 SNR은 식 (19)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\eta = \|\mathbf{H}\|_F^2 \rho \quad (19)$$

여기서 $\|\mathbf{H}\|_F^2$ 은 각 수신 안테나에 대한 채널의

Frobenius Norm이다. 수신 다이버시티의 경우, 송신 안테나에 대한 전력 분산이 없으므로 수신 SNR이 송신 다이버시티 기법의 경우보다 더 높게 나타나게 된다.

반면, TxAA와 같은 빔형성 기법에서의 수신 SNR은 식 (20)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\eta = \frac{\sigma_s^2 \mathbf{w}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}}{\sigma_n^2} \quad (20)$$

여기서, 위 첨자 \mathbf{H} 는 Hermitian 행렬을 나타내고, \mathbf{w} 는 $\|\mathbf{w}\|^2=1$ 로 정규화된 전송 안테나 가중치 벡터를 의미한다. 그리고 \mathbf{H} 는 채널 행렬이다. 수신단에서는 식 (20)의 수신 SNR을 최대화하는 최적의 가중치 벡터 \mathbf{w} 를 결정한다. 이는 채널 상관행렬 $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 의 가장 큰 고유값 λ_{\max} 에 해당하는 고유벡터이다. 따라서 식 (20)에 의한 수신 SNR은 식 (21)로 다시 쓸 수 있다.

$$\eta = \frac{\lambda_{\max}}{\sigma_n^2} \quad (21)$$

마지막으로 수신 빔형성 기법의 적응 빔형성의 경우, 수신 SNR에 대하여 식 (22)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\eta = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_N \mathbf{w}} \quad (22)$$

여기서, \mathbf{R}_s 는 송신 신호의 자기 상관 행렬로서 $E[\mathbf{S}\mathbf{S}^H]$ 와 같고, \mathbf{R}_N 은 잡음 성분의 자기상관 행렬로서 $E[\mathbf{N}\mathbf{N}^H]$ 와 같다.

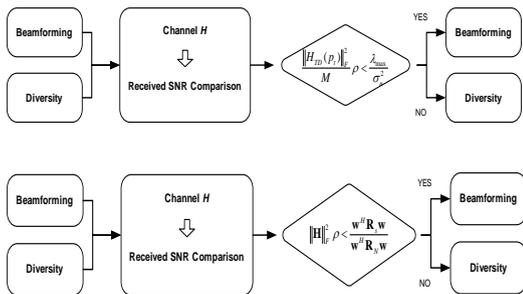


그림 6. 적응 송·수신 알고리즘
Fig. 6. Adaptive transmission & receiving algorithm

따라서, 채널 상관도를 고려한 두 기법의 수신 SNR 비교를 통하여 큰 값을 선택함으로써 두 기법 간의 전환이 가능하다.

그림 6은 제안된 적응 송·수신 알고리즘에 대한 블록도를 나타낸다.

V. 모의 실험

5.1 모의실험 환경

표 1. 모의실험 환경

Table 1. Simulation Environment

시스템 파라미터		
Center Frequency	2 GHz	
Sampling Frequency	3.84 MHz	
No. of Subcarriers	1024	
Size of Cyclic Prefix	128 Samples	
Modulation	QPSK (Uncoded)	
채널 파라미터		
다중 경로 채널 (ITU R M.1225)	Veh A (6 path)	3 km/h
AoA/AoD	30°	
Angle Spread	0° ~ 60°	
DoT	0°	
안테나 파라미터		
No. of Rx Antenna	MISO : 1 Rx SIMO : 2 Rx	
Rx Antenna Distance	0.5 λ	
Scatterer Distribution	AS / 2	
No. of Tx Antenna	MISO : 2 Tx SIMO : 1 Tx	
Tx Antenna Distance	0.5λ	

표 1은 기본적인 모의실험 환경을 나타낸다. 본 모의실험에서는 공간적 상관도에 따라 송신단 및 수신단에서 다이버시티 기법 혹은 빔형성 기법을 적용하였을 때의 성능 변화를 분석하고, 제안한 적응 수신 기법을 적용하였을 때의 성능향상을 검증한다.

5.2. 모의실험 결과

5.2.1 공간적 상관도에 따른 다중 안테나 전송 시스템 성능 분석

다중 안테나 시스템은 공간 채널의 상관도에 따

라 성능이 서로 다르게 나타난다. 그림 7은 AS (Angular Spread)와 안테나 간격에 따른 채널 상관도의 변화를 나타낸다. 그림 7에서 나타난 바와 같이 채널의 공간 상관도는 일반적으로 안테나 간 거리와 송수신 신호의 입사 범위에 의존한다.

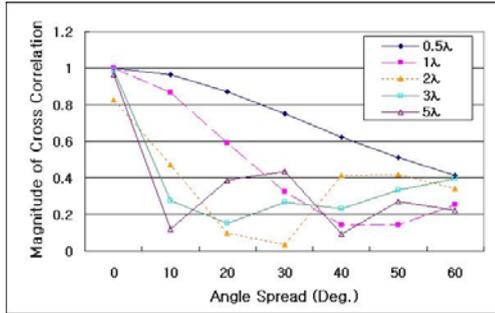


그림 7. Angle Spread와 Antenna Distance에 따른 채널 상관도
Fig. 7. Channel correlation according to angle spread and antenna distance

본 모의 실험에서는 송·수신단에서 다이버시티 기법과 빔형성 기법을 적용하였을 때, 공간 상관도에 따른 성능 변화를 살펴보고자 한다. 본 모의 실험에서는 서로 다른 AS를 가지고 채널의 상관도를 변화시키며, 각 전송 기법에서의 성능 변화를 살펴 보도록 한다.

① 다이버시티 기법

• SFBC-OFDM 시스템

본 모의실험에서는 2개의 송신 안테나와 1개의

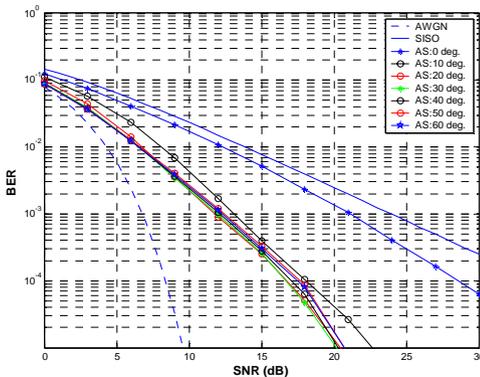


그림 8. 2Tx-1Rx SFBC-OFDM 시스템의 공간 채널 상관도에 따른 BER 성능 곡선
Fig. 8. BER performance curve according to spatial channel correlation in the 2Tx-1Rx SFBC-OFDM system

수신 안테나를 갖는 SFBC-OFDM 시스템에 대하여 AS (Angle Spread)를 변화시켜 가며, 링크의 비트 에러율 (Bit Error Probability)을 확인한다. 이를 통하여 채널의 공간적 상관도에 따른 송신 다이버시티 기법의 성능 열화를 확인할 수 있다. 채널의 공간적 상관도에 변화를 주기 위하여 수신 신호에 대한 AS를 0°에서 60°로 변화시키며, 시스템의 성능 변화 추이를 살펴보도록 한다.

그림 8은 이와 같은 모의실험의 결과를 보여준다.

그림 8에서 나타나듯이, 채널의 상관도가 거의 없는 경우 (AS = 60°), SFBC-OFDM 시스템의 성능이 가장 좋고, 채널 상관도가 가장 높은 AS 0°인 경우에 가장 낮은 성능을 보인다. 이는 송신 다이버시티 기법의 특성 상 독립적인 채널 환경에서 부호화에 의한 직교성이 보장되어야 가장 좋은 성능을 가질 수 있기 때문이다. Target BER 10⁻³에서 AS가 채널의 상관도가 낮은 경우 (AS = 60°) 경우, SISO 시스템과 비교하여 다이버시티 이득과 직교 부호화에 대한 이득으로 약 10 dB의 수신 SNR에 대한 이득이 발생한 반면, AS가 20° 이내로 들어올 경우, 채널의 상관도 증가로 인하여 부호화의 직교성이 손상됨으로써 성능 열화가 심화된다. 특히, AS가 0°인 경우는 채널 간에 거의 상관 관계를 갖게 되고, 독립 채널을 겪는 경우와 비교하여 9 dB 이상의 성능 열화가 발생한다. 결국, SISO 시스템과 비교하여 안테나 이득만 발생함을 알 수 있다.

• 수신 MRC-OFDM 시스템

본 모의실험에서는 1개 송신 안테나와 2개 수신 안테나를 갖는 SIMO-OFDM 시스템에서 수신

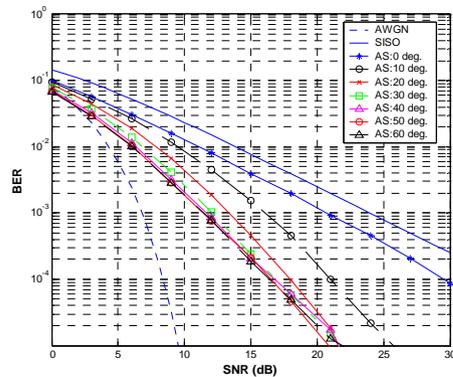


그림 9. 1Tx-2Rx MRC-OFDM 수신 다이버시티 방식에서 공간 채널 상관도에 따른 BER 성능 곡선
Fig. 9. BER performance curve according to spatial channel correlation in the 1Tx-2Rx MRC-OFDM system

MRC 기법을 적용한다. SFBC-OFDM 시스템과 마찬가지로 AS를 각각 0°에서 60°로 변화시키며 적용함으로써 채널 공간 상관도에 따른 비트 에러율의 변화를 알아본다. 그림 9는 이와 같은 모의실험 결과를 나타낸다.

그림 9를 보면, 앞서 살펴본 송신 다이버시티의 경우와 마찬가지로 채널의 상관도가 거의 없는 경우 (AS = 60°) 수신 MRC-OFDM 시스템의 성능이 제일 좋고, 채널 상관도가 가장 높은 AS 0°인 경우에 가장 낮은 성능을 보인다. Target BER 10⁻³에서 AS가 60°인 경우, 거의 독립적인 페이딩 채널을 겪으며, MRC 이득으로 약 12 dB의 수신 SNR 이득이 발생한 반면, AS가 20° 이내로 들어올 경우, 채널의 상관도 증가로 인한 다이버시티 이득의 감소로 성능 열화가 심화된다. AS가 0°인 경우, 다이버시티에 대한 이득은 거의 없고, 안테나 이득만 발생함을 알 수 있다.

② 빔형성 기법

• TxAA-OFDM 시스템

본 모의 실험에서는 OFDM 시스템에 적용된 주파수 영역 TxAA (Transmit Adaptive Array) 방식을 고려한다. 이때, 수신단이 채널의 상태를 정확히 추정하여 송신단에 전송하여 송신단에서 안테나 가중치를 계산할 수 있다고 가정한다. 이 시스템 역시 동일한 안테나 차수를 유지하기 위하여 2 x 1 ULA (Uniform Linear Array)를 가정한다.

송신 신호는 TxAA 방식에 따라 각각의 부반송

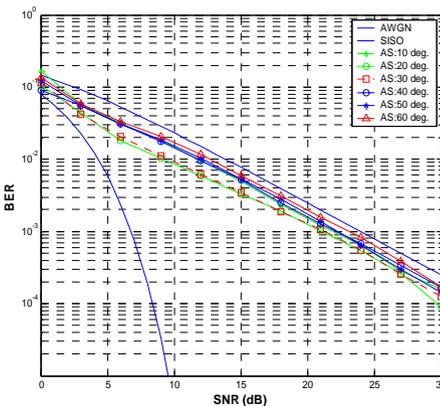


그림 10. TxAA 빔형성 기법을 이용한 OFDM 기반 스마트 안테나 시스템에서의 공간 채널 상관도에 따른 BER 성능 곡선
Fig. 10. BER performance curve according to spatial channel correlation in the smart antenna based on OFDM system using TxAA beamforming

파 별로 Transmit Array Processing 을 수행하여 전송된다. QPSK 등으로 변조된 송신 신호는 수신단에서 추정된 채널 상태를 이용하여, 식 (15)와 같이 빔형성 벡터를 산출하고, 이를 변조된 신호에 대하여 적용함으로써 송신 신호에 대하여 빔을 형성하게 된다. 그림 10에 각각 다른 AS를 적용한 경우의 비트 에러율에 대한 성능곡선을 나타내고 있다.

그림 10을 살펴보면, Target BER 10⁻³에 대하여 가장 높은 상관도를 갖는 0° AS의 환경에서 수신 SNR이 약 21 dB로 SISO 시스템과 비교하여 약 3 dB의 성능 향상이 발생하며, 상관도가 낮은 60° AS에서 약 1 dB의 성능 향상만이 이루어짐을 알 수 있다. TxAA는 수신 빔 형성보다 상대적으로 낮은 성능을 보이며, 어레이 이득만이 존재함을 알 수 있다.

• RLS 기반 수신 적응 빔형성 시스템

수신 빔형성 기법에 대한 모의실험에 대하여, 1 x 2의 ULA에서 TRB 알고리즘의 적응기법 중 RLS를 이용하는 OFDM 기반 스마트 안테나 시스템을 이용하였다. 본 모의실험에서는 이상적인 채널 추정을 가정하고, 빔형성 벡터를 산출하였다.

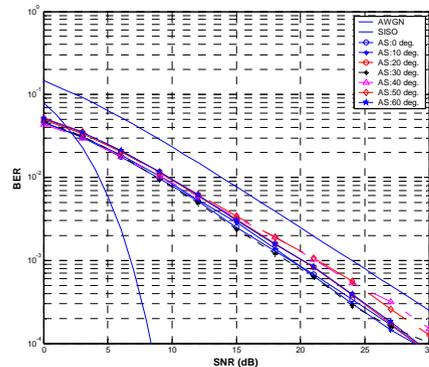


그림 11. 수신 빔형성을 이용한 OFDM 기반 스마트 안테나 시스템의 공간 채널 상관도에 따른 BER 성능 곡선
Fig. 11. BER performance curve according to spatial channel correlation in the smart antenna based on OFDM system using Rx beamforming

그림 11은 채널 상관도에 따른 비트 에러율 성능 곡선을 나타낸다. 수신 빔형성 기법의 경우, 안테나 어레이의 특성상 각 안테나 엘레먼트로 들어오는 신호가 높은 상관도를 가질 때 더 높은 성능을 나타낸다. Target BER 10⁻³에서 공간 상관도가 가장 높은 AS 0°에서 SISO 시스템과 비교하여 약 5.5

dB의 성능 향상을 보였으며, 이는 빔형성 기법이 강한 LoS 환경에서 더 높은 성능을 보임을 의미한다. 반면, 공간 상관도가 비교적 낮은 40° AS 와 50° AS 에서 완전 상관된 채널 환경과 비교하여 약 3.5 dB의 성능 열화가 발생하였다. 이는 수신 빔형성 알고리즘을 적용하는 경우, 안테나 어레이에 의한 어레이 이득으로 인하여 다이버시티 기법에 비해 공간 채널 상관도에 비교적 덜 민감한 것을 알 수 있다. 또한 안테나 어레이의 수가 적은 것도 성능에 영향을 주어 상대적으로 낮은 성능을 보였다.

5.2.2 제안한 공간 채널 상관도에 따른 다중 안테나 적응 수신 시스템

본 모의 실험에서는 다중 안테나 적응 수신 시스템을 고려하기 위하여, 1 x 2 안테나를 갖는 SIMO 시스템에서 MRC 기법을 사용한 수신 다이버시티 기법과 TRB (Temporal Reference Beamforming)의 수신 빔형성 기법에서 RLS (Recursive Least Square) 적응 알고리즘을 사용한 경우를 고려한다. 이때, 4장에서 제안된 공간 채널 상관도에 따른 수신 기법 스위칭 기법을 이용함으로써 제안된 알고리즘의 성능을 분석한다.

앞서 기술한 바와 같이 공간적 상관도를 포함하는 순시 채널 정보를 이용하여 두 기법 간의 수신 SNR을 비교한다. 이때, 상대적으로 더 큰 수신 SNR을 나타내는 전송기법을 선택함으로써 더욱 Target BER에 근접한 링크 신뢰도를 얻게 된다. 앞서 살펴본 두 기법과 동일한 조건 하에 채널의 상관도를 AS로써 변화시킴으로써 성능에 미치는 영향을 분석하였다.

모의실험 결과를 그림 12에 나타내었다.

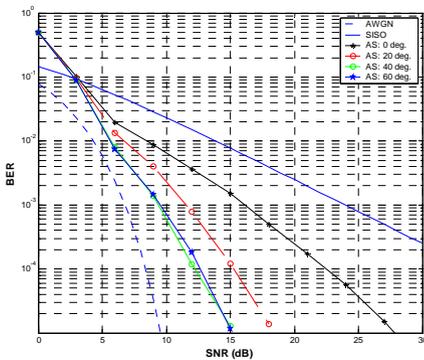


그림 12. 다중 안테나 적응 수신 기법을 적용한 경우의 공간 채널 상관도에 따른 BER 성능 곡선
Fig. 12. BER performance curve according to spatial channel correlation in the SIMO-OFDM system using adaptive receiving method

자유도가 비교적 낮은 2개의 수신 안테나를 적용한 시스템에서도 비교적 높은 성능을 나타내었으며, 낮은 상관도에서 더 높은 성능을 나타내는 다이버시티 기법과 유사한 성격을 나타냄을 알 수 있다. Target BER 10⁻³에서 가장 낮은 상관도 60°에서 수신 SNR 10 dB로 SISO 시스템과 비교하여 약 18 dB의 성능 향상을 보였으며, 20°AS에서도 수신 MRC와 거의 유사한 성능을 보였다. 특히 높은 상관도를 갖는 환경에서도 약 6dB의 성능 이득을 보이는 등 전체적인 성능 향상이 이루어졌음을 확인할 수 있었다.

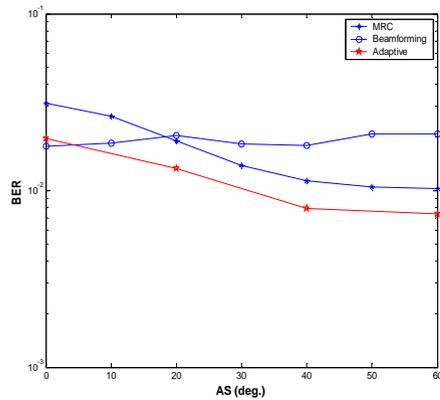


그림 13. Target SNR 6 dB에 대한 각 전송기법의 공간 채널 상관도에 따른 BER 성능 곡선
Fig. 13. BER performance curve according to spatial channel correlation of each receiving method for target SNR 6dB

그림 13은 Target SNR 6dB에서 각 채널 상관도에 따른 비트 에러율을 비교한 그림으로서, 적응 알고리즘을 사용함으로써 인하여 전체적인 성능 향상이 이루어졌음을 나타낸다.

VI. 결론

본 논문에서는 공간 채널의 상관도에 따라 다중 안테나 통신 시스템에 대한 영향을 분석하고, 이를 효율적으로 활용함으로써 실제적인 환경에서 시스템 성능을 향상시킬 수 있는 방안을 제시하였다.

송신단 및 수신단에서 적용 가능한 다중 안테나 전송기법으로 각각 다이버시티 기법과 빔형성 기법에 대하여 고려하였다. 그리고, AS를 다르게 적용함으로써 채널 상관도의 영향을 분석하였다.

우선 송신단 전송 기법으로 2Tx 1Rx에 대한 SFBC 기법과 TxAA에 대하여 채널 상관도의 영향

을 분석하였다. 0~60°의 AS에 대하여, SFBC의 경우는 Target BER 10⁻³에서 12 dB ~ 21 dB의 성능을 보였으며, AS 10° 이하부터 급격한 성능 감소 현상이 나타났다. 반면, TxAA를 적용한 시스템에서는 21 dB ~ 23 dB의 성능을 보이고, AS 60° 이상부터 급격한 성능 감소 현상이 나타났다. 그리고, 공간적 상관도에 대한 영향이 SFBC에 비하여 비교적 덜 민감한 것으로 나타났다.

수신단 전송 기법의 경우, 2Tx 1Rx에 대한 수신 MRC 다이버시티 기법과 RLS 적응 알고리즘을 이용한 TRB의 수신 빔형성 기법을 고려하였으며, 송신단 전송 기법과 마찬가지로 0~60°의 AS를 적용하였다. 수신 MRC 다이버시티의 경우는 Target BER 10⁻³에서 12 dB ~ 21 dB의 성능을 보였으며, AS 20° 이하부터 급격한 성능 감소 현상이 나타났다. 반면, RLS를 이용한 수신 빔형성기법을 적용한 경우는 17 dB ~ 21.5 dB의 성능을 보이고, AS 40° 이상부터 급격한 성능 감소 현상이 나타났다. 또한, TxAA와 마찬가지로 채널의 상관도에 비교적 덜 민감한 반면, 성능 향상 폭이 현저히 낮은 것을 확인하였다. 이는 낮은 안테나 차수로 인한 낮은 어레이 이득에 기인한다.

마지막으로 4장에서 제안한 적응 전송기법을 이용하여 채널 상관도의 변화에 따라 수신단에서 적응 수신하도록 함으로써 그 성능을 분석하였다. 그 결과 Target BER 10⁻³에서 AS 0°부터 60° 사이에 대하여 수신 SNR 9 ~ 16dB의 성능을 보였으며, 어떤 채널 상관도에서도 다른 전송기법보다 약간 높은 성능을 나타내었다.

따라서, 본 논문에서 제안한 다중 안테나 시스템의 적응 전송기법을 통하여 채널의 상관도에 따라 적응 전송할 경우, 어떠한 환경에서도 최소한의 링크 성능을 유지하며, 전체적인 시스템 성능을 보장할 수 있게 된다.

참 고 문 헌

[1] 박경원, 김태곤, 조용수, “고속 무선 전송을 위한 MIMO-OFDM 기술,” SK Telecommunications Review, pp.210-224, 2002. 03.
 [2] Recommendation ITU-R M.1225, Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000, 1997.
 [3] 3GPP & 3GPP2 Spatial Channel Model AHG, Spatial Channel Model Text Description -Rev

7.0, Aug. 2003.
 [4] 3GPP TR 25.996 V6.1.0, Spatial channel model for MIMO simulations, Sep. 2003.
 [5] M. F. Pop, and N. C. Beaulieu, “Limitations of sum-of-sinusoids fading channel simulators,” IEEE Trans. on Comms., vol. 49, no. 4, pp. 699-708, Apr. 2001.
 [6] A. Saleh and R. A. Valenzuela, “A statistical model for indoor multipath propagation,” IEEE J. Select. Areas Comms., vol. SAC-5, No. 2, pp. 128-137, Feb. 1987.
 [7] G. J. Foschini, “Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas,” Bell Labs Syst. Tech. J., vol. 1, pp. 41 - 59, Autumn 1996.
 [8] V. tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, “Space-time Block Coding for Wireless Communications: Performance results,” IEEE J.Select, Areas Comm., vol.17, pp.51-70, Mar. 1999.
 [9] V. Tarokh et al., “Combined Array Processing and Space-Time Coding,” IEEE Trans. Info. Theory, vol. 45, pp. 1121-28, May 1999.
 [10] G. D. Golden and et al, “Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture,” IEE Electronics Letters, Jan. 1999, vol. 35, No. 1, pp. 14- 16.
 [11] L. Zheng and D. N. C. Tse, “Diversity and Multiplexing: A Fundamental Trade-Off In Multiple Antenna Channels,” IEEE Trans. Info. Theory, vol. 49, No. 5, pp. 1073-96, May 2003.
 [12] J. Litva and K. Y. Lo, Digital beamforming in Wireless Communications, Artech house, 1996.
 [13] L. Zheng, and D. N. C. Tse, “Diversity and Multiplexing-A Fundamental Tradeoff in Multiple Antenna Channels,” IEEE Trans. on Info. Theory, vol. 49, No. 5, pp. 1073-1096, May 2003.
 [14] 심세준, 박승일, 이학주, 이충용, “공간적 상관도가 존재하는 채널에 강인한 다중 안테나 선택 및 스위칭 시스템,” 대한전자공학회 논문지, 41권 TC 7호, pp. 55-61, 2004. 07.
 [15] 김학성, 이원철, 신요한, “페쇄루프 TxAA 전

송 다이버시티 및 선택 다이버시티의 결합 기법,” SK Telecommunications Review, 18권 2호, pp.28-37, 2002. 12.

박 성 호 (SungHo Park)

준회원



2004년 2월 인하대학교 컴퓨터 공학과 (공학사)
2006년 2월 인하대학교 정보통신 대학원 (공학석사)
2006년 3월 ~ 현재 LG전자 기술원 이동통신 기술연구소 4G 표준화 그룹

<관심분야> 4세대 이동통신 시스템, MIMO 및 Smart Antenna, MIMO Channel Modeling, DMB 시스템 무선 전송 규격

김 규 현 (Kyoohyun Kim)

준회원



2005년 2월 인하대학교 정보통신 공학과 (공학사)
2005년 3월 ~ 현재 인하대학교 정보통신대학원 석사과정
<관심분야> 4세대 이동 통신 시스템, MIMO 및 Smart Antenna System, WiBro 시스템 무선 전송 규격, Cooperative Relaying System

장 경 희 (KyungHi Chang)

중신회원



1985년 2월 연세대학교 전자 공학과 (공학사)
1987년 2월 연세대학교 전자 공학과 (공학석사)
1992년 8월 Texas A & M Univ., EE Dept. (Ph.D.)
1989년~1990년 삼성종합기술원

주임연구원

1992년~2003년 한국전자통신연구원, 이동통신연구소 무선전송 방식 연구팀장 (책임연구원)

2003년~현재 인하대학교 정보통신대학원 부교수

<관심분야> 4세대 이동통신 및 3GPP LTE 무선 전송 방식, WMAN 및 DMB 시스템 무선전송기술 Cognitive Radio, Cross-layer Design, Cooperative Relaying System