

IEEE 802.22 시스템을 위한 다중 안테나 기법의  
성능 비교, 분석

정호철 · 박형래 ·  
송명선\* · 김창주\*

한국항공대학교 항공전자  
및 정보통신공학부 ·  
\*한국전자통신연구원  
전파기술연구그룹

요 약

본 논문에서는 시공간 블록 코드, 폐회로 송신 다이버시티, V-BLAST 등 대표적인 다중 안테나 기법의 성능을 IEEE 802.22 시스템 환경에서 비교, 분석한다. 먼저, 각 다중 안테나 기법의 복조 알고리즘을 고찰하고 전송 속도에 따라 QPSK, 16 QAM, 64 QAM의 변조 방식을 채택하는 MIMO-OFDM 시스템을 구성한다. IEEE 802.22 시스템의 사용 주파수 대역이 주로 V/UHF 대역이며 또한, 기지국 수신 신호의 angular spread가 매우 작기 때문에 송신 안테나들로부터 전송된 신호 사이에 비교적 큰 코릴레이션이 존재하게 된다. 따라서, 본 논문에서는 송신 안테나 사이의 코릴레이션이 존재하는 환경에서 송신 안테나가 두 개인 경우에 대해서만 MIMO-OFDM 시스템의 성능을 비교, 분석한다.

Abstract

In this paper, we compare the performance of representative MIMO techniques such as space-time block code, closed-loop transmit diversity, and V-BLAST, etc., in IEEE 802.22 environments. We first develop decoding algorithms of the representative MIMO techniques and design a MIMO-OFDM system employing QPSK, 16 QAM, 64 QAM to cover several transmission rates. Since the frequency band used for IEEE 802.22 systems

belongs mostly to V/UHF band and the angular spread of the received signal at the base station is very small, there is a significant correlation between the signals from transmit antennas. Thus, in this paper, we compare the performance of MIMO-OFDM systems employing only two Tx antennas in correlated fading environments.

I. 서 론

무선 통신 시장의 급속한 발전과 더불어 포화되어 가는 주파수 자원의 효과적인 사용이 문제가 되고 있다. 이러한 문제의 해결 방안으로 할당되어 있는 주파수 중 실제로 사용되고 있지 않는 주파수를 감지하여 사용함으로써 주파수 대역을 효율적으로 이용하고자 하는 cognitive radio 개념이 제안되었으며, 주파수 공유 사용을 위한 노력이 IEEE 802.22 표준화 그룹을 통하여 진행 중에 있다.

한편 다중 안테나 기술은 추가적인 주파수 할당 없이도 고속의 데이터 전송과 전송 용량의 증대가 가능해 최근 들어 활발히 연구되고 있다. 또한, 수십 km에 해당하는 큰 셀 변경을 가지는 IEEE 802.22 시스템에서 다중 안테나 기술의 사용은 필수적이라 할 수 있다. 다중 안테나 기술은 크게 스마트 안테나 기술과 multiple-input multiple-output(MIMO) 기법으로 분류할 수 있으며, MIMO 기술은 크게 공간 다중화 (spatial multiplexing) 기법과 송신 다이버시티(transmit

diversity) 기법으로 나누어진다. 공간 다중화 기법은 각 송신 안테나를 통하여 서로 다른 데이터를 전송함으로써 전송 속도를 높이는 방법으로 BLAST 기법<sup>[11~14]</sup>으로 대표할 수 있다. 송신 다이버시티 기법은 서로 다른 페이딩을 겪은 신호를 수신측에서 적절히 결합함으로써 수신 성능을 높이고 궁극적으로 전송 효율을 향상시키는 방법으로서, 시공간 부호화(STBC) 방식<sup>[5~9]</sup>과 페루프 송신 다이버시티<sup>[11]</sup>방식이 대표적이다. STBC 방식은 송신 신호를 시공간 영역에서 부호화하여 다중 안테나를 통해 전송함으로써 수신측에서 다이버시티 이득을 얻는 방식이며, 페루프 송신 다이버시티 방식은 채널 정보를 귀환시켜 전송 용량을 증대시키는 방법으로 저속의 페이딩 환경에서 STBC 방식에 비해 우수한 성능을 기대할 수 있다.

MIMO 기술은 각 안테나에서 전송된 신호가 서로 독립적인 페이딩을 겪을 때 다이버시티 이득이 가장 크며, 페이딩 신호의 코릴레이션이 증가할수록 다이버시티 이득은 저하된다. 특히 IEEE 802.22 시스템은 V/UHF 주파수 대역의 사용으로 안테나 간의 거리 설정에 제약이 따르게 되며, 큰 셀 반경으로 인해 수신 신호의 angular spread도 비교적 작기 때문에 안테나 사이의 코릴레이션이 증가하게 된다. 따라서 본 논문에서는 대표적인 다중 안테나 방식들의 성능을 IEEE 802.22 환경에서 안테나간의 코릴레이션을 고려하여 비교, 분석한다. 이때 송신 안테나 수는 IEEE 802.22 시스템에서 발생하는 수신 신호의 angular spread 정도와 안테나간의 거리를 고려하여 두 개로 설정하였으며, 전송 방식은 OFDM을 채택하였다. 성능 비교는 전송율에 따라 송신 안테나간의 코릴레이션<sup>[12],[13]</sup>을 고려하여 실시되었으며, 채널 추정은 완벽하다고 가정하였다.

## II. MIMO 기법

### 2-1 송신 다이버시티 기법(Transmit Diversity)

#### 2-1-1 STBC 기법

Alamouti에 의해 제안된 STBC<sup>[5]~[9]</sup> 기법은 송신 신호를 시공간 부호화하여 수신단에서 쉽게 다이버시티 이득을 얻을 수 있으며, 수신 안테나 수에 제약이 없다는 장점이 있다. Alamouti의 방식<sup>[5]</sup>은 2개의 송신 안테나에만 적용 가능하며, 이후 Tarokh에 의해 세 개 또는 네 개의 송신 안테나에 적용 가능하도록 확장되었다. Alamouti 방식의 부호화 방법은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (1)$$

이때,  $s_1$ 과  $s_2$ 는 전송하고자 하는 복소 심볼, \*는 공액 복소수를 나타내며, 행은 전송시간, 열은 송신 안테나를 각각 의미한다. 전송 시간  $t$ 와  $t+T$ 에서 기저 대역 수신 신호  $r_1$ 과  $r_2$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있으며,

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$h_1$ 과  $h_2$ 는 두 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 복소 채널 응답 특성,  $n_1$ 과  $n_2$ 는 시간  $t$ 와  $t+T$ 에서의 복소 잡음을 의미한다. 전송된 신호의 복조를 위해서 위 식을 식 (3)과 같이 변형한다.

$$\mathbf{r}' = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n}' \quad (3)$$

위 식에서  $E[\mathbf{n}' \mathbf{n}'^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{2 \times 2}$ 이며, 다음의 과정을 통하여 전송된 신호를 복조할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} = \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{H}^H \mathbf{n}' \quad (4)$$

이때, 채널 추정이 완벽하다면 복조된 신호는 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{s}} = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \mathbf{s} + \mathbf{n}_s \quad (5)$$

$\alpha_1$ 과  $\alpha_2$ 는 두 송신 안테나로부터 수신된 신호의

페이딩 포락선을 의미하며, 잡음 성분의 공분산 행렬은 다음과 같다.

$$E[\mathbf{n}_s \mathbf{n}_s^H] = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \sigma_n^2 \mathbf{I}_{2 \times 2}. \quad (6)$$

### 2-1-2 페루프 송신 다이버시티 기법(Closed-Loop Transmit Diversity)

페루프 송신 다이버시티 기법<sup>[11]</sup>은 채널 추정을 통하여 채널 상태에 따른 최적의 가중치를 구하고 이를 송신단으로 귀환시켜 수신 성능을 향상시키는 방법이다. 수신 단말의 이동성이 없는 IEEE 802.22 시스템의 경우, 정확한 채널 정보의 귀환이 가능해 개루프 송신 다이버시티 기법에 비해 최대 3 dB 가량의 성능 이득을 얻을 수 있다. 두 개의 송신 안테나를 사용하는 경우 송신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{s} = \sqrt{P} \mathbf{w} \mathbf{d}. \quad (7)$$

이때,  $P$ 는 전송 파워,  $\mathbf{d}$ 는 전송 데이터를 각각 나타낸다.  $\mathbf{w} = [w_1 \ w_2]^T$ 로서 전송 안테나의 가중치를 나타내며,  $|w_1|^2 + |w_2|^2 = 1$ 로 설정한다. 수신된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \sqrt{P} \mathbf{H} \mathbf{w} \mathbf{d} + \mathbf{n}. \quad (8)$$

식 (8)에서 수신 안테나의 개수가  $N_r$ 개인 경우,  $\mathbf{H}$ 는  $N_r \times 2$ 인 복소 채널 행렬을 나타내며,  $E[\mathbf{n} \mathbf{n}^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{2 \times 2}$ 이다. 전송된 신호의 복조는  $\mathbf{w}^H \mathbf{H}^H$ 인 가중치를 곱하여 구할 수 있으며, 복조된 신호는 다음과 같다.

$$\mathcal{Z} = \sqrt{P} \mathbf{w}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w} \mathbf{d} + \mathbf{w}^H \mathbf{H}^H \mathbf{n}. \quad (9)$$

이때, 신호대 잡음비는 다음과 같이 주어진다.

$$r = \frac{P}{\sigma_n^2} \mathbf{w}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w} = \frac{P}{\sigma_n^2} \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}. \quad (10)$$

신호대 잡음비를 최대화 하는 최적 가중치는  $\mathbf{R}$ 의 최대 고유치에 해당하는 고유 벡터로 주어지며, 수신

안테나가 하나인 경우는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{w} &= [w_1^{(opt)} \ w_2^{(opt)}]^T \\ &= \begin{bmatrix} \frac{h_1^*}{\sqrt{h_1^2 + h_2^2}} & \frac{h_2^*}{\sqrt{h_1^2 + h_2^2}} \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (11)$$

### 2-2 공간 다중화(Spatial Multiplexing) 기법

공간 다중화 기법은 각 송신 안테나를 통하여 서로 다른 데이터를 전송함으로써 고속의 데이터 전송이 가능한 방법으로 수신 안테나가 송신 안테나 개수보다 적을 경우 적용할 수 없다는 단점이 있다. 공간 다중화 방식은 D-BLAST<sup>[11,12]</sup>, V-BLAST<sup>[31,41]</sup>, ML 기법<sup>[10]</sup> 등으로 분류할 수 있으며, V-BLAST는 송신 신호의 검출 알고리즘에 따라서 ZF 방식과 MMSE 방식으로 다시 구분할 수 있다. 송신 안테나의 개수가  $N_t$ , 수신 안테나의 개수가  $N_r$ 개인 경우, 각각의 송신 안테나로부터 전송된 데이터열은 수신단에서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (12)$$

위 식에서  $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_{N_t}]^T$ 는 복소 전송 심볼을 나타내며,  $\mathbf{H} = [h_{ij}]$ 는  $N_r \times N_t$ 인 복소 채널 행렬을 나타낸다.  $h_{ij}$ 는  $j$ 번째 송신 안테나에서  $i$ 번째 수신 안테나로의 복소 채널 응답 특성을 의미한다.

#### 2-2-1 ML(Maximum Likelihood) 기법

먼저 ML 기법<sup>[10]</sup>은 송신 신호의 복호를 위해서 가능한 모든 송신 심볼의 조합으로부터 Euclidean distance가 최소가 되는 입력을 선택하며, 복조된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_{\mathbf{s}} \| \mathbf{r} - \mathbf{H} \mathbf{s} \|^2. \quad (13)$$

이때,  $\hat{\mathbf{s}}$ 은 추정된 전송 심볼을 나타내며,  $\mathbf{s}$ 는 전송 가능한 모든 심볼을 나타낸다. ML 방식의 경우 변조 차수나 송신 안테나 개수의 증가에 따라서

복잡도가 지수 함수적으로 증가하게 된다.

### 2-2-2 V-BLAST ZF(Zero Forcing)

V-BLAST 방식<sup>[3],[4]</sup>은 수신단에서 널링(nulling)과 삭제 과정을 통해 심볼간 간섭을 최소화시켜 송신된 신호를 검출한다. 간섭 제거를 위해 ZF 방식을 이용한 V-BLAST의 복조 방식은 다음과 같다. 먼저 수신된 신호의 검출 순서를 나타내기 위해 순서집합을 다음과 같이 정의한다.

$$K = \{ k_1, k_2, \dots, k_{N_t} \}. \quad (14)$$

수신된 신호 벡터를  $r_1$ 으로 나타내면 널링 벡터  $w_{k_1}$ 와  $r_1$ 과의 곱을 통하여  $y_{k_1}$ 를 구할 수 있으며,

$$y_{k_1} = w_{k_1}^T r_1, \quad (15)$$

이를 양자화 하여  $\hat{s}_{k_1}$ 를 구할 수 있다.

$$\hat{s}_{k_1} = Q(y_{k_1}). \quad (16)$$

위 식에서  $Q(\cdot)$ 는 양자화 연산을 의미한다.  $s_{k_1}$ 와  $\hat{s}_{k_1}$ 이 같다고 하면 수신된 신호 벡터  $r_1$ 으로부터 새로운 수신 벡터  $r_2$ 를 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$r_2 = r_1 - \hat{s}_{k_1} (H)_{k_1}. \quad (17)$$

이때,  $(H)_{k_1}$ 는  $H$  행렬의  $k_1$ 번째 열을 의미한다. 식 (10)으로부터 식 (12)의 과정을  $k_2, k_3, \dots, k_{N_t}$ 까지 반복해서  $r_2, r_3, \dots, r_{N_t}$ 의 새로운 수신 벡터를 구한다. 이때, 널링 벡터  $w_{k_i}$ 는 ZF 방식을 이용하여 구해지며,  $k_i$ 번째 널링벡터는 다음의 조건을 만족하는 벡터로 결정한다.

$$w_{k_i} (H)_{k_i} = \begin{cases} 0 & j > i \\ 1 & j = i \end{cases} \quad (18)$$

위 식을 만족하는 벡터는  $(H_{k_i}^-)^+$ 로 구하여지는데,  $H_{k_i}^-$ 는  $H$ 의  $k_i$ 번째 열을 0으로 바꾼 행렬을 나타내며,  $^+$ 는 의사 역행렬을 의미한다.

## III. 다중 안테나 기술을 적용한 IEEE 802.22 시스템의 설계 및 성능 분석

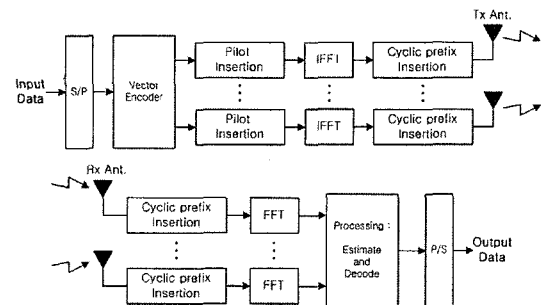
### 3-1 MIMO-OFDM 시스템

본 논문에서 고려한 MIMO-OFDM 시스템의 구조는 [그림 1]과 같다.

전송될 데이터는 병렬화 과정을 거친 후 벡터 인코딩된다. 이때, 벡터 인코딩을 위해 BLAST 계열은 멀티플렉싱, STBC 기법은 시공간 부호화 방법을 이용하며, 페루프 송신 다이버시티 방식은 동일한 데이터를 반복하게 된다. 채널 추정을 위한 프리앰블은 매 프레임의 시작점에서 각 안테나 별로 삽입되며, IFFT 과정을 거친 후 cyclic prefix가 삽입되어 안테나 별로 전송되게 된다. 수신된 신호는 먼저 cyclic prefix가 제거되고 FFT 과정을 거친 후 MIMO 기법에 따른 검출 알고리즘에 의해 원래의 신호로 복조된다.

### 3-2 시스템 설계 및 성능 분석

본 절에서는 송신 안테나간의 코릴레이션이 존재하는 경우 다중 안테나 기법간의 성능을 비교, 분석한다. 먼저 STBC 방식과 페루프 송신 다이버시티 방식의 성능을 송신 안테나의 코릴레이션 정도에 따라서 비교하였다. 변조 방식으로 QPSK와 64 QAM을



[그림 1] MIMO-OFDM 시스템의 구조  
[Fig. 1] Structure of MIMO-OFDM system.

채택하였으며, 수신 다이버시티 효과를 분석하기 위해 수신 안테나가 2개인 경우의 시뮬레이션 결과도 제시하였다. 이때, 수신 안테나간의 코릴레이션은 고려하지 않았다. 또한 STBC 방식과 공간 다중화 방식의 성능을 4 bps/Hz와 8 bps/Hz의 전송율에서 송신 안테나의 코릴레이션 정도에 따라서 비교하였다. 성능 분석을 위해 송/수신 안테나는 2개인 경우를 가정하였으며, 전송율에 따른 변조 방식은 <표 1>과 같다.

시뮬레이션에 사용된 OFDM 시스템의 주요 파라미터는 <표 2>와 같다. 대역폭은 8 MHz인 경우를 선택하였으며, 샘플링 팩터는 8/7이다. FFT 크기는 2048로 유효 심볼 길이는 224 us, 보호 구간의 길이는 유효 심볼 길이의 1/4이 되도록 설정하였으며, 전송 주파수는 800 MHz이다.

다중 경로에 의한 delay profile은 IEEE 802.22 시

<표 1> 전송율에 따른 변조 방식  
<Table 1> Modulation scheme vs. transmission rates.

	변조 방식	
	4 bps/Hz	8 bps/Hz
STBC	16 QAM	64 QAM
페루프 송신 다이버시티		
공간 다중화 기법	QPSK	16 QAM

<표 2> OFDM 시스템의 주요 파라미터  
<Table 2> Key parameters of the OFDM system.

총 대역폭	8 MHz
샘플링 주파수	64/7 MHz
FFT 크기/유효심볼길이	2048/224 us
보호 구간 길이	56 us
부반송파 간격	4.464 kHz
전송율	2 bps/Hz, 4 bps/Hz, 8 bps/Hz
변조 방식	QPSK, 16 QAM, 64 QAM
프레임 길이	10 ms

<표 3> IEEE 802.22 시스템을 위한 delay profile A  
<Table 3> Delay profile A for IEEE 802.22 system.

Path	1	2	3	4	5	6
Excess delay	0	3 Hz	8 Hz	11 Hz	13 Hz	21 Hz
Relative amplitude	0	-7 dB	-15 dB	-22 dB	-24 dB	-19 dB
Doppler freq.	0	0.10 Hz	2.5 Hz	0.13 Hz	0.17 Hz	0.37 Hz

스템을 위해 제안된 모델중 profile A를 채택하였으며, 하나의 OFDM 프레임이 동일한 페이딩을 겪는다고 가정하였다.

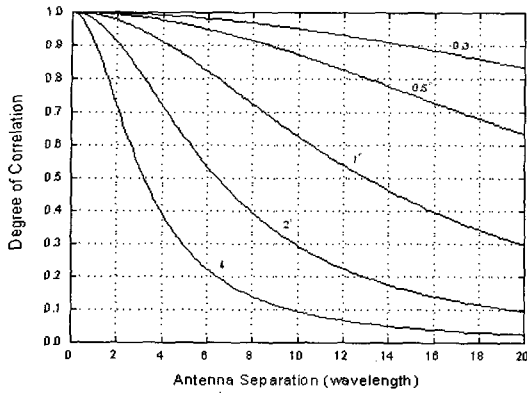
시뮬레이션을 위해 IEEE 802.16a 표준<sup>[12]</sup>에 제안된 도플러 스펙트럼을 선택하여 페이딩 환경을 생성하였다. 사용된 도플러 스펙트럼의 power density function은 다음과 같으며,

$$s(f) = \begin{cases} 1 - 1.72f_0^2 + 0.785f_0^4 & f_0 < 1 \\ 0 & f_0 < 1 \end{cases}$$

where  $f_0 = \frac{f}{f_m}$  (19)

$f_m$ 은 maximum Doppler frequency이다. 파일럿 심볼의 에너지는 트래픽 심볼의 에너지와 동일하게 설정하였다. 채널 추정은 완벽하다고 가정하였으며, 페루프 송신 다이버시티 방식을 사용할 경우 귀환 지연은 고려하지 않았다. [그림 2]는 안테나간의 거리에 따른 코릴레이션 정도를 Laplacian scatter 모델<sup>[15]</sup>을 이용하여 나타낸 것이다. 이때, azimuth angle은 0°로 설정하였다.

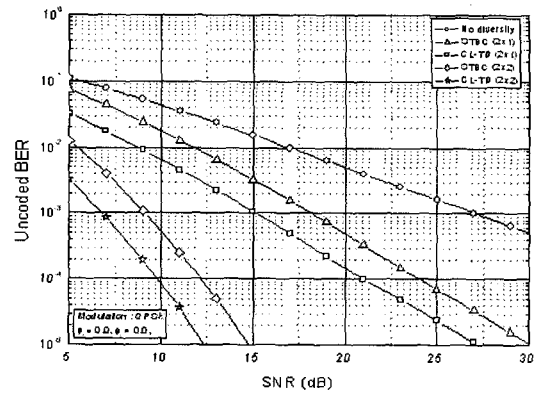
IEEE 802.22 시스템은 넓은 셀 반경으로 인해 수신 신호의 angular spread가 0.5°정도로 비교적 작다. 그림으로부터 angular spread가 0.5°인 경우, 안테나간의 코릴레이션을 낮추기 위해서는 안테나 간격이 20 λ(7.5 m)이상이 되어야 함을 알 수 있다. 따라서 다중 안테나 기술을 IEEE 802.22 시스템에 적용하기



[그림 2] 안테나간의 거리에 따른 코릴레이션  
[Fig. 2] Degree of correlation vs. antenna separation.

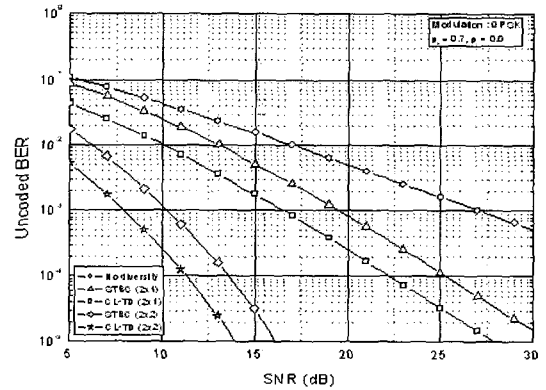
위해서는 이러한 IEEE 802.22 시스템 환경을 고려하여 안테나의 개수와 거리를 설정해 주어야 한다. [그림 3]은 송신 안테나간의 코릴레이션이 0.0인 경우 STBC 방식과 페루프 송신 다이버시티 방식의 성능을 비교한 것이다. 변조 방식은 QPSK이고, 수신 안테나 수는 두 개인 경우까지 고려하였다.  $10^{-3}$  BER에서 STBC 방식은 송신 다이버시티 효과만으로 다이버시티가 없는 경우에 비해 약 9 dB 가량 우수하였으며, 수신 다이버시티를 채용할 경우 송신 다이버시티만 사용하는 경우에 비해 추가로 9 dB 가량의 성능 이득을 기대할 수 있음을 알 수 있다. 페루프 송신 다이버시티 방식은 수신 안테나가 1개인 경우는 3 dB, 수신 안테나가 2개인 경우는 약 2.5 dB 가량 STBC 방식에 비해 우수함을 확인할 수 있다.

[그림 4]와 [그림 5]는 송신 안테나간의 코릴레이션이 각각 0.7과 0.9인 경우, STBC 방식과 페루프 송신 다이버시티 방식의 성능을 비교한 것이다. 두 그림과 [그림 3]과의 비교를 통해 송신 안테나간의 코릴레이션이 증가할 경우, 송신 다이버시티에 의한 성능 이득이 감소하는 것을 확인할 수 있다. 성능 저하는  $10^{-3}$  BER에서 코릴레이션이 0.7인 경우는 1.5 dB, 코릴레이션이 0.9인 경우는 3 dB 가량 발생하였다.



[그림 3] STBC와 페루프 송신 다이버시티 방식의 성능 비교( $\rho=0.0$ , QPSK)

[Fig. 3] Performance comparison between STBC and CL-TD schemes( $\rho=0.0$ , QPSK).

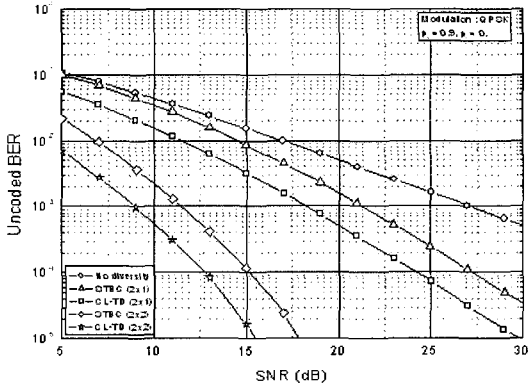


[그림 4] STBC와 페루프 송신 다이버시티 방식의 성능 비교( $\rho=0.7$ , QPSK)

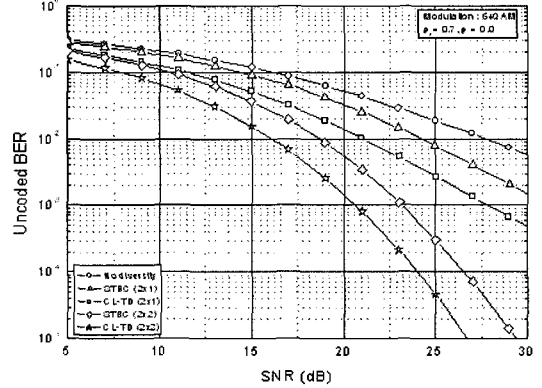
[Fig. 4] Performance comparison between STBC and CL-TD schemes( $\rho=0.7$ , QPSK).

그러나 두 방식 모두 코릴레이션이 0.9로 높은 경우에도 송신 다이버시티에 의한 성능 이득을 얻을 수 있으며, 수신 다이버시티까지 채용할 경우 더욱 우수한 성능을 기대할 수 있다. 두 송신 다이버시티 방식간 성능차는 코릴레이션 정도와 관계없이 일정하였다.

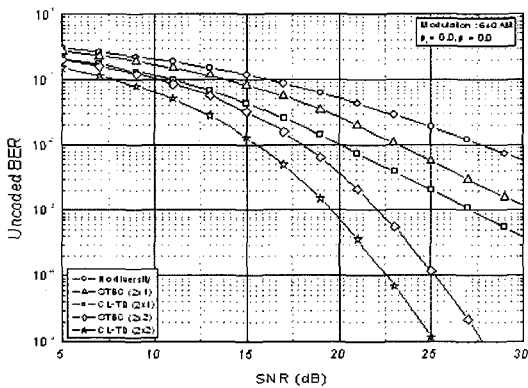
[그림 6]~[그림 8]은 64 QAM을 변조 방식으로



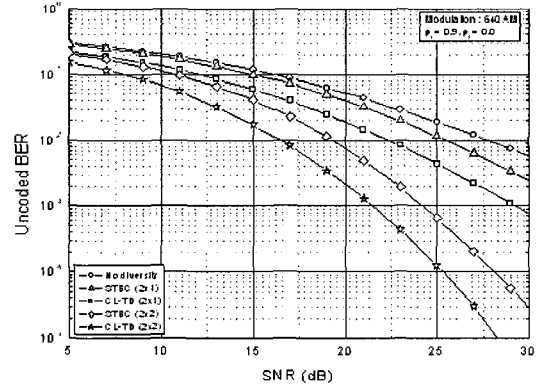
[그림 5] STBC와 페루프 송신 다이버시티 방식의 성능 비교( $\rho=0.9$ , QPSK)  
 [Fig. 5] Performance comparison between STBC and CL-TD schemes( $\rho=0.9$ , QPSK).



[그림 7] STBC와 페루프 송신 다이버시티 방식의 성능 비교( $\rho=0.7$ , 64 QAM)  
 [Fig. 7] Performance comparison between STBC and CL-TD schemes( $\rho=0.7$ , 64 QAM).



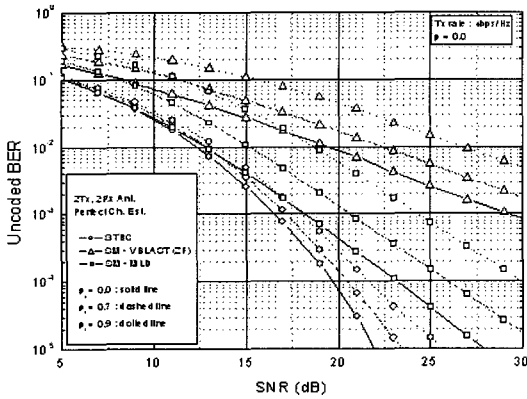
[그림 6] STBC와 페루프 송신 다이버시티 방식의 성능 비교( $\rho=0.0$ , 64 QAM)  
 [Fig. 6] Performance comparison between STBC and CL-TD schemes( $\rho=0.0$ , 64 QAM).



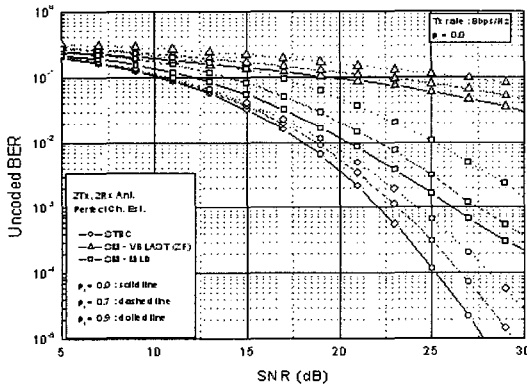
[그림 8] STBC와 페루프 송신 다이버시티 방식의 성능 비교( $\rho=0.9$ , 64 QAM)  
 [Fig. 8] Performance comparison between STBC and CL-TD schemes( $\rho=0.9$ , 64 QAM).

채용하였을 경우, STBC 방식과 페루프 송신 다이버시티 방식의 성능을 송신 안테나간의 코릴레이션 정도에 따라서 비교한 것이다. 먼저 송신 안테나간의 코릴레이션이 0.0인 경우, STBC 방식은  $10^{-2}$  BER에서 다이버시티가 없는 경우에 비해 송신 다이버시티만으로 약 4.5 dB, 수신 다이버시티까지 채용할 경우

9.5 dB 가량 우수함을 알 수 있다. 페루프 송신 다이버시티 방식과 STBC 방식과의 성능 차는 QPSK를 변조 방식으로 채택한 경우와 동일하였다. 64 QAM을 변조 방식으로 채용하였을 경우, 송신 안테나간 코릴레이션 증가로 인한 성능 저하는  $10^{-3}$  BER에서 코릴레이션이 0.7인 경우에 1 dB, 코릴레이션이



[그림 9] STBC와 공간 다중화 방식의 성능 비교(4 bps/Hz)  
 [Fig. 9] Performance comparison between STBC and SM schemes(4 bps/Hz).



[그림 10] STBC와 공간 다중화 방식의 성능 비교(8 bps/Hz)  
 [Fig. 10] Performance comparison between STBC and SM schemes(8 bps/Hz).

0.9인 경우에 2 dB 가량 발생하였다. 그러나 QPSK를 변조 방식으로 채택한 경우와 마찬가지로, 두 송신 다이버시티 방식 모두 코릴레이션이 0.9로 높은 경우에도 송신 다이버시티에 의한 성능 이득을 얻을 수 있다는 것을 알 수 있다.

[그림 9]와 [그림 10]은 송/수신 안테나가 2개씩 사

용된 경우, 4 bps/Hz와 8 bps/Hz의 전송율에서 STBC 방식과 공간 다중화 기법간의 성능을 송신 안테나간의 코릴레이션에 따라서 비교한 것이다. 먼저 전송율이 4 bps/Hz인 경우 STBC 방식의 성능이 가장 우수하였으며, ML 기법과 ZF를 이용한 V-BLAST 방식은  $10^{-3}$  BER에서 STBC 방식에 비해 각각 2 dB와 12 dB의 성능 저하를 보였다. 또한 그림으로부터 송신 안테나간의 코릴레이션에 따른 성능 저하도 STBC 방식이 가장 작다는 것을 확인할 수 있다. 8 bps/Hz의 경우 역시 STBC 방식의 성능이 가장 우수하였으며, ZF를 사용하는 V-BLAST 방식은 심각한 성능 저하를 보였다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 IEEE 802.22 시스템 환경에서 송신 안테나간의 코릴레이션을 고려하여 대표적인 다중 안테나 기법간의 성능을 시뮬레이션을 통해 비교, 분석하였다. 먼저 STBC 방식과 페루프 송신 다이버시티 방식은 안테나간의 코릴레이션이 0.9로 비교적 높은 경우에도 다이버시티가 없는 경우에 비해 여전히 우수한 성능을 보였다. 수신 단말의 이동성이 없는 IEEE 802.22 시스템에서는 전송 지연 없이 채널 정보의 귀환이 가능해 페루프 송신 다이버시티 방식을 채용함으로써 STBC 방식에 비해 최대 3 dB의 성능 이득을 기대할 수 있다. 그러나 페루프 송신 다이버시티 방식은 정확한 채널 정보의 귀환을 위한 추가적인 귀환 비트를 필요로 한다. STBC 방식은 부호화에 의한 다이버시티 이득으로 동일한 전송율에서 공간 다중화 방식에 비해 우수한 성능을 보였으며, 안테나간의 코릴레이션의 증가로 인한 성능 저하도 작게 발생하였다. 공간 다중화 방식 중 ML 기법은 V-BLAST 방식에 비해 상대적으로 우수한 성능을 보였지만, 구현이 복잡하다는 단점이 있다. 본 논문에서는 송/수신 안테나가 2개인 경우만을 고려



하여 다중 안테나 기법을 적용한 IEEE 802.22 시스템 모델을 제시하였다. 논문에서 제시한 모델에서는 전송 다이버시티 방식이 공간 다중화 방식에 비해 우수한 성능을 보였다. 그러나 차후 IEEE 802.22 환경을 고려한 다양한 시스템 환경과 적절한 송수신 안테나의 수에 따라 추가적인 연구가 필요하다.

### 참 고 문 헌

- [1] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environments when using multiple antennas", *Bell Labs Tech. J.*, vol. 1, no. 2, pp. 41-59, Feb. 1996.
- [2] G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multiple antennas", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, no. 11, pp. 1841-1852, Nov. 1996.
- [3] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel", in *Proc. URSI ISSSE*, Pisa, Italy, vol. 16, no. 8, pp. 1456-1467, Jul. 1999.
- [4] G. D. Golden, C. J. Foschini, R. A. Valenzuela, 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.
- [5] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communication", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1456-1467, Jul. 1999.
- [6] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, Jul. 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, Jul. 1999.
- [8] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, pp. 1-4, Jan. 2001.
- [9] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communication: performance results", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, no. 3, pp. 451-460, Mar. 1999.
- [10] Mohinder Jankiraman, *Space-Time Codes and MIMO Systems*, Artech House, Jul. 2004.
- [11] K. C. Hwang, K. B. Lee, "Efficient weight vector representation for closed-loop transmit diversity", *Proc. IEEE International Conference on Communications, ICC*, vol. 2, pp. 732-736, 2002.
- [12] G. V. Rangaraj, D. Jalihal, and K. Giridhar, "Exploiting multipath diversity in multiple antenna OFDM systems with spatially correlated channels", *IEEE Trans. Veh. Techn.*, vol. 54, no. 4, Jul. 2005.
- [13] B. Allen, Y. Kuroda, F. Said, and A. H. Aghami, "Comparison of coherent and differential space-time block codes over spatially correlated channels", *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, vol. 50, no. 4, Nov. 2004.
- [14] Channel Models for Fixed Wireless Applications: IEEE 802.16.3c-01/29r4
- [15] K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and B. H. Fleury, "Power azimuth spectrum in outdoor environments", *Electronics Letters*, vol. 33, no. 18, pp. 1583-1584, Aug. 1997.

≡ 필자소개 ≡

정 호 철



2003년: 한국항공대학교 전자공학과 (공학사)  
2004년~현재: 한국항공대학교 정보통신공학과 석사과정  
[주 관심분야] MIMO, OFDM

송 명 선



1984년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학사)  
1986년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학석사)  
1986년 2월~현재: 한국전자통신연구원 광대역RF연구팀장 책임연구원  
[주 관심분야] Cognitive Radio 기술, 밀리미터파 능동 및 수동 회로, LTCC 활용 기술

박 형 래



1982년: 한국항공대학교 전자공학과 (공학사)  
1986년: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)  
1993년: 미국 Syracuse University 전기공학과 (공학박사)  
1985년~1998년: 한국전자통신연구원 책임연구원 신호기술 연구실장

1999년~2000년: (주)씨앤에스테크놀로지 전무이사  
2001년~현재: 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부 부교수  
[주 관심분야] 신호처리, CDMA 모델설계, 스마트 안테나, 레이다 신호처리 등

김 창 주



1980년: 한국항공대학교 전자공학과 (공학사)  
1988년: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)  
1993년: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)  
1979년 12월~1983년 3월: 국방과학연구소 연구원

1983년 3월~현재: 한국전자통신연구원 전파기술연구그룹장  
[주 관심분야] 전파신호처리, CDMA 신호해석