

# 공간 다이버시티 및 인터리빙 주파수 다이버시티 기반 BLAST-OFDM 시스템

정희원 황헌정\*, 김낙명\*\*

## An Enhanced BLAST-OFDM System

### With Spatial Diversity and interleaved Frequency Diversity

Hyun-Jcong Hwang<sup>\*</sup>, Nak-Myeong Kim<sup>\*\*</sup> *Regular Members*

#### 요약

BLAST-OFDM 시스템은 미래 이동통신 시스템에서 고속의 멀티미디어 데이터 서비스를 위한 효율적인 전송 기술이다. 본 논문에서는 BLAST-OFDM 시스템에 적용 가능한 신형 사전부호화 기법 및 전송 다이버시티를 극대화하기 위한 안테나-부채널 할당 알고리즘을 제안하였다. 제안된 알고리즘은 임의의 송수신 안테나 셋에 대하여, 최대한의 공간 다이버시티 이득과, 인터리빙 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 특히, 제안된 사전부호화 방식은 정보 심볼 시프트를 파악 없는 선형 성질 구조를 통하여 분산하고 있으므로 기존의 다른 부호화 기법과는 달리 데이터 전송률의 손실을 가져오지 않는다. 제안된 알고리즘을 적용할 경우 기존의 BLAST-OFDM 대비 4-5 dB 이상의 성능 개선이 있음을 증명하였다.

Key Words BLAST-OFDM, MIMO, Spatial diversity, frequency diversity

#### ABSTRACT

The BLAST-OFDM system is an efficient method for high data rate multimedia transmission in future wireless communication system. In this paper, a linear precoding mechanism and an efficient antenna-subcarrier assignment algorithm are proposed for the conventional BLAST-OFDM system, in order to utilize the full spatial diversity and the interleaved frequency diversity. By computer simulation, the proposed system has proved to achieve 4-5 dB gain over the conventional BLAST-OFDM system.

#### 1 서론

4세대 무선 이동 통신 시스템은 양질의 무선 멀티미디어 서비스, 그리고 높은 데이터 전송 속도의 제공을 목표로 한다. 무선 통신 시스템의 정보 용량을 증가시키기 위한 기술로써 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기반의 다중 송수신 안테나 (Multiple Input Multiple Output MIMO)를 사용하는 방법이 차세대 무선 통신 기술로 대두되고 있다[1].

MIMO 기술은 동일한 시간 슬롯, 동일한 주파수

대역에서, 다중의 송수신 안테나를 이용하여 데이터를 송수신하는 방법이다. 한정된 주파수를 효율적으로 사용하기 때문에, 전체 주파수 스펙트럼 효율 및 자원의 효율성을 높일 수 있다. OFDM 방식은 고속 데이터 통신에 적합한 기술로, 다중경로 페이딩에 의한 주파수 선택적 페이딩을 겪는 채널에 강한 특성을 지니고 있기 때문에, 차세대 무선 고속 통신을 위한 핵심 기술로 다루지고 있다. MIMO 시스템이 주파수 선택적 페이딩 채널에 적용될 경우 단일 방송 방식에서는 등화기를 사용하는 등 수신단에서 주파수 선택적 페이딩 채널의 영향을 극복하기 위

\* 이화여자대학교 이동통신연구소 (mel@ewha.ac.kr), \*\* 이화여자대학교 정보통신학과 교수 (nmkim@ewha.ac.kr)

논문번호 030532-1202, 접수일자 2003년 5월 32일

하여 복잡도가 크게 증가하게 되지만, OFDM 방식을 기반으로 할 경우에는 페이딩을 극복하기 위한 추가적인 부분이 필요하지 않아서 페이딩 채널에서도 효율적으로 고속 전송이 가능하다[2] OFDM 기반의 MIMO 시스템은 크게 채널 용량을 증가시키기 위한 BLAST-OFDM 방법[3]과, 시공간 코딩 방법을 함께 사용하여 수신 신호의 신호 대 잡음비를 높이기 위한 STC-OFDM 방법[4]으로 나눌 수 있다 시공간 코딩 방법을 사용할 경우 부기적인 대역폭의 사용 없이 다이버시티 이득과 부호화 이득을 얻을 수 있으나, 부호에 따른 수신부의 복잡도의 증가로 인해 2개의 전송 안테나와 16 포인트의 성상도로 그 사용이 제한된다 BLAST-OFDM 방법의 경우에는 시공간 코딩 방법을 사용하는 경우보다 송수신 안테나 구성이 용이하며, 데이터 전송률도 높다 그러나 BLAST 방법은 수신 다이버시티 이득만 얻을 수 있는 방법이므로, 전송 다이버시티 이득과 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 방법이 요구된다

본 논문에서는 BLAST-OFDM 시스템에 적용 가능한 선형 사전부호화 기법 및 공간 다이버시티를 극대화하기 위한 안테나-부채널 할당 알고리즘을 제안하였다 제안된 알고리즘은 임의의 송수신 안테나 셋에 대하여, 인터리빙된 부채널을 사용하며, 최대한의 공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있다 특히, 제안된 사전부호화 방식은 정보 심볼 서브셋을 과잉 없는 선형 성상 구조를 통하여 분산하고 있으므로 기존의 다른 부호화 기법과는 달리 데이터 전송률의 손실을 가져오지 않는다 안테나-부채널 할당 알고리즘은 사전부호화된 정보 심볼 서브셋을 서로 다른 안테나 및 서로 다른 부채널에 할당하는 방식이다 전송 안테나 셋 전체를 이용하는 이러한 순환 할당 방식을 통하여 공간 다이버시티를 얻고, 일정 구간 건너뛴 부채널을 사용하여 동일한 정보가 송신되므로, 인터리빙 주파수 사용에 의해 수파수 선택적 페이딩 특성이 심한 페이딩 채널에 내치할 수 있다

본 논문의 구성은 다음과 같다 제 2장에서는 BLAST-OFDM 시스템의 구조에 대해 설명하고, 제 3장에서는 공간 및 인터리빙 주파수 다이버시티 기반의 BLAST-OFDM 시스템 구조를 제안한다 제 4장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 제안 시스템의 성능을 확인한다 마지막으로 제 5장에서는 결론을 맺는다

## II BLAST-OFDM 시스템의 구조

BLAST-OFDM 시스템은 고속 전송에 적합한 기술로서 그림 1과 같은 전송 구조를 가진다 다중 안테나 시스템은  $M_T$  개의 전송 안테나  $M_R$  개의 수신 안테나로 구성되고,  $N_C$  개의 부채널을 사용하는 OFDM 변조 방법이 각 안테나마다 적용된다고 정의한다  $\mu$  번째 전송 안테나와  $\nu$  번째 수신 안테나

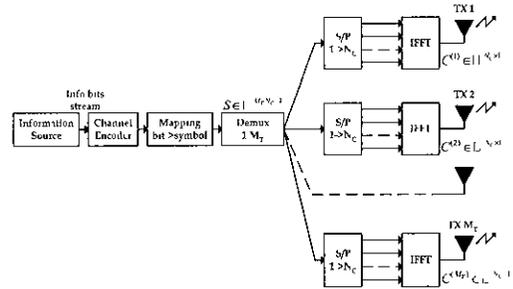


그림 1 BLAST-OFDM 시스템의 전송 구조

사이의 페이딩 채널은  $L$  개의 다중 경로에 의해 주파수 선택적이지만, 적어도 하나의 OFDM 심볼 구간 동안에는 채널이 일정하다고 가정한다

OFDM 변조과정을 거친 후 전송될 데이터 심볼은 다음과 같이 벡터로 구성할 수 있다

$$c_p = [c_p^{(0)} \quad c_p^{(1)} \quad \dots \quad c_p^{(M_T-1)}]^T, \quad (p = 0, 1, \dots, N_C - 1) \quad (1)$$

여기서  $c_p^{(\mu)}$ 는  $\mu$  번째 안테나로부터 전송되어  $p$  번째 부채널을 통과하는 데이터 심볼을 나타낸다 심볼  $c_p^{(\mu)}$ 는  $M_T$  개의 전송 안테나에 의해서  $N_C$  개의 부채널 위로 평행하게 전송된다 즉, 전송될 하나의 데이터 burst는  $M_T \times 1$  크기의  $N_C$  개의 벡터로 구성된다

수신부에서는, 독립적인 페이딩 채널을 통과한 송신신호에 AWGN 잡음이 더해진 신호가 각 수신 안테나로 수신된다 본 논문에서는 이상적인 주파수 동기화, 시간 동기 그리고 정확한 속도의 표본화를 가정한다 그리고 cyclic prefix (CP)의 길이는  $L$  보

다 크거나 길고, OFDM 심볼 마다 CP가 삽입되며, 수신부에서는 정확하게 CP를 제거한다고 가정한다. FFT 과정 후에,  $P$  번째 부채널을 위해서 재구성된 데이터 벡터를 다음과 같이 표현할 수 있다

$$\mathbf{r}_p = \sqrt{E_p} \mathbf{H}(e^{j2\pi p/N_c}) \mathbf{c}_p + \mathbf{n}_p, \quad (2)$$

$(p = 0, 1, \dots, N_c - 1)$

여기서  $\mathbf{n}_p$  는  $E[\mathbf{n}_p \mathbf{n}_l^H] = \sigma^2 \mathbf{I}_{M_r} \delta(p-l)$  을 만족하는 평균과 분산이 각각  $(0, \sigma^2)$ 인 순환 대칭 복소값의 AWGN 이고,  $\mathbf{H}(e^{j2\pi p/N_c})$  는  $M_T$  개의 전송 안테나의  $M_R$  개의 수신 안테나 사이의 부채널 이득이다.  $M_R \times M_T$  행렬 값을 갖는 채널이득은  $L$  개의 다중 경로에 의해 다음과 같이 채널의 전달 함수로 그 값을 제시한다

$$\mathbf{H}(e^{j2\pi\theta}) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l e^{-j2\pi l\theta}, \quad 0 \leq \theta < 1 \quad (3)$$

$M_R \times M_T$  크기의 복소값을 갖는 랜덤 행렬  $\mathbf{H}_l$  은  $l$  번째 경로의 MIMO 페이딩 채널의 임펄스 응답을 나타낸다. 수용할 수 있는 다중 경로 수는  $L = \lfloor B\tau \rfloor$  라 하고,  $B$  와  $\tau$  는 각각 신호의 대역폭과 지연 확산을 나타낸다. 행렬  $\mathbf{H}_l (l = 0, 1, \dots, L-1)$  의 성분은 순환 대칭 복소 가우시안 랜덤 변수  $(z = (x+iy) \sim CN(0, \sigma^2))$  이고,  $x, y$  는 각각  $i.i.d. N(0, \sigma^2/2)$  이다. 서로 다른 경로는 상관도가 없다고 가정한다. 즉,

$$E[\text{vcc}\{\mathbf{H}_l\} \text{vcc}^H\{\mathbf{H}_{l'}\}] = \mathbf{0}_{M_R M_T} \quad (l \neq l') \quad (4)$$

$\text{vcc}\{\mathbf{H}_l\} = [\mathbf{h}_{l,0}^T \quad \mathbf{h}_{l,1}^T \quad \dots \quad \mathbf{h}_{l,M_T-1}^T]^T$  을 나타내며,  $\mathbf{h}_{l,k} = [h_{l,k}^{(0)} \quad h_{l,k}^{(1)} \quad \dots \quad h_{l,k}^{(M_T-1)}]^T$  는 행렬  $\mathbf{H}_l$  의  $k$  번째 열을 나타낸다. 그리고  $\mathbf{0}_{M_R M_T}$  는 크기가  $M_R M_T \times M_R M_T$  인 영행렬을 의미한다.

### III 공간 및 인터리빙 주파수 다이버시티 기반 BLAST-OFDM 시스템

송신할 정보 심볼  $S = [S^{(1)} \quad S^{(M_T)}]^T \in \mathbb{C}^{M_T \times 1}$  로부터 채널을 통하여 전송될 심볼  $c_p^{(p)}$  을 만드는 방법에 따라 시스템의 성능, 디코딩 복잡도, 그리고 전송율이 달라지게 된다. 본 설에서는 공간분할 다중화 기법을 기본으로 해서 선형 사전부호화 기법과 직렬한 안테나-부반송파 할당 방법을 사용하여 전송될 심볼  $c_p^{(p)}$  을 만들어 전송하는 새로운 BLAST-OFDM 시스템을 제안한다.

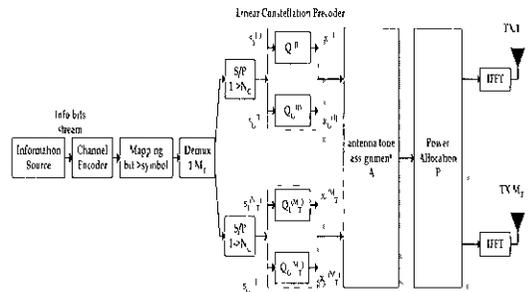


그림 2 공간 다이버시티 및 인터리빙 주파수 다이버시티 기반, 제안된 시스템 구조

그림 2는 본 논문에서 제안하는 공간 및 인터리빙 주파수 다이버시티 기반 BLAST-OFDM 시스템의 전송 구조이다. 선형 사전부호화 기법과 안테나 부채널 할당 모듈을 통해 사용 가능한 전체 공간 다이버시티 이득을 획득할 수 있으며, 인접 부채널 사이의 상관도를 낮추고, 주파수 선택적 페이딩 채널에 대해서도 강한 특성을 얻을 수 있다.

시스템의 동작 순서는 다음과 같다. 전송할 원천 정보는 비트 스트림의 형태로 채널 부호화 블록을 거친다. 채널 부호화를 거치고 나온 비트를 심볼로 매핑한 후에 전송 안테나 개수와 동일한,  $M_T$  개로 나눈다. 나뉘어진 각각의 부데이터 스트림들은 독립적으로 처리된다. 각각의 부데이터 스트림은 직렬-병렬 (serial-to-parallel) S/P 변환하여  $N_c \times 1$  크기의 데이터 심볼 벡터  $s^{(k)}$  로 만든다 ( $k = 1, \dots, M_T$ ). 사전 부호화에 들어가기 전에, 사전 부호화 블록의 하드웨어 복잡도를 낮추고, 수신측에서 다이버시티 이득을 획득할 수 있도록 하기 위해서 부채널들을 전송 안테나 개수로 나누어  $G$  개의 그룹을 형성한

다.  $N_c = M_T \times G$ . 그룹화하는 과정을 전송 데이터 심볼에 적용하면,  $N_c \times 1$  크기의 데이터 심볼 벡터  $S^{(k)}$ 는  $M_T \times 1$  크기의 작은 데이터 심볼 벡터  $s_g^{(k)}$  ( $g = 0, \dots, G-1$ )로 묶어서 나뉜다. 즉,

$$\begin{aligned} s_g^{(k)} &\in \square^{M_T \times 1} \quad (k=1, \dots, M_T) \quad (g=0, \dots, G-1) \\ S^{(k)} &= [s_0^{(k)} \dots s_{G-1}^{(k)}]^T \in \square^{N_c \times 1} \\ S &= [S^{(1)} \dots S^{(M_T)}]^T \in \square^{M_T N_c \times 1} \end{aligned} \quad (5)$$

$M_T \times M_T$  크기의 정방 행렬  $Q_g^{(k)}$ 을 각각의 작은 데이터 심볼 벡터에 곱함으로써 작은 데이터 심볼 벡터 마다 독립적으로 선형 성상 사전부호화를 수행한다.

$$\begin{aligned} x_g^{(k)} &= \begin{pmatrix} x_{g,1}^{(k)} \\ \vdots \\ x_{g,M_T}^{(k)} \end{pmatrix} = Q_g^{(k)} s_g^{(k)} \\ (k=1, \dots, M_T) \quad (g=0, \dots, G-1) \end{aligned} \quad (6)$$

선형 성상 사전부호화기를 표현하고 있는  $Q_g^{(k)}$ 가 정방 행렬이기 때문에, 선형 사전부호화 단계에서 잉여 정보가 추가 되지 않는다. 따라서 시공간 코드를 사용하는 경우와 달리 채널 용량의 손실이 생기지 않는다. 선형 성상 사전부호화기는 다음과 같이 구성할 수 있다.

$$\begin{aligned} Q_g^{(k)} &= \frac{1}{\sqrt{M_T}} \begin{pmatrix} 1 & \theta_1 & \dots & \theta_1^{M_T-1} \\ 1 & \theta_2 & \dots & \theta_2^{M_T-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \theta_{M_T} & \dots & \theta_{M_T}^{M_T-1} \end{pmatrix} \\ \theta_k &= e^{j \frac{\pi}{M_T} (1+2k)}, k=1 \dots M_T \end{aligned} \quad (7)$$

$G$  개의 그룹으로 묶인 선형 성상 사전부호화기를 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Q^{(k)} &= \text{diag}\{Q_0^{(k)}, \dots, Q_{G-1}^{(k)}\} = \text{diag}\{Q_g^{(k)}\}_{g=0}^{G-1} \in \square^{N_c \times N_c} \\ (k=1, \dots, M_T) \end{aligned} \quad (8)$$

그것을 모든 전송 안테나에 대해서 표현하면  $M_T N_c \times M_T N_c$  크기의 선형 성상 사전부호화기가 된다.

$$Q = \text{diag}\{Q^{(1)}, \dots, Q^{(M_T)}\} = \text{diag}\{Q^{(k)}\}_{k=1}^{M_T} \in \square^{M_T N_c \times M_T N_c} \quad (9)$$

전송다이버시티와 수신 다이버시티를 모두 이용하기 위해서 안테나-부채널 할당과정을 거친다. 선형 성상 사전부호화에 의해서 데이터 심볼은 전송 안테나 수만큼 확산이 되고, 이 값을 각각의 전송 안테나의 서로 다른 부채널에 할당하여 전송 다이버시티 이득과 수신 다이버시티 이득을 모두 얻을 수 있다. 그리고, 확산된 데이터 심볼이 서로 다른 부채널을 사용하게 되므로 인터리빙된 부채널 사용에 의해 주파수 선택적 페이딩 환경에서도 높은 성능을 얻을 수 있다.

안테나-부채널 할당 행렬과 사전부호화기를 통과한 신호와의 매핑 관계는 다음과 같다.

$$A \in \square^{M_T N_c \times N_c M_T} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} x_{g,a}^{(k)} &\xrightarrow{A} c_p^{(\mu)} ; \\ p &= \text{mod}(G(k-1) + G(a-1) + g, N_c) \end{aligned} \quad (11)$$

그림 3은 4개의 전송 안테나와 16개의 부채널을 사용할 때에 대한 안테나-부채널 할당 방법에 대해

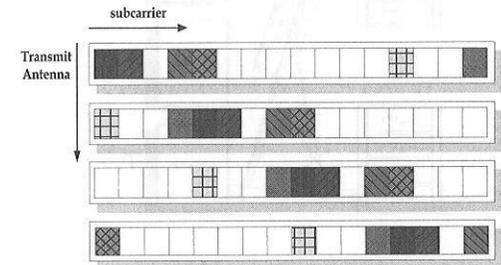


그림 3. 안테나-부채널 할당 방법

나타낸 그림이다. 선형 사전 부호화기에 의해서 확산된 데이터 심볼이 안테나-할당 방법에 의해서 서로 다른 안테나 서로 다른 부채널을 통해 전송이 되므로, 채널이 깊은 페이딩에 걸렸을 지라도 다른 채널을 통해서 데이터가 전송되므로 주파수 선택적

채널에 대해서도 강한 시스템 성능을 보이게 되고, 할당된 부채널 사이는  $G$  만큼 일정거리 떨어져 있으므로 채널 상관도에 대한 영향을 줄일 수 있어, 부채널 사이의 상관도가 높은 경우에도 우수한 성능을 보이게 된다

전송 전력  $P$  를 곱해서 전송된 신호는 채널  $H$  를 거친 후에 다음과 같이 수신된다 본 논문에서는 안테나의 부채널마다 동일 전송 전력을 할당하는 방식을 사용하였다

$$H = \text{diag} \left\{ \mathbf{H} \left( e^{j2\pi 0/N_c} \right), \dots, \mathbf{H} \left( e^{j2\pi (N_c - 1)/N_c} \right) \right\}$$

$$= \text{diag} \left\{ \mathbf{H} \left( e^{j2\pi p/N_c} \right) \right\}_{p=0}^{N_c - 1} \in \mathbb{C}^{M_T N_c \times M_R N_c} \quad (12)$$

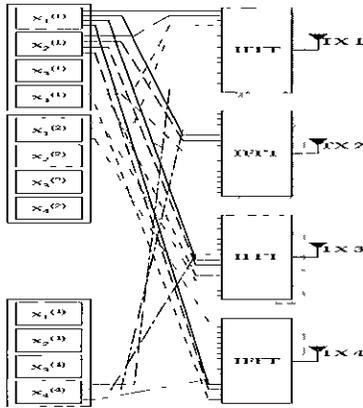
$$Y = HPAQS + V \quad (13)$$

여기서 수신 신호  $Y$  와 AWGN  $V$  는

$$Y = [Y_0 \ Y_{N_c - 1}]^T \in \mathbb{C}^{M_R N_c \times 1}, \quad Y_p = [y_p^{(1)} \ \dots \ y_p^{(M_R)}]^T \in \mathbb{C}^{M_R \times 1}$$

$$V = [V_0 \ \dots \ V_{N_c - 1}]^T \in \mathbb{C}^{M_R N_c \times 1}, \quad V_p = [\eta_p^{(1)} \ \dots \ \eta_p^{(M_R)}]^T \in \mathbb{C}^{M_R \times 1}$$

과 같이 각각 나타낼 수 있다



#### IV 컴퓨터 시뮬레이션 및 토론

본 논문에서 제안한 BLAST-OFDM 시스템 일고리즘의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 확인 하였다 시뮬레이션은 OFDM 변복조 과정에서 정확하게 시간 동기화 주파수 동기가 맞았다고 가정하고, IEEE 802 11a Indoor 환경이라고 가정하였다

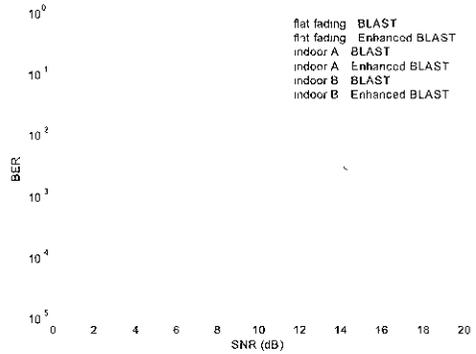


그림 4 채널 빈회에 따른 BER 성능 ( $M_T=2, M_R=2$ )

표 1 시뮬레이션 파라미터

Parameter	value
FFT/IFFT size	64 point
Modulation	QPSK
Cyclic prefix	800 ns
Bandwidth	20 MHz
Number of Multipath	6
Antenna Array	Uniform linear array (2-8)

다 그리고 duplex mode는 TDD로 가정하였다

시뮬레이션 파라미터는 다음 표 1과 같이 설정하였다

그림 4는 본 논문에서 제안한 시스템을 여러 채널 환경에 적용해보고 그에 따른 BER 성능을 나타낸 그림이다 기존 시스템 및 제안 시스템 모두 송수신 안테나를 각각 2개씩 사용하였다 Flat fading 채널에서 기존 시스템과 제안 시스템은 제일 좋은 성능을 보였으며, multipath에 의한 주파수 선택적 특성이 심한 indoor B 채널에서 BER 성능이 떨어지는 것을 볼 수 있다 고려한 모든 채널 환경에서 모두 기존의 BLAST-OFDM 시스템 보다, 2개의 전송 안테나의 사용으로 인해서 2배의 전송 데이터 이득을 추가적으로 얻을 수 있는 제안한 BLAST-OFDM 시스템이 3dB이상의 성능 향상을 보인다

그림 5는 indoor A 채널에서 제안된 시스템의 수신 안테나 증가에 따른 BER 성능 개선 정도를 나타낸 그림이다 전송 안테나는 2개를 고정적으로 사용

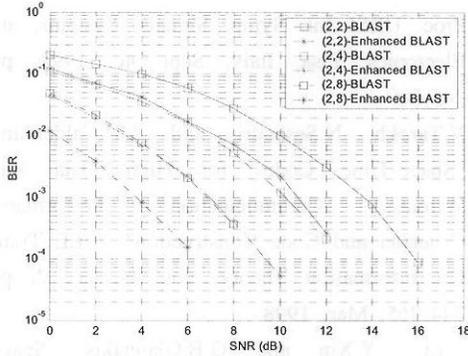


그림 5. 수신 안테나 증가에 따른 BER 성능

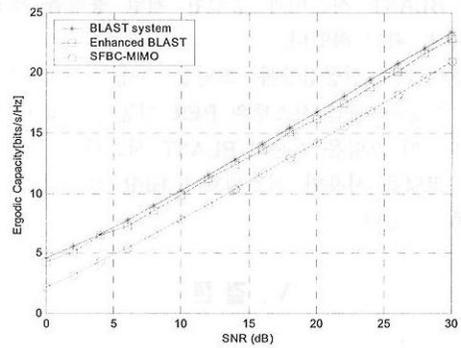


그림 7. 채널 용량

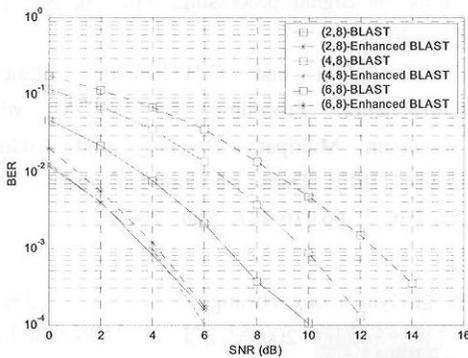


그림 6. 전송 안테나 증가에 의한 BER 성능

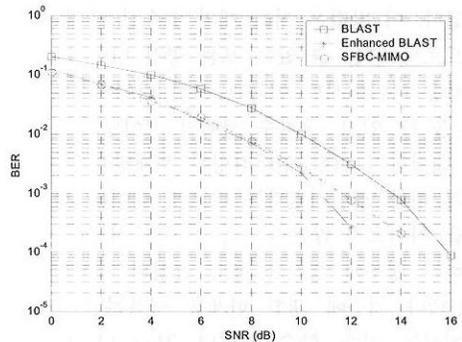


그림 8. 시공간 코딩 시스템과 BLAST 시스템들의 BER 성능 ( $M_T=2, M_R=2$ )

하고, 수신 안테나의 개수는 2개부터 8개까지 변화시켰다. 기존 시스템과 제안 시스템 모두 수신 안테나가 2개씩 증가할 때마다 수신 다이버시티 증가로 인한 2배의 성능 개선을 보이고 있다. 제안 시스템에서의 2개의 전송 안테나의 사용은 기존의 시스템보다 2배의 전송 다이버시티를 활용할 수 있으므로 이에 의해서 기존의 시스템보다 3dB의 성능 개선을 보인다. 따라서 송수신 안테나를 각각 2개씩 사용할 때, 제안 시스템의 공간 다이버시티 이득에 의한 성능과 4개의 수신 안테나를 사용하는 기존 시스템의 수신 다이버시티 이득에 의한 성능은 비슷하다. 같은 원리로 2개의 전송 안테나, 8개의 수신 안테나를 사용하는 경우에 얻을 수 있는 기존 시스템과 4개의 수신 안테나를 사용한 제안 시스템의 성능이 같은 이유를 설명할 수 있다. 수신 안테나 수를 증가하지 않더라도 공간 다이버시티를 최대한 활용함으로써 동일한 성능을 얻을 수 있으므로, 수신단에서 안테나 모듈에 대한 부담 요소를 줄일 수 있는 장점을 지닌다.

그림 6은 indoor A 채널에서 기존의 시스템과 제

안 시스템 모두 수신 안테나의 개수를 8개로 고정시킨 후 전송 안테나의 개수를 2개부터 6개까지 변화시키면서 BER 성능 변화를 살펴본 그림이다. 제한된 전송 전력을 각 안테나마다 동일하게 할당하여 사용하는 MIMO 시스템에서, 전송 안테나의 증가는 전송 전력의 분할을 의미한다. 즉, 기존 시스템에서는 전송 안테나가 증가할 때마다 각각의 전송 안테나에 할당되는 전력이 낮아지게 되므로 전체 시스템의 BER 성능의 열화를 가져오는 것을 볼 수 있다. 제안 시스템은 4개의 전송 안테나에 의해 6dB의 성능 개선을, 6개의 전송 안테나에 의해 8dB의 성능 개선을 각각 얻을 수 있다. 제안 시스템의 경우에는 전송 안테나 증가에 의해서 전송 전력이 분할 되더라도 기존 시스템 만큼 성능 열화가 크지 않음을 확인할 수 있다.

그림 7과 8은 시공간블록 코드를 사용한 시스템과 제안 시스템을 비교한 그림이다. 과잉 없는 사전 부호의 사용은 다른 코딩 기법처럼 채널 용량을 감소시키지 않고, 최대의 채널용량을 얻을 수 있는 기

존의 BLAST 시스템과 동일한 채널 용량을 얻을 수있음을 확인 하였다.

그림 8은 시공간블록 코딩을 사용한 시스템의 BER 성능과 제안 시스템의 BER 성능을 비교한 그림이다. 이 그림은 기존의 BLAST 시스템은 시공간 블록 코딩을 사용한 시스템보다 BER 성능이 낮은 걸 볼 수 있다.

### V. 결론

본 논문에서는 BLAST-OFDM 시스템에 적용 가능한 선형 사전부호화 기법 및 공간 다이버시티를 극대화하기 위한 안테나-부채널 할당 알고리즘을 제안하였다. 이 방법은 여러 개의 송수신 안테나를 사용함으로써 얻을 수 있는 모든 공간 다이버시티 이득 (전송 다이버시티 이득과 수신 다이버시티 이득) 을 얻을 수 있고, 주파수 선택적 페이딩이 심한 채널에 대처하기 위한 인터리빙된 부채널을 활용한다. 기존의 다른 코딩기법과는 다르게 데이터 전송율의 손실을 가져오지 않는다. 즉, 기존의 시공간 부호를 사용하는 경우에 생기는 용량 손실의 개선과, 송수신 안테나 개수에 대한 한계를 극복하며, BLAST 방법에서는 이용 할수 없었던 전송 다이버시티를 사용할 수 구조로써, 주파수 선택적 페이딩 채널에서 기존의 BLAST-OFDM 시스템보다 개선된 성능을 보이는 것을 모의 실험을 통해 확인하였다.

### 참 고 문 헌

[1] A. Stamoulis, Z.Liu and G.B.Giannakis "Space-Time Block Coded OFDMA with Linear Precoding for Multirate Services," IEEE Trans. on signal processing, Vol. 50, No. 1, pp.119-129, Jan. 2002

[2] R.J.Piechochi, P.N. Fletcher, A.R.Nix, C.N.Canangarajah and J.P.McGeehan, "A measured based feasibility study of Space-Frequency MIMO detection and decoding techniques for next generation wireless LANs," IEEE Trans. on Consumer Electronics, Vol. 48, No. 3, Aug. 2002

[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 Int. Symp. Signals, Systems, and Electronics, Pisa, Italy, Sept.-Otc. 1998, pp. 285-300

[4] V.Tarokh, N.Seshadri, and A.R.Calderbank, "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction", IEEE Trans. On Information Theory, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, Mar, 1998

[5] Z.Liu, Y.Xin and G.B.Giannakis "Space-Time-Frequency Coded OFDM Over Frequency-Selective Fading Channels," IEEE Trans. on Signal processing, Vol. 50, No. 10, Oct. 2002

[6] Z.Liu, Y.Xin and G.B.Giannakis "Linear Constellation Precoding for OFDM with Maximum Multipath Diversity and Coding Gains," IEEE Trans. on communications, Vol. 51, No. 3, pp.416-427, Mar. 2003

황 현 정(Hyun-Jeong Hwang)

정회원



2002년 2월 : 이화여자대학교  
정보통신학과 졸업  
2004년 2월 : 이화여자대학교  
정보통신학과 석사  
2004년 3월~현재 :  
Hynix CIS개발팀 연구원

<관심분야> BLAST-OFDM, MIMO, Diversity

김 낙 명(Nak-myeong Kim)

정회원



1980년 2월 : 서울대학교  
전자공학과 졸업  
1982년 2월 : KAIST 전기 및  
전자공학 석사  
1990년 : 미국 Cornell University  
전자공학과 공학 박사  
1990년 ~ 1996년 : LG  
정보통신 책임연구원.

1996년 ~ 현재 : 이화여자대학교 공과대학  
정보통신학과 부교수.

<관심분야> SDR, MIMO-OFDM, 4G Mobile  
Communication, Cross-layer Optimization