

# V-BLAST OFDM 시스템을 위한 그룹화된 부채널 기반의 간단한 형태의 비트 할당 기법

준회원 박대진\*, 양석철\*, 김종원\*\*, 종신회원 유명식\*, 이원철\*, 신요안\*

## A Simple Bit Allocation Scheme Based on Grouped Sub-Channels for V-BLAST OFDM Systems

Daejin Park\*, Suckchel Yang\*, Jongwon Kim\*\* *Associate Members,*  
Myungsik Yoo\*, Woncheol Lee\*, Yoan Shin\* *Lifelong Members*

### 요 약

본 논문에서는 V-BLAST(Vertical-Bell labs LAYered Space-Time) 검출기를 사용하는 MIMO-OFDM(Multi Input Multi Output-Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템에서, 그룹화된 부채널 기반의 간단한 형태의 비트 할당 기법인 SBA-GS(Simplified Bit Allocation based on Grouped Sub-channels)를 제안한다. 2차원 Water Pouring 원리에 기반하여 MIMO-OFDM 시스템 수신단에서 각 부채널별 비트수 및 전력을 결정하여 케환하는 일반적인 ABPA(Adaptive Bit and Power Allocation)은 비트오율 측면에서 최적의 성능을 보이지만, 수신단에서 송신단으로의 많은 양의 케환 정보를 필요로 하고 시스템이 복잡하다는 단점을 가진다. 이러한 단점을 보완하기 위해, 상태가 우수한 각 부채널에 동일한 수의 비트를 할당하여 송신단에서 수신단으로의 케환 정보량과 시스템 복잡도를 감소시킨 SBA가 제안된 바 있다. 본 논문에서 제안하는 SBA-GS는 부채널들을 그룹화한 뒤 각 그룹별 부채널들의 평균 신호대잡음비를 구하여 동일한 변조 방식을 적용하는 SBA를 수행한다. 다양한 차세대 이동통신 채널 환경에서의 모의실험 결과, 지연 확산이 작은 다중 경로 채널의 경우에는 케환 정보량을 크게 감소하면서도 SBA와 유사한 결과를 얻을 수 있었으며, 지연확산이 큰 채널 환경에서는 부채널 그룹화에 따른 BER 성능 열화가 상대적으로 증가하였지만 케환 정보량 감소와의 절충 관계를 감안할 때 실제 시스템 구현시 고려될 수 있는 우수한 결과를 보임을 확인하였다.

**Key Words :** MIMO-OFDM, V-BLAST, SBA, SBA-GS

### ABSTRACT

In this paper, we present a bit allocation scheme based on grouped sub-channels for MIMO-OFDM (Multiple Input Multiple Output-Orthogonal Frequency Division Multiplexing) systems using V-BLAST (Vertical-Bell laboratories LAYered Space-Time) detector. A fully adaptive modulation and coding scheme may provide optimal performance in the MIMO-OFDM systems, however it requires excessive feedback information. Instead, SBA (Simplified Bit Allocation) scheme for reduction of feedback overhead, which applies the same modulation and coding to all the good sub-channels, may be considered. The proposed scheme in this paper named SBA-GS (Simplified Bit Allocation based on Grouped Sub-channels) groups sub-channels and assigns the same modulation and coding to the set of selected sub-channel groups. Simulation results show that the proposed scheme achieves comparable bit error rate performance of the convnentional SBA scheme, while significantly reducing the feedback overhead in multipath channels with small delay spreads.

※ 본 연구는 한국학술진흥재단 협동연구과제(KRF-2003-042-D00141) 지원으로 이루어졌음.

\* 숭실대학교 정보통신전자공학부 ((pdj1017, ysc0809)@amcs.ssu.ac.kr, {myoo, wlee}@ssu.ac.kr, yashin@e.ssu.ac.kr)

\*\* (주)플리테크 중앙연구소 (jwkim2@st.co.kr)

논문번호 : KICS2004-11-260, 접수일자 : 2004년 7월 4일, 최종논문접수일자 : 2006년 7월 10일

## I. 서론

현재 이동통신 시스템은 제한된 주파수 자원을 이용하여 고품질, 고용량 멀티미디어 데이터를 전송할 수 있는 다양한 송수신 방식들이 대두되고 있다. 특히 획기적인 데이터 전송을 증대 및 고품질 전송이 요구되는 미래형 4세대 이동통신 시스템에의 적용을 목표로, 다중 송신 및 수신 안테나를 이용하는 MIMO (Multi Input Multi Output) 기술에 대한 연구가 다각도로 진행되고 있다<sup>[1-4]</sup>. 여러 MIMO 기술 중에서 미국 Lucent Technologies사의 Bell 연구소에서 개발된 V-BLAST(Vertical-Bell labs Layered Space-Time) 기법<sup>[2, 3]</sup>은 송신단에서 복잡한 부호화를 필요로 하지 않고 송신 안테나마다 서로 다른 신호를 전송함으로써 데이터 전송 속도를 크게 향상시키는 방식으로 최근 이에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다. V-BLAST에서는 데이터 스트림이 독립적으로 인코딩되어 각기 다른 송신 안테나를 통해 전송되므로 수신단에서는 서로 다른 송신 안테나를 통해 전송된 신호들간의 간섭을 제거하기 위해 OSIC(Ordered Successive Interference Cancellation)을 수행한다. 또한, 주파수 효율을 증대시키고 다중 경로 페이딩 채널에 효율적으로 대처하기 위해 다중 부반송파를 이용하는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식<sup>[5, 6]</sup>이 V-BLAST 시스템과 결합될 수 있다.

원래 V-BLAST 방식의 경우 수신단으로부터 송신단으로의 정보 복원이 필요 없는 개방루프 형태의 기법이나, 수신단에서 송신단에 필요한 정보를 복원하여 성능을 향상하는 몇몇 방법들이 제안된 바 있다. 이들 가운데 2차원 Water Pouring 원리<sup>[6]</sup>에 기반하여 V-BLAST OFDM 시스템 수신단에서 채널 상태에 따라 부채널별로 다양한 변조 방식 (즉, 할당 비트수) 및 전력을 결정하여 송신단으로 복원하는 ABPA(Adaptive Bit and Power Allocation)<sup>[7]</sup>를 대표적인 방식으로 들 수 있다. ABPA는 비트오율(Bit Error Rate; BER) 성능 측면에서는 거의 최적의 성능을 보이나, 수신단에서 송신단으로의 복원 정보가 과도하게 요구되고 비트 및 전력 할당을 위한 연산량이 많다는 단점을 가진다. 따라서, 복원 지연 등을 고려한 실제적인 동작 환경을 고려할 때 이론적으로 기대되는 성능에 크게 미치지 못하는 문제가 발생할 수 있다.

이러한 ABPA의 단점들을 보완하기 위해, 채널 특성이 우수한 일부 부채널에만 동일한 수의 비트

를 할당하여 수신단에서 송신단으로의 복원 정보량과 비트 할당을 위한 연산량을 감소시키는 SBA (Simplified Bit Allocation)<sup>[8]</sup>가 제안되었다. 본 논문에서는 V-BLAST OFDM 시스템에서 부채널 개수만큼의 비트를 복원 정보로 요구하는 SBA와 달리, 인접 부채널들을 하나의 그룹으로 묶어 그룹 단위로 SBA를 통한 비트 할당을 수행하는 SBA-GS(Simple Bit Allocation based on Grouped Sub-channels) 기법을 제안한다. 제안 기법은 채널 지연 확산에 따라 BER 성능과 복원 정보량과 연산량 간의 절충 관계를 적절히 이용하여 시스템의 성능을 향상시킬 수 있음을 모의실험을 통해 확인하고자 한다. 이를 위한 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 일반적인 V-BLAST OFDM 시스템 구조에 대하여 설명하고, 3장에서 본 논문에서 제안하는 SBA-GS에 대해 설명한다. 4장에서는 모의실험을 통한 성능 평가 결과를 제시하고, 5장에서 결론을 맺는다.

## II. V-BLAST 검출 기법을 이용하는 MIMO-OFDM 시스템

그림 1은 본 논문에서 고려하는  $M$ 개 송신 안테나와  $N$ 개 수신 안테나를 사용하는 다중경로 채널에서의 일반적인 V-BLAST OFDM 시스템 구성을 도시한다. 여기서  $h_{\ell,k,c}$ 은  $c$ 번째 ( $c = 1, \dots, N_c$ ) 부반송파에 대한  $k$ 번째 ( $k = 1, \dots, M$ ) 송신 안테나에서  $\ell$ 번째 ( $\ell = 1, \dots, N$ ) 수신 안테나로의 복소 페이딩 채널 계수이며, 그 값이 한 OFDM 심벌 간격 동안 변화하지 않는다고 가정할 때  $c$ 번째 부반송파에 대한 크기  $N \times M$ 인 순시 채널 행렬  $\underline{H}_c$ 를 다음 식 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$\underline{H}_c = \begin{bmatrix} h_{1,1,c} & \cdots & h_{1,M,c} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N,1,c} & \cdots & h_{N,M,c} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$M$ 개의 송신 안테나를 통해 전송되는  $c$ 번째 부반송파의  $M \times 1$  크기의 신호 벡터  $\underline{x}_c$ 를 다음과 같이 정의하자.

$$\underline{x}_c \equiv [x_{1,c}, \dots, x_{M,c}]^T \quad (2)$$

여기서 위 첨자  $T$ 는 Transpose 연산을 의미한다. 식 (2)의 전송 신호가 식 (1)로 표현된 채널을 통과

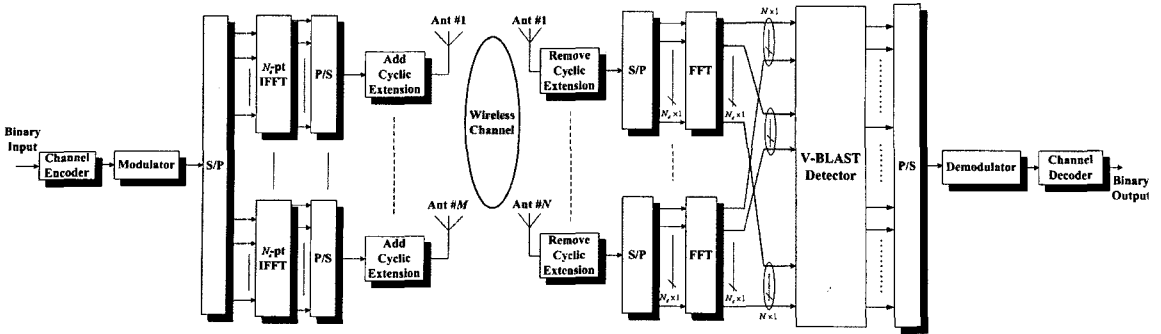


그림 1. M개 송신 안테나와 N개 수신 안테나를 사용하는 다중경로 채널에서의 일반적인 V-BLAST OFDM 시스템의 구성.

할 때 수신 신호를 식 (3)과 같이  $N \times 1$  크기의 벡터로 표현할 수 있다.

$$y_c = H_c x_c + n \quad (3)$$

위 식에서  $n = [n_1, \dots, n_N]^T$ 는 각 성분이 평균 0, 분산  $\sigma^2$ 인 가우시안 잡음 벡터이다.

식 (3)의 수신 신호  $y_c$ 로부터 전송 신호  $x_c$ 를 결정하기 위한 ZF(Zero Forcing) 형태의 V-BLAST 검출 방식의 자세한 과정은 식 (4)~(13)과 같다<sup>2,3</sup>. 먼저 채널 행렬  $H_c$ 의 의사역행렬(Pseudo Inverse Matrix)을 식 (5)와 같이 정의한다.

$$i = 1 \quad (4)$$

$$Z_{i,c} \equiv H_c^+ = (H_c^H H_c)^{-1} H_c^H \quad (5)$$

여기서 위 첨자  $^+$ 는 Moore-Penrose 의사역행렬 연산이고,  $^H$ 는 Hermitian 연산이다. 이와 같이 구해진  $c$ 번째 부반송파에 대한  $M \times N$  크기의 초기 역행렬  $Z_{i,c}$ 로부터 다음의 연산을 수행한다.

$$k_1 = \underset{j}{\operatorname{argmin}} \quad \|(Z_{i,c})_j\|^2 \quad (6)$$

여기서  $(Z_{i,c})_j$ 는 행렬  $Z_{i,c}$ 의  $1 \times N$  크기의  $j$ 번째 행벡터를 의미한다.

V-BLAST 검출 과정에서 식 (4)~(6)은 수신단 신호 검출을 위한 초기치 설정을 위한 과정이고, 다음의 식 (7)~(13)의 연산이 반복 수행된다.

$$\underline{w}_{k_i,c} = (Z_{i,c})_{k_i} \quad (7)$$

$$v_{k_i,c} = \underline{w}_{k_i,c} y_{i,c} \quad (8)$$

$$\hat{x}_{k_i,c} = Q(v_{k_i,c}) \quad (9)$$

식 (7)에서  $i$ 는  $i$ 번째 연산 반복을 의미하고,  $k_i$  ( $i = 1, \dots, M$ )는 수신단에서 전송 심벌  $x_c$ 를 검출하기 위해 전송된 신호 성분을 제거하는 순서를 의미한다. 또한 식 (7)에서 행렬  $Z_{i,c}$ 의  $k_i$ 번째 행벡터를 널링 벡터 (Nulling Vector)  $\underline{w}_{k_i,c}$ 로 정의하여, 이를 수신 신호 벡터  $y_{i,c}$ 에 곱해 식 (8)의  $v_{c,k_i}$ 를 구하고 식 (9)를 통해 전송 신호 벡터  $x_c$ 의  $k_i$ 번째 신호 성분에 대한 추정치  $\hat{x}_{k_i,c}$ 를 얻을 수 있다. 여기서  $Q(\cdot)$ 는 이진 결정 함수이다. 한편,  $x_c$ 의  $k_i$ 번째 신호 성분이 완벽히 추정되었다고 가정할 후 (즉,  $\hat{x}_{k_i,c} \equiv x_{k_i,c}$ ), 식 (10)에서와 같이  $i$ 번째 단계에서의 수신 신호 벡터  $y_{i,c}$ 에서  $k_i$ 번째 검출된 간섭 신호 성분을 제거하고 ( $i+1$ )번째 단계에서의 연산을 위한 수신 신호 벡터를 결정한다.

$$y_{i+1,c} = y_{i,c} - \hat{x}_{k_i,c} [H_c]_{k_i} \quad (10)$$

$$Z_{i+1,c} = [H_c]_{k_i=0}^+ \quad (11)$$

식 (10)에서  $[H_c]_{k_i}$ 는 채널 행렬  $H_c$ 의  $N \times 1$  크기의  $k_i$ 번째 열벡터를 의미하고, 식 (11)에서  $[H_c]_{k_i=0}$ 은 식 (10)의 연산을 통해 이미 검출된 신호 성분을 제거함으로써  $H_c$ 의  $k_i$ 번째 열벡터 성분을 모두 0으로 널링한 행렬을 의미한다. 이를 이용하여 나머지 간섭 신호 성분 검출을 위해 식 (11)과 같이 새로운 역행렬을 구성한다.

$$k_{i+1} = \operatorname{argmin}_{j \neq k_1, \dots, k_i} \left\| (Z_{i+1,c})_j \right\|^2 \quad (12)$$

$$i = i + 1 \quad (13)$$

식 (12)에서는 식 (6)과 동일한 방법으로 식 (11)에서 구해진 새로운 역행렬을 이용하여 다음 단계를 위한 최적의 검출 순서를 결정한다. 사용하는 모든 부반송파에 대해 이 과정을 적용하여 수신 신호로부터 원래의 데이터를 검출해낸다.

이러한 V-BLAST 검출 과정을 통해 추정된  $x_{k_i,c}$ 에 대한 검출후 신호대잡음비(Post-Detection Signal-to-Noise Ratio; SNR)  $\rho_{k_i,c}$ 는 식 (14)와 같이 계산된다<sup>3)</sup>.

$$\rho_{k_i,c} = \frac{\langle |x_{k_i,c}|^2 \rangle}{\sigma^2 \|w_{k_i,c}\|^2} \quad (14)$$

여기서  $\langle \cdot \rangle$ 은 기대값 연산이다. 식 (14)로부터  $\rho_{k_i,c}$ 는  $1/\|w_{k_i,c}\|^2$ 에 비례함을 알 수 있고, 따라서  $\rho_{k_i,c}$ 를 각 부채널에 대한 채널 이득으로 간주하여 이 값을 이용해 채널 특성을 고려한 비트 할당 알고리즘을 수행할 수 있다.

### III. 그룹화된 부채널 기반의 간단한 형태의 비트 할당 기법

MIMO-OFDM 시스템 수신단에서 송신단으로의 정보 제환이 가능하다 할 때 기존의 V-BLAST 알고리즘의 성능을 개선하는 여러 방안을 생각해 볼 수 있다. 이들 가운데, 2차원 Water Pouring 원리<sup>6)</sup>에 기반하여 수신단에서 채널 상태에 따라 부채널별로 다양한 변조 방식 (즉, 할당 비트수) 및 전력을 결정하여 송신단으로 제환하는 ABPA<sup>17)</sup>를 대표적인 방식으로 들 수 있다. ABPA는 BER 성능면에서 거의 최적의 성능을 보이나, 각 부채널에 적용되는 변조 방식이 다르므로 최적의 V-BLAST 검출 순서를 찾는 것이 어렵다. 이는 [2, 3]에서 유도된 V-BLAST 검출 순서가 각 안테나에서 사용되는 변조 방식이 다른 경우에는 유효하지 않기 때문이다. 또한, ABPA는 송신 안테나 개수 및 부반송파의 수가 증가할수록 비트 및 전력 할당을 위한 연산량과 수신단에서 송신단으로의 제환 정보가 크게 증가하는 단점이 있다. 즉 ABPA에서 각 부채널에 적용될 수 있는 변조 방식의 경우수를  $S$ , 전력 할당 양자

화 레벨을  $Q$ , 부반송파 개수를  $N_c$ , 송신 안테나 개수를  $M$ 이라 할 때, 비트 할당 제환 정보로서  $N_c M \lceil \log_2 S \rceil$  비트가 필요하고 전력 할당 제환 정보로서  $N_c M \lceil \log_2 Q \rceil$  비트가 추가로 필요하다.

ABPA에서의 비트 및 전력 할당 연산량과 수신단에서 송신단으로의 제환 정보량을 감소시키기 위한 방안으로 SBA가 [8]에서 제안되었다. 이 기법에 대한 설명을 위해, 우선  $N_c$ 개의 부반송파 및  $M$ 개의 송신 안테나를 사용하는 일반적인 V-BLAST 기반의 MIMO-OFDM 시스템을 고려하자. 또한 여기서 각 부채널당 변조를 위해 동일한  $K$  비트가 할당되고 부호율이  $r$  ( $0 < r < 1$ )인 채널부호가 이용된다고 가정하자. 이 시스템에는 데이터를 전송할 수 있는 총  $N_c M$ 개의 부채널이 존재하며 이들 모두를 이용하여 데이터가 전송된다. 따라서 단위 OFDM 심벌 시간 동안에 전송해야 하는 (부호화되지 않은) 데이터 비트수를  $R_b$ 라 할 때, 비트가 할당되는 부채널의 수  $D_{V-BLAST}$ 는

$$D_{V-BLAST} \equiv N_c M = \lceil R_b / r K \rceil \quad (15)$$

의 조건이 만족된다. 한편 실제 전송시 채널 환경에 따라 특정 부채널들은 주파수 선택적 페이딩 채널의 영향을 크게 받아 데이터를 전송하기에 적합하지 않을 수 있다. SBA의 기본 아이디어는 이러한 열악한 상태의 부채널을 통해서는 데이터를 전송하지 않는다는 것이다. 따라서 실제 데이터의 전송을 위해 수신단에서 선택된 부채널과 그렇지 않은 부채널의 구분을 위해 각 부채널당 1 비트, 즉 총  $N_c M$  비트의 부가 정보만이 송신단으로 제환된다. 송신단에서는 제환된 채널 정보에 따라 선택된 부채널에만 정보를 실어 전송하게 된다. 따라서 일반적인 MIMO-OFDM 시스템과 마찬가지로 동일한  $R_b$ 개의 비트를 동일한 단위 OFDM 심벌 시간 동안에 전송하려면, 줄어든 가용 부채널 수의 보상을 위해서 변조 방식의 차수 (즉, 각 부채널 당 할당되는 비트수)를 증가하여야 한다. 이렇게 증가되는 추가적인 비트수를  $\Delta K$ 라 하면, SBA 방식에서 각 부채널당  $B \equiv K + \Delta K$  비트가 할당되며 이렇게 비트가 할당되는 부채널의 수  $D_{SBA}$ 는 다음과 같이 얻어진다.

$$D_{SBA} = \lceil R_b / r (K + \Delta K) \rceil \quad (16)$$

$$< D_{V-BLAST} = N_c M$$

결국 각 부채널마다 다른 변조 방식을 적용하는 ABPA와는 달리, SBA는 동일한 변조 방식을 적용함으로써 비트 할당을 위해 부채널과 최적의 검출 순서를 찾기 위한 연산량을 크게 감소시킨다. 또한, 각 부채널에 할당된 비트수가 동일하고 송신단에서 전력 할당을 위한 정보를 필요로 하지 않기 때문에 각 부채널의 사용 여부를 나타내는  $N_c M$  비트의 궤환 정보만을 필요로 하게 된다.

본 절에서는 SBA에서 요구되는 비트 할당 연산량과 궤환 정보량을 더욱 감소시키는 방안으로서 그룹화된 부채널 기반의 SBA-GS 기법을 제안한다. 그림 2는 SBA-GS 기법이 적용된 V-BLAST OFDM 시스템의 송수신단 구조를 도시하고 있으며, 수신단에서 부채널들을 그룹화하고 채널 상태 정보를 계산하여 궤환하는 부분을 추가한 점을 제외하고는 그림 1의 일반적인 V-BLAST OFDM 시스템의 구조와 유사하다.

제안된 SBA-GS 기법은 전체 가용 부채널들을 그룹화하고 그룹당 부채널들의 평균 SNR을 구하여 SNR이 큰 부채널 그룹들에 동일한 수의 비트를 SBA 방식으로 할당한다. 이를 위해 우선 다음과 같은 초기화 과정을 수행한다. 먼저, 각 부채널들에 할당된 비트수를 0으로 설정한 뒤 각 부반송파들에

대해 V-BLAST 검출 순서를 결정한다. 결정된 V-BLAST 검출 순서에 의거해 모든 부채널들의 가중치 벡터  $w_{i,c}$  ( $i = 1, \dots, M; c = 1, \dots, N_c$ )를 획득한 뒤 각 송신 안테나의 부채널들을  $G$ 개씩 그룹화한다. 여기서,  $G$ 는 한 그룹 당 부채널 개수로서 주어진 채널 환경에 의해 결정되는 코히어런스 대역폭 (Coherence Bandwidth)을 초과하지 않는 범위 내에서  $N_c$ 의 약수로 설정한다. 부채널들의 그룹화를 수행한 후, 각 그룹의 평균 SNR을 식 (15)~(19)의 과정과 같이 그룹 내 부채널들에 대한 가중치 벡터의 2-norm 값의 평균으로 계산한다.

초기화 :  $i = 1$  (17)

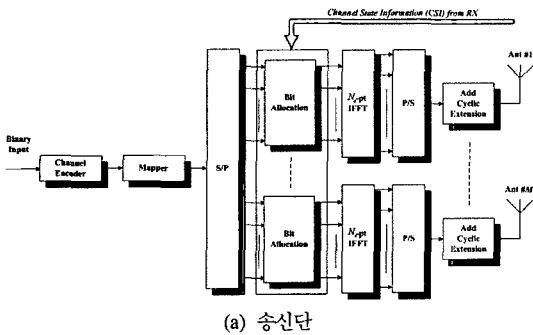
반복수행 :  $m = 1$  (18)

반복수행 :  $SNR_{i,m} = \frac{1}{G} \sum_{j=1}^G ||w_{i,G(m-1)+j}||^2$  (19)

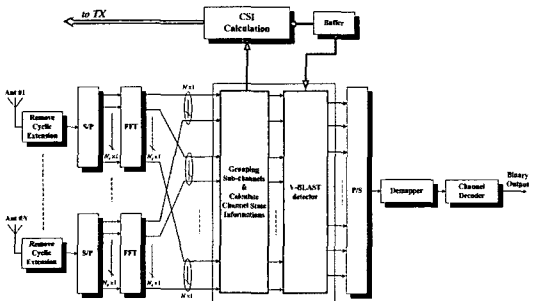
$m = m + 1$  (20)

$i = i + 1$  (21)

식 (19)~(20)은  $m = N_c/G$ 가 될 때까지 반복 수행되고 식 (18)~(21)은  $i > M$ 이 되어 전체 부채널들의 그룹화가 완료될 때까지 반복 수행된다. 그림 3은 SBA-GS를 위한 초기화 과정의 한 예로 부채널들을 그룹화하고 각 그룹에 해당하는 평균 SNR을 구하는 과정을 나타내고 있다.



(a) 송신단



(b) 수신단

그림 2. 제안된 SBA-GS 기법이 적용된 V-BLAST OFDM 시스템 송수신단 구조

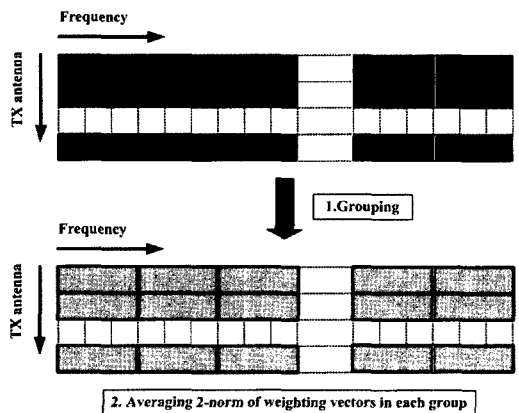


그림 3. SBA-GS의 초기화 과정의 예.

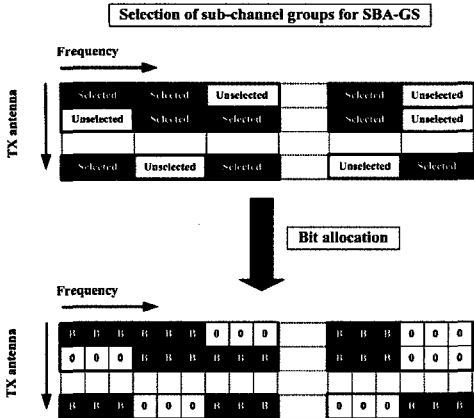


그림 4. 그룹화된 부채널 단위로 비트 할당을 수행하는 과정의 예.

다음으로, 부채널들에 대한 그룹화를 수행한 뒤 얻어진 새로운 부채널 그룹 집합과 해당 그룹의 평균 SNR을 이용해 다음의 비트 할당 과정을 수행한다. 그림 4는 이렇게 그룹화된 부채널 단위로 비트 할당을 수행하는 과정의 예를 나타내고 있으며, 이러한 부채널 단위의 비트 할당 수행 과정은 식 (2)~(26)으로 정리하여 표현될 수 있다.

- 1단계: 초기화 과정을 통해 생성된 새로운 부채널들에 할당된 비트수를 0으로 초기화한다.
- 2단계: 평균 SNR이 가장 큰 부채널 그룹을 찾아서  $BG$  비트를 할당한다. 앞서 살펴본 바와 같이,  $B$ 는 SBA에서 각 부채널에 할당되는 비트수로서 전체 비트 할당 과정동안 고정된 정수값을 가지며,  $G$ 는 한 그룹 당 부채널 개수이다. 비트가 할당된 부채널 그룹은 다음 비트 할당 과정에서 제외되고 이러한 과정은 전체  $R_b$  비트가 모두 할당될 때까지 반복 수행된다. 비트가 할당되지 않은 부채널의 송신 전력은 0이 된다.
- 3단계: 비트 할당의 결과로 사용되지 않은 부채널들을 제외한 V-BLAST 검출을 위한 새로운 가중치 벡터  $w_{i,c}$ 의 집합을 얻을 수 있으며, V-BLAST 검출 과정에서는 사용되지 않은 부채널들을 배제하고 검출을 수행하게 된다.

초기화 :

$$1. m_{i,c} = 0 \quad (22)$$

$$2. R_b = 0 \quad (23)$$

$$3. \varphi = \{(i, c) : i = 1, \dots, M; c = 1, \dots, N_c/G\} \quad (24)$$

반복수행 :

$$4. (i^*, c^*) = \underset{(i,c) \in S}{\operatorname{argmax}} SNR_{i,c} \quad (25)$$

$$5. m_{i^*,c^*} = BG \quad (26)$$

$$6. R_b = R_b + BG \quad (27)$$

$$7. \varphi = \varphi \setminus \{(i^*, c^*)\} \quad (28)$$

식 (25)~(28)은  $R_b = R_b$ 가 될 때까지 반복 수행된다. 비트 할당이 종료되면 각 부반송파마다 사용되는 송신 안테나에 대한 새로운 가중치 벡터  $w_{i,c}$ 의 집합을 이용해 V-BLAST 검출을 수행하게 된다. 이 때, 송신단이 수신단으로부터 필요로 하는 제한 정보량은  $N_c M/G$ 로서 SBA에 비교하여 크게 감소된다. 또한, 제안 방식에서는 SBA와 마찬가지로 전력 할당 정보는 필요로 하지 않게 된다.

#### IV. 모의실험 결과

제안 방식의 성능을 평가하기 위해 모의실험을 수행하였으며, 이를 위해 다음의 실험 환경을 가정하였다. 먼저, 채널 모델로서 미래형 4세대 이동통신 환경을 감안하여 RMS 지연 확산(Root-Mean-Square Delay Spread)이 81 ns, 436 ns, 1490 ns이고 각각 18개 경로로 구성된 주파수 선택적 레일리(Rayleigh) 페이딩 채널을 고려하였다<sup>[9]</sup>. 도플러 주파수는 기본적으로 300 Hz를 고려하였고, 채널 추정과 시스템 동기는 완벽히 이루어졌다고 가정하였다. 미래형 4세대 이동통신 시스템에서 예상되는 시스템 요구 조건을 감안하여, MIMO-OFDM을 위한 대역폭은 100 MHz, 부반송파수는 2048개를 가정하였으며 OFDM 심벌 시간은 20.48  $\mu$ s, 부반송파 간격은 48.828 kHz, 보호 구간은 5  $\mu$ s로 설정하였다. 채널 부호로 경관정 비터비 알고리즘을 사용하는 길쌈 부호(Convolutional Code)를 이용하였으며, 송신 및 수신 안테나가 각각 2개 (즉,  $M = N = 2$ )인 시스템을 고려하였다. 변조 방식과 채널 부호율 조합으로 (16-QAM,  $r = 1/2$ ) 및 (QPSK,  $r = 2/3$ )를 사용하였고 모든 시스템에서  $R_b = 4096$ 로서 비트 전송율은 200 Mbps로 동일한 상황을 가정하였다. 제한 정보는 1 OFDM 심벌 시간인 20.48  $\mu$ s의 지연을 겪어 송신기로 입력된다고 설정하였다.

그림 5는 각 채널 모델에서 송신 안테나로부터 수신 안테나로의 한 링크의 순시 채널 전달 함수 예들을 도시하고 있다. 예상대로, 채널의 지연 확산

이 클수록 (즉, 코히어런스 대역폭이 작을수록) 인접한 부채널의 진폭 성분 변화가 큰 것을 확인할 수 있다.

그림 6~8은 각각 지연 확산이 81 ns, 436 ns, 1490 ns인 채널에서 SBA-GS 기법의 반송파대간섭 전력비 (Carrier-to-Interference Ratio; CIR)에 따른 BER 성능을 나타내고 있다. 그림 6에서 기존의 SBA 및 그룹 내 부채널 개수  $G$ 를 2개, 4개로 설정한 제안된 SBA-GS의 성능을 함께 도시하고 있으며, 지연 확산이 상대적으로 작은 이 경우에는 SBA와 SBA-GS가 거의 동일한 BER 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다. 한편, 그림 7에서는 채널의 지연 확산이 436 ns인 경우의 성능을 도시하고 있으며, 변조 방식이 QPSK, 채널 부호의 부호율이  $r = 2/3$ 일 때 SBA에 비해  $G = 2$ 인 SBA-GS의 경우  $BER = 10^{-5}$ 에서 약 0.5 dB,  $G = 4$ 인 경우 약 1 dB 정도만 성능이 열화되는 것을 확인할 수 있다. 또한, 16-QAM과  $r = 1/2$ 일 때는 동일한 BER 기준에 대해  $G = 2$ 의 경우 SBA에 비해 약 1 dB,  $G = 4$ 의 경우 약 1.5 dB 정도만 성능이 열화되는 것을 확인할 수 있다. 한편, 지연 확산이 1490 ns인 채널에서는 SBA-GS의 BER 성능이 앞서의 경우보다 상대적으로 더욱 열화되는 것을 그림 8에서 확인할 수 있다. 실제 지연 확산이 1490 ns일 때 코히어런스 대역폭은 약  $(2\pi \cdot 1490 \text{ ns})^{-1} \approx 107 \text{ kHz}$ 로서<sup>9)</sup>, 이는 반송파 간격의 2배 정도에 해당된다. 따라서  $G = 2, 4$ 개씩 부채널들을 그룹화할 경우 그룹 내 부채널들의 SNR 변화가 크게 되어 각 부채널의 SNR에 큰 오차를 가지고 비트 할당이 수행되므로 시스템의 성능이 열화됨을 예상할 수 있다. 결국 제안된 SBA-GS 방식은 주어진 채널의 지연 확산 또는 코히어런스 대역폭을 고려하여 부채널 그룹당 부채널 개수를 설정하여야 하며, 지연 확산이 크지 않은 채널 환경에서 적용하였을 때 시스템 성능의 열화없이 제환 정보를 크게 감소시킬 수 있음을 확인할 수 있다.

도플러 주파수의 변화에 따른 SBA-GS 기법의 성능을 확인하기 위해, 그림 9에서는 도플러 주파수가 50 Hz인 경우의 BER을 도시한다. 이 그림과 그림 7을 비교할 때, 도플러 주파수가 감소하면 부채널의 그룹화에 따른 BER 성능 열화가 줄어드는 것을 확인할 수 있다. 한편, 그림 10에서는 채널 추정 오류에 따른 제안 기법의 BER 성능을 도시한다. 여기서는 정확한 채널 추정값에 비해 -5%~+5% 내에서 균일 분포를 갖는 랜덤한 추정 오류가 존재

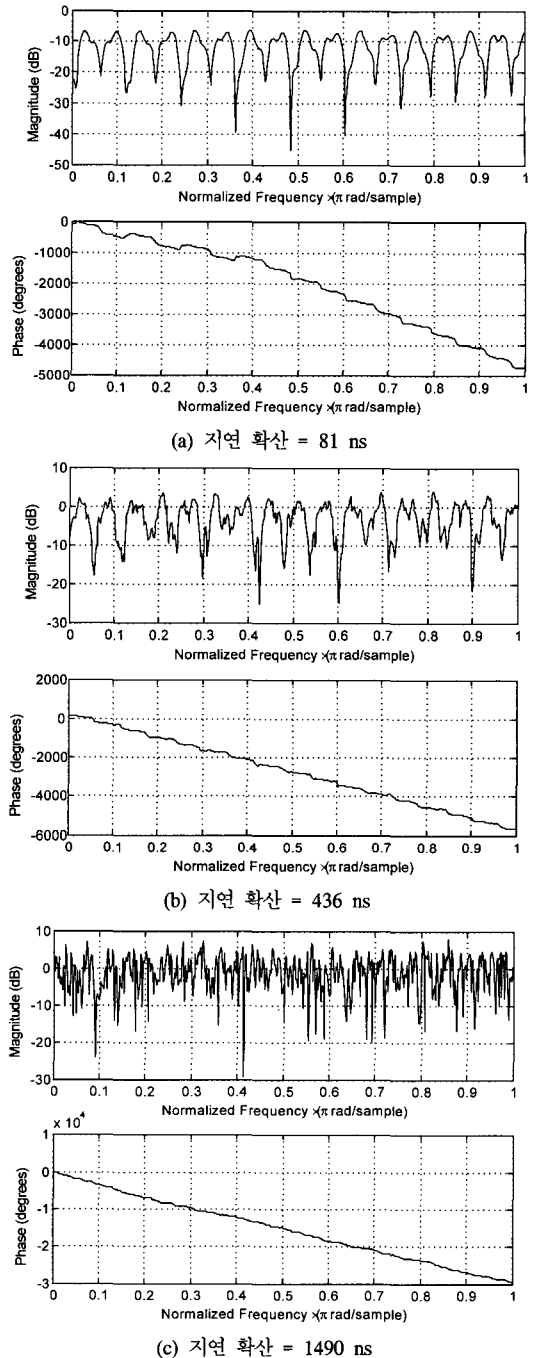
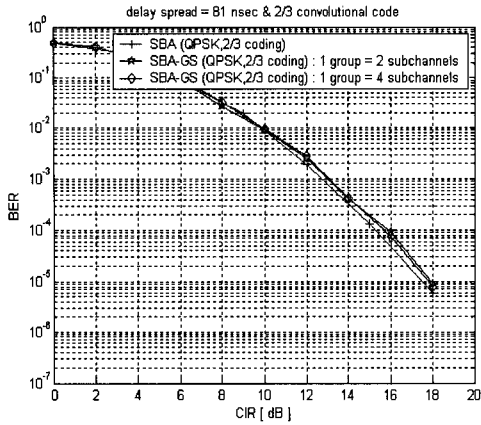
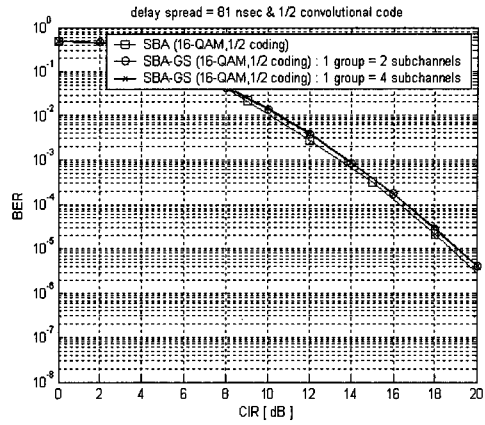


그림 5. 지연 확산에 따른 송신 안테나에서 수신 안테나로의 한 링크의 순시 채널 전달 함수의 예.

하는 경우를 고려하였으며, 그림에서 알 수 있듯이 채널 추정 오류에 따른 성능 열화에 의해 부채널 그룹화에 의한 성능 차이가 감소함을 알 수 있다. 그림 11에서는 SBA-GS 기법의 패킷오율(Packet Error Rate ; PER) 성능을 나타내고 있는데, BER에 비해

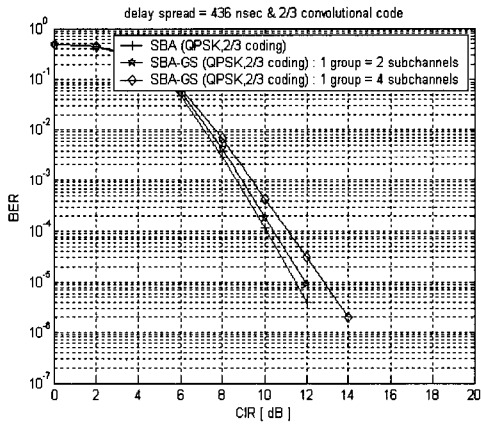


(a) QPSK,  $\gamma = 2/3$

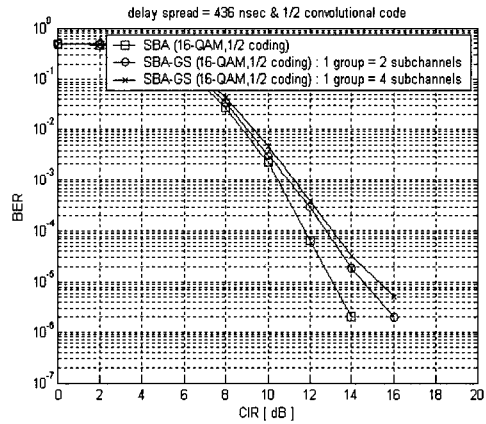


(b) 16-QAM,  $\gamma = 1/2$

그림 6. 지연 확산이 81 ns인 채널 환경에서의 BER 성능.

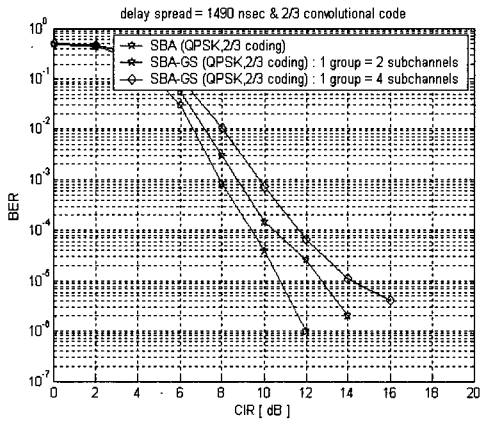


(a) QPSK,  $\gamma = 2/3$

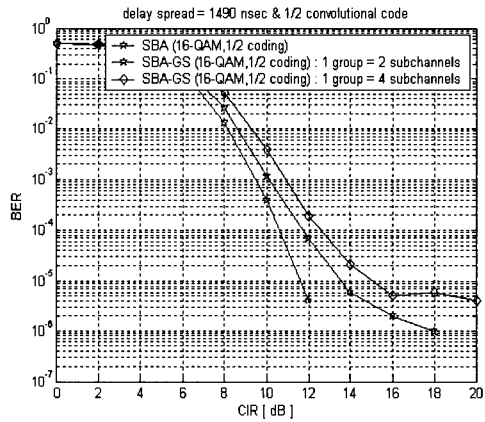


(b) 16-QAM,  $\gamma = 1/2$

그림 7. 지연 확산이 436 ns인 채널 환경에서의 BER 성능.



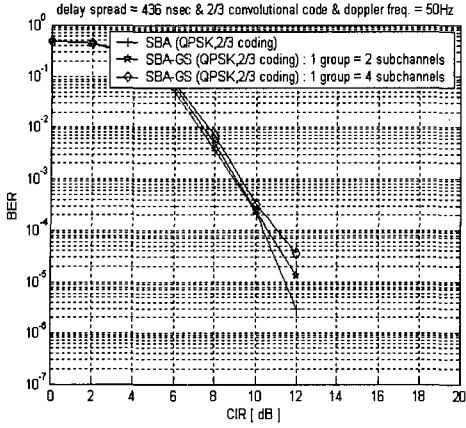
(a) QPSK,  $\gamma = 2/3$



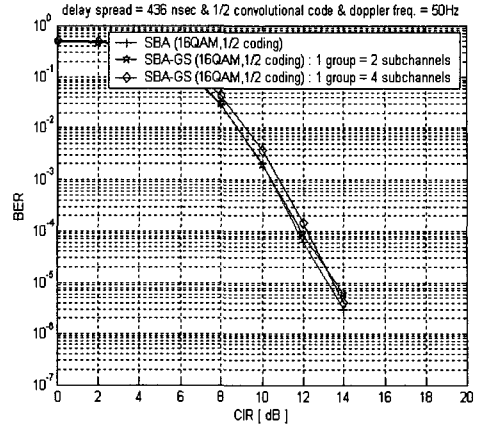
(b) 16-QAM,  $\gamma = 1/2$

그림 8. 지연 확산이 1490 ns인 채널 환경에서의 BER 성능.



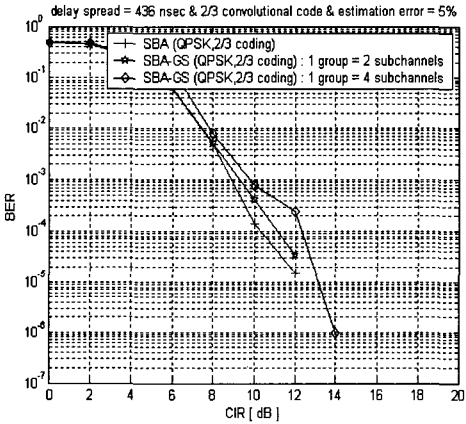


(a) QPSK,  $\gamma = 2/3$

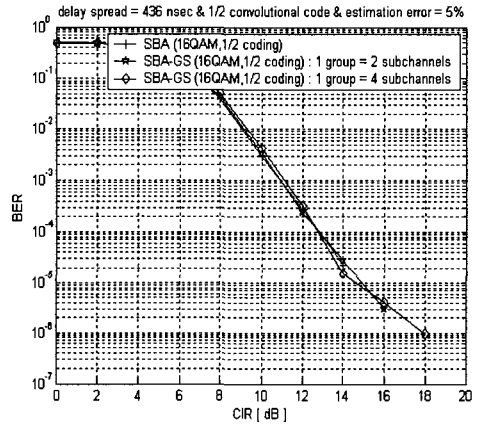


(b) 16-QAM,  $\gamma = 1/2$

그림 9. 도플러 주파수가 50 Hz인 채널 환경에서의 BER 성능 (지연 확산 = 436 ns).

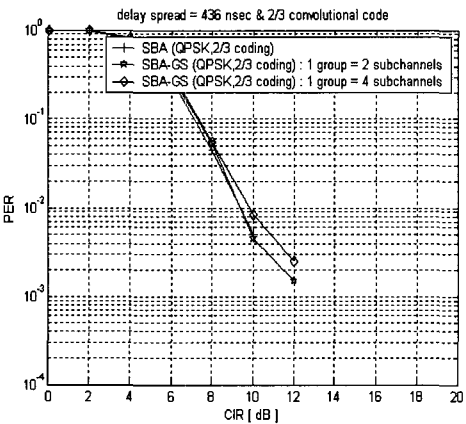


(a) QPSK,  $\gamma = 2/3$

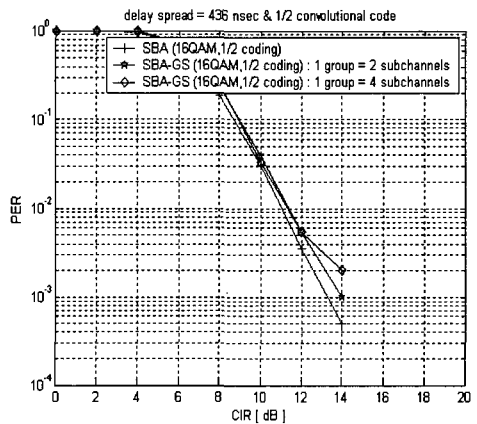


(b) 16-QAM,  $\gamma = 1/2$

그림 10. 5%의 채널 추정 오류가 있는 채널 환경에서의 BER 성능 (지연 확산 = 436 ns).



(a) QPSK,  $\gamma = 2/3$



(b) 16-QAM,  $\gamma = 1/2$

그림 11. 지연 확산이 436 ns인 채널 환경에서의 PER 성능.

부채널 그룹화 유무에 따라 성능 차이가 그리 크지 않음을 알 수 있다. 한편, 케환 정보량 측면에서 기존의 SBA 방식은 송신단에서 수신단으로부터의 케환 정보로 부채널 개수만큼인 4096 비트를 필요로 하지만, SBA-GS 방식은 그룹 내 부채널 개수가 2인 경우 2048 비트, 4인 경우에는 1024 비트만을 필요로 한다.

## V. 결론

본 논문에서는 V-BLAST 검출 기반의 MIMO-OFDM 시스템에서, 부채널 개수만큼의 비트를 케환 정보로 요구하는 SBA와 달리 인접 부채널들을 하나의 그룹으로 묶어 그룹 단위로 SBA를 통한 비트 할당을 수행하는 SBA-GS 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 부채널들을 그룹화하여 그룹 내 부채널들에 동일한 비트수를 할당함으로써, 기존 ABPA 기법의 케환 정보량과 연산량을 감소시키기 위해 제안되었던 SBA에 비해서도 케환 정보량과 연산량을 더욱 감소시킨다. 또한 다양한 차세대 이동통신 채널 환경에서의 모의실험 결과, 지연 확산이 81 ns로 작은 다중 경로 채널의 경우에는 케환 정보량을 크게 감소하면서도 SBA와 유사한 결과를 얻을 수 있었으며, 지연확산이 큰(436 ns와 1490 ns) 채널 환경에서는 부채널 그룹화에 따른 BER 성능 열화가 상대적으로 증가하였지만 케환 정보량 감소와의 절충 관계를 감안할 때 실제 시스템 구현시 고려될 수 있는 우수한 결과를 보임을 확인하였다.

## 참고 문헌

- [1] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2003.
- [2] 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 channel," *Proc. Int'l Symp. Signals, Syst. & Electr. (ISSSE '98)*, pp. 295-300, Pisa, Italy, September 1998.
- [3] G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Detection algorithms and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture," *IEE Electr. Lett.*, vol. 35, no. 1, pp. 14-16, January 1999.
- [4] M. Debbah, P. Loubaton, M. Muck, B. Muquet, S. Simoens, and L. Philippe, "A MMSE successive interference cancellation scheme for a new adjustable hybrid spread OFDM system," *Proc. IEEE Vehicular Technol. Conf. (VTC 2000-Spring)*, pp. 745-749, Tokyo, Japan, May 2000.
- [5] L. Hanzo, M. Munster, B. J. Choi, and T. Keller, *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting*, John Wiley & Sons, 2003.
- [6] P. van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Communications Systems*, Artech House Publishers, 2004.
- [7] K.-W. Ng, R. S. Cheng, and R. D. Murch, "Iterative bit and power allocation for V-BLAST based OFDM MIMO system in frequency selective fading channels," *Proc. IEEE Wireless Commun. & Networking Conf. (WCNC 2002)*, vol. 1, pp. 271-275, Orlando, USA, March 2002.
- [8] K.-W. Ng, R. S. Cheng, and R. D. Murch, "A simplified bit allocation for V-BLAST based OFDM MIMO systems in frequency selective fading channels," *Proc. IEEE Int'l Conf. Commun. (ICC 2002)*, vol. 1, pp. 411-415, New York City, USA, May 2002.
- [9] J. Moon, J.-Y. Ko, and Y.-H. Lee, "A framework design for the next generation radio access system," *IEEE Jour. Selected Areas in Commun.*, vol. 24, no. 3, pp. 554-564, March 2006.
- [10] J. K. Carvers, *Mobile Channel Characteristics*, Kluwer Academic Publishers, 2000.

박 대 진 (Daejin Park)

준회원



2005년 2월 숭실대학교 정보통신전자공학부 졸업 (학사)  
2005년 3월~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부 석사과정  
<관심분야> MIMO-OFDM 시스템, OFDM 변복조시스템

양 석 철 (Suckchel Yang)

준회원



2002년 2월 숭실대학교 정보통신전자공학부 졸업 (학사)  
2004년 2월 숭실대학교 정보통신전자공학부 졸업 (석사)  
2004년 3월~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부 박사과정  
<관심분야> OFDM PAPR 감소

기법, OFDM 동기 알고리즘, MIMO-OFDM 시스템, UWB 전송 시스템

김 종 원 (Jongwon Kim)

준회원



2003년 2월 숭실대학교 정보통신전자공학부 졸업 (학사)  
2005년 3월 숭실대학교 정보통신전자공학부 졸업 (석사)  
2005년 3월~현재 (주)솔리테크 중앙연구소  
<관심분야> MIMO-OFDM 시스템, Wibro 전송기술

시스템, Wibro 전송기술

유 명 식 (Myungsik Yoo)

중신회원



1989년 2월 고려대학교 전자전산공학과 졸업 (학사)  
1991년 2월 고려대학교 전자공학과 졸업 (석사)  
2000년 6월 SUNY at Buffalo Dept. of EE 졸업 (박사)  
2000년 9월~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부 조교수

보통신전자공학부 조교수

<관심분야> Optical Network, Optical Access Network, Ad-hoc routing protocol, Wireless MAC protocol, OBS

이 원 철 (Woncheol Lee)

중신회원



1986년 2월 서강대학교 전자공학과 졸업 (학사)  
1988년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업 (석사)  
1995년 7월 Polytechnic University Electrical Engineering 졸업 (박사)

1995년 9월~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부 부교수

<관심분야> Transmit Diversity, Software Defined Radio, Smart Antenna, Cognitive Radio, Position Location based on UWB, CDMA2000/ WCDMA

신 요 안 (Yoan Shin)

중신회원



1987년 2월 서울대학교 전자공학과 졸업 (학사)  
1989년 2월 서울대학교 전자공학과 졸업 (석사)  
1992년 12월 University of Texas at Austin 전기및컴퓨터공학과 졸업 (박사)

1992년 12월~1994년 7월 오스틴 소재 MCC (Microelectronics & Computer Technology Corp.) 연구원 소시엄 Member of Technical Staff

1994년 9월~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부 부교수

<관심분야> CDMA 및 OFDM 모델, UWB 전송 시스템, MIMO 시공간 신호처리, Cognitive Radio