DBpia

MIMO 멀티플렉싱 시스템에서 선택적 전송 다이버시티를 적용한 적응변조 및 부호화 기법의 성능

정회원 황 인 태*, 노 상 민*, 나 현 식*, 정 옥 현**, 권 성 태**, 홍 대 식*, 강 창 언*

Performance of Adaptive Modulation and Coding with Selection Transmit Diversity in MIMO Multiplexing Systems

Intae Hwang*, Sangmin Ro*, Hyunshik Na*, Okhyun Jung**, Seongtae Kwon**, Daesik Hong*, Changeon Kang* ***Regular Members***

요 약

본 논문에서는 적응변조 및 부호화 (AMC: Adaptive Modulation and Coding) 기법을 MIMO 멀티플렉싱 기법에 적용한 시스템을 구축하고 전송률 성능에 관한 실험 및 분석을 수행한다. 또한, 전송률 성능을 개선하기 위하여 선택적 전송 다이버시티 (STD: Selection Transmit Diversity)를 적용한 시스템을 제안한다. 이는 수신 단의 신호 대 잡음 비 (SNR: Signal-to-Noise Ratio)를 개선하고, 보다 높은 전송률이 지원되는 변조 및 부호화 (MCS: Modulation and Coding Scheme) 레벨이 선택될 확률을 증가시켜 평균 전송률의 이득을 얻고자 하는 것이다. 실험 결과, 제안된 시스템 은 15dB 신호 대 잡음 비에 대하여 동일한 개수의 송수신 안테나를 갖는 MIMO 멀티플렉싱-적응변조 및 부호화 시스템에 비하여 약 1Mbps의 전송률 향상을 보였다. 이 때 적용된 선택적 전송 다이버시티에서는 4개의 송신 단 안테나 중 2개를 선택하였으며, 이들 2개의 송신 안테나를 사용하여 MIMO 멀티플렉싱 과정을 수행하였다.

ABSTRACT

In this paper, we combine AMC (Adaptive Modulation and Coding) with MIMO multiplexing to improve the throughput performance of AMC in Next Generation Communication Mobile Systems. In addition, we propose a system that adopts STD (Selection Transmit Diversity) in the combined system. The received SNR (Signal to Noise Ratio) is improved by adopting STD techniques and an improved SNR increases a probability of selecting MCS (Modulation and Coding Scheme) level that supports higher data rate. The computer simulation is performed in flat Rayleigh fading channel. The results show that the proposed system with 2 transmitter antennas and 2 receiver antennas achieves the gain of 1Mbps at 15dB SNR compared to the AMC-MIMO multiplexing system with the same number of antennas. The adopted STD selects 2 transmission antennas from 4 antennas and MIMO multiplexing process operates with the selected antennas.

I. 서 론

향후 무선 이동 통신 시스템은 음성 위주의 서비스에서 멀티미디어 데이터 위주의 서비스로 변화할 것이다. 이에 따라 차세대 이동 통신 시스템에서는 데이터의 전송률의 향상이 중요한 과제로 떠오를 것으로 예상된다. 이러한 초고속 서비스를 실현하기 위한 방안으로서, 다중 송수신 안테나를 사용한 MIMO (Multiple Input-Multiple Output) 시스템에 대하여 연구가 활발히 진행되고 있다. MIMO 시스

* 연세대학교 전기전자공학과 정보통신연구실, ** LG 전자 차세대 단말 연구소
논문번호 : 020345-0806, 접수일자 : 2000년 8월 6일

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

템에서 주로 고려되는 기법은 크게 두 가지로 분류된다. 그 첫번째는 STC (Space-Time Coding) 기법으로 대표되는 MIMO 다이버시티 기법이다[1][2][3]. 이는 다중 송수신 안테나를 이용, 시-공간 다이버시티 이득을 통하여 수신 단의 신호 대 잡음 비를 개선하는 것이다. 두 번째는 MIMO 멀티플렉싱 기법으로서 BLAST (Bell-lap LAyered Space-Time)를 들 수 있다. 이는 각 송신 안테나에 다른 데이터를 전송하는 방식으로서, 전송률의 이득을 얻는데 중점을 둔 기법이다. 이러한 특성을 갖는 MIMO 시스템은 차세대 이동 통신 시스템에서 고속의 데이터 전송을 실현하기 위한 핵심 기법으로서 주목을 받고 있다.

다중 송수신 안테나와 함께 전송률 향상을 위하여 차세대 이동 통신에서 채용될 가능성이 높은 기법으로서 적응변조 및 부호화 기법을 들 수 있다[4][5][6]. 적응변조 및 부호화 기법은 채널 상태에 따라 변조 방식 및 코딩률을 변화시켜 전송 품질을 보장하고 전송률의 향상을 얻고자 하는 방식이다. 이러한 장점으로 인하여, 현재 3세대 무선 통신 시스템에서 고속 패킷 데이터 전송을 위한 HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) 및 1xEV-DO/DV (1x-EVolved high-speed Data Only/Data and Voice)에 적응변조 및 부호화 기법이 채택 되었다. 따라서 MIMO 시스템과 적응변조 및 부호화 기법의 결합은 전송률 향상 목적에 부합되는 해결 방안이라 할 수 있다.

본 논문에서는 MIMO 멀티플렉싱 시스템에서 적응변조 및 부호화 기법이 적용된 경우의 성능을 실험적으로 보이고, 성능 개선 방안으로서 선택적 전송 다이버시티의 적용을 제안한다. 그리고 이들 시스템을 적용하는 과정에서 고려해야 하는 요인들에 대하여 고찰한다. 적응변조 및 부호화 기법과 결합되는 MIMO 멀티플렉싱 기법으로는 복잡도를 고려하여 V-BLAST (Vertical BLAST) 를 선택한다[7][8][9].

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 제 2장에서는 적응변조 및 부호화 기법과 V-BLAST 기법에 대한 시스템 구조와 특성을 살펴본다. 제 3장에서는 MIMO 멀티플렉싱 기법을 적용한 적응변조 및 부호화 시스템과 보다 성능을 개선하기 위하여 선택적 전송 다이버시티를 적용한 시스템의 송수신 단 구조를 보이고 시스템 구현에서 고려해야 할 사항들에 대한 분석을 수행한다. 제 4 장에서는 컴퓨터 모의 실험을 통하여 각 시스템의 성능을 검증하고, 기존 적응변조 및 부호화 시스템과의 성능 비교 및 분석을 수행한다. 마지막으로 제 5장에서는 결론을 맺는다.

Ⅱ. 적응변조 및 부호화와 V-BLAST 기법의 구조 및 특성

1. 적응변조 및 부호화의 구조 및 특성

일반적으로 채널 상태 변화에 의한 영향을 보상하기 위하여 전송 파라미터를 변화시키는 일련의 과정을 link adaptation이라 한다. 적응변조 및 부호화 또한 link adaptation 범주에 속하는 기법으로서, 채널 상태 변화에 맞추어 순방향 송신 단의 변조 및 채널 코딩 형태를 변화시키는 방식으로 link adaptation을 수행한다. 적응변조 및 부호화 시스템의 구조는 그림 1과 같다. 기지국에서 송신되는 데이터는 채널 코딩과 인터리빙 및 변조 과정을 거쳐 전송된다. 단말기에서는 채널을 거쳐 수신된 신호로부터 채널 상태에 대한 추정을 수행하고 이에 대한 정보를 송신 단에 전송한다. 채널 상태의 추정은 수신 신호 대 잡음 비 기준으로 이루어진다. 송신 단은 이 정보를 기반으로 MCS (Modulation and Coding Scheme) 레벨을 결정하여 채널 코딩, 인터리빙 및 변조 방식을 채널 상태에 적합하도록 변화시켜 전송한다.

적응변조 및 부호화는 채널 환경이 양호한 상태의 사용자에게는 고차 변조 방식과 코드율 (예: 16QAM과 코드율 2/3인 터보 코드)을 적용한다. 반면, 채널 환경이 좋지 않은 사용자에게는 저차 변조 방식과 코드율 (예: QPSK와 코드율 1/3인 터보코드)을 이용하여 데이터를 전송한다. 이 때의 변조 차수와 코드율이 link adaptation을 목적으로 MCS 레벨 선택에 따라서 지정되는 파라미터에 해당된다. 고차 변조 방식과 코드율은 저차 변조 방식과 코드율에 비하여 데이터의 전송률 측면에서는 우수하지만, 동일 환경에서의 에러율은 비교적 높다는 단점

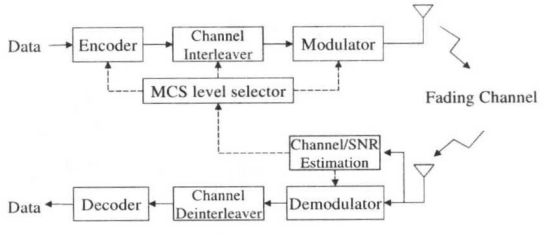


그림 1. 적응변조 및 부호화 시스템 구조

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

이 있다. 반면, 저차 변조 방식과 코드율은 에러에 대한 성능 면에서 우수하나 전송률 향상 측면에서는 불리하다. 즉, 적응변조 및 부호화는 채널 상태에 따라 전송률과 에러율 성능의 trade-off 관계를 감안하여 적절한 MCS 레벨을 선택함으로써 전체적인 시스템 전송률과 전송 품질의 향상을 도모한다.

2. V-BLAST의 구조 및 특성

MIMO 채널 환경에서의 멀티플렉싱 기법은 여러 개의 송신 안테나를 사용하여 전송률을 향상시킨다. 따라서 단일 송수신 안테나를 적용하는 경우와 비교할 때, 같은 전송률을 얻기 위하여 낮은 차수의 변조기법을 사용할 수 있다는 장점을 가진다. 즉, 송신 신호 간의 간섭이 완벽히 제거된다면 단일 송수신 안테나 환경에서는 64-QAM을 사용해야 얻을 수 있는 전송률을 16-QAM이나 8-PSK 등을 사용하여 얻을 수 있다. 반면, 송신 단의 안테나 수가 증가할수록 수신 단 역시 안테나의 수가 증가되어야 하므로 단말기를 고려한다면 송신 안테나의 개수를 증가시켜 전송률을 향상 시키는데 제한을 받게 된다.

MIMO 멀티플렉싱 범주에 속하는 BLAST는 대표적으로 D-BLAST (Diagonal VLAST)와 V-BLAST (Vertical BLAST)의 두 형태로 분류된다. 먼저 제안된 구조는 D-BLAST이지만 실제 구현이 어렵고 복잡도가 큰 단점이 있다. 이를 보다 단순화하기 위한 방안으로 V-BLAST가 제안되었다. 그림 2에 V-BLAST 시스템의 송신단 구조를 나타내었다.

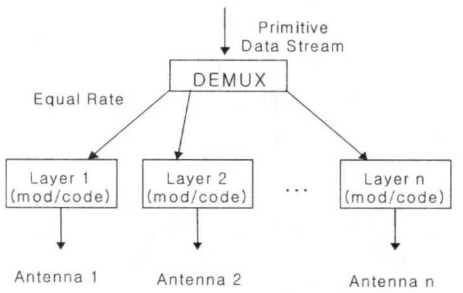


그림 2. V-BLAST의 송신 단 구조도

순차 입력되는 전송 데이터를 송신 안테나 개수만큼 병렬화 시켜 변조 및 코딩을 수행한다. 따라서 데이터가 입력됨에 따라 송신 안테나 개수만큼의 비트열, 즉 레이어가 형성된다.

다중 안테나로 수신된 레이어 신호들은 서로에게 간섭으로 작용하여 시스템 성능의 열화를 유발한다. 따라서 수신 단은 nulling과 canceling을 수행하여 다른 레이어에서 전송된 심볼에 의한 간섭을 제거한다. V-BLAST를 사용한 경우 수신 단의 데이터 검출은 다음과 같이 수행된다.

송신 안테나 M개, 수신 안테나 N개로 구성된 MIMO 시스템과 flat-fading 채널을 가정하면 채널 응답 행렬 $\mathbf{H}^{N\times M}$은 각 원소 h_{ji}를 갖는다. h_{ji}는 송신 안테나 i로부터 수신 안테나 j로의 채널 응답을 의미한다. 먼저, 전송 심볼들의 전력은 송신 안테나 개수로 정규화 된다고 가정한다. M개의 송신 안테나에서 전송되는 데이터를 $\mathbf{a}=[a_1,a_2,a_3\cdots a_M]^T$, 전송된 심볼들의 검출 순서를 의미하는 집합을 $S=\{k_1,k_2,\cdots,k_M\}$로 정의할 경우, 수신 신호 $\mathbf{r}_1$은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{r_1}=\mathbf{Ha}+\mathbf{n} \tag{1}$$

Nulling 과정은 일반적으로 MMSE (Minimum Mean-Squared Error) 또는 ZF (Zero Forcing) 기법의 두 가지 방식이 사용된다. 본 논문에서는 ZF 방식의 예를 들어 설명한다. ZF nulling은 다음 식을 만족하는 nulling 벡터 $\mathbf{w}_{k_i}$를 선택한다.

$$\mathbf{W}_{k_i}^T(\mathbf{H})_{k_i}=\begin{cases}0 & j>i\\ 1 & j=i\end{cases},i=1,2,\Lambda\ ,M \tag{2}$$

$$y_{k_i}=\mathbf{W}_{\mathbf{k_i}}^{\mathbf{T}}\mathbf{r_1} \tag{3}$$

$$\hat{a}_{k_i}=Q(y_{k_i}) \tag{4}$$

$$\mathbf{r_2}=\mathbf{r_1}-\hat{a}_{k_i}(\mathbf{H})_{\mathbf{k_i}} \tag{5}$$

$(\mathbf{H})_j$는 채널 응답 행렬의 j번째 열을 의미하며, 식 (2)를 만족하는 nulling 벡터는 채널 응답 행렬의 pseudo-inverse 행렬인 $\mathbf{H}_{k_{i-1}}^{+}$의 k_i번째 행으로서 유일하게 결정된다. $\mathbf{H}_{\bar{k}_i}^{+}$는 $k_1,k_2,\cdots k_i$열이 제거된 H 행렬의 Pseudo-Inverse이다. $Q(\cdot)$는 사용중인 변조 방식의 성상도에 맞도록 양자화함을 의미한다. $\mathbf{r}_2$는 첫번째 검출된 심볼의 영향을 제거한 수신 벡터이다. 식 (3)~(5)의 과정은 모든 안테나의 전송 심볼을 검파할 때까지 반복된다. 검파 과정에서 어떠한 순서로 여러 송신 안테나의 심볼을 검출할 것인가는 매우 중요한 고려 대상이다. 일반적으로 신호 대 잡음 비가 가장 큰 심볼을 먼저 검파하여 제거하는

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

법칙을 사용한다. 즉, 좋은 환경을 거친 심볼이 가장 정확히 검출될 가능성이 농후하므로 이를 먼저 검출, 제거하여 다른 심볼에 대한 오차의 영향을 최소화하는 것이다.

각 송신 안테나의 신호 대 잡음 비는 nulling 과정을 수행한 결과를 이용하여 구할 수 있다. 각 송신 안테나의 신호 대 잡음 비를 ZF 또는 MMSE 경우에 대하여 보다 일반적인 형태로써 얻고자 한다면, 수식 (6)~(9)의 과정을 거쳐 구할 수 있다.

$$\mathbf{X}_n = \sqrt{\frac{E_S}{M}}\mathbf{H}\,\mathbf{s}_n + \mathbf{V}_n \tag{6}$$

여기서 $\mathbf{X}_n$는 벡터 수신신호, H는 채널 행렬, M은 송신 안테나 개수, $\mathbf{S}_n$은 전송신호 벡터, $\mathbf{V}_n$은 잡음 벡터를 의미한다. Nulling 과정을 거치면, 전송신호 벡터는 다음과 같이 정리된다.

$$\tilde{\mathbf{s}}_n = \mathbf{G}\mathbf{X}_n = \sqrt{\frac{E_S}{M}}\mathbf{G}\mathbf{H}\,\mathbf{s}_n + \mathbf{G}\mathbf{V}_n \tag{7}$$

여기서 G는 nulling 행렬이다. ZF을 적용할 경우 $\mathbf{G} = \mathbf{H}^{+}$로, MMSE를 적용할 경우 $\mathbf{G} = (\mathbf{H}^{*}\mathbf{H} + N_0/E_s\mathbf{I}_M)^{-1}\mathbf{H}^{*}$로 정의된다. Nulling 행렬 G에 ZF 또는 MMSE 여부에 따라 적절한 행렬식을 대입하여 정리하면, 다음과 같이 각 k번째 (k = 1,2 ~ M) 송신 안테나에 대한 신호 대 잡음 비를 얻을 수 있다.

$$ZF: SNR_k = \frac{E_S/MN_0}{[\mathbf{H}^{*}\mathbf{H}]^{-1}_{kk}} \tag{8}$$

$$MMSE: SNR_k = \frac{E_S/MN_0}{[\mathbf{H}^{*}\mathbf{H} + \frac{MN_0}{E_S\mathbf{I}_M}]^{-1}_{kk}} - 1 \tag{9}$$

Ⅲ. MIMO 멀티플렉싱-적응변조 및 부호화 시스템과 선택적 전송 다이버시티의 결합

1. MIMO 멀티플렉싱과 결합된 적응변조 및 부호화 시스템 송수신 단 구조

MIMO 멀티플렉싱과 적응변조 및 부호화 구조의 결합에서 고려해야 할 첫 번째 사항은 수신 단의 신호 대 잡음 비 추정을 어떤 기준에 근거하여 수행하느냐는 것이다. 이 문제는 적응변조 및 부호화의 MCS 레벨을 결정하는데 중대한 영향을 미친다. MIMO 멀티플렉싱에 해당하는 V-BLAST에서의 수신 신호 대 잡음 비는 각 수신 안테나 단의 신호 대 잡음 비를 통하여 결정할 수 없다. 이 때의 수신 신호에는 다른 송신 안테나의 신호가 간섭으로써 포함되어있기 때문이다. 따라서, 수신 단의 신호 대 잡음 비는 nulling을 수행한 뒤에 얻어진다. 또한, 송신 안테나 마다 다른 신호가 전송되므로 수신 단에서의 신호 대 잡음 비 또한 각 송신 안테나 별로 결정된다. 이는 2장의 수식 (6)~(9)를 통하여 이미 언급하였다.

두 번째 문제점은 각 송신 안테나 별로 별도의 MCS 레벨을 선택하여 전송할 것인지의 여부이다. 각 안테나 별로 MCS 레벨을 다르게 적용한다면, 위에서 언급한 방식으로 구한 각 송신 안테나 별 신호 대 잡음 비를 기준으로 하여 각 레이어의 MCS 레벨을 선택하는 기준으로 삼을 수 있다. 이러한 경우, throughput의 향상 측면에는 적합하지만, 채널 인코딩과 디코딩, 인터리빙과 디인터리빙, 그리고 변조 및 복조 방식이 레이어 마다 다르게 되므로 수신 단의 복잡도가 증가할 것이다. 만일 각 송신 안테나에 동일한 MCS 레벨을 적용한다면, 상대적으로 복잡도가 낮아질 것이다. 이러한 경우는 nulling 이후에 얻어진 각 송신 안테나의 신호 대 잡음 비 중 어느 것을 MCS 레벨 선택에 사용할 것인지 고려할 필요성이 있다.

본 논문에서는 복잡도를 감안하여 각 송신 안테나에 동일한 MCS 레벨을 적용하는 방식으로 실험하였다. 그림 4는 적응변조 및 부호화와 MIMO 멀티플렉싱 결합 시스템의 송수신 단 구조를 나타낸 것이다. 전송할 데이터는 적응변조 및 부호화의 기본적인 채널 인코딩, 인터리빙, 그리고 변조 과정을 거친 뒤 V-BLAST의 LST (Layered Space-Time) 전송 과정을 통하여 송신된다. 수신된 신호는 앞 장에서 언급한 V-BLAST 디코딩 과정을 거치게 된다. 이 과정은 nulling, ordering, 그리고 canceling의 반복 구조로 이루어져 있다.

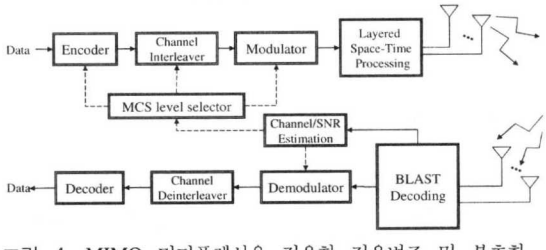


그림 4. MIMO 멀티플렉싱을 적용한 적응변조 및 부호화 시스템의 송수신 단 구조

공통적으로 변조 및 채널 코딩 방식, 즉 MCS 레벨이 적용될 때, 각 송신 안테나는 서로 다른 신호

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

대 잡음 비를 갖게 된다. 따라서 이들 중 어떠한 안테나의 신호 대 잡음 비를 기준으로 MCS 레벨을 적용할 것인가를 고려할 필요가 있다. 이는 다음과 같이 크게 세가지로 분류될 수 있다.

1) 최소 신호 대 잡음 비 기준
   각 송신 안테나에 대하여 구해진 신호 대 잡음 비 중에서 최소 값을 갖는 송신 안테나를 기준으로 MCS 레벨을 적용한다.
2) 평균 신호 대 잡음 비 기준
   각 송신 안테나에 대하여 구해진 신호 대 잡음 비의 평균 값을 기준으로 MCS 레벨을 적용한다.
3) 최대 신호 대 잡음 비 기준
   각 송신 안테나에 대하여 구해진 신호 대 잡음 비 중에서 최대 값을 갖는 송신 안테나를 기준으로 MCS 레벨을 적용한다.

본 논문에서 구현된 시스템은 최소 신호 대 잡음 비 기준을 적용하였다. 이는 다른 기준을 적용하는 경우, 신호 대 잡음 비가 상대적으로 채널 환경이 열악한 레이어 마저도 고차의 변조 방식 및 높은 코드율을 갖는 MCS 레벨이 선택되기 때문이다. 이로 인하여 에러가 발생할 확률이 증가되고, 전체적인 throughput 성능의 열화가 일어날 가능성이 있다.

MIMO 멀티플렉싱-적응변조 및 부호화 시스템에서 수행되는 동작 과정은 그림 5와 같이 정리될 수 있다. 여기서 기존의 V-BLAST 구조에 변화가 생기게 되는데, 이는 적응변조 및 부호화와 V-BLAST가 결합되면서 터보 디코딩 과정이 고려되었기 때문이다. 즉, 터보 디코딩을 위하여 V-BLAST의 경판정된 값 대신 연판정 결과가 디코딩 단에 입력되는 것이다. 이외에도 V-BLAST의 canceling 과정에 사용되는 경판정 값으로써 터보 디코딩 된 후의 데이터를 이용하는 방안을 고려할 수 있다. 그러나 이 방법은 신호 처리 과정에서의 지연 시간이 증가하고, 디코딩 된 데이터를 다시 인코딩, 인터리빙, 변조하여 canceling에 사용해야 하므로 수신 단의 복잡도가 커지는 문제점이 있다.

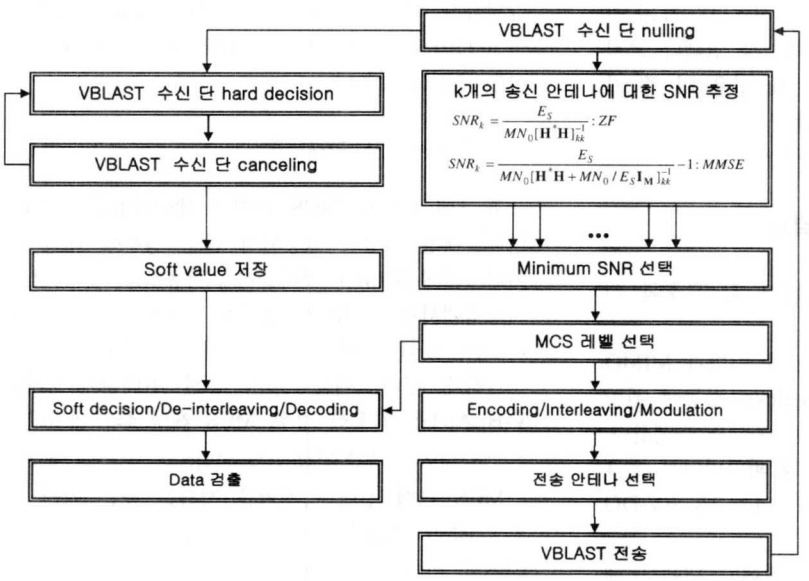


그림 5. MIMO 멀티플렉싱을 적용한 적응변조 및 부호화 시스템 동작 구성도

2. MIMO 멀티플렉싱-적응변조 및 부호화 시스템과 선택적 전송 다이버시티의 결합

본 절에서는 3.1절의 적응변조 및 부호화와 MIMO 멀티플렉싱 결합 시스템에 선택적 전송 다이버시티 기법을 적용한 시스템 구조를 제시한다.

그림 6에서 제시된 시스템의 송수신 단 구조를 설명하고 있다. 기본적인 데이터 흐름은 3.1절의 시스템과 동일하다. 차이점은 V-BLAST 송신 단 이전에 송신 안테나 선택과정이 존재한다는 것이다.

그림 7은 선택적 전송 다이버시티가 적용된 경우의 송신 안테나 선택 알고리즘을 설명하고 있다[10]. 각 레이어 별 신호 대 잡음 비는 nulling을 수행한 이후에 계산되며, 이는 그림 7에 수식으로 표현하였다. M_t는 선택 가능한 송신 안테나의 개수이고 M은 실제 MIMO 멀티플렉싱 과정에 사용되기 위하여 선택된 송신 안테나의 개수를 의미한다. 만일 M_t개의 안테나 중에서 M개를 선택한다면, 가능한 안테나 선택 조합 수는 ${}_{M_t}C_M$이 되며 가능한 각 조합에 대하여 선택된 M개의 각 송신 안테나의 신호 대 잡음 비를 구할 수 있다. 그리고 각 조합 내에서 구한 송신 안테나 별 신호 대 잡음 비 중 가장 낮은 신호 대 잡음 비 값을 선택하여 비교한다. 예를 들어 가능한 안테나 조합이 3개라고 가정하면, 각 조합의 최소 신호 대 잡음 비 값

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

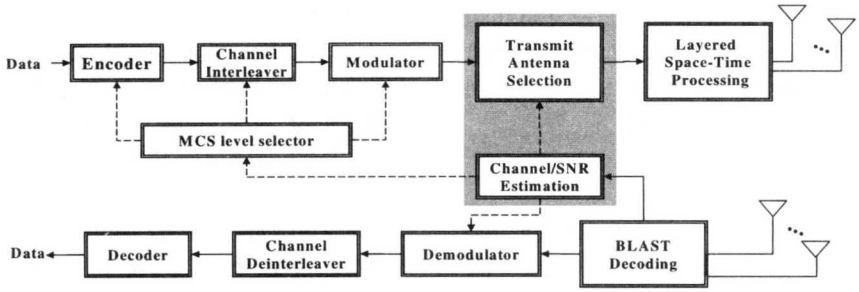


그림 6. 제안된 시스템의 송수신 단 구조도

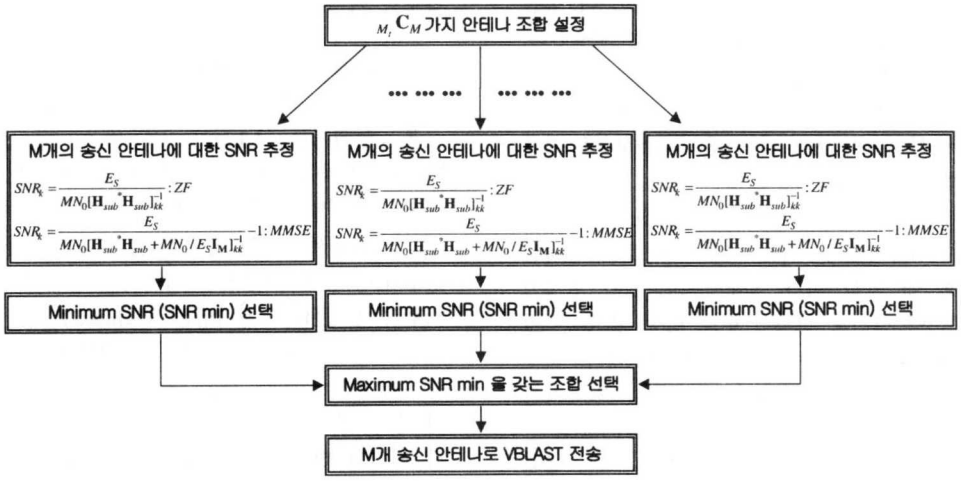


그림 7. MIMO 환경에서의 선택적 전송 다이버시티 : 송신 안테나 선택 알고리즘

3개를 비교하게 된다. 이들 최소 신호 대 잡음 비 수치 중 가장 큰 값을 갖는 최소 신호 대 잡음 비의 조합을 선택하여 전송한다. 즉, 각 안테나 조합에서 구한 송신 안테나 별 신호 대 잡음 비 중 가장 큰 최소 신호 대 잡음 비 값을 갖는 조합을 선택하여 MIMO 멀티플렉싱 과정에 사용한다.

Ⅳ. 모의실험 결과

1. MIMO 멀티플렉싱-적응변조 및 부호화 시스템의 성능분석 및 비교

본 절에서는 적응변조 및 부호화 기법과 MIMO 멀티플렉싱 결합 시스템의 throughput 성능에 관한 실험 결과를 제시하고, 이에 대한 분석을 수행한다. MCS 레벨 선택 기준과 실험 환경 파라미터는 표 1과 2에 나타내었다. 표 1의 파라미터는 1X EV-DO 표준안을 근거로 설정하였다[11].

FER(Frame Error Rate)은 한 프레임 내에서 에러가 발생하는 비율을 의미한다. 즉, 프레임 내의 모든 비트가 에러 없이 전송된 경우, 프레임 에러가 발생하지 않은 것으로 본다. Throughput의 정의는 수식 (10)과 같으며, 이는 프레임 에러율 E_{FER}과 밀접한 관련을 갖는다.

$$P_{Throughput} = (1 - E_{FER}) \times R \tag{10}$$

표 1에 나타낸 MCS 레벨의 데이터율은 MIMO 멀티플렉싱 기법이 적용되지 않은 경우에 대한 것이다. 실제 MIMO 멀티플렉싱-적응변조 및 부호화 시스템에서는 각 MCS 레벨의 전송률이 V-BLAST의 송신 안테나 개수, 즉 레이어의 개수에 비례하여 증가하게 된다. 예를 들면, 송신 안테나가 2개인 V-BLAST를 적용한 경우, MCS 레벨 4의 데이터율은 $2457.6 \times 2 = 4915.2(kbps)$ 가 된다.

MCS 레벨 선택 임계치를 정하는 데는 여러 가지 기준이 적용될 수 있다. 예를 들면, 요구되는 BER을 만족하도록 임계치를 정할 수도 있으며, 요구되는 FER을 만족하도록 설정할 수 있다. 본 논문

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

에서는 전송률에 중점을 맞추고 있으므로 throughput이 최대가 되도록 하는 임계치 결정 기준을 적용하였다. 따라서 각 MCS 레벨 선택의 임계치는 그림 8의 throughput 성능 교차점으로부터 구해졌다. 이 기준에 의하여 결정된 MCS 레벨 임계치는 3.25dB, 7.25dB, 9.25dB 이다.

표 1. MCS 레벨

MCS level	데이터율 (kbps)	비트 수	코드율	변조 방식
1	614.4	1024	1/3	QPSK
2	1228.8	2048	2/3	QPSK
3	1843.2	3072	2/3	8PSK
4	2457.6	4096	2/3	16QAM

표 2. 실험 파라미터

Parameter	Value
대역폭	1.2288MHz
슬롯 길이	1.67msec
변조 방식	QPSK, 8PSK, 16QAM
코드율	1/2, 2/3
채널 코딩	터보 코딩(반복 복호 : 4)
전송 안테나 수	1, 2, 4
경로 수	1
확산 인자	16
도플러 주파수	50Hz

그림 9는 MIMO 멀티플렉싱-적응변조 및 부호화 시스템에서 MMSE nulling 기법을 적용하였을 때의 throughput 성능을 도시한 것이다. 송신 안테나 개수에 따라 최대한 얻을 수 있는 throughput이 단일 송수신 안테나를 사용하는 적응변조 및 부호화 시스템 보다 높음을 확인할 수 있다. 실험 결과, 2개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나를 사용하여 수신 다이버시티를 얻은 경우를 제외하면, 약 1dB

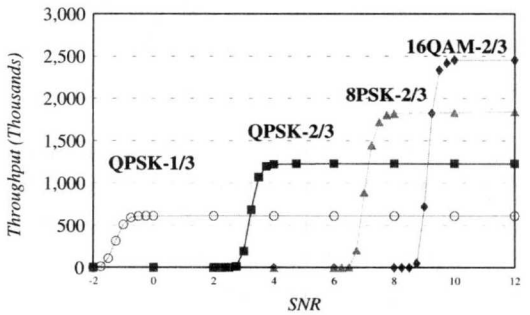


그림 8. AWGN 환경에서의 고정 MCS별 throughput

이하의 열악한 신호 대 잡음 비 환경에서 throughput이 거의 증가하지 않는 현상을 보인다. 그러나 수신 단말기의 복잡도를 고려할 때, 수신 다이버시티를 이용하는 것은 적합하지 않다.

그림 10은 선택적 전송 다이버시티가 적용된 MIMO 멀티플렉싱-적응변조 및 부호화 시스템의 throughput 성능을 나타낸 것이다. 실험 결과, 2개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나를 적용한 MIMO 멀티플렉싱-적응변조 및 부호화 시스템은 전체적인 신호 대 잡음 비에 대하여 우수한 성능을 보였다. 이는 수신 다이버시티 효과에 의해 에러 발생이 상대적으로 감소하여 V-BLAST의 throughput 이득이 큰 열화를 겪지 않고 얻어질 수 있었기 때문이다. 반면, 2X2 MMSE V-BLAST를 적용하였을 경우, 신호 대 잡음 비가 낮은 구간에서는 throughput의 증가량이 미미하였다. 즉, 신호 대 잡음 비가 비교적 높지 않은 환경에서는 MIMO 멀티플렉싱의 throughput 향상 효과가 에러 발생에 의하여 억제되는 것이다. 반면, 단일 송수신 안테나를 사용한 적응변조 및 부호화 시스템과 선택적 전송 다이버시티가 결합된 경우는 MIMO 멀티플렉싱-적응변조 및 부호화 시스템보다 최대 throughput 값이 적지

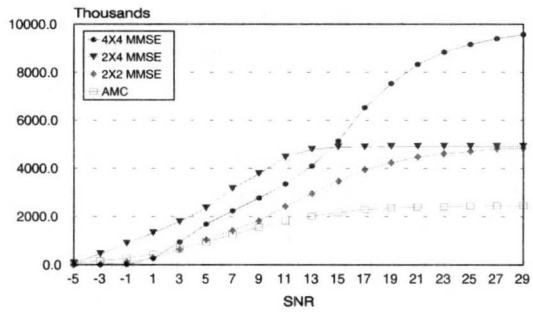


그림 9. MIMO 멀티플렉싱-적응변조 및 부호화 시스템의 throughput 성능

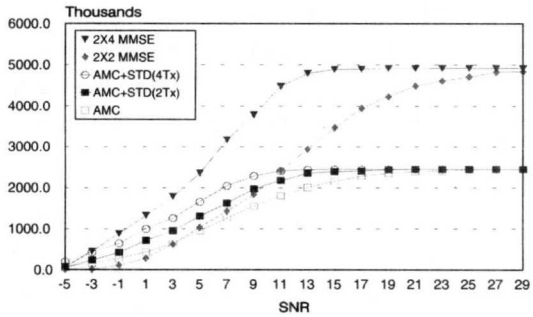


그림 10. MIMO 멀티플렉싱-적응변조 및 부호화 시스템과 적응변조 및 부호화-선택적 전송 다이버시티 시스템의 throughput 성능

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

만, 낮은 신호 대 잡음 비 환경에서도 안정적으로 throughput이 증가하는 경향을 보이는 동시에 일반적인 적응변조 및 부호화 시스템의 throughput 보다 향상된 성능을 보이고 있다. 이는 안테나 선택과정에서 다이버시티를 얻음으로써 나타나는 이득이다. 이들 결과로부터 MIMO 멀티플렉싱-적응변조 및 부호화 시스템이 갖는 장점인 최대 throughput 향상과 다이버시티 기법과 결합된 적응변조 및 부호화 시스템의 안정적인 throughput 증가 특성을 동시에 관찰할 수 있다.

2. 제안된 시스템의 성능분석 및 비교

본 절에서는 MIMO 멀티플렉싱-적응변조 및 부호화 시스템의 성능 개선을 위하여 제안된 시스템의 성능을 실험적으로 관찰한다.

그림 11은 단일 송수신 안테나를 사용한 적응변조 및 부호화 시스템과 MIMO 멀티플렉싱 -적응변조 및 부호화 시스템, 그리고 제안된 시스템의 throughput 성능을 함께 나타낸 것이다. 4.1절의 표 1, 2와 동일한 실험 환경이 적용되었으며, 4개의 안테나 중 2개를 선택하는 선택적 전송 다이버시티를 사용하였다.

실험 결과, 제안된 시스템은 전체적인 신호 대 잡음 비 구간에서 MIMO 멀티플렉싱-적응변조 및 부호화 시스템 보다 향상된 throughput 성능을 보였다. 열악한 신호 대 잡음 비에 대해서는 성능 향상 정도가 예상보다 적었으나, 약 3dB 이상의 신호 대 잡음 비 구간에서는 throughput 증가 이득이 뚜렷이 나타나고 있다. MMSE nulling 기법을 적용하였을 경우, 15dB 신호 대 잡음 비에 대하여 제안된 시스템이 동일한 nulling 방식을 사용한 MIMO 멀티플렉싱-적응변조 및 부호화 시스템에 비하여 약 1Mbps의 전송률 이득을 보였다. 제안된 시스템은 다이버시티 이득에 의한 에러 성능 향상을 얻음으로써, MIMO 멀티플렉싱- 적응변조 및 부호화 시스템에서 나타났던 throughput 성능 열화를 완화시킨다. 따라서 MIMO 멀티플렉싱-적응변조 및 부호화 시스템에 비하여 큰 throughput 성능 개선을 얻을 수 있다.

그림 12는 선택적 전송 다이버시티의 안테나 개수 변화에 따른 throughput 성능을 보이고 있다. 4개의 안테나 중 2개를 선택하는 경우와 3개의 안테나 중 2개를 선택할 경우의 성능을 비교해 볼 때, 신호 대 잡음 비가 매우 열악한 구간과 매우 양호한 구간에서는 다이버시티 이득 변화에 따른 throughput 차이가 적었으며 약 9~15dB의 신호 대 잡음 비 구간에 대하여 약간의 성능 차이를 보였다.

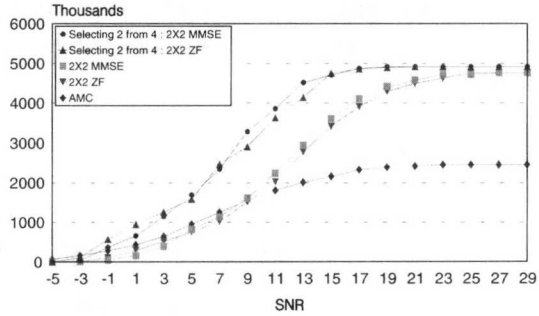


그림 11. 적응변조 및 부호화와 MIMO 멀티플렉싱 결합 시스템에 선택적 전송 다이버시티를 적용한 throughput 성능(1)

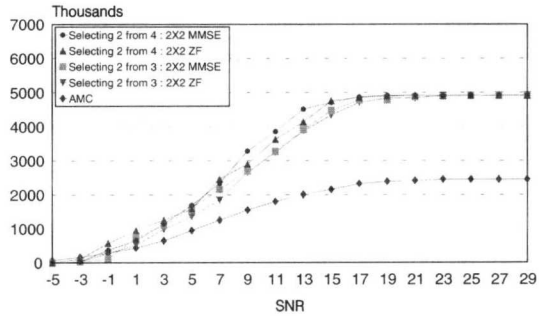


그림 12. 적응변조 및 부호화와 MIMO 멀티플렉싱 결합 시스템에 선택적 전송 다이버시티를 적용한 throughput 성능(2)

V. 결 론

차세대 무선 통신 시스템에서는 큰 전송률이 요구되는 순방향 링크에 다중 송수신 안테나를 적용할 것으로 전망된다. 따라서, 적응변조 및 부호화 기법과 MIMO 멀티플렉싱 기법이 결합된 시스템에 관한 연구는 중요한 고려 사항이라 할 수 있다. 특히, 두 기법의 주 목적이 전송률의 향상에 있으므로 이들을 결합하는 것은 순방향 링크에서의 고속 전송률에 대한 요구를 만족시키는 하나의 해결 방안이 될 수 있다.

본 논문에서는 순방향 링크에서의 전송률 향상을 위한 MIMO 멀티플렉싱-적응변조 및 부호화 시스템을 구현하였다. 또한, 결합된 시스템의 성능에 관하여 고찰하고 개선 방안으로써 선택적 전송 다이버시티가 적용한 시스템을 제안하였다.

모의 실험 결과, 적응변조 및 부호화 기법과

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

MIMO 멀티플렉싱 기법을 적용함으로써 최대 throughput은 증가되지만 신호 대 잡음 비가 낮은 환경에서는 전송률 증가량이 매우 적었다. 그러나, 신호 대 잡음 비가 어느 정도 증가함에 따라 MIMO 멀티플렉싱의 특성이 정상적으로 나타나면서 전송률의 증가 폭이 커짐을 확인하였다. 이러한 MIMO 멀티플렉싱-적응변조 및 부호화 시스템의 특성을 보완하기 위하여 선택적 전송 다이버시티 기법을 적용하였다. 이는 선택적 전송 다이버시티의 수신 단 신호 대 잡음 비 개선 효과를 통하여 비교적 낮은 신호 대 잡음 비에서의 에러 발생 확률을 감소시키고 궁극적으로는 시스템의 throughput을 향상시키고자 함이다. 실험 결과, 제안된 시스템을 통하여 전체적인 신호 대 잡음 비 영역에서 최대 전송률의 향상 및 안정적인 전송률 증가가 이루어짐을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] A.F. Naguib, N. Seshadri, A.R. Calderbank, "Increasing data rate over wireless channels," IEEE Signal Processing Magazine, Vol.17, Issue: 3, pp.76-92, May 2000.

[2] J. H. Winters, "The Diversity Gain of Transmit Diversity in Wireless Systems with Rayleigh Fading," IEEE Trans. on Veh. Tech. Vol.47, No.1, pp.119-123, February 1998.

[3] S. M. Alamouti, "A Simple Diversity Technique for Wireless Communications," IEEE Journal on select areas in communications, Vol.16, No.8, pp.1451-1458, October 1998.

[4] A. J. Coldsmith, and S.G. Chua, "Variable-Rate Variable-Power MQAM for Fading Channels," IEEE Trans. on Comm., Vol.45, No.10, pp.1218-1230, October 1997.

[5] P. Bender, P. Black, M. Grob, R. Padovani, N. Sindhushayana, and A. Viterbi, Qualcomm, Incorporated, "CDMA/HDR : A Bandwidth-Efficient High-Speed Wireless Data Service for Nomadic Users," IEEE Comm. Magazine, pp.70-77, July 2000.

[6] A. J. Goldsmith, and S.G. Chua, "Adaptive Coded Modulation for Fading Channels," IEEE Trans. on Comm,, Vol.46, No.5, pp.595-602, May 1998.

[7] G..J. Foschini, "Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multi-Element Antennas," Bell Labs Technical Journal, Autumn 1996.

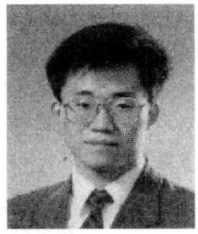
[8] F.R. Farrokhi, G..J. Foschini, A. Lozano, and R. A. Valenzuela, "Link-Optimal BLAST Processing with Multiple-Access Interference," VTC2000 Fall, Vol.1, pp.87-91, September 2000.

[9] A. Bhargave; R.J.P. de Figueiredo, T. Eltoft, "A Detection Algorithm for the V-BLAST System," GLOBECOM '01. IEEE, Vol.1 , pp. 494 -498, November 2001.

[10] R.W. Heath, Jr.; S. Sandhu, Paulraj, "Antenna selection for spatial multiplexing systems with linear receivers" IEEE Comm. Letters, Vol.5 Issue: 4 , pp.142 -144, April 2001.

[11] 3GPP2 C.P9010, "Draft baseline text for the physical layer portion of the 1X EV specification," pp. 9-78, August 2000.

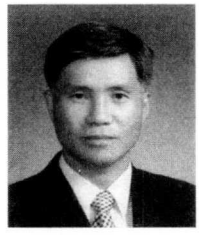
황 인 태(Intae Hwang) 정회원



1990년 2월 : 전남대학교 전자공학과 졸업
1992년 8월: 연세대학교 전자공학과 석사
1999년 9월~현재 : 연세대학교 전기전자공학과 박사과정
1992년 8월~현재: LG전자 책임 연구원

노 상 민(Sangmin Ro) 정회원
한국통신학회 논문지 제 27권 제 4B호 참조

나 현 식(Hyunshik Na) 정회원



1979년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업
1983년 8월 : 연세대학교 전자공학과 석사
1995년 9월~현재 : 연세대학교 전기전자공학과 박사과정
1983년 7월~1989년 8월 : 서울 산업대학교 강사
1984년 1월~1990년 2월 : 금성소프트웨어 연구소 연

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

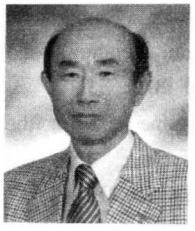
구실장
1990년 3월~2001년 8월 : 호남대학교 정보통신학과
교수

정 옥 현(Okhyun Jung) 정회원

1982년 2월 : 서강대학교
전자공학과 졸업
1985년 2월 : 서강대학교
전자공학과 석사
1996년 8월 : 서강대학교
전자공학과 박사

1985년 1월~현재 : LG전자 책임연구원

권 성 태(Seongtae Kwon) 정회원



1974년 2월 : 연세대학교
기계공학과 졸업
1991년 3월 : LG전자
가전연구소 임원
1992년 10월 : LG전자
영상미디어 연구소
연구위원

1998년 7월 : LG 반도체 중앙미디어 연구소 부소장
2001년 1월 : LG정보통신 CDMA 단말 연구소장
2001년 1월~현재 : LG전자 차세대단말 연구소장

홍 대 식(Daesik Hong) 정회원
한국통신학회 논문지 제 21권 제 8호 참조

강 창 언(Changeon Kang) 정회원
한국통신학회 논문지 제 23권 제 2호 참조

Copyright (C) 2003 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr