

MIMO 시스템에서 데이터 정보와 안테나 선택 기법을 이용한 공간 부호화

Spatial Coding using Data Information and Antenna Selection Technique in MIMO System

송재웅*
(Jae-Woong Song)

김백현**
(Back-Hyun Kim)

정락교**
(Rag-Gyo Jeong)

곽경섭***
(Kyung-Sup Kwak)

요약

다중 입출력(MIMO : Multiple-Input Multiple-Output) 시스템은 공간 다이버시티 이득과 공간 다중화 이득을 얻을 수 있게 한다. 본 논문에서는 MIMO 시스템에서 데이터 정보와 안테나 선택 기법을 이용한 공간 부호화 기법을 제안한다. 이 기법은 부호화 이득과 동시에 공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있게 한다. BPSK(Binary Phase-Shift Keying) 변조 방식을 사용한 MIMO 시스템에서 BER 성능을 분석하고, 데이터의 편재율에 따라 달라지는 공간 다이버시티 이득을 실험을 통하여 비교하였다.

핵심어 : MIMO, 공간 부호화, 데이터 편재율, 안테나 선택, 공간 다이버시티 이득, 부호화 이득

Abstract

Space diversity and space multiplexing gain can be achieved with MIMO system. This paper proposes spatial coding method to MIMO system using data information and antenna selection technique. This technique provides coding gain as well as space diversity gain. For MIMO system with BPSK modulation, BER performance is analyzed and space diversity gains are compared through simulation in terms of data maldistribution degree.

Key words : MIMO, spatial coding, data maldistribution rate, antenna selection, space diversity gain, coding gain

I. 서론

최근의 무선통신 시스템은 중계기 및 단말기의 성능 향상에 힘입어 기존의 음성 신호 및 텍스트 데이터의 송수신을 넘어, ITS(Intelligent Transport

Systems)를 비롯한 각종 모니터링 서비스를 위하여 멀티미디어 데이터 등 대용량의 데이터를 실시간으로 송수신하는 높은 품질의 서비스 제공 능력을 요구받고 있다. 이에 따라 무선 링크의 특징인 대규모의 페이딩과 소규모의 페이딩 등을 극복하기 위하

* 주저자 : 인하대학교 정보통신공학과 석사과정

** 공저자 : 한국철도기술연구원 열차제어통신연구실 연구원

*** 교신저자 : 인하대학교 정보통신공학과 석좌교수

† 논문접수일 : 2012년 11월 12일

† 논문심사일 : 2012년 11월 19일

† 게재확정일 : 2012년 12월 3일

여 다양한 관점의 연구가 진행 중에 있으며, 가장 큰 영향을 끼친 기술은 다중 안테나, 또는 다중 입출력 시스템이다.

다중 안테나 기술은 송신부와 수신부에서 다중 안테나를 사용함으로써 전력과 주파수 자원을 더 효율적으로 관리할 수 있도록 하는데, 송신부에서 각 안테나에 동일한 신호를 할당하는 공간 다이버시티 이득을 얻는 기술과 데이터 스트림을 분할하여 전송함으로써 공간 다중화 이득을 얻는 기술로 구분된다. 그 결과 각각 에러율 성능과 처리량 성능 향상에 기여를 하는데, 이는 기본적으로 트레이드 오프(trade-off) 관계를 갖는다. 성상 회전을 통하여 트레이드오프 관계를 벗어나 최대 다이버시티와 최대 다중화 이득을 얻는 기법이 제안되었으나, 이는 복잡도가 증가하여 하드웨어의 성능에 의존하게 되는 단점이 있다[1]. 그래서 복잡도를 낮춘 선형 분산 부호가 제안되었으며, 이는 다중화율이 1보다 크다는 장점을 가지며 에러율 성능은 코드워드 오류에 의존적이라는 특징을 갖는다[2,3].

본 논문에서는 안테나 선택 기법과 데이터 정보를 이용한 공간 부호화 기법을 제안한다. 기존의 안테나 선택 기법을 이용한 공간 부호화 방식은 송신 안테나의 수가 제한된 경우, 동일한 확률로 경로를 선택하기 때문에 에러율 성능이나 처리량 성능이 저하되는 단점이 있다. 이를 보완하기 위하여 데이터 정보를 이용, 부분적인 데이터의 조합에 대한 편재율을 고려하여 안테나 선택에 우선순위를 부가하였다. 그 결과, 데이터가 균등한 분포를 갖는 경우 제안한 시스템의 부호화 이득을 제외한 다이버시티 이득이 기존의 MRC(Maximum Ratio Combining)와 동일하였다. 그리고 편재율이 증가할수록 다이버시티 이득이 TAS/MRC(Transmit Antenna Selection/MRC) 시스템과 같아짐을 확인하였다.

II. 시스템 모델

본 연구에서는 N_T 개의 송신 안테나와 N_R 개의 수신 안테나로 구성된 다중 안테나 시스템을 사용한다. N_T 개의 송신 안테나 중 안테나 선택 기법을

이용하여 L_T 개의 송신 안테나를 통해 N_R 개의 수신 안테나로 전송하는 (N_T, L_T, N_R) 시스템을 전체로 한다. 본 논문에서는 특히 L_T 가 1이고 N_R 이 2인 경우의 $(N_T, 1; 2)$ 시스템을 고려하였다.

각각의 무선 경로는 상호-상관 계수가 0인 독립적인 상태를 가정하였으며, 각각의 경로는 데이터의 편재율을 계산하게 될 l_d 크기의 데이터 전송 주기에 대하여 고정적인 준정적 레일레이 채널(Quasi-static Rayleigh channel) 모델을 사용하였다. 모든 경로에 대한 채널 이득 행렬을 \mathbf{H} 라고 했을 때, 이는 $N_R \times N_T$ 의 크기를 가지며 다음과 같은 $N_R \times 1$ 크기의 열벡터 \mathbf{h}_m 으로 구성된다($1 \leq m \leq N_T$, $1 \leq n \leq N_R$).

$$\mathbf{h}_m = [h_{1,m} \ h_{2,m} \ \cdots \ h_{n,m} \ \cdots \ h_{N_R,m}]^T \quad (1)$$

$h_{n,m}$ 은 실수와 허수 영역에서 각각 평균이 0이고 분산이 0.5인 가우시안 분포를 갖는 확률 변수이다.

부호화된 송신 신호 x 에 대하여, L_T 가 1인 경우 송수신 신호의 관계식은 다음과 같은 SIMO(Single-Input Multiple-Output) 시스템의 관계로써 표현할 수 있다.

$$\mathbf{y}_m = \sqrt{E_x} \mathbf{h}_m x + \mathbf{n}_m \quad (2)$$

여기서 \mathbf{y}_m 은 m 번째 송신 안테나에 의해 전송된 x 에 대한 수신 신호로써, $N_R \times 1$ 크기의 열벡터이다. \mathbf{n}_m 은 평균이 0이고 분산이 $N_0/2$ 인 가우시안 분포로 구성된 잡음을 의미하는 $N_R \times 1$ 크기의 열벡터이고, $\sqrt{E_x}$ 는 송신 심볼 x 의 전력이다.

제안하는 시스템에서 송신부는 데이터 편재율 정보와 채널 상태 정보, 그리고 가상으로 전송하는 데이터를 이용하여 송신 안테나를 선택하게 된다. 여기서 데이터의 편재율 정보는 가상으로 전송하는 데이터 조합의 편재율을 의미한다. 본 논문에서는 상호 피드백을 통하여 송신부와 수신부에서 편재율 정보와 채널 상태 정보를 완벽히 알고 있다고 가정하였다[4].

수신부는 편재율 정보와 채널 상태 정보, 그리고

전송 경로에 의하여 가상으로 전송된 데이터를 복구한다. 실제 전송된 데이터 심볼의 다중 전송 경로에 의한 수신 다이버시티 이득을 얻기 위하여, 안테나 선택을 위한 기준과 수신부의 신호 처리 기법으로써 MRC 기법을 사용하였다[5].

III. 제안하는 공간 부호화 기법

제안하는 공간 부호화 시스템의 구조는 <그림 1>과 같다. 송신부는 전송할 데이터를 분할하는 분할기(Divider), 가상으로 전송할 데이터 조합의 확률을 계산하는 우선순위 선별기(Priority Sorter)가 추가적으로 구성되어 있으며, 수신부는 수신 경로를 추정하는 역할이 포함된 복호기(Decoder)로 구성되어 있다.

1. 데이터 스트림의 구조

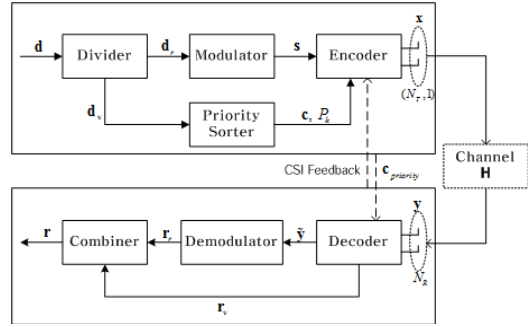
송신부에서 전송하고자 하는 데이터 스트림 d 는 l_d 크기의 데이터 벡터이다($d = \{d_i\}_{i=1}^{l_d} \in \{0,1\}$). 이는 분할기에 의하여 실제 전송 데이터 벡터 d_r 과 안테나 선택에 의해 전달되는 데이터 벡터 d_v 로 분할된다. M -진 변조를 사용하여 d_r 을 전송하는 경우, d_r 의 크기 l_r 은 $\log_2 M$ 이다. 가상으로 전송하는 데이터의 크기를 l_v 라고 했을 때, d_r 과 d_v 는 각각 $l_d/(l_r+l_v)$ 번 송신되어야 한다. 이 때, j 번째 송신할 데이터의 부분집합 $d_{r,j}$ 와 $d_{v,j}$ 는 각각 다음과 같이 d 를 이용하여 나타낼 수 있다.

$$d_{r,j} = \{d_{(l_r+l_v)(j-1)+k}\}_{k=1}^{l_r} \quad (3)$$

$$d_{v,j} = \{d_{(l_r+l_v)(j-1)+l_r+k-1}\}_{k=1}^{l_v} \quad (4)$$

l_v 에 의해 L_T 가 달라지는 유연한 $(N_T, L_T; N_R)$ 시스템의 경우, l_v 는 N_T 에 의해 다음과 같이 제한된다.

$$l_v \leq \log_2(2^{N_T} - 1) \quad (5)$$



<그림 1> 제안하는 공간 부호화 시스템
(Fig. 1) Proposed spatial coding system

본 논문에서는 L_T 가 1로 고정된 $(N_T, 1; N_R)$ 시스템을 고려하였으므로, 식(5)와 달리 l_v 는 $2^k \leq N_T$ 의 조건을 만족하여야 한다.

분할 후, d_r 은 변조기로 전달되어 $l_d/(l_r+l_v)$ 크기를 갖는 변조된 신호 벡터 s 가 되고, d_v 는 안테나 선택을 위한 우선순위 선별의 과정을 갖는다. <그림 1>에 나타난 우선순위 선별기는 d_v 가 가질 수 있는 2^k 가지 조합에 대한 확률을 계산한다. 이 때, k 번째 조합에 대한 확률을 P_k 로 정의하였다 ($\sum_{k=1}^{2^k} P_k = 1$). j 번째 전달되는 $d_{v,j}$ 는 그대로 부호화기로 전달되며, 이후의 과정에서는 c_j 로 표현한다($c_j = d_{v,j}$, $j = 1, 2, \dots, l_d/(l_r+l_v)$). 그러므로 P_k 는 다음과 같이 정의할 수 있다($k = 1, 2, \dots, 2^k$).

$$P_k = \Pr(c_j \text{ has the } k\text{-th combination}) \quad (6)$$

본 논문에서는 l_v 가 1일 경우, 편의를 위하여 c_j 의 0 또는 1 중 높은 확률을 ρ , 낮은 확률을 ρ' 으로 정의 하였다($\rho' = 1 - \rho$).

2. 공간 부호화기

j 번째 s , s_j 에 대한 안테나 선택(혹은 전력 할당)을 나타내는 공간 부호화기는 다음의 과정을 거쳐 코드 벡터 θ_j 를 생성한다. 이에 대한 알고리즘을 <표 1>에 나타내었다.

먼저 채널 상태 정보를 이용하여 계산한 각 송신

〈표 1〉 s_j 에 대한 코드 벡터 θ_j 생성 알고리즘
 (Table 1) The algorithm of generating code vector θ_j for s_j

Inputs : $c_j, c_{priority}(\{P_1, P_2, \dots, P_{2^l}\}), H$
Output : θ_j
(1) $P_k \leftarrow \text{Pr}(c_j \text{ has the } k\text{-th combination})$
(2) for $m=1$ to N_T do
(3) Calculating $\theta_{SNR,m}$ with Eq.(7)
(4) end for
(5) for $m=1$ to N_T do
(6) for $i=1$ to N_T do
(7) if $\theta_{SNR,i}$ is m -th largest in θ_{SNR} then
(8) $\tilde{\theta}_{Order,m}[i] \leftarrow 1$
(9) else
(10) $\tilde{\theta}_{Order,m}[i] \leftarrow 0$
(11) end if
(12) end for
(13) $\theta_{Order}(:,m) \leftarrow \tilde{\theta}_{Order,m}$
(14) end for
(15) if P_k is largest in $\{P_1, P_2, \dots, P_{2^l}\}$ then
(16) $\theta_j \leftarrow \theta_{Order}(:,p) \leftarrow \tilde{\theta}_{Order,p}$
(17) end if

안테나에 의한 SNR(Signal to noise ratio) 이득으로 $1 \times N_T$ 크기의 행벡터 $\theta_{SNR}(\theta_{SNR} = \{\theta_{SNR,m}\}_{m=1}^{N_T})$ 을 구성한다. 본 논문에서는 수신부에서 MRC 기법을 사용하므로, m 번째 송신 안테나에 대한 SNR 이득 $\theta_{SNR,m}$ 은 h_m 으로부터 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\theta_{SNR,m} = \frac{E_x}{N_0} \sum_{n=1}^{N_R} |h_{n,m}|^2 \quad (7)$$

$N_T \times N_T$ 크기의 행렬 θ_{Order} 는 $N_T \times 1$ 크기의 열벡터 $\tilde{\theta}_{Order,m}$ 로 구성되며, 이 열벡터의 i 번째 원소는 θ_{SNR} 중에서 $\theta_{SNR,i}$ 가 m 번째 클 때 1을 갖고 나머지는 0을 갖는 벡터이다. 결과적으로, θ_{Order} 의 열벡터는 N_T 개의 송신 안테나 중 하나의 안테나에 대한 전력 할당을 의미하는 코드 벡터이

며, 열벡터의 순서 m 은 SNR 이득이 큰 것부터 정렬이 되었음을 의미한다.

식(6)에서 표현한 바와 같이, c_j 가 2^l 가지 조합 중 k 번째 조합을 가질 확률은 P_k 이다. 이 중 가장 높은 확률을 가진 조합부터 θ_{Order} 의 열벡터 $\tilde{\theta}_{Order,m}$ 중 m 이 1부터 2^l 까지를 순차적으로 갖게 한다. 그러므로 c_j 가 p 번째 확률이 큰 조합의 데이터라면($1 \leq p \leq 2^l$), j 번째 송신 심볼에 대한 안테나 선택을 나타내는 코드 벡터 θ_j 는 $\tilde{\theta}_{Order,p}$ 이다.

3. 수신 신호와 에러율

θ_j 가 q 번째에서 1을 가진다고 했을 때, 이는 s_j 가 q 번째 송신 안테나를 통해 전송되는 것을 의미한다. 그러므로 송수신 관계는 식(2)와 같이 SIMO 시스템의 송수신 관계로써 표현할 수 있다.

$$y_j = \sqrt{E_s} h_q s_j + n_j \quad (8)$$

여기서 h_q 는 선택된 q 번째 송신 안테나에 의해 전송되는 s_j 의 경로에 대한 채널 이득을 의미하고, n_j 는 s_j 에 대한 잡음이다. 수신부는 수신 신호 y_j 를 MRC 기법을 이용해 s_j 를 추정하고, 복조기를 통하여 $d_{r,j}$ 에 대한 $r_{r,j}$ 를 생성한다.

c_j 를 복호하여 $d_{v,j}$ 에 대한 $r_{v,j}$ 를 생성하기 위해서, 먼저 y_j 중 h_q 성분을 추정하여 s_j 의 전송에 사용한 송신 안테나에 대한 정보인 q 를 얻는다. 이를 이용하여 q 번째 1, 나머지가 0인 성분으로 구성된 $N_T \times 1$ 크기의 열벡터 θ'_j 을 생성한다.

수신부에서도 채널 이득 행렬 H 와 상호 피드백 채널을 통하여 얻은 $c_{priority}(\{P_1, P_2, \dots, P_{2^l}\})$ 를 이용하여 송신부와 같은 θ_{Order} 를 갖고 있다. 그러므로 θ'_j 에 해당하는 θ_{Order} 의 열에 대한 c_j 를 복호할 수 있으며, 이는 $r_{v,j}$ 이다. 결과적으로, d 에 대한 j 번째 수신 결과는 $r_{r,j} + r_{v,j}$ 가 된다.

전체 d 에 대한 송수신 결과 BER(Bit error rate), P_e 는 다음과 같이 예상할 수 있다.

$$P_e = P_r P_{e,r} + P_v P_{e,v} \quad (9)$$

여기서 P_r 은 실제 전송의 확률을 의미하며 \mathbf{d} 중 \mathbf{d}_r 을 의미하므로 $l_r/(l_r+l_v)$ 의 값을 갖는다. P_v 는 가상 전송률을 의미하며 $l_v/(l_r+l_v)$ 이다. 그리고 $P_{e,v}$ 는 가상 전송의 BER이며, $P_{e,r}$ 은 r_r 의 평균 BER을 의미한다.

BPSK 변조를 사용하고($l_r = 1$), l_v 가 1, N_R 이 2인 경우의 식(9)는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$P_e = \frac{1}{2}(\rho P_{e,1} + \rho' P_{e,2}) + \frac{1}{2} P_{e,v} \quad (10)$$

$P_{e,1}$ 은 코드 벡터가 $\tilde{\Theta}_{Order,1}$ 일 때의 $P_{e,r}$ 이며, $P_{e,2}$ 는 코드 벡터가 $\tilde{\Theta}_{Order,2}$ 일 때의 $P_{e,r}$ 이다. $P_{e,1}$ 과 $P_{e,2}$ 는 TAS/MRC의 BER 성능으로 표현할 수 있는데, N_T 개의 송신 안테나 수에 대한 BER 성능은 다음과 같이 주어진다[6].

$$P_{e, TM}(N_T) = \frac{N_T}{4} \sum_{\alpha=0}^{N_T-1} \left\{ \frac{(-1)^\alpha \binom{N_T-1}{\alpha}}{(\alpha+1)^2} \right. \quad (11)$$

$$\times \sum_{\beta=0}^{\alpha} \left[\frac{(\beta+1)! \binom{\alpha}{\beta}}{[2(\alpha+1)]^\beta} \left(1 - \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma+\alpha+1}} \right)^{\beta+2} \right.$$

$$\left. \left. \times \sum_{\lambda=0}^{\beta+1} 2^{-\lambda} \binom{\beta+\lambda+1}{\lambda} \left(1 + \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma+\alpha+1}} \right)^\lambda \right] \right\}$$

여기서 γ 는 E_s/N_0 이다. 식(11)을 이용하여 $P_{e,1}$ 과 $P_{e,2}$ 는 각각 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$P_{e,1} = P_{e, TM}(N_T) \quad (12)$$

$$P_{e,2} = N_T P_{e, TM}(N_T-1) - (N_T-1) P_{e, TM}(N_T) \quad (13)$$

경로 추정에 의한 오차가 없는 이상적인 환경을 가정하였으므로 $P_{e,v}$ 는 0이며, 식(12)와 식(13)을 이용하여 식(10)은 다음과 같이 표현할 수 있다.

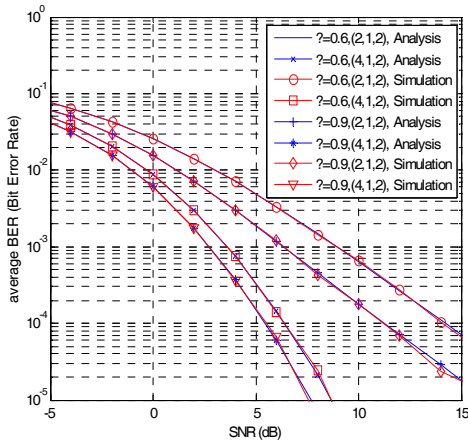
$$P_e = \frac{1}{2} \{ (\rho N_T - N_T + 1) P_{e, TM}(N_T) + (N_T - \rho) P_{e, TM}(N_T - 1) \} \quad (14)$$

IV. 모의실험

($N_T, 1; 2$) 시스템에서 BPSK 변조를 사용할 때, 제안하는 공간 부호화 시스템의 BER을 몬테카를로 모의실험(Monte-Carlo Simulation)에 의한 결과와 해석적 결과를 비교하였다. 그리고 N_T 가 1인 기존의 MRC 기법을 사용하는 시스템과 송신 안테나 선택을 통하여 가장 좋은 경로를 선택하는 TAS/MRC 시스템과 BER 성능을 비교하였다. 채널 환경은 각각의 경로가 독립적인 레일리 분포를 갖는 페이딩 모델을 고려하였다. 그리고 편의를 위하여 기존의 공간 부호화 시스템을 VTM(Virtual TAS/MRC), 제안하는 시스템을 pVTM(priority-Virtual TAS/MRC)로 표기하였다. VTM과 pVTM은 BPSK 변조를 사용하였으므로 l_r 은 1이고, l_v 는 1일 때를 고려하였다. 그리고 \mathbf{d}_v 의 BER, $P_{e,v}$ 는 0인 이상적인 환경을 가정하였다.

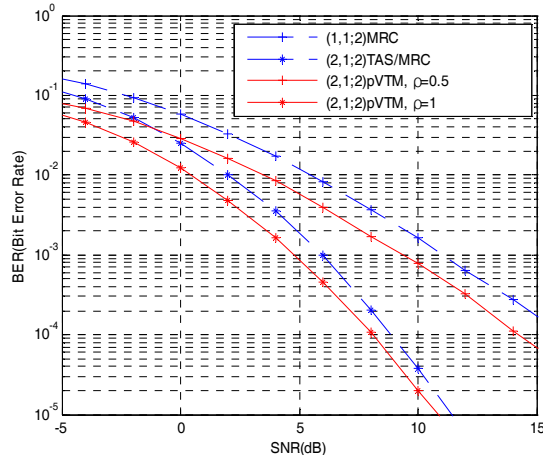
먼저 <그림 2>에서 모의실험의 결과와 분석적 결과가 동일함을 확인할 수 있다. 여기서 ρ 는 \mathbf{d}_v 의 일정 데이터 조합 중 큰 확률을 가진 조합의 비율을 나타낸다. l_v 는 1로 가정하였으므로 \mathbf{d}_v 가 0 또는 1을 가질 확률 중 큰 확률의 값이다. N_T 가 2일 때보다 4일 때 기울기가 큰 것을 확인할 수 있는데, 이는 송신 안테나 수가 늘어나면서 다이버시티 이득이 커지는 것에서 기인한다.

데이터 \mathbf{d}_v 의 편재율을 나타내는 ρ 에 의한 BER 성능의 변화를 <그림 3>에 나타냈다. ρ 가 증가할수록 SNR 이득이 큰 경로를 선택할 확률이 높아짐으로써 BER 성능이 증가하는 것을 확인할 수 있다. 특히 SNR이 커질수록 성능의 차이도 증가하는데, 이 기울기의 변화는 ρ 의 증가에 따라 송신 다이버시티가 $N_T N_R$ 에 접근하기 때문이다.



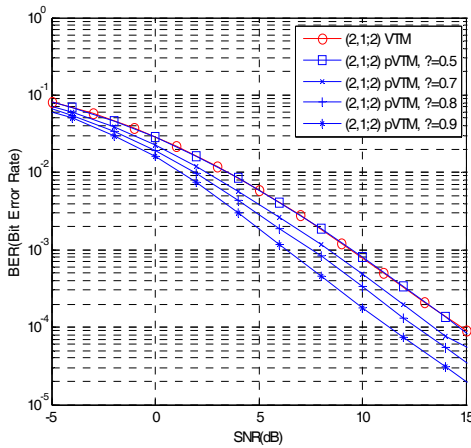
〈그림 2〉 송신 안테나 수에 따른 pVTM의 BER 성능 비교 ($N_T = 2, 4$)

〈Fig. 2〉 pVTM BER performance depending on the number of transmit antenna



〈그림 4〉 MRC, TAS/MRC, pVTM의 BER 성능 비교 ($\rho = 0.5, 1$)

〈Fig. 4〉 The BER performance comparison of MRC, TAS/MRC and pVTM



〈그림 3〉 데이터 편재율에 따른 pVTM의 BER 성능 비교 ($\rho = 0.5, 0.7, 0.8, 0.9$)

〈Fig. 3〉 pVTM BER performance depending on data maldistribution rate

($N_T, 1; 2$) 시스템에서 기존의 VTM은 0과 1에 대하여 송신 경로를 동일한 확률로 설정하였다. 이는 pVTM에서 ρ 가 0.5인 경우와 동일한 경로 선택 방식을 갖게 된다. 그 결과 두 경우의 BER 성능이 동일함을 <그림 3>에서 확인할 수 있다.

pVTM이 이상적인 이산 균등 분포의 데이터를

가진다고 가정할 때, ρ 는 0.5의 값을 갖는다. 그리고 항상 SNR 이득이 큰 경로를 선택하는 TAS/MRC 시스템과 같이, ρ 가 1일 때 SNR 이득이 가장 큰 송신 안테나만을 선택한다. 이 두 경우에 대한 BER 성능을 <그림 4>에서 비교하였다. ρ 가 0.5일 때와 1일 때는 BER 성능의 기울기가 각각 (1,1;2) 시스템의 MRC와 (2,1;2) 시스템의 TAS/MRC가 수평 이동한 형태임을 관찰할 수 있다[7].

먼저 ρ 가 0.5일 때는 SNR 이득이 높은 경로와 낮은 경로를 동일한 확률로 선택하게 된다. 본 실험에서는 독립적인 채널 환경을 고려하였으므로, 다이버시티 이득은 N_R 이다. 그러므로 (1,1;2) 시스템의 MRC와 BER 성능의 기울기가 동일하다. 이 성능의 차이는 부호화 이득에 의해 결정된다. ρ 가 1일 때에는 SNR 이득이 가장 큰 송신 안테나를 선택하므로 다이버시티 이득은 TAS/MRC의 경우와 같아진다. 그러므로 동일한 기울기를 갖는 것을 관찰할 수 있다. 여기서도 BER 성능의 향상은 부호화 이득에 의한 결과이며, SNR이 커질수록 감소하는 기울기가 커지기 때문에 두 시스템의 성능 차이는 감소한다.

V. 결 론

본 논문에서는 부호화 이득과 다이버시티 이득을 동시에 얻는 새로운 공간 부호화 기법을 제안하였다. 부분적인 데이터의 편재율과 다이버시티 이득을 얻는 안테나 선택 기법을 통하여 수신 신호에 대해 경로 추정의 오차가 없는 환경에서 BER 성능이 개선되는 것을 관찰하였다. 주목할만한 점은 데이터의 편재율에 따라 다이버시티 이득이 단일 송신 안테나의 다이버시티 이득부터 TAS 시스템의 다이버시티 이득까지 확률적으로 변화할 수 있다는 점이다.

데이터의 편재율을 계산하는 주기인 l_d 가 작아질수록 부분 데이터가 균등한 분포를 가질 확률이 작아지기 때문에 ρ 를 증가시키게 되고, 그 결과 부호화 이득에 의하여 TAS/MRC 시스템보다 BER 성능을 개선시킬 수 있다. 하지만 연산량에 대한 부담과 수신부로 편재율 정보를 송신하는 주기가 작아져야 한다는 점을 고려한 시스템의 처리량(bits/Hz/sec) 관점의 설계가 필요하다. 그리고 코드북 오차 등에 의한 경로 추정 에러를 고려하여 $P_{e,v}$ 가 0이 아닌 환경에서의 연구가 추후 진행되어야 할 것이다.

ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the National Research Foundation of Korea (NRF) grant funded by the Korea government (MEST) (No.2010-0018116).

참고문헌

- [1] O. Tirkkonen and A. Hottine, "Complex space-time block codes for four Tx antennas," *IEEE GLOBECOM' 00*, vol. 2, pp.1005-1009, Dec. 2000.
- [2] B. Hassibi and B. M. Hochwald, "High-rate codes that are linear in space and time," *Information Theory, IEEE Trans. on*, vol. 48, no. 7, pp.1804-1824, Jul. 2002.
- [3] P. Elia, B. A. Sethuraman and P. V. Kumar, "Perfect space-time codes for any number of antennas," *Information Theory, IEEE Trans. on*, vol. 53, no. 11, pp.3853-3868, Nov. 2007.
- [4] Y. Cemal and Y. Steinberg, "Coding Problems for Channels With Partial State Information at the Transmitter," *Information Theory, IEEE Trans. on*, vol. 53, no. 12, Dec. 2007
- [5] T. K. Roy, "BER performance analysis of MRC for OFDM system using different modulation schemes over Rayleigh fading channel," *IJCCNet*, vol. 1, no. 3, Jun. 2012.
- [6] Z. Chen, J. Yuan and B. Vucetic, "Analysis of transmit antenna selection/maximal-ratio combining in Rayleigh fading channels," *Vehicular Technology, IEEE Trans. on*, vol. 54, no. 4, Jul. 2005.
- [7] T. Eng, N. Kong and L. B. Milstein, "Comparison of diversity combining techniques for Rayleigh-fading channels," *Commun., IEEE Trans. on*, vol. 44, no. 9, Sep. 1996.

저자소개



송 재 응 (Song, Jae-Woong)

2011년 3월 ~ 현 재 : 인하대학교 대학원 정보통신공학과 석사과정
2011년 2월 : 인하대학교 정보통신공학부(공학사)



김 백 현 (Kim, Baek-Hyn)

2003년 3월 ~ 현 재 : 한국철도기술연구원 열차제어통신연구실 선임연구원
2003년 2월 : 인하대학교 전자공학과(공학박사)
1996년 2월 : 인하대학교 전자공학과(공학석사)
1994년 2월 : 인하대학교 전자공학과(공학사)



정 락 교 (Jeong, Rag-Gyo)

1995년 1월 ~ 현 재 : 한국철도기술연구원 열차제어통신연구실 책임연구원
1990년 12월 ~ 1994년 12월 : 한진중공업 사원
2005년 2월 : 인하대학교 전기공학과(공학박사)
1999년 8월 : 인하대학교 전기공학과(공학석사)
1991년 2월 : 인하대학교 전기공학과(공학사)



곽 경 섭 (Kwak, Kyung-Sup)

2000년 3월 ~ 현 재 : 인하대학교 정보통신공학부 석좌교수(IFP)
2003년 8월 ~ 현 재 : 인하대학교 초광대역 무선통신 연구센터(UWB-ITRC) 센터장
2009년 1월 ~ 2009년 12월 : 한국ITS학회 회장
2006년 1월 ~ 2006년 12월 : 한국통신학회 회장
2000년 3월 ~ 2002년 2월 : 인하대학교 정보통신대학원 원장
1989년 2월 ~ 1990년 3월 : 미국 IBM Network Analysis Center 연구원
1988년 2월 ~ 1989년 2월 : 미국 Hughes Network System 연구원
1988년 2월 : 미국 UCSD 통신이론 및 시스템(공학박사)
1981년 12월 : 미국 USC 전기공학과(공학석사)
1977년 2월 : 인하대학교 전기공학과(공학사)