

# 느린 페이딩 채널에서 공간-시간 트렐리스 부호의 준최적 복호법

준회원 신 상 섭\*, 정회원 김 영 주\*\*

## Suboptimum Decoding for Space-Time Trellis Codes in Slowly Fading Channels

Sang-seop Shin\* Associate Member, Young-ju Kim\*\* Regular Member

### 요 약

공간-시간 트렐리스 부호에서 기존에 제안된 ML(maximum likelihood) 복호법과 PRC(principal ratio combining) 복호법을 아우르는 준최적 복호법인 GPRC(generalized PRC) 기법을 제안한다. GPRC는 수신 안테나들을  $K$ 개의 그룹으로 나누어 각 그룹에 PRC 기법을 적용하는 것이다. GPRC에서는 수신 안테나 그룹핑 방법이 여러 가지이므로  $K$ 가 정해졌을 때 최적의 그룹핑 규칙을 제안한다. 이때 최종 성능 차이를 간단하게 예측할 수 있는 성능 지표(PI, performance index)를 이용할 수 있다. 특히 수신 안테나 간 상관(correlation)이 있을 때 무선 채널 계수를 구하고, 성능 지표를 평가한다. 마지막으로 컴퓨터 시뮬레이션으로 이론적 성능을 검증한다.

**Key Words :** Diversity, space-time codes, wireless communication

### ABSTRACT

We present a suboptimum decoding method for space-time trellis codes, which include maximum likelihood(ML)<sup>[1]</sup> and principal ratio combining(PRC)<sup>[2]</sup>, over quasi-static flat fading channels. In the proposed scheme, the receive antennas are divided into  $K$  groups and the PRC is applied to each group, showing a flexible performances between ML and PRC. When  $K$  is determined, we also propose the optimum grouping rules and performance index(PI), which simply anticipate the relative performances. Moreover the performances are also evaluated when receive antennas are correlated. Finally, Computer simulations corroborate those theoretical results.

### 1. 서 론

다수의 송수신 안테나를 이용하는 시공간 부호는 고속 무선 전송을 위해 제안되었다<sup>[1]</sup>. 시공간 트렐리스 부호는 채널 부호, 변조방식, 다수의 송신 안테나를 아우르는 기법으로 고속의 전송율과 플래 페이딩을 극복하는 다이버시티 효과를 동시에 얻을 수 있다. [1]에서는 다이버시티 이득, 전송율, 복호

기 복잡도 및 성능 크기의 tradeoff 관점에서 최적으로 설계된 시공간 트렐리스 부호를 제안한다. 수신기에서 최대 우도(maximum likelihood, ML) 복호를 할 경우<sup>[3]</sup> 복호기 복잡도는 송수신 안테나 수가 증가함에 따라 증가한다. [2]에서는 수신 안테나 수에 따라 복호기 복잡도가 영향을 받지 않는 준최적 복호 알고리즘을 제안하였다. 그러나 수신 안테나 수가 증가함에 따라 성능 저하가 증가한다. 본

※ 이 논문은 2006도 충북대학교 학술연구지원 사업의 연구비 지원에 의하여 연구되었습니다.

\* 충북대학교 정보통신공학과 석사과정

\*\* 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부(yjkim@cbnu.ac.kr)

논문번호 : KICS2006-07-279, 접수일자 : 2006년 7월 11일, 최종논문접수일자 : 2006년 7월 28일

논문에서는 준최적 복호 알고리즘의 일반화된 버전을 제안하여 성능과 복호기 복잡도간에 유연한 tradeoff를 이론화하고, 컴퓨터 시뮬레이션으로 이를 검증한다. 일반적인 시공간 트렐리스 부호 시스템은  $n$ 개의 기지국 송신 안테나와  $m$ 개의 단말기 수신 안테나로 구성된 그림 1과 같은 이동 통신 시스템이다. 이상적인 시간과 주파수 정보라고 가정했을 때, 시간  $t$ 에서  $j$ 번째 수신 안테나의 수신 신호  $r_t^j$ 는 식 (1)과 같다.

$$r_t^j = \sum_{i=1}^n \alpha_{i,j} c_t^i \sqrt{E_s} + \eta_t^j \quad (1)$$

여기서, 시간  $t$ 에서의 잡음  $\eta_t^j$ 는 차원당 분산이  $N_0/2$ 이고, 평균이 0인 복소 가우시안 램덤 변수이고,  $\alpha_{i,j}$ 는  $i$ 번째 전송 안테나와  $j$ 번째 수신 안테나의 경로 이득으로서, 하나의 프레임 동안 동일하게 유지되다가, 프레임이 변할 때 마다 바뀌는 준정적 특성을 가진다.

## II. 시간 - 공간 트렐리스 부호의 일반화된 준최적 복호법

시간  $t$ 에서 수신 심벌들  $r_t^j, j=1, \dots, m$ 을 수신하면, 기존의 PRC(Principal ratio combining)기법에서 시간  $t$ 에서 심벌들  $r_t^j, j=1, \dots, m$ 을 수신하면 수신기는 단위 길이  $\|A\|=1$ 의 벡터  $A=(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m)$ 을 계산하여 수신된  $r_t^j, j=1, \dots, m$  심벌들과 선형 컴바이닝을 한다.

제안하는 일반화된 PRC 기법에서 각 수신 안테나로 수신되는 심벌들을  $K$ 개의 그룹으로 나누면, 벡터  $A$ 도 단위길이  $\|A_k\|=1$ 인  $A_k=(\lambda_{m_{k-1}+1}, \lambda_{m_{k-1}+2}, \dots, \lambda_{m_k})$ 로 나뉜다. 이때,  $m_0=1, m_K=m$  그리고  $k=1, 2, \dots, K$ 이다. 그러고 식(1)과 모든  $A_k$ 를 선형 컴바이닝하면 식 (2)와 같다.

$$R_t = \sum_{j=1}^m \lambda_j r_t^j = \sum_{k=1}^K R_{t,k} \quad (2)$$

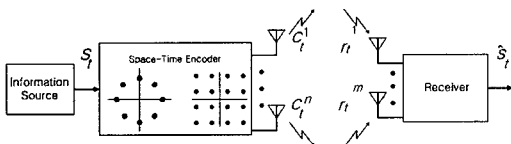


그림 1. 시공간 부호 송신기의 블록 다이어그램  
Fig. 1. Block diagram of space-time coded transmission

여기에서,

$$R_{t,k} = \sum_{i=1}^n \left( \sum_{j=m_{k-1}+1}^{m_k} \lambda_j \alpha_{i,j} \right) c_t^i + \sum_{j=m_{k-1}+1}^{m_k} \lambda_j \eta_t^j \quad (3)$$

따라서 수신기는  $R_{t,k}$ 를 새로운 수신 심벌로 다루게 되고, 새로운 페이딩 계수는 다음과 같다.

$$\gamma_{i,k} = \sum_{j=m_{k-1}+1}^{m_k} \lambda_j \alpha_{i,j}$$

제안하는 일반화된 PRC 수신기에서는  $\sum_{i=1}^n |\gamma_{i,k}|^2$ 을 최대화 하는  $A_k$ 를 계산해야 한다. 에너지 관점에서  $R_{t,k}$ 는  $c_t^i, i=1, 2, \dots, n$ 에 대해 가능한 많은 정보를 포함한다. 이때  $\|A_k\|^2=1$ 로 계산하므로 잡음 전력은 일정하다.

$$\Omega_{i,k} = (\bar{\alpha}_{i,m_{k-1}+1}, \bar{\alpha}_{i,m_{k-1}+2}, \dots, \bar{\alpha}_{i,m_k}), A_k = \sum_{i=1}^n \Omega_{i,k}^* \Omega_{i,k}$$

라 놓자. 이때  $\Omega_{i,k}^*$ 는  $\Omega_{i,k}$ 의 공액전치(conjugate transpose) 벡터이다.

$$\sum_{i=1}^n |\gamma_{i,k}|^2 = A_k A_k A_k^* \quad (4)$$

그러면 식 (4)를 최대화 하는  $A_k$ 를 선택하는 연산은 행렬  $A_k$ 의 최대 eigenvalue 값에 대응되는  $A_k$ 의 eigenvector를 선택하는 것이다. 수신기에서는  $k=1, 2, \dots, K, i=1, 2, \dots, n$  그리고  $t=1, 2, \dots, t$ 일때  $A_k$ 와  $A_k$ 를 계산한 후에  $\gamma_{i,k}$ 와  $R_{t,k}$ 를 계산한다.

$$\sum_{t=1}^T \sum_{k=1}^K \left| R_{t,k} - \sum_{i=1}^n \gamma_{i,k} c_t^i \right|^2 \quad (5)$$

그 다음에 상기의 메트릭을 최소화하는 부호어  $c=c_1^1 c_2^1 \dots c_1^m c_2^m \dots c_1^m c_2^m \dots c_1^m c_2^m$ 을 가능한 모든 부호어 중에서 선택을 한다. 이와 같이 제안된 복호법은 메트릭의 파라미터 계산량을 무시했을 때, 기존의 ML 복호법에 비해  $m/K$ 배 만큼 복호기의 복잡도가 감소된다.  $K=1$ 일 때, 식 (5)의 메트릭은 PRC<sup>[1]</sup>와 같고  $K=m$ 일 때는 ML과 같게 된다.

## III. 그룹핑 규칙

수신 안테나를  $K \geq 2$ 로 그룹핑을 할 경우 각 그룹의 안테나 수를 결정해야 한다. 제 II장에서 살펴

본 바와 같이,  $A_k$ 는  $\|A_k\|=1$ 일 때,  $A_k A_k A_k^*$  값이 최대가 되게하는 eigenvector이다. 따라서 최적의 그룹핑 방법을 찾기 위해 다음과 같은 정의를 이용한다. 이때, 송수신간 경로 이득은 반드시 서로 독립일 필요는 없으나, 본 논문에서는 서로 독립인 복소 가우시안 랜덤 변수라 가정한다.

**Definition 3.1 :**  $A_k$ 와  $A_k$ 의 정의가 제 III장에서와 같을 때,  $A_k A_k A_k^*$ 의 앙상블 평균을 로컬 성능 지표(local performance index)라 한다.

**Definition 3.2 :**  $K=1$ 일 때,  $A=(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m)$ ,  $\Omega_i=(\bar{\alpha}_{i,1}, \bar{\alpha}_{i,2}, \dots, \bar{\alpha}_{i,m})$ , 그리고  $A=\sum_{i=1}^n \Omega_i^* \Omega_i$ 이다. 그러면  $A_k A_k A_k^*$ 의 앙상블 평균은 성능 지표(performance index)라 한다.

두 개의 송신 안테나와 네 개의 수신 안테나로 구성된 전송 시스템의 서로 다른 configuration(조합)에서 성능 지표들을 표1에 보인다.  $K=2$ 일 때, 수신 안테나들은 다음 두 가지 조합 중 하나로 그룹핑 될 수 있다. 조합 1은  $\{e_1 + e_2\} = \{2+2\}$ 이고, 조합 2는  $\{e_1 + e_2\} = \{3+1\}$ 인 경우이다. 표 1의 성능 지표 관점에서 보면, 조합 1이 조합 2보다 성능이 우수함을 알 수 있다. 표 1은 또한 단 천개 샘플만으로도 성능 지표 값이 수렴함을 보인다. 따라서 가능한 여러 조합에서 성능 지표를 이용하여 일반화된 PRC의 성능 차이를 신속히 예측할 수 있다.

$K \geq 2$ 인 경우, 수신 안테나 수가 선형적으로 증가하면, 가능한 조합은 지수적으로 증가한다. 여러 조합들의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션으로 실험한 결과 다음과 같은 규칙을 적용할 수 있음을 확신한다.

- $m/K$ 이 정수이면 : 각 그룹의 안테나 수는  $m/K$ 로 한다.

- $m/K$ 이 정수가 아니면 : 각 그룹의 안테나 수는  $m/K$ 과 가장 가까운 정수로 하고 여분(또는 부족)은 공평히 분배한다.

#### IV. 상관된 레일리 페이딩 채널 계수 생성

그림 2에서 보여진 것처럼 실제 무선 환경에서는, 안테나간의 무선 페이딩 채널이 서로 상관(correlation)되어 있다. 따라서 이번 장에서는, 실제 환경과 동일하게 수신 안테나 간에 채널이 상관되어 있는 경우에 대해서 제안한 GPRC의 성능을 살펴본다.

본 논문에서는 정규화된 공분산 행렬을 이용한 근사화된 상관 레일리 페이딩 채널 계수 발생 기법을 적용하도록 한다. 여기에서  $K_g$ 의 성분은 실수이고,  $\rho_{ri,j}$ 는  $\rho_{gi,j}$ 에 의해서만 결정된다고 가정하였다<sup>[5]</sup>.

상관된 레일리 페이딩 계수를 생성하는 방법에 대해서 간략히 살펴본다. 레일리 채널 계수( $r_1, r_2, \dots, r_N$ )의 정규화된 공분산 행렬은 다음과 같다.

$$K_r = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{r1,2} & \rho_{r1,3} & \dots & \rho_{r1,N-1} & \rho_{r1,N} \\ \rho_{r2,1} & 1 & \rho_{r2,3} & \dots & \rho_{r2,N-1} & \rho_{r2,N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \rho_{rN,1} & \rho_{rN,2} & \rho_{rN,3} & \dots & \rho_{rN,N-1} & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

이때, 정규화된 공분산 행렬  $K_r$ 의 성분  $\rho_{ri,j}$ 는 수신 안테나  $i$ 와  $j$ 사이의 상관 계수로 정의된다.

우리는  $LL^T = K_g$ 의 관계를 이용하여 coloring 행렬  $L$ 을 계산할 수 있다. 여기에서  $L$ 은 하측 삼각행렬이고  $L^T$ 는  $L$ 의 전치행렬이다. 또한  $K_g$ 는 다음과 같다.

$$K_g = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{g1,2} & \rho_{g1,3} & \dots & \rho_{g1,N-1} & \rho_{g1,N} \\ \rho_{g2,1} & 1 & \rho_{g2,3} & \dots & \rho_{g2,N-1} & \rho_{g2,N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \rho_{gN,1} & \rho_{gN,2} & \rho_{gN,3} & \dots & \rho_{gN,N-1} & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

표 1. 2개의 전송 안테나와 4개의 수신 안테나를 사용한 다른 구성에서의 성능 지표

Table 1. Performance indices of two transmit and four receive antennas using different configurations

Number of samples	PRC	GPRC(K=2)		ML
		Config.2	Config.1	
1,000	3.0464	3.3375	3.4930	4.0007
10,000	3.0620	3.3585	3.4914	3.9920
0.1 million	3.0669	3.3629	3.4976	3.9984
1.0 million	3.0678	3.3638	3.4999	4.0001

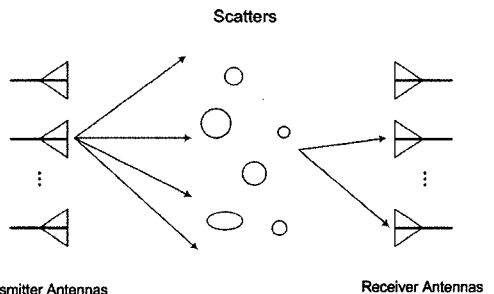


그림 2. MIMO 페이딩 채널에서의 전파 모델  
Fig 2. Propagation Model for a MIMO fading channel

표 2.  $\rho_{1,2} = \rho_{3,4} = 0.9$ 와  $\rho_{2,3} = 0$ 일 때, 2개의 전송 안테나와 4개의 수신 안테나를 사용한 4-state QPSK의 성능 지표  
 Table 2. Performance indices of the four-state QPSK code with two transmit and four receive antennas using different detection algorithms when  $\rho_{1,2} = \rho_{3,4} = 0.9$  and  $\rho_{2,3} = 0$

Number of samples	PRC	GPRC(K=2)			ML
		Config.3	Config.2	Config.1	
1,000	3.3469	3.4188	3.5530	3.8372	3.9334
10,000	3.4346	3.5064	3.6285	3.9097	4.0036
0.1 million	3.4292	3.5014	3.6263	3.9063	4.0014
1.0 million	3.4288	3.5012	3.6253	3.9063	4.0013

표 3.  $\rho_{1,2} = \rho_{3,4} = 0.9$ ,  $\rho_{1,3} = \rho_{2,3} = 0.5$ ,  $\rho_{1,4} = \rho_{2,4} = 0.2$ 일 때, 2개의 전송 안테나와 4개의 수신 안테나를 사용한 4-state QPSK의 성능 지표  
 Table 3. Performance indices of the four-state QPSK code with two transmit and four receive antennas using different detection algorithms when  $\rho_{1,2} = \rho_{3,4} = 0.9$ ,  $\rho_{1,3} = \rho_{2,3} = 0.5$  and  $\rho_{1,4} = \rho_{2,4} = 0.2$

표 3.  $\rho_{1,2} = \rho_{3,4} = 0.9$ ,  $\rho_{1,3} = \rho_{2,3} = 0.5$ ,  $\rho_{1,4} = \rho_{2,4} = 0.2$ 일 때, 2개의 전송 안테나와 4개의 수신 안테나를 사용한 4-state QPSK의 성능 지표  
 Table 3. Performance indices of the four-state QPSK code with two transmit and four receive antennas using different detection algorithms when  $\rho_{1,2} = \rho_{3,4} = 0.9$ ,  $\rho_{1,3} = \rho_{2,3} = 0.5$  and  $\rho_{1,4} = \rho_{2,4} = 0.2$

Number of samples	PRC	GPRC(K=2)			ML
		Config.3	Config.2	Config.1	
1,000	3.5033	3.5655	3.6993	3.8763	3.9718
10,000	3.5376	3.6005	3.7383	3.9308	4.0265
0.1 million	3.5002	3.5630	3.7008	3.8958	3.9909
1.0 million	3.5100	3.5731	3.7105	3.9049	3.9999

$W=LV$ 의 계산을 통하여  $W$ 의 원소들이 상관된 레일리 페이딩 계수가 됨을 알 수 있다. 이때,  $V$ 의 원소들은 상관되지 않은 복소 가우시안 계수이다.

수신 안테나간의 채널이 상관되어 있는 경우 다음 두 가지 예제를 살펴본다.  $K=2$ 일 때, 각각의 예제에서 조합 1과 조합 2는 표 1과 동일하다. 그리고 조합 3은  $\{e_1 + e_2\} = \{3+2\}$ 으로 구성하였다.

**Example 1.**

송신 안테나가 2개이고, 수신 안테나가 4개인 경우의 시스템 모델에서  $\rho_{1,2} = \rho_{3,4} = 0.9$ ,  $\rho_{2,3} = 0$ 인 경우에 바람직한 공분산 행렬은 다음과 같고 성능 지표는 표 2와 같다.

$$K_r = \begin{bmatrix} 1 & 0.7913 & 0 & 0 \\ 0.7913 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0.7913 \\ 0 & 0 & 0.7913 & 1 \end{bmatrix}$$

**Example 2.**

송신 안테나가 2개이고, 수신 안테나가 4개인 경우의 시스템 모델에서  $\rho_{1,2} = \rho_{3,4} = 0.9$ ,  $\rho_{1,3} = \rho_{2,3} = 0.5$ ,  $\rho_{1,4} = \rho_{2,4} = 0.2$ 인 경우에 바람직한 공분산 행렬은

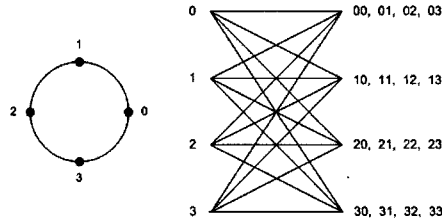


그림 3. Four-state QPSK 시공간 부호  
 Fig. 3. Four-state QPSK space-time code

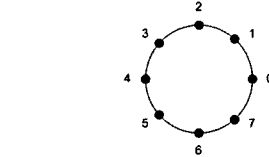


그림 4. 8-state 8-PSK 시공간 부호  
 Fig. 4. Eight-state 8-PSK space-time code

다음과 같고 성능 지표는 표 3과 같다.

$$K_r = \begin{bmatrix} 1 & 0.7913 & 0.2227 & 0.0337 \\ 0.7913 & 1 & 0.2227 & 0.0337 \\ 0.2227 & 0.2227 & 1 & 0.7913 \\ 0.0337 & 0.0337 & 0.7913 & 1 \end{bmatrix}$$

수신 안테나 간에 채널이 상관되어 있을 경우에도 성능지표가 효과적으로 사용될 수 있다는 것은 표 2와 3의 결과와 프레임 에러율의 성능의 비교 통해 알 수 있다.

**V. 컴퓨터 시뮬레이션 결과**

제안하는 시스템의 성능을 보이는 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 기술한다. 첫 번째 시뮬레이션에서는 그림 3과 같이 4-state QPSK 시공간 트렐리스 부호를 사용한다. 각 프레임 동안 각 송신 안테나에서 65개의 심벌들이 전송된다. 65개 심벌 중 마지막 2개 비트는 부호기를 0 상태로 돌리는데 사용되므로 전송률은 약  $2\text{bits/s/Hz}$ 가 된다. 부호기의 상태와 입력되는 2개의 비트들에 의해 출력 심벌  $a_1 a_2$ 가 결정되고,  $\exp(a_1 \pi j / 2)$  신호와  $\exp(a_2 \pi j / 2)$  신호가 첫 번

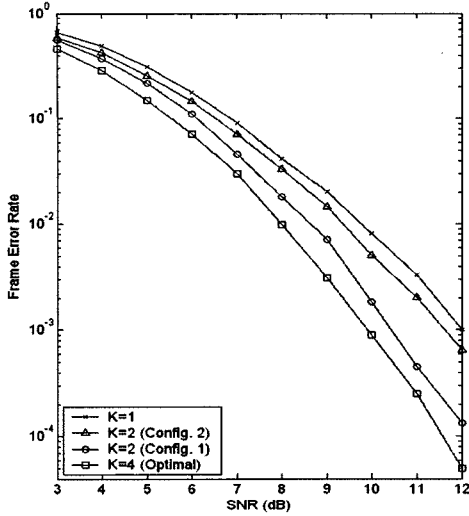


그림 5. 2개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나를 사용한  $K$ 에 대한 4-state QPSK 시공간 부호의 성능  
Fig. 5. Performance of the four-state QPSK code with two transmit and four receive antennas using different  $K$ 's

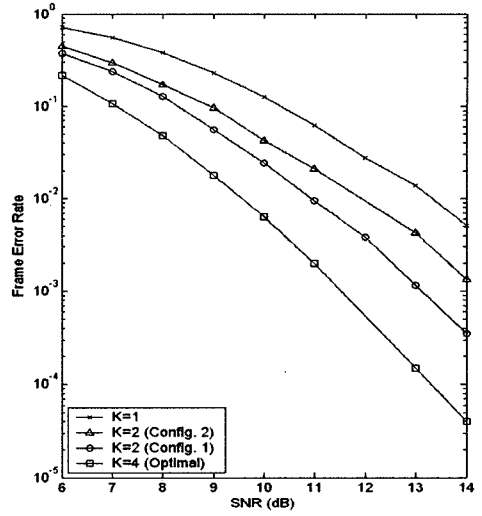


그림 6. 2개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나를 사용한  $K$ 에 대한 8-state 8-PSK 시공간 부호의 성능  
Fig. 6. Performance of the eight-state 8-PSK code with two transmit and four receive antennas using different  $K$ 's

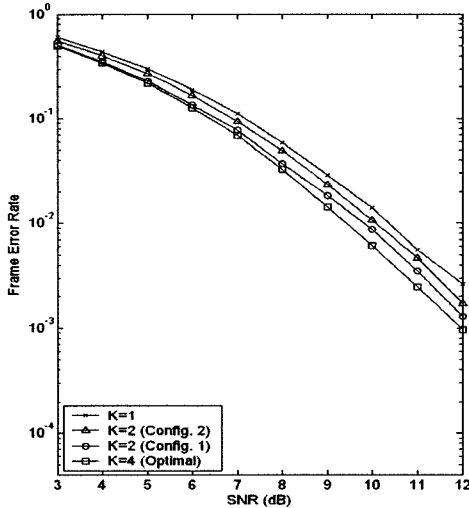


그림 7. Example 1과 같이 수신 안테나 간에 상관되었을 경우, 4-state QPSK 시공간 부호의 성능  
Fig. 7. Performance of the four-state QPSK code when receive antennas are correlated as in Example 1.

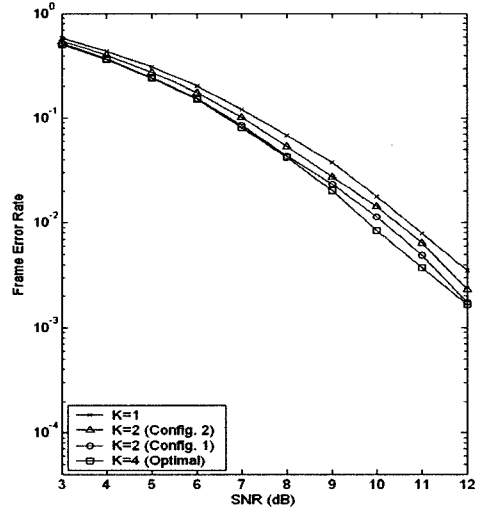


그림 8. Example 2과 같이 수신 안테나 간에 상관되었을 경우, 4-state QPSK 시공간 부호의 성능  
Fig. 8. Performance of the four-state QPSK code when receive antennas are correlated as in Example 2.

째 및 두 번째 송신 안테나로부터 동시에 전송된다. 부호기의 상태는 선택된 브랜치의 상태로 천이한다.

두 번째 시뮬레이션에서는 그림 4와 같이 8-state 8-PSK 시공간 트래버스 부호를 이용한다. 부호화 방법은 QPSK 시공간 트래버스 부호와 유사하며, 3개의 입력 비트들이 출력 심벌  $b_1 b_2$ 를 결정하고  $\exp(b_1 \pi j / 2)$  신호와  $\exp(b_2 \pi j / 2)$  신호가 첫 번째 및 두 번째 송신 안테나로부터 동시에 전송된다. 따라서 전송 프레임의 마지막 3개 비트들은 부호기의 상태를 0상태로 천이

시키는데 사용되며 전송율은 약  $3 \text{ bits/s/Hz}$ 가 된다.

상기의 시공간 트래버스 부호들은 2개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나로 구성되므로 8의 다이버시티 이득을 보장한다<sup>[2]</sup>. 그림 5와 6에서, 4-state QPSK 시공간 부호 및 8-state 8-PSK 시공간 부호의 시뮬레이션 결과를 보인다. 그룹핑의 수  $K$ 가 4일 경우 복호기의 매트릭은 ML과 같게 되고,  $K$ 가 1일 경우는 기존의 PRC과 같게 된다. PRC 기법으로 복호할 경우 프레임 에러율  $10^{-2}$ 에서 성능 저하

는 두 개의 시뮬레이션 모델에서 각각 1.8dB와 3.8 dB이다. 이는 2개의 수신 안테나를 이용한 [1]의 경우보다 큰 손실이다.

위의 두 시뮬레이션 결과와 같이, 기존의 PRC에서는 신호대잡음비(SNR)가 증가함에 따라 성능 저하도 증가하며, 수신 안테나 수가 증가하게 되면 성능의 저하는 더욱 심각하게 된다.

본 논문에서 제안하는 그룹핑 규칙을 이용하여 적당한  $K(\geq 2)$ 를 결정하게 되면 이러한 성능 저하를 완화시킬 수 있다. 대신 복호기의 복잡도는 다소 증가하게 된다. 또한 그림 5와 6은 조합 1이 조합 2보다 성능이 우수함을 보인다. 따라서 제III장의 그룹핑 규칙이 유효함을 증명한다.

그림 7과 8은 4-state QPSK 시공간 트렐리스 부호를 사용하였을 때, 수신 안테나 간에 상관성이 있는 경우에 대한 시뮬레이션 결과이다. 그림 7은 example. 1에 대한 시뮬레이션 결과로써, 성능 손실은  $10^{-2}$ 에서 0.5dB와 1.0dB이다. 그리고 그림 8은 example. 2에 대한 시뮬레이션 결과로써, 성능 손실은  $10^{-2}$ 에서 0.2dB와 0.9dB이다. 시뮬레이션 결과를 통해 알 수 있듯이, 수신 안테나 간에 상관성이 존재하기 때문에, 전체적으로 성능은 떨어진다. 그러나 상관성이 없는 경우와 비교해보았을때, 제안한 GPRC 기법의 성능이 기존의 ML 기법과의 성능 차이가 현저히 줄어들었음을 확인할 수 있다. 특히, 제안한  $K=2$ (Config. 1)인 경우에는, ML 기법과의 성능 차이가 크지 않음을 그림 7과 8의 시뮬레이션 결과를 통해 확인할 수 있다. 따라서 상관성이 있는 실제 실의 환경에서, 제안한 GPRC 기법이 기존의 ML 기법에 비해, 복호기의 복잡도 감소에 비해서 성능이 우수함을 알 수 있다.

## VI. 결론

본 논문에서 제안하는 시공간 트렐리스 부호의 일반화된 준최적 복호 기법은 기존의 ML 및 PRC 기법을 포함한다. 복호기의 성능과 복잡도 측면에서 유연한 tradeoff 관계를 이용하여, 전송 시스템의 QoS를 만족시키는 최적의 시공간 부호기를 설계할 수 있게 한다. 한편 수신 안테나 간 상관성이 존재하는 실제의 상황에서도 GPRC 방법은 ML와 PRC를 포함하는 준최적 복호법임을 컴퓨터 시뮬레이션으로 확인을 하였으며, 성능 지표로 여러 수신 안테나들의 조합에서 상대적인 성능을 예측하는 지표로 활용될 수 있음을 보인다.

## 참고 문헌

- [1] Tarokh, V., Seshadri, N., Calderbank, A. R., "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication : Performance Criterion and Code Construction," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, Vol. IT-44, pp. 744-765, Mar. 1998.
- [2] Tarokh, V. and Lo, T. K. Y., "Principal Ratio Combining for Fixed Wireless Applications When Transmitter Diversity Is Employed," *IEEE Communications Letters*, Vol. 2, pp. 223-225, Aug. 1998.
- [3] Proakis, J. G., *Digital Communications*, McGraw-Hill Inc., 2nd ed., 1989.
- [4] W.C.Jakes, Ed, "Microwave Mobile Communications." New York : IEEE Press, 1974.
- [5] B. Natarajan, C. R. Nassar, and V. Chandrasekhar. "Generation of correlated Rayleigh fading envelopes for spread spectrum applications," *IEEE Commun. Lett.*, 4(1) : 9-11, Jan. 2000.

### 신 상 섭 (Sang-seop Shin)

준회원



2005년 2월 충북대학교 전자공학과 졸업(학사)  
2005년 3월~현재 충북대학교 정보통신공학과 석사과정 <관심분야> 이동통신 시스템, MIMO, 유비쿼터스 네트워크

### 김 영 주 (Young-ju Kim)

정회원



1988년 2월 고려대학교 전자전산공학과 졸업(학사)  
1996년 2월 한국과학기술원 정보통신공학과 졸업(석사)  
2001년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(박사)  
1987년 11월~1993년 12월

(주)금성사 평택연구소

1996년 2월~1997년 2월 동경공업대학교 연구원  
2000년 4월~2000년 12월 ETRI 위축연구원  
2001년 1월~2003년 8월 (주)엘지전자 UMTS 시스템 연구소  
2003년 9월~현재 충북대학교 정보통신공학과 교수 <관심분야> 이동통신 시스템, MIMO, 유비쿼터스 네트워크