

# 주파수 비선택적 SIMO 페이딩 채널에서 단일 송신 안테나 및 시간 다이버시티를 이용한 두 사용자의 동시 전송 기법

최 병 조\*

## A Dual-User Multiplexing Scheme Using Time Diversity over Frequency Nonselective SIMO Fading Channels

Byoungjo Choi\*

요 약

셀룰러 이동통신 시스템의 상향링크에서 단일 안테나를 갖는 한 쌍의 서로 다른 이동 단말에 회전 부호화 기법을 D-BLAST 구조와 유사하게 연속적으로 중첩하여 적용하고 시간 다이버시티를 이용하여 각각 최대 다이버시티 이득을 얻으면서 독립적인 동시 전송이 가능한 기법을 제안한다. 수신기에서는 시공간 부호화된 신호의 복호를 위해 기존에 제안된 부분 간섭 연속 제거 그룹 복호 기법의 복잡도를 개선하여 이용하였다. 모의실험을 통해 제안된 시스템의 성능을 여러 개의 수신 안테나와 다양한 QAM 변조 기법에 대하여 고찰하였다.

**Key Words** : Time Diversity, Interference Cancellation, D-BLAST, Virtual MIMO, QAM

### ABSTRACT

A dual-user multiplexing scheme for a pair of mobiles equipped with single antenna is proposed which incorporates time-delay diversity employing a rotation-based D-BLAST-like layered code. A low-dimension equivalent of the existing partial interference cancellation based group decoder is also proposed for the corresponding receiver. The BER performances of the proposed scheme and those of the ideal scheme are studied comparatively through Monte Carlo simulations.

### I. 서 론

무선 이동통신 시스템에서는 송신기에서 전송된 전파가 각종 지형지물과 장애물의 영향으로 다중 경로를 통해 수신기에 전달되기 때문에 페이딩 현상을 겪는다<sup>[1]</sup>. 이러한 페이딩 현상을 효과적으로 극복하기 위한 방법으로 시공간 부호화(Space-Time Coding; STC)를 적용한 송신 안테나 다이버시티<sup>[2]</sup> 기법들이 3세대 이후의 이동통신 시스템에 적용되

어 사용되고 있다<sup>[3]</sup>. 이러한 다이버시티 기법들을 적용하면 동일한 정보 전송량을 얻기 위한 송신 전력을 현저하게 감소시킬 수 있다. 또한 여러 개의 송신 안테나 및 수신 안테나를 적용한 다양한 MIMO (Multiple Input Multiple Output) 기법은 다이버시티 이득을 제공하는 동시에 서로 다른 독립적인 정보를 동시에 전송하여 멀티플렉싱 이득 (multiplexing gain)을 제공한다<sup>[4]</sup>. 한편, MIMO 환경에서 다양한 기법을 통해 동시에 얻을 수 있는

\* 본 연구는 인천대학교 2009년도 자체연구비 지원을 통해 수행되었습니다.

• 주저자 : 인천대학교 임베디드시스템공학과 무선통신연구실, [bjc97r@incheon.ac.kr](mailto:bjc97r@incheon.ac.kr), 중신회원  
 논문번호 : KICS2013-01-045, 접수일자 : 2013년 1월 16일, 최종논문접수일자 : 2013년 1월 29일

최대 다이버시티 이득 및 멀티플렉싱 이득 사이에는 일정한 관계(Diversity Multiplexing Tradeoff; DMT)가 있다는 사실이 알려져 있다<sup>11,5,6</sup>. 따라서 정해진 MIMO 환경에서 DMT에 의해 동시에 얻을 수 있는 최대 정보 전송량 (full-rate)과 다이버시티 이득(full-diversity)을 얻기 위한 효과적인 시공간 부호화 기법들이 연구되어 왔다<sup>7-10</sup>.

한편, 이러한 시공간 부호화 기법을 적용한 수신기의 복잡도를 개선하기 위한 연구도 활발하게 진행되어 왔다. 송신 안테나 다이버시티 기법으로 처음 제안된 Alamouti의 직교 시공간블록부호(Orthogonal Space-Time Block Code; O-STBC)<sup>12</sup>는 최대우도(Maximum Likelihood; ML)성능을 간단한 선형 연산(linear operation)을 통해 얻을 수 있는 장점 때문에 3~4세대 이동통신 시스템에 쉽게 적용될 수 있었다<sup>3</sup>. 그러나 일반적으로 DMT를 만족시키는 시공간 부호들은 ML 복잡도의 복호기가 필요하여 실제 구현이 용이하지 않았다<sup>8,10</sup>. 이러한 ML 복잡도를 낮추기 위하여 구형 검파기(sphere decoding) 및 차원 감소 구형 검파기 등이 제안되었다. 한편으로는 단일 심벌 ML 복호가 가능한(Single Symbol Decodable; SSD) 시공간 부호와 같이 낮은 복잡도의 검파기를 위한 다양한 시공간 부호화 기법들도 연구되어 왔다<sup>11,12</sup>. 최근에 제안된 부분간섭제거 및 그룹검파(Partial Interference Cancellation - Group Decoding; PIC-GD)<sup>13,6</sup> 기법은 완전간섭제거(Zero Forcing; ZF)<sup>14</sup> 기법과 ML 기법의 중간 복잡도 및 성능을 제공한다. 이러한 PIC-GD 기법을 적용하면 BER 성능과 복잡도를 유연하게 조절할 수 있다.<sup>13,15,16</sup>

다양한 시공간 부호화 기법을 활용한 기법들이 셀룰러 무선 네트워크의 MIMO 하향링크에서 효과적으로 활용될 수 있는 반면, 단말기에서 기지국으로 정보를 전송하는 상향링크를 위해서는 다중 사용자 간섭제거기(Interference Canceller; IC)<sup>17,18</sup> 및 다중사용자 복호기(Multi-User Detector; MUD) 등이 연구되어 왔다. 상향링크에서  $N$ 개의 송신 안테나를 갖는  $J$ 대의 단말기가 동시 전송을 하는 경우  $M$ 개의 수신 안테나를 이용하여 기지국이 ML 복잡도를 갖는 다중 사용자 검파기를 이용하면  $M \times N$ 의 다이버시티 이득을 얻을 수 있다는 것이 알려져 있다<sup>19</sup>. 그러나 복잡도가 낮은 복호기를 이용할 경우 얻을 수 있는 최대 다이버시티 이득은 이 보다 낮은  $N \times (M - J + 1)$ 으로 제한되었다<sup>19</sup>. 이러한 다이버시티 감소 문제를 해결하기 위하여

송신기에 채널 정보를 제공하여 간섭제거를 위한 선부호화(Interference Cancelling Precoding)를 통해  $M \times N$ 의 다이버시티를 얻는 기법도 연구되었다<sup>19</sup>. 최근에는 송신기에서 채널 정보의 도움 없이, 두 사용자가 각각 두 개의 안테나를 통해 신호를 전송하고,  $M$ 개의 수신 안테나를 장착한 수신기에서 부분 간섭제거 및 연속적 간섭제거(Partial Interference Cancellation - Successive Interference Cancellation; PIC-SIC) 검파기를 이용하여 ML대비 낮은 복잡도로 각 사용자가 2/3의 부호율(code rate) 및  $2M$ 의 다이버시티 (full-diversity) 이득을 동시에 얻는 방법이 제안되었다<sup>13,15</sup>.

이 논문에서 제안하는 기법은 두 사용자가 단일 안테나를 통하여 동시에 기지국 수신기로 전송하는 가상  $2 \times M$  MIMO기법의 하나로, 2bps/3dB의 멀티플렉싱 이득 또는  $2M$  다이버시티를 얻을 수 있는 기법이다. 이 논문의 주요 내용은 다음과 같다.

- 단일 안테나 및 시간 다이버시티를 활용하기 위하여 기존에 제안된 회전 코드<sup>11</sup>를 D-BLAST<sup>14</sup> 방식으로 배치하여 두 사용자가 동시에 전송하는 기법을 제안하고, 수신된 신호를 모델링하여 최근 제안된 한 회전기반 적층 시공간부호(Rotation-based Layered Space-Time Block Code; RL-STBC)를<sup>13,21</sup> 적용한 경우의 수신 신호와 동일함을 보였다.
  - 제안된 기법에 적합한 단순한 구조의 PIC-SIC 복호 기법을 제안하고, 오류전파 없이 SIC가 이루어지는 경우의 BER 성능이  $2 \times 3$  RL-STBC<sup>13</sup>를 PIC-GD기법으로 복호하는 경우와 동일함을 보였다.
  - 최대의 시간 다이버시티를 얻기 위하여, 제안된 기법에 적합한 블록 인터리버 설계파라미터를 제시하였다.
  - 모의실험을 통해 QAM 변조를 적용하고 1~10개의 수신 안테나를 장착한 시스템의 BER 성능을 고찰하고 이론적으로 얻을 수 있는 최대 ML 성능<sup>22</sup>과 비교하였다. 또한 PIC-SIC를 적용하였을 때 오류전파 현상에 의한 성능 열화 및 불완전한 인터리빙에 의한 영향도 고찰하였다.
- 이 논문의 나머지 부분은 다음과 같이 구성되어 있다. 제 II절에서는 단일 안테나를 갖는 두 사용자를 위한 기존의 기법을 고찰하고 보다 효과적인 새로운 기법을 제안한다. 이 기법에 적합한 수신기 구조를 III절에서 소개하며, IV절에서는 모의실험 결과를 제시하고 V절에서 결론을 맺는다.

## II. 시스템 환경 및 송신기 구조

### 2.1. 시스템 시나리오

이 논문은 그림 1에 나타낸 것과 같이 이동 무선 통신 환경에서 단일 안테나를 갖는 두 단말기가  $M$  개의 안테나를 장착한 기지국으로 신호를 전송하는 경우에 대한 것이다. 따라서 송수신 안테나 개수 관점에서 해당 무선 채널은 SIMO (Single-Input Multi-Output) 채널<sup>[1]</sup>에 해당된다. 한편으로는 이러한 전송링크를 역방향링크, 또는 상향링크라고 부른다<sup>[3]</sup>. 기지국에 수신된 두 단말기의 송신 신호는 심벌 단위에서 동기화 되어있다고 가정한다. 대부분의 이동통신 시스템들은 단말기와 기지국 사이의 거리 차이에 의한 전파의 도달 시간 차이를 보상하기 위하여 단말기의 송신 시점을 조정하므로써 어느 정도의 심벌 단위 동기화를 이루고 있다<sup>[3]</sup>. 또한, 이 논문에서는 수신기가 무선 페이딩 채널에 대한 정보(Channel State Information; CSI)를 완벽하게 알고 있다고 가정하며, 송신기는 이러한 정보를 전혀 가지고 있지 않다고 가정한다.

이 논문에서 여러 기법들을 부호율 및 다이버시티 계수를 이용하여 비교하기 때문에 일반적으로 통용되는 이 용어들에 대한 정의를 다음과 같이 명확하게 하고자 한다.

[정의 1: 부호율(Code Rate)] 이 논문에서는 한 사용자가  $T$ 개의 심벌 구간 동안에  $L$ 개의 독립적인 심벌을 전송하는 경우 각 사용자의 부호율  $R_u$ 는  $L/T$ 라고 정의한다<sup>[21]</sup>. 이 때 두 사용자로부터 기지국에 전송된 독립적인 심벌의 총합은  $2L$ 이므로 전체 부호율  $R_u$ 는  $2L/T=2R_u$ 가 된다.

[정의 2: 다이버시티 계수(Diversity Order)] 신호-대-잡음비가  $\gamma$ 인 경우 BER  $P_b$ 가 0이 아닌 독립상수  $c$ 에 대하여  $P_b(\gamma) \leq c \cdot \gamma^{-D}$ 를 만족하면 이 시스템은  $D$ 의 다이버시티 계수를 갖는다<sup>[13]</sup>고 정의한다.

### 2.2. 기존 다중접속 시간 다이버시티 기법

#### 2.2.1. 직교 다중접속

이 기법은 사용자 1 (U-1)과 사용자 2 (U-2)가 시분할 다중접속(Time Division Multiple Access; TDMA)이나 주파수 분할 다중접속(Frequency Division Multiple Access; FDMA)등을 사용하여 서로 간섭을 완전히 회피하여 정보를 전송하는 방

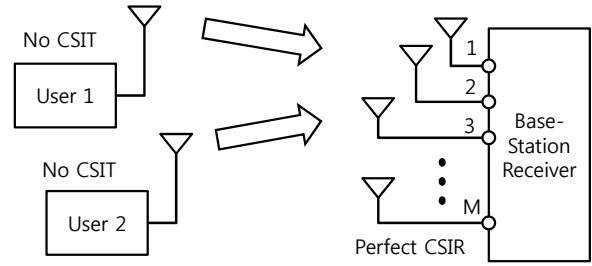


그림 1. 시스템 시나리오  
Fig. 1. System Scenario

법으로 아래와 같이 나타낼 수 있다. 이 때  $x$ 는 아무 신호도 전송하지 않는(No Tx) 경우를 나타내며  $s_1$ 과  $s_2$ 는 각각 사용자 1과 사용자 2의 송신 심벌에 해당한다. 아래 그림에서 가로축은 시간을 나타낸다. 이 기법을 적용하는 경우의 부호율은 한 사용자가 두 심벌 구간동안 한 심벌만을 전송하므로  $R_u = 1/2$ 이며 수신기에서 MRC(Maximal Ratio Combining)를 이용하는 경우 다이버시티 이득은 수신 안테나의 수와 같은  $D=M$ 이다.

$$\begin{matrix} \text{U-1:} & s_1 & x \\ \text{U-2:} & x & s_2 \end{matrix}$$

#### 2.2.2. 반복부호 + 직교 다중 접속

완벽한 인터리빙을 가정하였을 때 시간 다이버시티를 얻는 가장 간단한 방법은 참고문헌 [1]의 3.2 절에서 언급된 것과 같이 반복부호를 적용하는 것이다. 아래 그림은 다이버시티 이득  $D=2M$ 을 얻기 위한 방법을 도식화 하여 나타낸 것이다. 각 사용자는 동일한 심벌을 일정 시간 간격을 두고 2회 반복하여 전송한다. 이중 반복부호와 직교 다중 접속 기법을 동시에 이용하였기 때문에 사용자 부호율은  $R_u = 1/4$ 로 감소한다.

$$\begin{matrix} \text{U-1:} & s_1 & x & s_1 & x \\ \text{U-2:} & x & s_2 & x & s_2 \end{matrix}$$

#### 2.2.3. 회전부호 + 직교 다중접속

단순한 반복부호 기법은 2배의 다이버시티 이득을 얻기 위하여 부호율을 절반으로 감소시켰다. 그러나 회전부호를 사용하면 부호율을 유지하면서 2배의 다이버시티 이득을 얻을 수 있다는 것이 알려져 있다. 회전부호는 2개의 독립적인 심벌에 다음과 같이 회전변환을 적용하여 얻을 수 있다<sup>[1,7,13]</sup>.

$$\begin{bmatrix} x_{1,1} \\ x_{1,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c-s & \\ s & c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{1,1} \\ s_{1,2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

위 식에서  $s_{1,1}$ 과  $s_{1,2}$ 는 사용자 1이 전송하고자 하는 두 심벌을 나타내며,  $c$  및  $s$ 는 각각  $\cos(\theta)$  및  $\sin(\theta)$ 를 나타낸다. 사용자 2도 동일한 방법을 적용하여 부호화된 심벌  $x_{2,1}$  및  $x_{2,2}$ 를 얻는다. 이렇게 부호화된 심벌들은 아래와 같이 전송된다. 이 기법을 적용하는 경우 사용자 부호율은  $R_u = 1/2$ 을 유지하면서도 다이버시티 이득은  $D=2M$ 을 얻을 수 있다. 두 배의 다이버시티 이득과 함께 최대의 부호화 이득을 얻기 위한 최적의  $\theta_{opt}$ 는  $0.5 \times \tan^{-1}(2)$ 로 알려져 있다<sup>[1,7]</sup>. 반복 부호를 적용할 때와 동일하게 완벽한 인터리빙을 가정하였다.

U-1:  $x_{1,1}$  x  $x_{1,2}$  x  
 U-2: x  $x_{2,1}$  x  $x_{2,2}$

### 2.3. 제안하는 두 사용자 다중접속 시간 다이버시티 기법

#### 2.3.1. 회전 부호 + D-BLAST

회전 부호와 직교 다중접속을 함께 사용하는 위 방법을 사용하면 다이버시티 이득을 최대로 얻을 수 있지만 사용자 부호율은  $1/2$ 을 넘을 수 없다. 이러한 제약은 두 사용자의 간섭을 회피하기 위해 사용한 직교 다중접속 기법 때문에 발생한다. 따라서 D-BLAST 구조와 같이 간섭을 허용하면서 전송하고 간섭제거 수신기를 사용하면 부호율을 증가시킬 수 있다. 제안하는 방법에서는 회전부호 및 D-BLAST구조를 다음과 같이 조합하여 사용한다.

U-1:  $x_{1,1}$   $x_{1,2}$   $x_{1,3}$  ...  $x_{1,2P}$  x  
 U-2: x  $x_{2,1}$   $x_{2,2}$  ...  $x_{2,2P-1}$   $x_{2,2P}$

사용자  $k$ 의 부호 심벌 쌍  $(x_{k,2p-1}, x_{k,2p})$ 은 원래의 정보 심벌 쌍  $(s_{k,2p-1}, s_{k,2p})$ 에 식 (1)과 같이 회전 변환을 적용하여 얻어진다. 전체 전송 구간  $T$ 는  $2P+1$ 이며, 이 구간 동안 각각의 사용자는  $2P$  심벌들을 전송하기 때문에 각 사용자의 부호율은  $R_u = 2P/T = 2P/(2P+1)$ 로 나타낼 수 있다. 따라서 전체 전송 구간을 증가시키면 1에 가까운 부호율을 얻을 수 있다. 이 때 시스템 전체 부호율 ( $R_a = 2R_u$ )은 2에 근접하게 된다. 또한 이 기법을 적용하면, 제 III절에서 나타낸 것과 같이 복잡도가 낮은 PIC-SIC 수신기를 이용하여  $2M$ 의 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.

#### 2.3.2. 블록 인터리버 설계

이 기법에서는 하나의 부호 심벌 쌍을 이루는 두

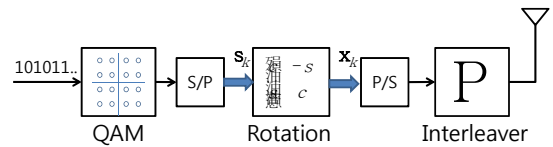


그림 2. 제안하는 송신기의 구조  
 Fig. 2. Structure of the Proposed Transmitter

부호 심벌들이 서로 독립적인 페이딩을 겪도록 하는 것이 중요하다. 또한 D-BLAST 수신기와 같이 SIC를 이용하기 위해서는 기지국 수신기에서 디인터리빙을 적용하였을 때 사용자 1과 사용자 2의 부호 심벌 쌍 조합이 그대로 유지되게 하는 것이 필요하다. 따라서 사용자 1과 사용자 2는 동일한 인터리버를 사용하여야 한다. 이러한 인터리버의 간단한 예로 길이가  $T$ 인  $R \times C$ 블록 인터리버를 고려해보자. 인터리버의 길이  $T$ 가 만족하여야 하는 제약 조건은 다음과 같다.

$$R \times T_{\text{sym}} > \max(T_{c1}, T_{c2}) \quad (2)$$

여기서  $T_{\text{sym}}$ 은 한 심벌 구간을 나타내며,  $T_{c1}$  및  $T_{c2}$ 는 각각 사용자 1과 사용자 2가 겪는 페이딩 채널의 코히어런스 구간(coherence time)을 나타낸다. 또한  $T=2P+1$ 이므로 홀수 이어야 한다. 한편  $T$ 는 소수일 수 없다. 블록 인터리버를 만들려면  $R$ 과  $C$ 의 곱으로 나타낼 수 있어야 되기 때문이다. 코히어런스 구간에 대한 제약 외에 이와 같은 조건들을 만족하는  $T$ 는 9, 15, 21, 25, ... 등이 있다. 또한  $R \times C$ 블록 인터리버를 줄 단위로 쓰고, 행 단위로 읽어 내는 방법으로 동작하게 할 경우 인접 심벌들은  $R$  심벌 구간만큼 거리를 유지하게 되므로 최대 다이버시티 이득을 얻기 위해서는  $R \geq C$ 을 만족하도록 하여야 한다. 예를 들어  $T$ 값으로 21을 선택할 경우  $7 \times 3$  블록 인터리버를 사용할 수 있다. 이 경우 각 사용자는  $T=21$ 심벌 구간동안  $P=10$ 개의 심벌 쌍을 전송하여 사용자 부호율  $R_u = 20/21$ 을 얻을 수 있고, 각 심벌 쌍들을 이루는 인접 심벌들 간의 송신 시간차는  $R=7$  심벌 구간에 해당한다.

#### 2.3.3. 송신기 구조

제안하는 기법을 적용한 사용자  $k$ 의 송신기 구조를 그림 2에 나타내었다. 채널 부호화된 정보는 우선 QAM 변조기에서 복소 심벌로 변환된다. QAM 변조기에서 출력된 연속된  $2P$ 개의 복소 심벌들은

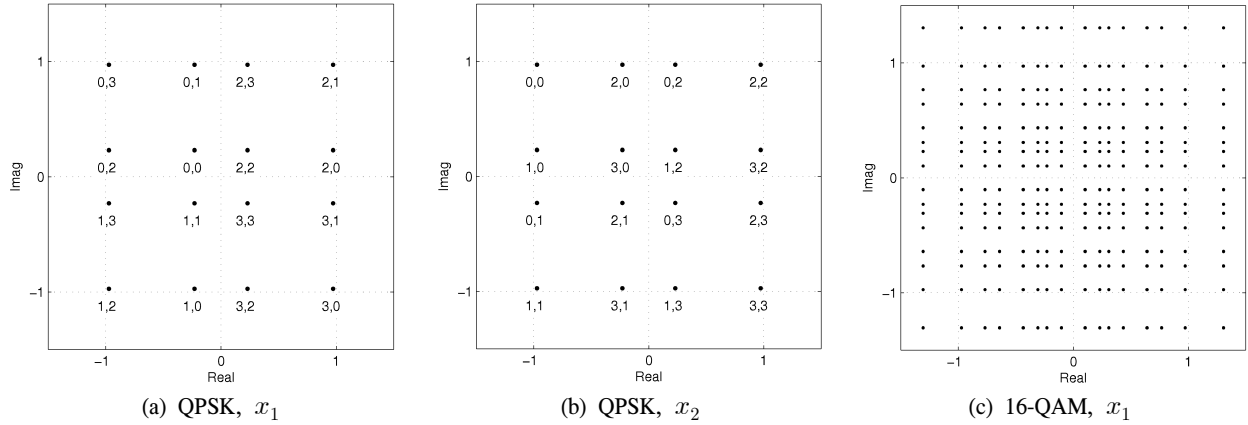


그림 3. 회전 부호 심벌의 성상도  
Fig. 3. Constellation diagram of the rotated symbols

$2 \times P$ -차원 행렬  $S_k$ 로 변환된 후 회전 변환을 거쳐 역시  $2 \times P$ -차원 부호 행렬  $X_k$ 로 변환된다. 이 부호 행렬은 열-우선 방식으로 직렬 변환된 후  $R \times C$  블록 인터리버를 거쳐 송신된다.

#### 2.3.4. 회전 부호 성상도

그림 2에 나타난 송신기의 구조와 같이 QAM 변조 기법을 적용하여 얻은 복소 심벌을 대상으로 식 (1)에 기술된 회전변환을 적용하면 회전 부호화된 심벌을 얻을 수 있다. 그림 3은 이렇게 얻어진 복소 심벌의 성상도를 나타낸 것이다. 이 때 회전 각도는  $\theta_{opt} = 0.5 \tan^{-1}(2) \approx 0.5536$ 을 적용하였다. 그림 3의 (a)와 (b)는 그레이 사상 (Gray Mapping) QPSK 변조기법을 적용한 경우 회전 부호화된 심벌의 성상도이다. 두 개의 QPSK 심벌을 조합하여 얻어진 회전 부호 심벌들은 회전 부호화를 적용하지 않은 16-QAM 심벌과 유사한 것을 알 수 있다. 또한  $x_1$ 의 성상도와  $x_2$ 의 성상도를 비교해 보면  $x_1$ 에서 (0,0)에 해당하는 심벌과 가장 가까운 (2,2), (1,1), (3,3)은  $x_2$ 에서는 가장 멀리 배치되어 있음을 알 수 있다. 또한  $x_1$ 에서 (0,0)에 해당하는 심벌과 그 다음으로 가까운 심벌들인 (0,1) 과 (0,2)에 해당하는 심벌들도  $x_2$ 에서는 멀게 배치되어 있는 것을 관찰할 수 있다. 한편, 그림 3의 (c)에 나타난 16-QAM 변조를 적용한 후 회전 부호화 한 심벌의 성상도는 회전 부호화를 적용하지 않은 256-QAM 심벌의 성상도와 유사하다는 것을 알 수 있다. 일반적으로 심벌들 사이의 최소 거리는 심벌 전송 오류 (Symbol Error Rate; SER)을 결정한다. 따라서 QPSK 변조 후 회전 부호를 적용하여 얻은 심벌들의 성상도가 일반적인 격자형 16-QAM 성상도와

일치하도록 회전 각도를 조절하면 인접 심벌들 사이의 거리가 최대가 될 수 있다. 이 회전 각도는 간단한 기하학적 계산을 통해  $\theta = 0.5 \times \sin^{-1}(0.8) \approx 0.4636$ 이라는 것을 알 수 있다. 그러나 이 회전 각은 평균 심벌 오율과 비례하는 인접 심벌 사이의 거리 곱(product distance)<sup>[1]</sup>의 최소값이  $\theta_{opt}$ 에 해당하는 값보다 크다.

### III. 수신기 구조

#### 3.1. 수신 신호 등가 모델

앞 절에서 제안한 회전부호화 및 BLSAT 구조로 송신된 심벌들이  $M$ 개의 수신 안테나를 통해 지구국 수신기에 도달하면 송신기에서 사용된 것과 동일한 구조의 블록 디인터리버를 통과하게 된다. 이와 같이 블록 디인터리버를 통과한 기저대역 수신 신호 벡터는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y = \sqrt{\gamma} H s_1 + \sqrt{\gamma} G s_2 + w \quad (3)$$

여기서  $TM \times 1$  벡터  $y$ 는  $y = \text{vec}([y_1 y_2 \dots y_{2P+1}])$ 로 정의된다. 연산자  $\text{vec}(A)$ 는  $m \times n$  행렬  $A$ 의 모든 열벡터 들을 세로로 쌓아  $mn \times 1$  벡터를 만들어 준다. 한편,  $T$ 는 전체 신호 전송 구간의 심벌 수이며,  $P$ 는 각 사용자가 전송하는 심벌 쌍의 개수를 나타내고,  $T = 2P + 1$ 의 관계를 갖는다. 또한,  $M \times 1$  벡터  $y_l$ 은 디인터리빙 후  $l$ -번째 심벌 구간에서  $M$ 개의 안테나를 통해 수신된 심벌에 해당한다. 식 (3)에서 각 사용자의 신호대잡음비(Signal-to-Noise Ratio; SNR)는  $\gamma$ 로 나타내었으며, 두 사용자의 평균 SNR

이 동일하다고 가정하였다. 사용자  $u$ 의 심벌 벡터  $\mathbf{s}_u$ 는  $\mathbf{s}_u = [s_{u,1} s_{u,2} \dots s_{u,2P}]^T$ 로 정의되며  $2P \times 1$ 차원 복소 벡터이다. 또한 평균 심벌 전력은  $E[|s_{u,l}|^2] = 1$ 로 주어진다. 채널 페이딩 행렬인  $\mathbf{H}$ 와  $\mathbf{G}$ 는 각각 사용자 1과 2의 심벌 벡터에 대한  $TM \times 2P$  차원의 등가 채널 행렬로 다음과 같이 각각 정의된다.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1 u^T \\ h_2 v^T \\ & h_3 u^T \\ & h_4 v^T \\ & & \ddots \\ & & & h_{2P-1} u^T \\ & & & h_{2P} v^T \\ & & & & 0_{M \times 2} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0_{M \times 2} \\ g_1 u^T \\ g_2 v^T \\ & g_3 u^T \\ & g_4 v^T \\ & & \ddots \\ & & & g_{2P-1} u^T \\ & & & g_{2P} v^T \end{bmatrix}. \quad (5)$$

식 (4)와 식 (5)에서  $M \times 1$  벡터  $h_l$ 과  $g_{l-1}$ 은 디인터리빙 후  $l$ -번째 심벌 구간에서 사용자 1 및 2와  $M$ 개의 수신 안테나 사이의 페이딩 채널 벡터를 나타낸다. 식 (4)와 (5)에서  $u^T$ 와  $v^T$ 는 식 (1)의 회전 변환 행렬의 첫 번째 및 두 번째 행벡터에 해당된다. 마지막으로, 식 (3)의  $TM \times 1$ 차원 잡음 벡터  $\mathbf{w}$ 의 원소는 모두 독립적이며  $CN(0,1)$ 분포를 따른다고 가정한다. 여기서  $CN(\mu, \sigma^2)$ 은 평균이  $\mu$ 이고 분산이  $\sigma^2$ 인 복소 가우시안 분포를 나타낸다.

서로 다른 사용자의 채널 벡터들은 서로 독립적이라고 가정하며, 서로 다른 안테나에서 수신된 페이딩 채널 값들도 서로 독립적이라고 가정한다. 다만, 서로 다른 시간에 얻어진 한 사용자의 송신 안테나와 동일한 수신 안테나 사이의 채널원소들은 불완전한 인터리빙에 의하여 0이 아닌 상관도  $\rho$ 를 나타낼 수 있다고 가정한다. 즉,  $m$ 번째 안테나에서 얻어지는  $2l-1$ 번째 페이딩 채널 원소  $h_{2l-1,m}$ 과  $2l$ 번째 페이딩 채널 원소  $h_{2l,m}$  사이에는 다음과 같은 통계적 관계가 있다고 가정한다<sup>[24]</sup>.

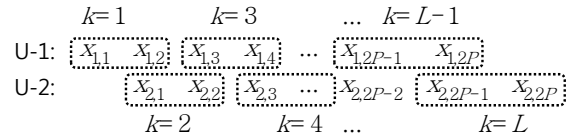


그림 4. PIC-SIC GD 알고리즘의 복호 개념도  
Fig. 4. Decoding Group of PIC-SIC GD

$$\begin{aligned} E[Re(h_{2l-1,m})Re(h_{2l,m})] &= \rho \\ E[Im(h_{2l-1,m})Im(h_{2l,m})] &= \rho \\ E[Re(h_{2l-1,m})Im(h_{2l,m})] &= 0 \\ E[Im(h_{2l-1,m})Re(h_{2l,m})] &= 0 \\ E[h_{2l-1,m}h_{2l,m}^*] &= 2\rho \end{aligned} \quad (6)$$

위 식에서 상관도  $\rho$ 는 일반적인 제이크 레일레이 페이딩 채널 모델에서  $J_0(2\pi f_d RT_{\text{sym}})$ 으로 주어지며,  $f_d$ 는 도플러 주파수를 나타낸다. 여기서  $R$ 은 2.3.2절에서 설계한 블록 인터리버의 행의 개수이며,  $T_{\text{sym}}$ 은 심벌 구간의 길이로,  $RT_{\text{sym}}$ 은  $2l-1$ 번째 페이딩 채널 계수  $h_{2l-1,m}$ 와  $2l$ 번째 페이딩 채널 계수  $h_{2l,m}$ 에 해당하는 시간 간격을 나타낸다.

식 (3)에 나타낸 수신 신호 모델은 다음과 같은 등가 모델로 변형하여 표현할 수 있다.

$$\mathbf{y} = \sqrt{\gamma} \sum_{p=1}^P \mathbf{H}_p \mathbf{s}_1(p) + \sqrt{\gamma} \sum_{p=1}^P \mathbf{G}_p \mathbf{s}_2(p) + \mathbf{w} \quad (7)$$

위 식에서  $\mathbf{H}_p$ 와  $\mathbf{G}_p$ 는 식 (4)와 식 (5)에 나타낸 등가 채널 행렬의  $p$ 번째 열 블록 부행렬에 해당되며  $TM \times 2$ 차원을 갖는 행렬이다. 또,  $\mathbf{s}_u(p)$ 는  $u$ 번째 사용자의  $p$ 번째 심벌 쌍을 나타내며  $\mathbf{s}_u(p) = [s_{u,2p-1}, s_{u,2p}]^T$ 로 정의되는  $2 \times 1$ 복소 심벌 벡터이다. 또한, 식 (7)은 다음과 같이 PIC-SIC 수신 기법을 설명하기 편리한 등가 모델로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{y} = \sqrt{\gamma} \sum_{k=1}^L \mathbf{H}_e(k) \mathbf{s}(k) + \mathbf{w} \quad (8)$$

여기서  $L=2P$ 는 SIC 수신기에서 총 계층(layer) 수에 해당되며  $k$ 은 계층 지수(layer index)를 나타낸다. 등가채널  $\mathbf{H}_e(k)$ 는  $k$ 가 홀수일 때는  $\mathbf{H}_{(k+1)/2}$ 를 나타내며,  $k$ 가 짝수일 때는  $\mathbf{G}_{k/2}$ 를 나타낸다. 마찬가지로,  $\mathbf{s}(k)$ 은  $k$ 가 홀수 및 짝수인 경우 각각  $\mathbf{s}_1((k+1)/2)$  및  $\mathbf{s}_2(k/2)$ 를 나타낸다.

### 3.2. PIC-SIC 그룹 복호 알고리즘

식 (8)의 수신신호 모델에 대하여 PIC-SIC 그룹 복호 알고리즘<sup>13,6)</sup>은 다음과 같이 동작한다.

[알고리즘 1] PIC-SIC GD 알고리즘

1단계: $k := 1, \mathbf{y}(k) := \mathbf{y}$
2단계: $\hat{\mathbf{s}}(k) := \text{PICGD}\{\mathbf{y}(k)\}$
3단계: $\mathbf{y}(k+1) := \mathbf{y}(k) - \sqrt{\gamma} \mathbf{H}_e(k) \hat{\mathbf{s}}(k)$
4단계: $k := k+1$
5단계: 만약 $k \leq L$ 이면, 2단계를 실행

그림 4는 PIC-SIC GD 알고리즘에 의한 복호 개념을 나타낸 것이다. 이 개념은 D-BLAST 시스템의 복호를 위한 SIC 알고리즘과 동일하다. 즉, 계층 지수  $k$ 를 순차적으로 증가시키며 복호를 수행하고 연속적으로 간섭을 제거하여 다음 계층의 복호를 용이하게 하는 구조를 나타내고 있다. 이 구조에서는 이전 계층에 대한 복호가 완벽하게 이루어지는 경우, 각 복호 단계에서 회전 부호 심벌 쌍 가운데 첫 번째 부호 심벌은 다른 심벌에 의한 간섭 신호의 영향을 받지 않으며, 두 번째 부호 심벌만 아직 복호되지 않는 다음 계층의 심벌에 의해 발생하는 간섭 신호의 영향을 받는다는 것을 알 수 있다. 위에 기술한 PIC-SIC GD 알고리즘은 2단계에서 부분간섭제거 그룹복호(PIC-GD) 알고리즘을 이용한다. 우선,  $1 \sim (k-1)$ 계층의 심벌 벡터들이 오류 없이 추정되었다고 가정하자. 알고리즘 1의 3단계에서 이미 추정된 계층에 대한 간섭 신호를 제거하기 때문에,  $k$ 번째 PIC-GD 복호기에 입력되는 수신 벡터  $\mathbf{y}(k)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{y}(k) = \sqrt{\gamma} \mathbf{H}_e(k) \mathbf{s}(k) + \sqrt{\gamma} \sum_{l=k+1}^L \mathbf{H}_e(l) \mathbf{s}(l) + \mathbf{w}(k) \quad (9)$$

PIC-SIC의  $k$ -계층에서 아직 복호되지 않은 심벌 벡터들은  $\mathbf{y}_1 \sim \mathbf{y}_{k-1}$ 과 아무 연관이 없으므로 수신 벡터  $\mathbf{y}(k)$ 는 이 벡터 성분들을 수식에서 제거하여 차원을 낮춘다고 가정하자. 이제 PIC-SIC의  $k$ -계층에서 수신 벡터  $\mathbf{y}(k)$ 는  $M(T-k+1) \times 1$  차원을 갖게 된다. 또한 PIC-SIC의  $k$ -계층에서의 등가채널들도 모두 처음  $M(k-1)$ 행들을 제거하여 나타내기로 한다. 따라서 식 (8)에서 사용된 PIC-SIC 이전의 등가채널  $\mathbf{H}_e(k)$ 와 식 (9)에서 사용된 PIC-SIC  $k$ -계층의 복호에 적용되는 등가채널  $\mathbf{H}_e(k)$ 의 차원은 각각  $MT \times 2$  및

$M(T-k+1) \times 2$ 로 서로 다르다. 그렇지만 제거된 행들은 모두 0-원소를 갖는 행들이므로 또 다른 심벌 표기로 인한 복잡성을 피하기 위해 같은 심벌로 나타내기로 한다.

식 (9)의 오른 쪽 첫 번째 항은  $k$ 번째 심벌 벡터에 대한 신호 성분이며, 두 번째 항은 간섭 신호 성분이고, 마지막 항은 잡음신호 성분이다. PIC-GD 복호기는  $k$ 번째 계층의 심벌 벡터  $\mathbf{s}(k)$ 를 추정하기 위하여, 두 번째 항의 간섭신호 성분을 완전히 제거 한 후 ML 기법을 적용한다. 간섭신호를 모두 제거하기 위해서는 두 번째 항에 있는 모든 등가 채널들에 의해 생성되는 부 벡터 공간과 직교하는 부 벡터 공간으로 식 (9)의 수신 벡터를 투사하면 된다<sup>13)17)</sup>. 이를 위한  $M_k \times M_k$ , 차원의 투사 행렬  $\mathbf{P}_e(k)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다<sup>13)</sup>. 여기서  $M_k = M(T-k+1)$ 이다.

$$\mathbf{P}_e(k) = \mathbf{I} - \mathbf{P}_e^c(k) [\mathbf{P}_e^c(k)]^\dagger \quad (10)$$

위 식에서  $\mathbf{I}$ 는 등가 행렬(identity matrix)이며,  $M(T-k+1) \times 2(L-k)$  차원의  $\mathbf{P}_e^c(k)$ 는 식 (9)의 등가 채널 행렬들 가운데  $k$ -번째 등가채널 행렬을 제외한 모든 행렬들을 다음과 같이 배치하여 얻는다.

$$\mathbf{P}_e^c(k) = [\mathbf{H}_e(k+1) \mathbf{H}_e(k+2) \dots \mathbf{H}_e(L)] \quad (11)$$

식 (10)에 사용된  $\mathbf{A}^\dagger$  연산자는 의사 역행렬(pseudo inverse)로  $\mathbf{A}^\dagger = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H$ 로 정의되며,  $\mathbf{A}^H$ 는 행렬  $\mathbf{A}$ 의 공액 전치 행렬(conjugate transpose)을 나타낸다. 식 (9)의 양쪽에 식 (10)에서 구한 투사 행렬을 곱하면 다음과 같이 간섭이 제거된 식으로 나타낼 수 있다<sup>13)</sup>.

$$\mathbf{P}_e(k) \mathbf{y}(k) = \sqrt{\gamma} \mathbf{P}_e(k) \mathbf{H}_e(k) \mathbf{s}(k) + \mathbf{P}_e(k) \mathbf{w} \quad (12)$$

위 식 (12)를 이용하면 PIC-GD 알고리즘<sup>13)</sup>을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

[알고리즘 2] PIC-GD 알고리즘

$\  \mathbf{P}_e(k) \mathbf{y}(k) - \sqrt{\gamma} \mathbf{P}_e(k) \mathbf{H}_e(k) \mathbf{s}(k) \ $ 를 최소화 시키는 $\mathbf{s}(k)$ 를 ML 복호 기법을 이용하여 구한다.
---

한편, 식 (12)를 이용한 PIC-GD는 유사 역행렬  $[P_e^c(k)]^\dagger$  을 구하기 위하여  $2(L-k) \times 2(L-k)$  역행렬을 계산하여야하기 때문에 복호기 구현이 용이하지 않다. 따라서 식 (11)의  $P_e^c(k)$ 를 구성하는 요소 등가 채널 가운데  $H_e(k)$ 와 직교하는 특징을 갖는 등가 채널들을  $P_e^c(k)$ 에서 제외하여 투사 행렬  $P_e(k)$ 를 단순화시킬 필요가 있다. 식 (4)와 식 (5)를 관찰해 보면 서로 다른  $H_i$ 와  $H_j$ 는 모두 직교하며, 서로 다른  $G_i$ 와  $G_j$ 도 모두 직교한다는 것을 알 수 있다. 사실 첫 번째 등가 채널 열-행렬인  $H_1$ 과 직교하지 않는 등가 채널 역행렬은  $G_1$ 이 유일하다. 따라서 식 (8)에 표현된  $H_e(k)$ 의 정의를 고려할 때, 식 (11)의  $P_e^c(k)$ 를 구성하는 요소 등가 채널 가운데  $H_e(k)$ 와 직교하지 않는 유일한 등가 채널은  $H_e(k+1)$ 밖에 없다. 이제 PIC-GD를 위한 투사 행렬  $P_e(k)$ 는 다음과 같이 단순화 하여 나타낼 수 있다.

$$P_e(k) = I - H_e(k+1) [H_e(k+1)]^\dagger \quad (13)$$

위 식에서  $H_e(k+1)$ 은 식 (4), 식 (5) 및 식 (7)을 고려할 때  $k$ 가 홀수 또는 짝수 값을 갖는 경우에 대하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M \times 2} \\ \mathbf{g}_k u^T \\ \mathbf{g}_{k+1} v^T \\ \mathbf{0}_{q \times 2} \end{bmatrix}, \text{ or } \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M \times 2} \\ \mathbf{h}_{k+1} u^T \\ \mathbf{h}_{k+2} v^T \\ \mathbf{0}_{q \times 2} \end{bmatrix}. \quad (14)$$

위 식에서  $q$ 는  $M(T-k-2)$ 로 주어진다. 식 (14)로 주어지는  $H_e(k+1)$ 을 이용하여 유사 역행렬  $[H_e(k+1)]^\dagger = [H_e^H(k+1) H_e(k+1)]^{-1} H_e^H(k+1)$ 을 구하기 위해서는  $(\cdot)^{-1}$ 항에 있는  $\Sigma(k+1) = H_e^H(k+1) H_e(k+1)$ 를 구하여야 한다. 이 값은  $k$

가 홀수 값을 갖는 경우에는

$$\Sigma(k+1) = \|\mathbf{g}_k\|^2 U + \|\mathbf{g}_{k+1}\|^2 V, \quad (15)$$

또 짝수 값을 갖는 경우에는

$$\Sigma(k+1) = \|\mathbf{h}_{k+1}\|^2 U + \|\mathbf{h}_{k+2}\|^2 V \quad (16)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 위 식 (15)와 식 (16)에서  $U$ 와  $V$ 는 각각  $\mathbf{u}\mathbf{u}^T$  및  $\mathbf{v}\mathbf{v}^T$ 으로 정의되는  $2 \times 2$  행렬이며  $\|\mathbf{a}\|^2 = \mathbf{a}^H \mathbf{a} = \sum_i |a_i|^2$ 로 정의된다. 한편  $2 \times 2$  행렬  $\Sigma(k+1)$ 의 역행렬을 구하여 정리하면  $k$ 가 홀수 값을 갖는 경우에는

$$\Sigma^{-1}(k+1) = \frac{1}{\|\mathbf{g}_k\|^2} U + \frac{1}{\|\mathbf{g}_{k+1}\|^2} V, \quad (17)$$

또 짝수 값을 갖는 경우에는

$$\Sigma^{-1}(k+1) = \frac{1}{\|\mathbf{h}_{k+1}\|^2} U + \frac{1}{\|\mathbf{h}_{k+2}\|^2} V \quad (18)$$

로 나타낼 수 있다. 이제 식 (14)와 식 (17) 및 식 (18)을 식 (13)에 대입하여  $k$ -계층에서의 PIC-GD를 위한 투사 행렬  $P_e(k)$ 를 구하면 이 쪽의 맨 아래에 나타난 식 (19)와 식 (20)과 같이 블록 대각선 행렬로 나타낼 수 있다.

이제 PIC-GD를 적용하기 위하여 투사 행렬  $P_e(k)$ 를 구하였으므로, 식 (12)에 대입하면 된다. 먼저 식 (12)에 나타난  $H_e(k)$ 를 식 (4), 식 (5) 및 식 (7)을 고려하여 계층 지수  $k$ 가 홀수 또는 짝수 값인 경우에 대하여 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{h}_k u^T \\ \mathbf{h}_{k+1} v^T \\ \mathbf{0}_{q' \times 2} \end{bmatrix}, \text{ or } \begin{bmatrix} \mathbf{g}_{k-1} u^T \\ \mathbf{g}_k v^T \\ \mathbf{0}_{q' \times 2} \end{bmatrix}. \quad (21)$$

위 식에서  $q'$ 은  $M(T-k-1)$ 로 주어진다. 식 (20)

$$P_e(k) = \text{diag} \left( \mathbf{I}_{M \times M}, \mathbf{I}_{M \times M} - \frac{1}{\|\mathbf{g}_k\|^2} \mathbf{g}_k \mathbf{g}_k^H, \mathbf{I}_{M \times M} - \frac{1}{\|\mathbf{g}_{k+1}\|^2} \mathbf{g}_{k+1} \mathbf{g}_{k+1}^H, \mathbf{I}_{q \times q} \right), \text{ for odd } k \quad (19)$$

$$P_e(k) = \text{diag} \left( \mathbf{I}_{M \times M}, \mathbf{I}_{M \times M} - \frac{1}{\|\mathbf{h}_{k+1}\|^2} \mathbf{h}_{k+1} \mathbf{h}_{k+1}^H, \mathbf{I}_{M \times M} - \frac{1}{\|\mathbf{h}_{k+2}\|^2} \mathbf{h}_{k+2} \mathbf{h}_{k+2}^H, \mathbf{I}_{q \times q} \right), \text{ otherwise.} \quad (20)$$



으로 주어지는 투사 행렬  $\mathbf{P}_e(k)$ 와 식 (21)로 주어지는 등가채널 행렬  $\mathbf{H}_e(k)$ 를 식 (12)에 나타낸 PIC-GD 연산식에 대입하면 계층 지수  $k$ 가 홀수인 경우에는

$$\mathbf{P}_e(k) \mathbf{y}(k) = \sqrt{\gamma} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_k \mathbf{u}^T \\ \tilde{\mathbf{h}}_{k+1} \mathbf{v}^T \\ \mathbf{0}_{q' \times 2} \end{bmatrix} \mathbf{s}(k) + \mathbf{P}_e(k) \mathbf{w}, \quad (22)$$

또  $k$ 가 짝수인 경우에는

$$\mathbf{P}_e(k) \mathbf{y}(k) = \sqrt{\gamma} \begin{bmatrix} \mathbf{g}_{k-1} \mathbf{u}^T \\ \tilde{\mathbf{g}}_k \mathbf{v}^T \\ \mathbf{0}_{q' \times 2} \end{bmatrix} \mathbf{s}(k) + \mathbf{P}_e(k) \mathbf{w} \quad (23)$$

으로 나타낼 수 있다. 식 (22)에서  $\tilde{\mathbf{h}}_{k+1}$ 은  $\mathbf{h}_{k+1} - \langle \mathbf{g}_k, \mathbf{h}_{k+1} \rangle \mathbf{g}_k / \|\mathbf{g}_k\|^2$ 으로 정의되고, 식 (23)에서  $\tilde{\mathbf{g}}_k$ 은  $\mathbf{g}_k - \langle \mathbf{h}_{k+1}, \mathbf{g}_k \rangle \mathbf{h}_{k+1} / \|\mathbf{h}_{k+1}\|^2$ 으로 정의된다. 여기서  $\langle \mathbf{a}, \mathbf{b} \rangle$ 는 벡터  $\mathbf{a}$ 와 벡터  $\mathbf{b}$ 의 내적(inner product)으로  $\langle \mathbf{a}, \mathbf{b} \rangle = \mathbf{a}^H \mathbf{b}$ 로 정의된다. 식 (22)와 식 (23)에서  $2 \times 1$ 복소 심벌 벡터  $\mathbf{s}(k)$ 앞에 곱해지는  $\mathbf{P}_e(k) \mathbf{H}_e(k)$ 는 처음  $2M$  행을 제외하고는 모두 0의 값을 갖기 때문에 PIC-GD 알고리즘을 적용할 때 식 (22)와 식 (23)의 왼쪽항인  $\mathbf{P}_e(k) \mathbf{y}(k)$ 도 처음  $2M$ 행만 이용하면 된다. 따라서 다음과 같이 식 (22)와 식 (23)을  $2M$ 차원의 식으로 나타내는 것이 편리하다.

$$\mathbf{z}(k) = \sqrt{\gamma} \mathbf{H}_z(k) \mathbf{s}(k) + \boldsymbol{\eta}_z(k), \quad (24)$$

위 식에서  $\mathbf{z}(k)$ 와  $\mathbf{H}_z(k)$ 는 각각  $\mathbf{P}_e(k) \mathbf{y}(k)$  및  $\mathbf{P}_e(k) \mathbf{H}_e(k)$ 의 처음  $2M$ 행으로 이루어진 행렬로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{z}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1(k) \\ \tilde{\mathbf{y}}_2(k) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_z(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_k \mathbf{u}^T \\ \tilde{\mathbf{h}}_{k+1} \mathbf{v}^T \end{bmatrix}, \quad \text{또는} \quad \begin{bmatrix} \mathbf{g}_{k-1} \mathbf{u}^T \\ \tilde{\mathbf{g}}_k \mathbf{v}^T \end{bmatrix}. \quad (25)$$

여기에서  $\mathbf{y}_1(k)$ 는 PIC-SIC의  $k$ -계층에서 PIC-GD 복호기의 입력으로 사용되는  $\mathbf{y}(k)$ 의 첫 번째  $M$ 행이며,  $\tilde{\mathbf{y}}_2(k)$ 는  $\mathbf{y}(k)$ 의 두 번째  $M$ 행에서 간섭 제거를 위해  $k$ 가 홀수인 경우에는  $\mathbf{g}_k$  성분을, 짝수

인 경우에는  $\mathbf{h}_{k+1}$  성분을 제거한 것이다. 구체적으로는  $k$ 가 홀수인 경우에는

$$\tilde{\mathbf{y}}_2(k) = \mathbf{y}_2(k) - \langle \mathbf{g}_k, \mathbf{y}_2(k) \rangle \mathbf{g}_k / \|\mathbf{g}_k\|^2,$$

$k$ 가 짝수인 경우에는

$$\tilde{\mathbf{y}}_2(k) = \mathbf{y}_2(k) - \langle \mathbf{h}_{k+1}, \mathbf{y}_2(k) \rangle \mathbf{h}_{k+1} / \|\mathbf{h}_{k+1}\|^2$$

으로 표현된다. 한편, 식 (24)의  $\boldsymbol{\eta}_z(k)$ 도  $\mathbf{z}(k)$ 와 유사한 방법으로 나타낼 수 있다.

이제 식 (24)를 이용하여 복잡도가 감소된 PIC-GD 알고리즘을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

[알고리즘 3] 저 복잡도의 PIC-GD 알고리즘

$\|\mathbf{z}(k) - \sqrt{\gamma} \mathbf{H}_z(k) \mathbf{s}(k)\|$ 를 최소화 시키는  $\mathbf{s}(k)$ 를 ML 복호기를 이용하여 구한다.

식 (24)를 이용한 PIC-GD 알고리즘은 복잡한 역행렬 계산이 필요 없으며,  $k$ -계층의 심벌 벡터를 추정하기 위하여 디인터리빙 후 얻어진  $k$  번째 및  $k+1$  번째 수신 심벌 벡터만을 이용한다. 한편 식 (22) 및 식 (23), 그리고 식 (25)의  $\tilde{\mathbf{h}}_{k+1}$ ,  $\tilde{\mathbf{g}}_k$  및  $\tilde{\mathbf{y}}_2(k)$ 는 PIC-GD 기법이 그림 4에 나타낸 특정 계층의 심벌 쌍을 복구하기 위하여 간섭이 발생하는 해당 사용자의 채널 벡터로부터 다른 사용자로부터의 채널 벡터 성분을 제거하는 구조로 이루어져 있다는 것을 나타낸다. 그림 5는 계층 지수  $k$ 가 홀수인 경우의  $\tilde{\mathbf{h}}_{k+1}$ 를 기하학적으로 표현한 것이다. 그림에서  $\mathbf{h}_{k+1}$ 과  $\mathbf{g}_k$ 는 각각 사용자 1 및 사용자 2의 송신 안테나로부터 전송된 심벌들이  $M$ 개의 수신 안테나에 도착할 때 겪는 페이딩 벡터로  $M \times 1$ 차원 복소 벡터 공간의 어느 한 벡터로 표현된다. 그림 5에 나타낸 것과  $\tilde{\mathbf{h}}_{k+1}$ 은 간섭을 발생시키는  $\mathbf{g}_k$ 와 직교한다. 이렇게 간섭을 제거하는 과정에서 PIC-GD는 복호하고자 하는 심벌의 수신 전력을 일부 잃게 된다. 즉  $\|\tilde{\mathbf{h}}_{k+1}\|^2$ 는 언제나  $\|\mathbf{h}_{k+1}\|^2$ 보다 작거나 같다. 구체적으로는 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$E[\|\tilde{\mathbf{h}}_{k+1}\|^2] = E[\|\mathbf{h}_{k+1}\|^2] - 1 = M - 1 \quad (26)$$

### 3.3. PIC-SIC 그룹 복호 알고리즘의 성능

앞에서 구한 PIC-SIC 그룹 복호기의 성능은 다음과 같다.

[정리 1] PIC-SIC GD 알고리즘의 BER 성능 : 알고리즘 1 및 알고리즘 3에 의하여 동작하는 PIC-SIC GD 복호기를 이용하여 모두  $L(=2P)$  계층의 심벌 쌍을 복호할 때, 심벌 오류 전파가 없다고 가정할 경우 PIC-SIC GD 복호기에 의한 처음  $L-1$  계층의 심벌 쌍에 대한 심벌오율 성능은  $2 \times 3$  RL-STBC를 PIC-GD 기법으로 복호한 성능과 동일하며, 마지막  $L$  계층의 심벌 쌍에 대한 SER 성능은  $2 \times 3$  RL-STBC를 PIC-SIC 기법으로 복호한 성능과 동일하다.

참고문헌<sup>[13]</sup>에서 제안한  $2 \times 3$  RL-STBC 기법을 한 사용자가 2 개의 송신 안테나를 사용하여 3 심벌 구간 동안 4개의 심벌을 다음과 같이 전송하여 부호율 4/3을 얻는 시공간부호화 기법으로, PIC-GD 를 이용할 경우  $2M$ 의 다이버시티 이득을 얻는다는 것이 증명되어 있다.

$$\begin{bmatrix} x_1 & x_3 & 0 \\ 0 & x_2 & x_4 \end{bmatrix} \quad (27)$$

위 식에서 각 부호 심벌은 식 (1)과 동일한 방법으로 다음과 같이 회전 부호화를 통해 얻어진다.

$$\begin{bmatrix} x_1 & x_3 \\ x_2 & x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c & -s \\ s & c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_3 \\ s_2 & s_4 \end{bmatrix} = \mathbf{R} [s_1 \ s_2] \quad (28)$$

각 송신 안테나로부터  $M$ 개의 수신 안테나로 전송되는 심벌이 겪는 페이딩은 3 심벌 구간 동안 변하지 않는다고 가정한다<sup>[13]</sup>. 이 경우 수신 심벌들은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} y_1 &= \sqrt{\gamma} h_1 x_1 + w_1 \\ y_2 &= \sqrt{\gamma} g_1 x_2 + \sqrt{\gamma} h_1 x_3 + w_2 \\ y_3 &= \sqrt{\gamma} g_1 x_4 + w_3 \end{aligned} \quad (29)$$

식 (3)과 같은 방법으로 등가 채널을 이용하여

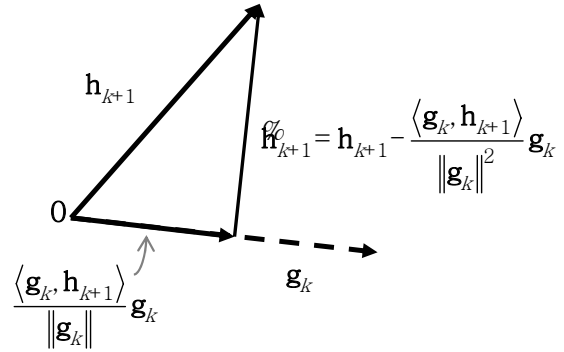


그림 5. PIC-GD 알고리즘의 간섭 제거 개념도  
Fig. 5. Interference cancellation in PIC-GD

식 (29)를 다시 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y &= \sqrt{\gamma} \mathbf{H} s_1 + \sqrt{\gamma} \mathbf{G} s_2 + w \\ &= \sqrt{\gamma} \begin{bmatrix} h_1 u^T \\ g_1 v^T \\ \mathbf{0}_{M \times 2} \end{bmatrix} s_1 + \sqrt{\gamma} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M \times 2} \\ h_1 u^T \\ g_1 v^T \end{bmatrix} s_2 + w \end{aligned} \quad (30)$$

식 (13) ~ 식 (23)을 이용하여 식 (30)으로 나타낸  $2 \times 3$  RL-STBC를 복호하기 위한 PIC-GD 수식을 정리하면 맨 아래에 나타낸 식 (31) 및 식 (32)와 같이 나타낼 수 있다.

식 (31)에서  $h_1 \rightarrow h_k, g_1 \rightarrow h_{k+1}, h_2 \rightarrow g_k$ 로 치환하면 식 (24)에서 계층 지수  $k$ 가 홀수일 때와 일치하며, 식 (32)에서  $h_2 \rightarrow g_k, g_1 \rightarrow h_{k+1}, g_2 \rightarrow g_{k-1}$ 로 치환하면 식 (24)에서 계층 지수  $k$ 가 짝수일 때와 일치하게 된다. 한편 계층 지수  $k$ 가  $L$ 이면, 즉 마지막 계층을 복호할 때는 모든 간섭 신호가 제거 된 경우로,  $2 \times 3$  RL-STBC를 PIC-SIC로 복호할 때와 동일한 상황이 된다. 따라서 오류 전파가 발생하지 않는다고 가정하면 알고리즘 1의 PIC-SIC GD의 성능은 계층 지수  $k$ 가  $1 \sim (L-1)$ 인 경우는  $2 \times 3$  RL-STBC를 PIC-GD로 복호할 때의 성능과 같고, 계층 지수  $k$ 가  $L$ 인 경우는  $2 \times 3$  RL-STBC를 PIC-SIC GD로 복호할 때의 성능과 같다.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 - \frac{\langle h_2, y_2 \rangle}{\|h_2\|^2} h_2 \end{bmatrix} = \sqrt{\gamma} \begin{bmatrix} h_1 u^T \\ \left( g_1 - \frac{\langle h_2, g_1 \rangle}{\|h_2\|^2} h_2 \right) v^T \end{bmatrix} s_1 + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 - \frac{\langle h_2, w_2 \rangle}{\|h_2\|^2} h_2 \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$\begin{bmatrix} y_2 - \frac{\langle h_2, y_2 \rangle}{\|h_2\|^2} h_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \sqrt{\gamma} \begin{bmatrix} \left( h_2 - \frac{\langle g_1, h_2 \rangle}{\|g_1\|^2} g_1 \right) u^T \\ g_2 v^T \end{bmatrix} s_2 + \begin{bmatrix} w_2 - \frac{\langle g_1, w_2 \rangle}{\|g_1\|^2} g_1 \\ w_3 \end{bmatrix} \quad (32)$$

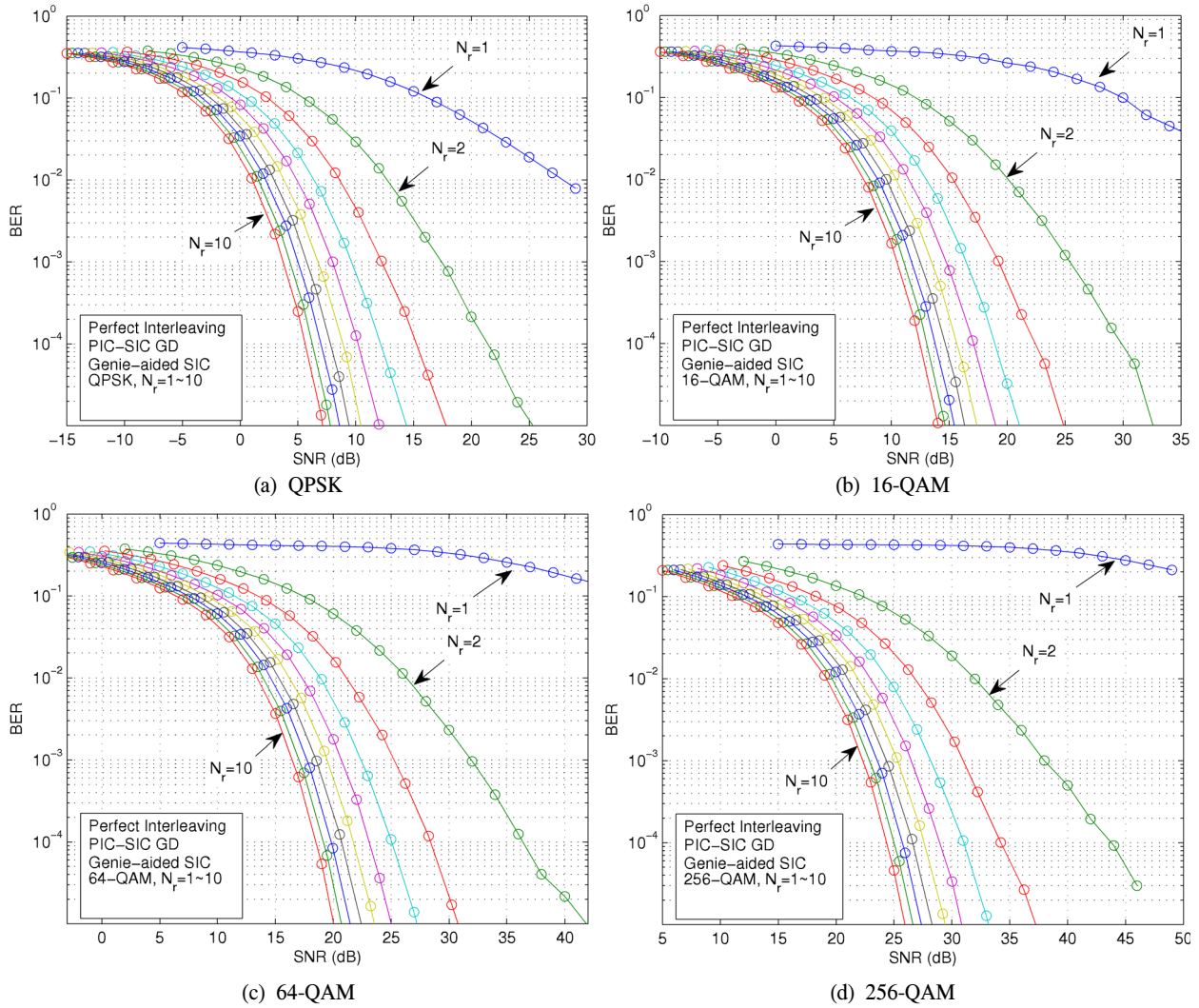


그림 6. 오류 전파가 없는 경우를 가정한(GA: Genie-Aided) PIC-SIC GD 알고리즘의 성능 (완전한 인터리빙을 가정하여 모든 채널 페이딩 계수들이 독립적이라고 가정)

Fig. 6. BER performances of genie-aided PIC-SIC GD over independent fading channels

#### IV. 모의실험 결과

본 논문에서 제시하는 기법의 BER 성능을 주파수 비 선택적(frequency flat) 레일레이 페이딩 환경에서 모의실험을 통해 고찰하였다. 변복조 기법은 그레이 사상(Gray Mapping)을 적용한 정방형(Square) QAM 기법을 적용하였으며, QPSK, 16-QAM, 64-QAM 및 256-QAM을 대상으로 모의 실험을 진행하였다. 또한, 각 사용자가  $P=10$  계층을 사용하여 20심벌을  $T=21$  심벌 구간동안 전송하도록 하였다. 이 경우 한 사용자의 전송 부호율은  $R_u = 20/21$ 이 된다. 또한 심벌 회전 각도는 문헌에서 널리 사용되는  $\theta_{opt} = 0.5 \times \tan^{-1}(2)$  값을 이용하였다. 한편, 수신 안테나 개수는 1~10으로 변화시키며 모의실험을 진행하였고 그래프에서는  $N_r$ 로 나

타내었다.

그림 6은 오류전파가 없는 경우 알고리즘 1과 3을 적용한 PIC-SIC GD 복호기의 BER 성능을 나타낸다. 완벽한 인터리빙을 가정하였기 때문에 서로 다른 시간에 전송되는 회전부호 심벌들은 서로 독립적인 페이딩을 경험하게 된다. 그림 6에 나타난 BER은 모든 사용자와 모든 계층의 심벌들에 대한 평균 BER을 나타낸다. 모의실험에서는 모두  $10^7$ 비트를 전송하여 평균 BER을 구하였다. 수신 안테나 수는 1~10의 범위에서 모의실험을 진행 하였다. 수신 안테나 수( $M$  또는  $N_r$ )가 증가하게 되면 다이버시티 이득과 함께 어레이 이득(array gain)을 함께 얻게 된다. 이러한 어레이 이득의 효과를 관찰하기 위해 안테나 수가 증가하게 되면 다음과 같이 모의실험을 위한 SNR 값을 변화 시켰다.

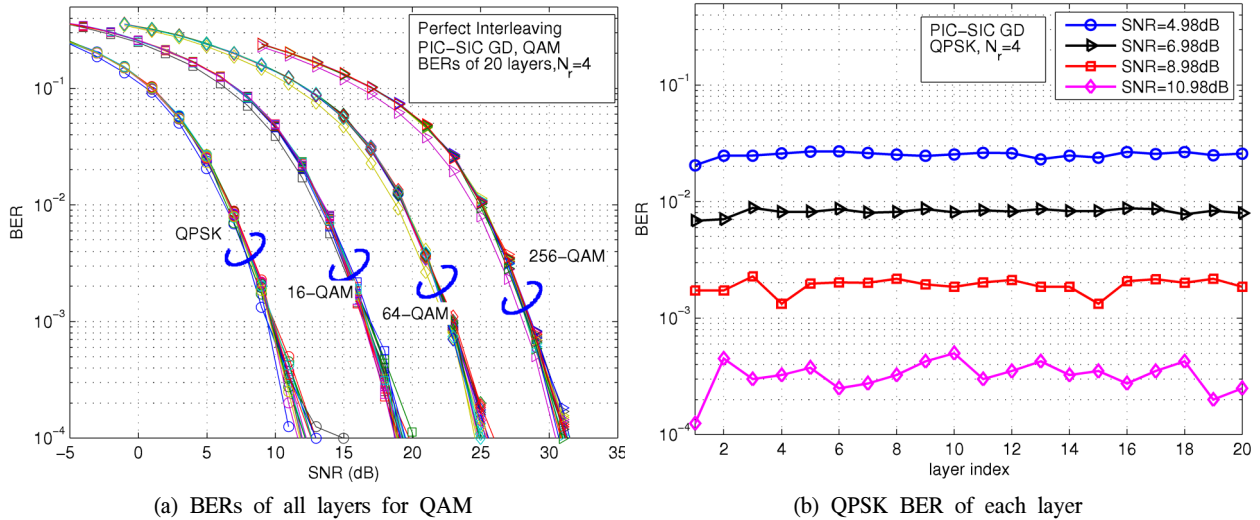


그림 7. 오류 전파가 발생하는 경우 제안하는 기법을 PIC-SIC GD로 복호할 경우의 QAM BER 성능  
 Fig. 7. BER performances of four different QAM schemes with error propagation at PIC-SIC GD detector

$$\gamma_{dB}(M) = \gamma_{dB}(1) - 10 \times \log_{10}(M) \quad (33)$$

이렇게 수신 안테나 개수에 따라 모의실험을 위한 SNR을 변화 시키게 되면 그림 6에서 관찰할 수 있는 것과 같이, 서로 다른 안테나의 BER 곡선을 관찰할 때 같은 순서 (예를 들어 왼쪽부터 10번째 SNR)의 원형 마커에 해당하는 BER 값을 비교하면 어레이 이득을 제외하고 순수하게 다이버시티 이득에 의해 BER이 변화하는 것을 관찰하기 쉽다. 그림 6에 나타나 있는 것처럼 같은 순서의 마커들이 안테나 개수가 증가함에 따라 그리는 궤적은 오른쪽 위에서 왼쪽 아래 방향으로 곡선을 그리게 된다. 이 궤적의 기울기는 BER이 낮은 영역, 즉 SNR이 높은 영역에서 그리는 영역에서 더 심해진다. 이를 관찰할 수 있다. 식 (26)에서 살펴본 것과 같이 PIC-GD는 기본적으로 간섭 완전 제거(interference nulling, zero forcing) 기법 가운데 하나이며, 불가피하게 채널에 존재하는 최대 이득을 희생할 수밖에 없으며, 그 평균 손실은 1개의 안테나를 통해 얻을 수 있는 페이딩의 평균 전력에 해당한다. 따라서 수신 안테나의 수가 1인 경우에는 시간 다이버시티 2의 BER 특징이 나타나지 않고 SNR이 10dB 증가할 때 BER이 1/10로 감소되는 다이버시티 1의 특징을 나타내는 것을 그림 6에서 관찰할 수 있다.

그림 7은 PIC-SIC에서 오류 전파가 발생하는 경우의 모의실험 결과를 나타낸 것이다. 계층 지수  $k=1$ 인 경우는 처음으로 PIC-GD를 수행하기 때문에 이전 계층의 복호 오류에 의한 불완전한 간섭 제거 현상이 발생하지 않는다. 따라서 BER이 가장

낮을 것으로 예상되었다. 그러나 계층 지수  $k$ 가 증가할수록 이전 계층의 복호 오류에 의하여 불완전한 간섭 제거가 발생하므로 어느 정도의 BER 성능 열화가 예상되었다. 그림 7의 (a)는 QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM의 경우 수신 안테나 개수가  $M=4$ 일 때 모든 계층의 BER을 나타낸 것이다. 여러 계층에 해당하는 BER 곡선들은 약간의 SNR 열화를 나타내기는 하지만 거의 모든 영역에서 동일한 다이버시티 이득을 보여주고 있는 것을 관찰할 수 있다. 이러한 현상은 참고문헌<sup>[9]</sup>에서도 유사하게 관찰되었다. 그림 7에 나타낸 모의실험 결과를 고찰해 보면 오류 전파가 발생하더라도 BER 성능이 크게 열화 되지 않는다는 것을 알 수 있다. 그림 7의 (b)는 (a)에서 얻은 이러한 관찰 결과를 QPSK 경우에 대하여 구체적으로 확인시켜준다. 그림 7의 (b)는 QPSK 변복조를 적용할 경우 서로 다른 4개의 SNR에 대하여 각 계층별 BER이 어떻게 변화하는지를 나타내고 있다. 대부분의 경우 계층 지수  $k$ 가 증가할수록 BER이 약간 증가하는 것을 알 수 있다. 그러나 특이한 것은 계층 지수가  $k=2 \sim 20$ 으로 변화하여도 거의 동일한 BER을 유지한다는 것이다. 즉 BER이 계층 지수가 증가함에 따라 단조 증가하는 현상이 발생하지 않는다는 것을 알 수 있다. 따라서 큰 값의  $P$  또는  $T$  를 이용하여도 성능 저하 없이 최대 부호 전송률인  $R_u=2$  를 얻을 수 있다는 결론을 얻을 수 있다. 그림 7의 (a)를 관찰해 보면 이러한 현상은 16-QAM, 64-QAM 및 256-QAM에 대해서도 유사하게 나타나는 것을 알 수 있다.

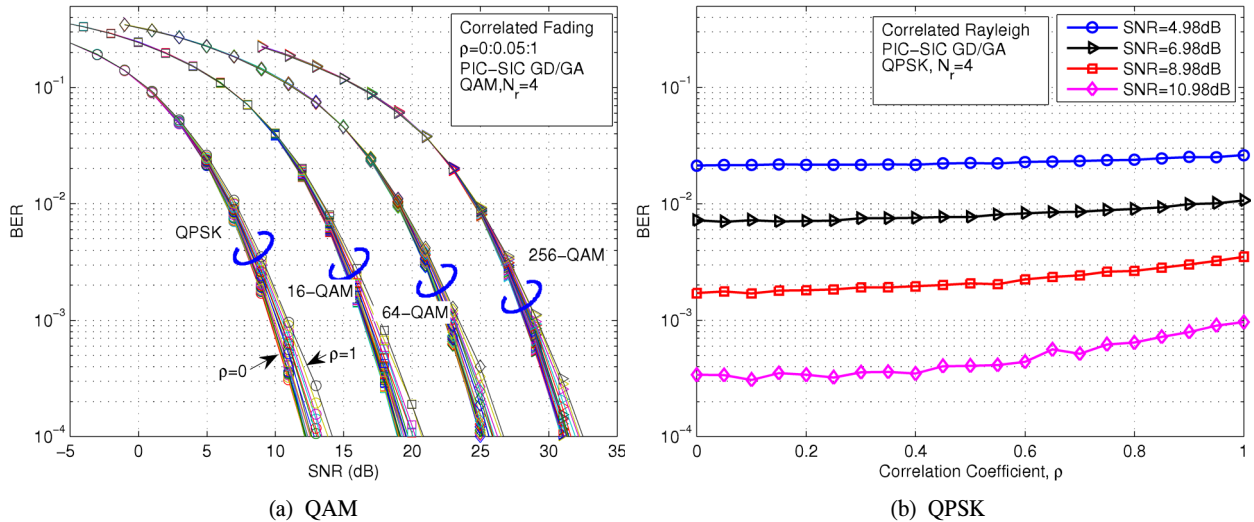


그림 8. 불완전한 인터리빙에 의한 상관 페이딩 채널에서 PIC-SIC GD 복호기를 사용할 경우의 BER 성능  
 Fig. 8. BER performances over correlated fading channels

한편 그림 7의 (a) 그래프를 관찰해 보면 한 사용자에게 대하여 2bps씩 전송률이 증가하는 QAM 변조기법이 동일한 BER을 얻기 위해 약 6dB 정도의 SNR이 더 필요하다는 것을 알 수 있다. 두 사용자의 전송률을 합산하면 6dB의 SNR 증가로 4bps의 전송률 증가가 가능하므로 멀티플렉싱 이득은 2bps/3dB라는 것을 알 수 있다.

그림 8은 불완전한 인터리빙에 의하여 회전 부호 쌍이 독립적인 페이딩을 겪지 않고 수신기 안테나에 도착하는 경우 본 논문에서 제안하는 송수신 기법의 BER 성능을 알아보기 위하여 모의실험을 수행한 결과이다. 송신 안테나의 이격을 확보하면 어느 정도 다이버시티를 확보할 수 있는 송신 안테나 다이버시티와 달리, 시간 다이버시티는 사용자가 이동하지 않는 경우와 같이 페이딩 채널의 시간적 변화가 없을 때 다이버시티 이득을 얻을 수 없다. 즉, 시간 다이버시티는 언제나 얻을 수 있는 다이버시티가 아니다. 또한 사용자의 이동 속도가 느린 경우 채널의 코히어런스 구간이 길기 때문에 비현실적으로 긴 인터리버가 필요하며, 송수신기에 대용량 버퍼가 필요하다. 이러한 이유 때문에 시간 다이버시티는 채널 부호화 및 인터리빙 기법과 함께 간접적으로 이용되어 왔다. 따라서 불완전한 인터리빙에 의하여 상관 페이딩이 발생하는 경우의 성능 평가는 매우 의미 있다.

그림 8의 (a)는 인터리버에 의해 일정 시간 구간 이격된 회전 부호 쌍이 겪는 페이딩이 특정 상관도를 갖는 경우의 BER 성능을 수신 안테나가 4인 경우 QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM에 대하여

모의 실험한 결과를 나타내고 있다. PIC-SIC GD 수신기를 사용하였고 각 계층에서의 오류 전파가 없다고 가정하였다. 실제 시스템은 오류정정부호와 함께 사용되므로 이러한 가정이 비현실적인 것은 아니다. 또한 그림 7에서 관찰한 것과 같이 오류 전파에 의한 성능 열화는 매우 제한적이다. 상관 채널 모델<sup>[24]</sup>은 식 (6)에서 나타난 특징을 갖도록 하였다. 모의실험에서는 채널 상관도를 0에서부터 0.05 간격으로 1까지 변화시키면서 BER 성능을 관찰하였다. 그림 8의 (a)를 관찰해 보면 그림 7의 (a)와는 다르게 채널 상관도에 따라 BER 그래프의 기울기가 바뀐다는 것을 알 수 있다. 이러한 현상은 채널 상관도가 증가하면 얻을 수 있는 다이버시티 이득이 감소하기 때문에 발생한다. 채널 상관도 증가에 따른 BER 성능 열화 정도는 모의실험에서 대상으로 한 모든 QAM 기법에서 유사하게 나타났다. 그림 8의 (b)는 QPSK 변복조 기법을 이용할 경우 서로 다른 4개의 SNR에 대하여 채널 상관도의 영향을 관찰한 것이다. 그림 8의 (b)에 나타난 그래프에서 채널 상관도가 증가함에 따라 BER이 단조 증가하는 현상을 관찰할 수 있다. 또한, 비트오율 (BER)이  $10^{-2}$  정도일 때는 채널 상관도의 영향이 크지 않다는 것도 알 수 있다. 이러한 상관도의 영향은 BER이 낮아짐에 따라 더 크게 나타난다. SNR이 10.98dB인 경우 채널 상관도가 0일 경우 BER이 약  $3.5 \times 10^{-4}$  이었지만 채널 상관도가 1로 증가할 경우 BER은 약  $10^{-3}$ 이 되었다. 실제 시스템은 터보코드와 같은 채널 부호와 함께 사용된다.

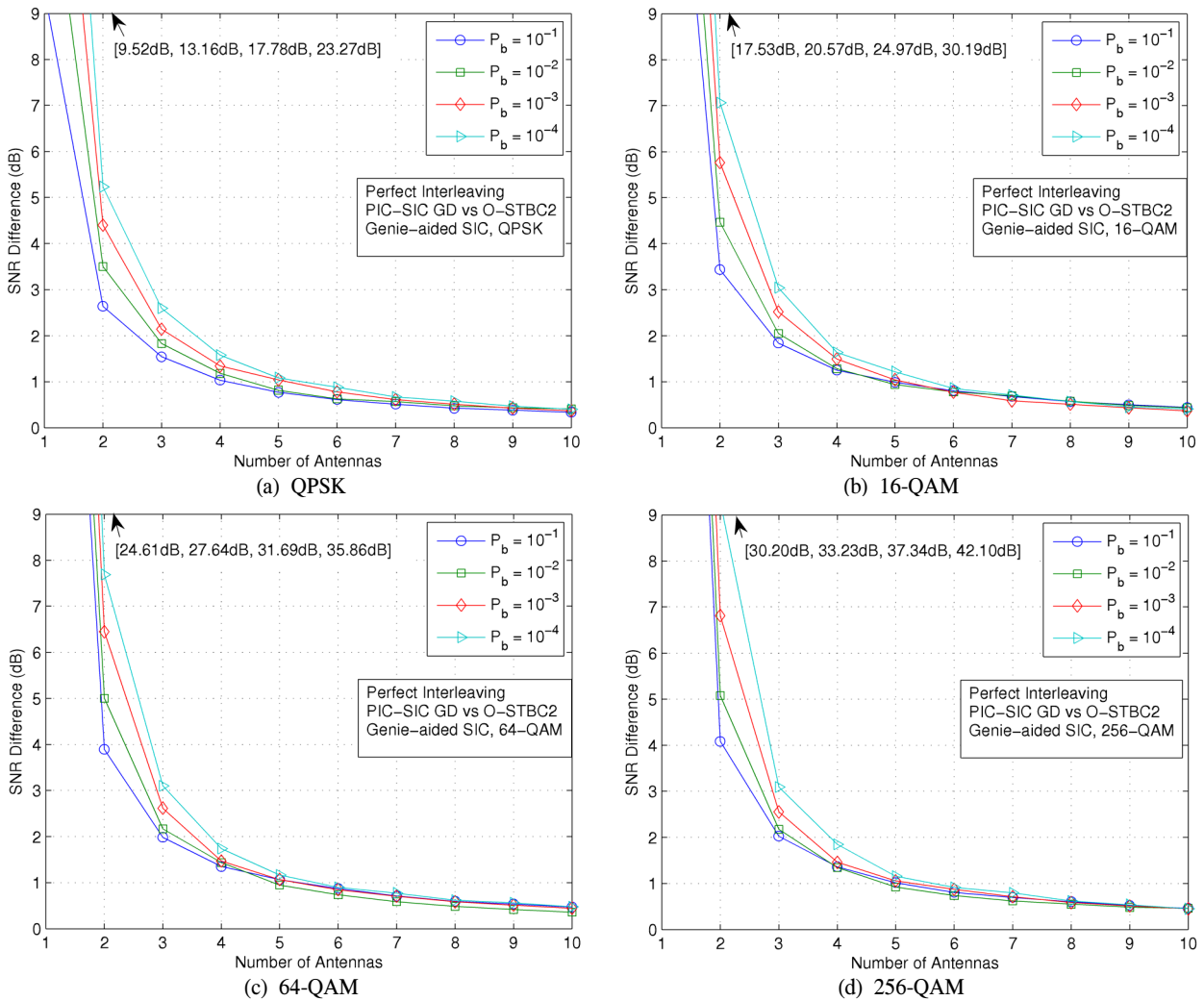


그림 9. 동일한 BER을 얻기 위해 제안하는 기법과 O-STBC 가 필요로 하는 SNR 차이  
 Fig. 9. SNR differences between PIC-SIC GD and O-STBC achieving the same BER

채널 부호화를 위한 인터리버의 길이에 따라 다르지만 터보코드는 복호 전 채널 비트의 BER이  $10^{-2} \sim 10^{-3}$ 인 경우 복호 후 BER이 거의 0이 된다. 또 많은 이동통신 패킷 데이터 전송 시스템은 H-ARQ(Hybrid-Automatic Repeat reQuest)를 사용하기 때문에 블록 오류율이  $10^{-1}$  근처 값이 되는 SNR에서 동작을 한다. 따라서 그림 8의 (b)의 경우 실제 사용되는 BER 영역은  $10^{-2} \sim 10^{-3}$  근처일 것으로 예상된다. 이 영역에서는 채널 상관도가 BER에 미치는 영향이 매우 제한적이며 SNR이 8.98dB인 경우에  $\rho=1$ 인 완전 상관 채널에서  $\rho=0$ 인 독립 채널과 비교하여 BER이 약 2배 정도 증가하는 것을 관찰할 수 있다.

지금까지는 제안하는 전송 시스템이 다양한 환경에서 어떠한 BER 성능을 나타내는지를 관찰해 보았으며, 현실적인 상황에서 매우 안정적인 BER 성

능을 얻을 수 있음을 모의실험을 통해 보였다. 그러나 PIC-SIC GD 복호기를 채용한 이와 같은 전송 기법보다 더 우수한 기법이 얼마든지 존재할 수 있다. 예를 들어 골드코드(Golden Code)는 매우 우수한 성능을 나타내는 STBC로<sup>[8]</sup> 심벌 쌍 연산에 기초한 부호이기 때문에 본 논문의 시나리오에 그대로 사용될 수 있다. 이러한 다양한 부호들의 성능을 비교해 보는 것은 매우 흥미로운 일이지만, 본 논문에서는 특정 부호를 대상으로 그 성능을 비교하기 보다 이론적으로 얻을 수 있는 이상적인 성능과 PIC-SIC GD의 성능 차이를 고찰해 보았다. 두 개의 송신 안테나를 사용하는 O-STBC는 최대 다이버시티  $2M$ 을 얻을 뿐만 아니라 BER 성능이 이상적인 ML 성능을 만족하는 부호이다. 물론 이러한 O-STBC는 부호율이  $R_a=1$ 로 본 논문에서 제안하는 기법의 최대 부호율인  $R_a=2$ 의  $1/2$ 의 전송률을

보인다. 따라서 O-STBC와의 동등한 비교를 위해서는 채널을 통한 전송 비트수(bpcu: Bits Per Channel Use)가 같도록 하여야 한다. 예를 들어 16-QAM을 이용하는 O-STBC와 QPSK를 이용하는 본 제안 시스템을 비교하여야 한다. 그렇지만 동일한 QAM 변조기법을 적용한 O-STBC의 BER 성능은, 부호율이  $R_a$ 이고  $2M$  다이버시티를 제공하는 모든 종류의 부호가 얻을 수 있는 최대 BER 성능이라고 볼 수 있다. 그림 9는 각각 QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM 변조 기법에 대하여 목표 BER을 얻기 위한 SNR 값을 PIC-SIC GD 복호기와 O-STBC에 대하여 비교한 것이다. PIC-SIC GD 복호기가 더 높은 SNR을 필요로 하므로 그림 9의 세로축은 PIC-SIC GD 복호기가 이상적인 부호 및 이상적인 가상 복호기와 비교하여 추가로 요구하는 SNR이라고 볼 수 있다. 수신 안테나의 개수가  $M=1$ 인 경우는 앞서 모의실험 결과에서 관찰한 것과 같이 PIC-SIC GD 복호기의 성능은 매우 열악하다. 그림 9의 그래프에서는  $M=1$ 인 경우의 SNR차이를 각 그래프의 왼쪽 위에 수치로 나타내었다. 그러나 수신 안테나 개수가 증가함에 따라 이러한 성능 차이는 현저하게 줄어든다. 예를 들어 수신 안테나 수가  $M=3$ 인 경우는 약 3dB 이내로,  $M=4$ 인 경우는 2dB 이내로,  $M=6$  이상이 되면 1dB 이하로 이상적인 경우와 비교하여 추가적인 SNR 값이 감소하게 된다.

## V. 결 론

본 논문에서는 기존에 시간 다이버시티를 이용하기 위해 연구된 회전 부호를<sup>[1]</sup> D-BLAST 구조로<sup>[4]</sup> 배치하고 복잡도가 낮은 PIC-SIC GD 복호기를<sup>[13]</sup> 채용한 송수신 시스템을 이용하여 단일 안테나를 갖는 두 사용자의 동시 전송을 가능하게 하는 기법을 제안하였다. 또한 본 제안 기법을 위한 PIC-SIC GD와 기존의  $2 \times 3$  RL-STBC를 위한 PIC-GD의 등가 성질을 이용하여 제안하는 기법이 이른바 full-rate, full-diversity 성능을 얻을 수 있다는 것을 보였다. 다양한 QAM 기법과 1~10의 수신 안테나 수에 대하여 그 성능을 모의실험을 통해 고찰하였다. 모의실험 결과 본 논문에서 이용한 SIC 기법에 의한 오류 전파 영향이 성능 열화에 미치는 영향이 제한적이며, 불완전한 인터리빙에 의한 상관 페이딩 환경에서도 안정적인 BER 성능을 나타낸다는 것을

확인하였다. 또한 이상적인  $2M$  다이버시티 이득을 얻는 가상 시스템과 비교할 때, 제안하는 기법은 수신 안테나의 개수가 4인 경우는 2dB 이하, 6인 경우는 1dB 이하의 상대적인 SNR 열화 현상을 나타낸다는 것을 모의실험을 통해 확인하였다.

## References

- [1] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [2] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [3] S. Sesia, I. Toufik and M. Maker, *LTE, The UMTS Long Term Evolution*, Wiley, 2009.
- [4] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell Labs Tech. J.*, vol. 1, no. 2, pp. 41-59, 1996.
- [5] L. Zheng and D. Tse, "Diversity and multiplexing: A fundamental tradeoff in multiple-antenna channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 5, pp. 1073-1096, May 2003.
- [6] I. S. Park and S.-Y. Chung, "On the diversity-multiplexing tradeoff under groupwise successive interference cancellation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 59, no. 10, pp. 2862-2870, Oct. 2011.
- [7] H. Yao and G. W. Wornell, "Achieving the full MIMO diversity-multiplexing frontier with rotation-based space-time codes," *Proc. of 41th Allerton Conf.*, Oct. 2003.
- [8] J.-C. Belfiore, G. Rekaya and E. Viterbo, "The golden Code: a  $2 \times 2$  full-rate space-time code with nonvanishing determinants," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 4, pp. 1432-1436, Apr. 2005.
- [9] A. Medles and D. T. M. Slock, "Achieving the optimal diversity-versus-multiplexing tradeoff for MIMO flat channels with QAM space-time spreading and DFE equalization," *IEEE Trans.*

- Inf. Theory.*, vol. 52, no. 12, pp. 5312-5323, Dec. 2006.
- [10] G. Wang, J.-K. Zhang and M. Amin, "Space-time block code designs based on quadratic field extension for two-transmitter antennas," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 58, no. 6, pp. 4005-4013, Jun. 2012.
- [11] Md. Khan and B. S. Rajan, "Single-symbol maximum likelihood decodable STBCs," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 52, no. 5, pp. 2062-2091, May 2006.
- [12] E. Biglieri, Y. Hong and E. Viterbo, "On fast-decodable space-time block codes," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 55, no. 2, pp. 524-530, Feb. 2009.
- [13] X. Guo and X.-G. Xia, "On full diversity space-time block codes with partial interference cancellation group decoding," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 55, no. 10, pp. 4366-4385, Oct. 2009.
- [14] C. S. Lee, I. H. Jung, J. H. Kim and K. H. Tchah, "Performance analysis of ZFE MUD receiver in 2.4GHz DSSS unidirectional wireless transceiver," *J. KICS*, vol. 28, no. 2C, pp. 91-99, Feb. 2003.
- [15] G. Li and Y. Wu, "Space-time coding for two-user MIMO systems with the PIC-SIC group decoding," *Proc. of IEEE ICCT*, pp. 431-435, 25-28 Sep. 2011.
- [16] M. H. Lee, M. S. Lee, M. A. Hanif and J. Y. Park, "8 antenna interleaved quasi orthogonal space time block code TBH with PIC group decoding," *J. IEK*, vol. 48-TC, no. 8, pp. 7-14, Aug. 2011.
- [17] H. J. Yu, S. M. Lee and H. J. Choi, "Performance evaluation of channel estimation and interference cancellation techniques for multiuser with transmit diversity system," *J. KICS*, vol. 27, no. 7A, pp. 641-650, Jul. 2002.
- [18] W. S. Choi and J. G. Kim, "A joint ML and ZF/MMSE detection algorithm for uplink network-MIMO system," *Proc. KICS Autumn Conf.*, pp. 129-132, 2010.
- [19] F. Li and H. Jafarkhani, "Multiple-antenna interference cancellation and detection for two users using quantized feedback," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 10, no. 1, pp. 154-163, Jan. 2011.
- [20] J. Boutros and E. Viterbo, "Signal space diversity: a power- and bandwidth-efficient diversity technique for the Rayleigh fading channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 44, no. 4, pp. 1453-1467, Jul. 1998.
- [21] W. Zhang, T. Xu and X.-G. Xia, "Two designs of space-time block codes achieving full diversity with partial interference cancellation group decoding," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 58, no. 2, pp. 747-764, Feb. 2012.
- [22] B. M. Song and S. K. Park, "Reverse-ordering scheme for BLAST-STTC systems using iterative decoding," *J. KICS*, vol. 30, no. 5C, pp. 338-343, 2005.
- [23] J. H. Kim and I. K. Lee, "Coded layered space-time transmission with signal space diversity in OFDM systems", *J. KICS*, vol. 32, no. 7, pp. 644-651, 2007.
- [24] Y. R. Xheng and C. Xiao, "Simulation models with correct statistical properties for Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 6, pp. 920-928, Jun. 2003.

최 병 조 (Byoungjo Choi)



1990년 2월 한국과학기술원 전  
기및전자공학과 공학사  
1992년 2월 한국과학기술원 전  
기및전자공학과 공학석사  
2002년 5월 사우스햄튼대학교  
전자전산학과 공학박사  
1992년 3월~2005년 2월 LG

전자  
2005년 3월~현재 인천대학교 임베디드시스템공학과  
전임강사, 조교수, 부교수  
<관심분야> 전자공학, 통신공학, 제어공학