

# 최대비 결합 복호 기법을 사용하는 비직교 복호 후 전달 프로토콜의 중계기 선택 경계

\*진동섭, \*김향란, \*노종선, \*\*신동준

서울대학교 전기·컴퓨터 공학부      한양대학교 전자전기컴퓨터공학부

{carecano, xianglan.Jin}@ccl.snu.ac.kr, jsno@snu.ac.kr, djshin@hanyang.ac.kr

## Relay Selection Threshold for MRC Scheme in Non-Orthogonal Decode-and-Forward Protocol

\*Dong-Seop Jin, \*Xianglan Jin, \*Jong-Seon No, and \*\*Dong-Joon Shin

\*Department of EECS, INMC, Seoul National University \*\*Division of ECE, Hanyang University

### 요약

본 논문에서는 단일 안테나를 사용하는 비직교 복호 후 전달 (non-orthogonal decode-and-forward: NDF) 프로토콜에서 최대비 결합 (maximal ratio combining: MRC) 복호 기법을 사용할 경우 오류 확률을 최소화할 수 있는 중계기 선택 경계값 (threshold)을 높은 신호 대 잡음비 (signal-to-noise ratio: SNR) 영역에서 유도하였다.  $M$ -QAM 변조 방식을 사용한 시스템에서 목적노드의 심볼 오류 확률 (symbol error rate: SER)을 근사적으로 유도하여 중계기 선택 경계값 (relay selection threshold)으로 미분함으로써 SER을 최소화하는 것인데, 이 경우 MRC 복호 기법을 사용하더라도 최대 우도(maximum-likelihood: ML) 복호 기법에 근접하는 성능을 얻을 수 있다는 것을 모의실험을 통해 확인하였다.

### 1. 서론

최근 릴레이 (relay: R)를 사용하는 협력 통신은 추가적인 다이버시티 이득을 얻을 수 있어 많은 연구가 진행되고 있다.

복호 후 전달 (decode-and-forward: DF) 프로토콜을 사용할 경우 R에서의 오류가 존재할 때, 이를 고려하여 목적 노드 (destination: D)의 복호를 수행해야 하기 때문에 최대 우도(maximum-likelihood: ML) 복호 기법의 복잡도가 매우 높아지게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 최대비 결합(maximal ratio combining: MRC) 복호 기법을 사용하게 되는데, 이는 R에서의 오류로 인해 다이버시티 이득의 손해를 야기한다. 이를 해결하기 위해 본 논문에서는 단일 송신 안테나 시스템에서 MRC 기법을 사용하기 위한 R의 선택 경계값을 결정하는 기준을 심볼 오류 확률(symbol error rate: SER)의 근사적인 유도를 통해 제안하였다.

### 2. MRC 복호 기법을 사용하는 NDF 프로토콜의 중계기 선택 경계값

#### 2.1 시스템 모델과 복호 기법

System Model은 다음과 같다.

첫 번째 시간 슬롯에서는 소스(source: S)는 R과 D에 신호를 전송한다. 이 때, R과 D에서의 수신 신호는 다음과 같다.

$$\mathbf{y}_R = \begin{bmatrix} \sqrt{\rho p_1} h_{SR} x_1 + n_{R1} \\ \sqrt{\rho p_1} h_{SR} x_2 + n_{R2} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{y}_{D1} = \begin{bmatrix} \sqrt{\rho p_1} h_{SD} x_1 + n_{D1,1} \\ \sqrt{\rho p_1} h_{SD} x_2 + n_{D1,2} \end{bmatrix} = \mathbf{H}_1 \mathbf{x} + \mathbf{N}_{D1}$$

두 번째 시간 슬롯에서는 R이 신호 전송에 참여하도록 선택되어 S와 R이 동시에 송신하는 경우와 그렇지 않은 경우로 나눌 수 있다. R이 선택되지 않은 경우의 D의 수신 신호는 다음과 같다.

$$\mathbf{y}_{D2} = \begin{bmatrix} \sqrt{\rho p_1} h_{SD_2} x_1 + n_{D2,1} \\ \sqrt{\rho p_1} h_{SD_2} x_2 + n_{D2,2} \end{bmatrix} = \mathbf{H}_{2,1} \mathbf{x} + \mathbf{N}_{D2}$$

R이 선택된 경우는 다음과 같다.

$$\mathbf{y}_{D2} = \mathbf{H}_{2,2} \mathbf{X}_2 + \mathbf{N}_{D2}$$

여기서  $\mathbf{H}_{2,2} = [h_{SD2} \ h_{RD}]$ ,  $\mathbf{X}_2 = \sqrt{\rho} \begin{bmatrix} \sqrt{p_2} x_1 - \sqrt{p_3} x_2^* \\ \sqrt{p_3} x_{R2} \quad \sqrt{p_3} x_{R1}^* \end{bmatrix}$ 이다.

D는 S-D, S-R 채널 정보 및 R-D 채널 정보를 모두 알고 있다고 가정한다. 또한 R은 S-R 채널의 모든 정보를 알고, 선택 경계값을 구하기 위해 S-D 채널과 R-D 채널의 통계적 특성만을 알고 있다고 가정한다. 채널은 모두 주파수 평탄 준정지 레일리 페이딩 (frequency flat quasi-static Rayleigh fading)을 가정한다. 다만 S에서 안테나 스위칭 기법[3]을 사용하므로 첫 번째 시간 슬롯에서의 S-D 채널 계수와 두 번째 시간 슬롯의 S-D 채널 계수는 서로 다른 값을 갖는다.

위 식에서  $h_{st}$ 는  $s$  노드와  $t$  노드 간의 채널계수를 나타내는 복소 가우시안 확률변수이며  $\sigma_{st}^2$ 의 분산과 0의 평균을 가진다.  $\mathbf{N}_{D1}, \mathbf{N}_{D2}$ 은

잡음 벡터를 나타내는데 이 역시 각각의 성분은 독립적이고 동일한 분포를 갖는 (i.i.d.) 복소 가우시안 확률변수이며 1의 분산과 0의 평균을 가진다.  $\rho$ 는 송신 신호 대 잡음비(SNR)를 나타낸다.

D에서의 복호는 다음과 같이 이루어진다.

1) R이 선택되지 않은 경우는 다음의 계산을 수행한다.

$$s_1 = h_{SD_1}^* y_{D1,1} + h_{SD_2}^* y_{D2,1}$$

$$s_2 = h_{SD_1}^* y_{D1,2} + h_{SD_2}^* y_{D2,2}$$

2) R이 선택된 경우 않은 경우는 다음의 계산을 수행한다.

$$s_1 = h_{SD_1}^* y_{D1,1} + h_{SD_2}^* y_{D2,1} + h_{RD}^* y_{D2,2}$$

$$s_2 = h_{SD_1}^* y_{D1,2} + h_{SD_2}^* y_{D2,2} - h_{RD}^* y_{D2,1}$$

위의 방식대로  $s_1$ 과  $s_2$ 를 구한 후 가장 가까운 심볼을 찾는다.

## 2.2 중계기 선택 경계값 결정

높은 SNR 영역에서 D에서의 SER은 다음과 같이 근사될 수 있다.

$$P_e \approx \int_0^{T/\rho} P_{e1} \cdot f(e) de + \int_{T/\rho}^{\infty} P_{e2} \cdot (1 - P_{SER,M,QAM})^2 f(e) de$$

$$+ 2 \int_{T/\rho}^{\infty} P_{e3} \cdot (1 - P_{SER,16,QAM}) P_{SER,16,QAM} f(e) de$$

위 식에서  $T$ 는 R의 선택 경계값이고  $P_{e1}$ 은 R을 사용하지 않았을 경우 D의 SER,  $P_{e2}$ 는 R을 사용했을 경우 R이 S의 정보를 정확하게 복호하여 오류가 없는 신호를 전송했을 때 D에서 SER이다.  $P_{SER,M,QAM}$ 은  $M$ -QAM 변조 방식의 S-R 페이딩 채널에서의 SER이다.  $P_{e1}, P_{e2}$ 는 정확하게 구할 수 있다[1],[2].  $P_e$ 를 구할 때 Q함수의 제곱이상의 값들을 무시할 경우  $P_{e3}$ 은 R에서 하나의 비트가 틀렸을 경우 D에서의 SER로 근사될 수 있다. 따라서  $T$ 는 다음과 같이 유도 된다.

$$T = \frac{M-1}{3} \left\{ Q^{-1} \left( \frac{1}{8(1 - \frac{1}{\sqrt{M}})} \cdot \frac{P_{e2} - P_{e1}}{P_{e2} - P_{e3}} \right) \right\}^2$$

위 방식대로 구할 경우  $T$ 가 존재하지 않는 영역이 있다. 그 경우는 실질적으로 R을 사용했을 때 성능 향상이 적은 구간이다. 따라서 이 영역에서는 R을  $\rho$ 고 사용하지 않는다. R-D 채널이 좋은 경우, 이러한 영역의 크기는 줄어들게 될 것이다.

## 3. 모의실험 결과

그림 1에서는 QPSK 변조를 사용하는 시스템에서 중계기 선택 기법을 적용하지 않은 상태에서의 ML 복호와 2에서 유도된 경계값이 적용된 경우를 비교하였다. 경계값을 구할 수 없는 영역에서는 중계기를  $\rho$ 고 사용하지 않았다. 유도된 경계값을 사용했을 경우의 성능이 ML 복호에 거의 근접함을 알 수 있다. ML 복호가 좋은 성능을 나타내지만 복잡도 측면에서 사용하기 어렵다는 점을 감안하면 중계기 선택을 적용하여 낮은 복잡도를 갖는 MRC 복호를 하는 것이 이점이 있다는 것을 알 수 있다.

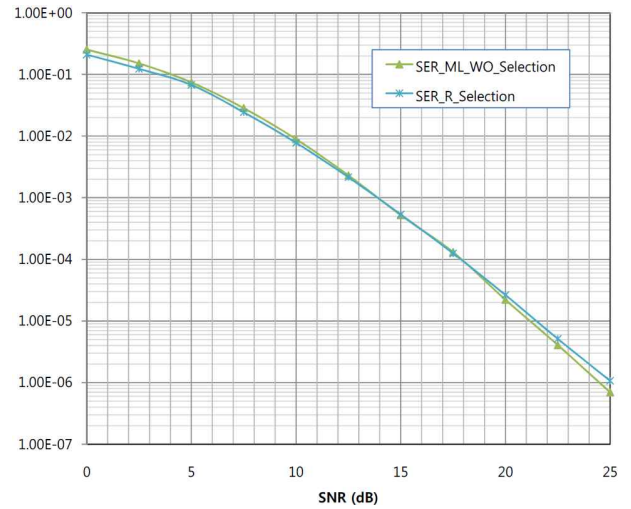


그림 1 QPSK를 사용하는 시스템의 중계기 선택이 없는 경우와 중계기 선택을 적용한 경우의 SER과 BER 성능 비교.

## 4. 결론

이 논문에서는 단일 송신 안테나 및 NDF 프로토콜을 사용하는 협력 통신 시스템에서 D에서 복잡도가 낮은 MRC 복호기의 효율적인 사용을 위해 중계기 선택 경계값을 유도하였다. 유도된 중계기 선택 경계값을 사용하여 중계기 선택을 할 경우, 중계기 선택이 적용되지 않은 ML 복호와 근접한 성능을 나타낸다. 이로부터 MRC 복호를 사용하면 ML 복호기에 비해 복호 복잡도를 줄이면서 작은 성능 열화가 있음을 확인하였다.

## 5. 감사의 글

본 연구는 2009년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국과학재단의 지원 [No. 2009-0081441]과 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 IT핵심기술개발사업의 일환으로 수행하였음[2008-F-007-02, 3차원 환경에서의 지능형 무선통신 시스템].

## 참고 문헌

- [1] S.-H. Kim, I.-S. Kang, and J.-S. No, "Symbol error probability of orthogonal space-time block codes with QAM in slow Rayleigh fading channel," *IEICE Trans. Commun.*, vol.87-B, pp. 97-103, Jan. 2004.
- [2] M. K. Simon and M. Alouini, *Digital Communication Over Fading Channels*, 2nd Ed., John Wiley & Sons, 2004.
- [3] X. Jin, J.-D. Yang, J.-S. No, and D.-J. Shin, "Distributed space-time coded non-orthogonal DF protocol with source antenna switching," submitted to *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Jun. 2008.