

# 공조 다이버시티에서의 부정확한 채널 추정을 고려한 성능 분석에 관한 연구

준회원 노상민\*, 종신회원 홍대식\*

## Performance Analysis with Imperfect Channel Estimation in Cooperative Diversity

Ro Sang Min\* *Associate Member*, Dae-sik Hong\* *Lifelong Member*

### 요 약

본 논문에서는 부정확한 채널 추정이 존재하는 상황에서 고차 변조 방식을 포함한 공조 다이버시티 기법의 정확한 비트 에러율 성능을 유도한다. 실험 및 성능 분석 시 채널 환경은 저속 시변 레일리 페이딩 환경을 가정한다. 기본적인 동조 다이버시티의 성능 유도 방식은 Moment Generating Function(MGF)를 이용하여 성능을 구하는 방법을 적용한다. 또한, 본 논문에서는 유용한 채널 추정의 영향을 성능 유도에 적용하기 위하여 기존의 유용한 가우시안 근사화 방식을 사용, 실효 잡음(effective noise) 성분 및 부가 잡음을 정형화한다. 이 근사화 기법에 근거하여 M-QAM 및 M-PSK를 사용하는 공조 다이버시티에서의 평균 비트 오차율 성능은 신호 대 실효 잡음비의 함수로 계산된다. 모의 실험을 통한 검증 결과, 유도된 성능은 낮은 신호 대 잡음비 구간을 포함한 거의 모든 구간에서 높은 정확도를 갖는 것으로 판명되었다.

**Key Words** : Cooperative diversity, 실효잡음, 채널 추정, 릴레이, MGF, 릴레이 채널

### ABSTRACT

This paper focuses on the accurate performance evaluation of cooperative diversity technique with imperfect channel estimates. The channel environment for simulations and performance evaluation is supposed to be the slowly time-varying Rayleigh fading channel. The framework of the performance evaluation is based on the Moment Generating Function(MGF) approach. To apply the effect of this channel estimation error into the performance evaluation, we import an useful Gaussian approximation in formulating the effective noise component and the additive noise. The average BER performance of cooperative diversity with M-PSK and M-QAM is computed as a function of the ratio of the signal to the effective noise based on the approximation. The verification of computed performance is provided with simulations. The evaluated performance matches up to simulation results even in a low SNR region.

### 1. 서론

이동 통신 시스템에서 페이딩 채널의 영향을 완화하고 신뢰성 있는 통신을 이루기 위하여 다양한

기법들이 제안되어 왔으며 최근 새로운 공간 다이버시티 방식으로써, 공조 다이버시티(Cooperative Diversity)가 주목을 받고 있다<sup>1, 2)</sup>. 이 새로운 기법은 이동 단말기 간의 안테나를 서로 공유하여 얻어

\* 연세대학교 전기전자공학과 정보통신연구실 (rosman@itl.yonsei.ac.kr)

논문번호 : KICS2006-05-215, 접수일자 : 2006년 5월 17일, 최종논문접수일자 : 2006년 7월 10일

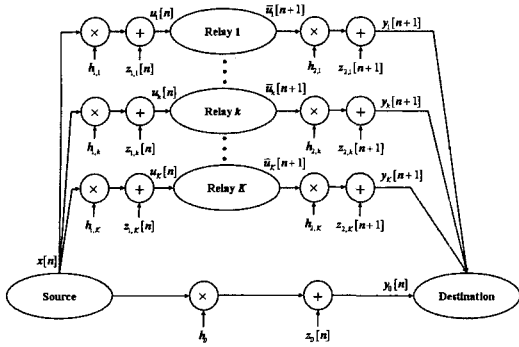


그림 1. 다중 릴레이를 사용하는 공조 다이버시티 시스템 모델

지는 가상 다중 안테나를 통하여 자신의 신호를 전송하므로, 단말기에 다중 안테나를 장비하기 어려운 제한을 극복하는 동시에 공간 다이버시티를 획득할 수 있는 장점을 갖는다. 공조 다이버시티의 기본 구조는 전송 단말과 릴레이, 그리고 수신 단으로 구성된다. 여기서 수신 단은 네트워크 환경에 따라 다른 단말기가 될 수도 있고 기지국이 될 수 있다. 이러한 공조 다이버시티는 다중 홉 다이버시티, 릴레이 채널, 또는 사용자공조 다이버시티 등의 다양한 명칭으로 널리 연구되어 왔다.

최근의 통신 시스템에서는 보다 높은 데이터율이 요구되는 추세이므로, QAM과 같은 고차 변조 방식의 사용이 빈번해지고 있으며 그에 따른 채널 추정의 중요성이 대두 되고 있다. 따라서 본 논문의 주제인 공조 다이버시티에대해서도 이러한 추세를 고려하여 종합적이고 정확한 성능을 유도할 필요가 있다. 이러한 필요성에 따라서 공조 다이버시티 성능 분석에 관한 기존의 선행연구들이 이루어져 왔으나, 실제적인 다중 릴레이 구조를 가정한 공조 다이버시티 기법에 대하여 채널 추정 오차 및 고차 변조 방식을 종합적으로 고려하는 점에서 부족한 측면이 있다. Anghel과 Hasna의 연구 결과는 정확도가 높기는 하지만 채널 추정 오차 및 고차 변조 방식을 고려하지 않았다<sup>13, 4)</sup>. 또한 Cheng과 Ribeiro의 연구 결과는 낮은 SNR 영역에서 분석 결과의 정확도가 감소하는 단점을 갖고 있다<sup>5, 6)</sup>. Barbarossa의 경우 채널 추정 오차를 고려하였으나, 릴레이에서의 에러 영향이 없어 릴레이 전송신호가 전송 단의 원래 신호와 동일하다고 가정함으로써 실제 상황에 적용하기에 적합하지 않은 단점을 갖고 있다<sup>7)</sup>. 마지막으로 이들 모두 고차 변조 방식에 대한 언급을 하지 않았다.

따라서 본 논문은 채널 추정 정확도 및 고차 변조 방식을 종합적으로 고려하여, 위의 선행연구들의 단점이 보완된 공조 다이버시티 비트 에러율 성능을 유도한다. 또한 릴레이 단에서의 에러 영향 역시 존재한다고 가정하며, 일반적인 다중 릴레이를 사용하는 구조를 고려함으로써 선행 연구보다 현실적인 상황을 반영한다. 유도된 성능은 실제적인 공조 다이버시티의 성능 예상, 검증 등 광범위한 분야에 간편히 적용될 수 있고, 정확도 측면에서도 우수한 특성을 가지므로, 그 활용도가 매우 높을 것으로 예상된다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 공조 다이버시티의 시스템 모델에 관하여 설명한다. 3장에서는 MGF 접근 방식을 이용한 성능 유도 과정 및 채널 추정 오차 영향의 적용 과정을 설명한다. 4장에서는 컴퓨터 모의실험을 바탕으로 유도된 비트 에러율 성능을 검증하고 마지막으로 5장에서 결론을 맺는다.

## II. 공조 다이버시티 시스템 모델

본 논문의 성능 유도 접근 방식은 MGF를 통하여 목적된 수식을 얻는 것이며, 채널 추정의 영향을 반영하기 위하여 기존에 연구되었던 가우시안 근사화 방식을 채용한다<sup>8)</sup>. 채널 환경으로는 저속 시변 레일리 페이딩 채널 환경을 가정하였다. 또한 성능 분석에서 고려한 공조 다이버시티의 시스템 구조는 그림 1과 같이 K개의 단말기를 릴레이로 사용하여 수신 단에서 이를 Maximum Ratio Combining(MRC) 방식으로 결합, 공간 다이버시티를 얻는 방식이다. 각 릴레이는 수신된 신호를 증폭하여 전송하는 Amplifying and Forward(AAF) 방식을 사용한다고 가정한다<sup>11)</sup>.

이러한 시스템 모델에서의 수신 신호는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned}
 y_0[n] &= h_0 \sqrt{\epsilon_0} x[n] + z_0[n], \\
 u_k[n] &= h_{1,k} \sqrt{\epsilon_0} x[n] + z_{1,k}[n], \\
 y_k[n+1] &= h_{2,k} u_k[n+1] + z_{2,k}[n+1],
 \end{aligned} \tag{1}$$

여기서  $y_0[n]$ 은 송신 단과 수신 단 간의 직접 경로를 통과한 수신 신호이며,  $u_k[n]$ 은 k번째 릴레이로 수신되는 신호이다. k의 범위는 0부터 K이다. 그리고  $y_k[n+1]$ 은 k번째 릴레이를 통과하여 수신된 신호이다.  $h_0, h_{1,k}, h_{2,k}$ 는 각각 송신 단에서 수신 단으로의 직접 경로, 송신 단에서 k번째 릴레이 경로, 그리고 k번째 릴레이에서 수신 단으로의 경로에 대한 채널 계수이다. 또한  $\epsilon_0$ 는 송신 단의 전송 전력,  $x[n]$ 은 전송 단의 데이터 심볼 열을 나타내며

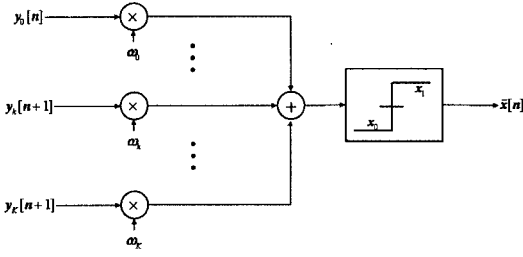


그림 2. 수신 단 검파 과정도

$z_0[n], z_{1,k}[n], z_{2,k}[n]$ 는 각각 수신 단 직접 경로에서의 부가 잡음, 송신 단과  $k$ 번째 릴레이 경로에서의 부가 잡음, 그리고  $k$ 번째 릴레이에서 수신 단 경로에서의 부가 잡음을 의미한다. 이들 부가 잡음은  $N_0$ 의 동일한 분산을 갖는다고 가정한다. 각 릴레이에서 수신된 신호는 증폭을 거쳐 전송되는데, 그 릴레이 전송 신호는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{u}_k[n+1] &= \beta u_k[n] \\ &= \sqrt{\frac{\epsilon_k}{|h_{1,k}|^2 \epsilon_0 + N_0}} u_k[n], \end{aligned} \quad (2)$$

여기서  $\epsilon_k$ 는  $k$ 번째 릴레이의 전송 전력을 의미한다. 수신 단에서는 이들 신호에 대하여 다음의 그림 2와 같은 채널 보상을 통하여 최종 데이터 심볼을 얻는다. 여기서 각 경로에 대한 보상 계수  $\omega_0, \omega_k$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\omega_0 = \frac{h_0^* \sqrt{\epsilon_0}}{N_0}, \quad \omega_k = \frac{h_{2,k}^* \beta h_{1,k}^* \sqrt{\epsilon_0}}{(|h_{2,k}|^2 |\beta|^2 + 1) N_0}, \quad (3)$$

### III. 채널 추정 오차를 고려한 공조 다이버시티의 성능 유도

#### 3.1 완벽한 채널 추정 시 M-PSK 및 M-QAM을 사용하는 공조 다이버시티의 성능 유도

위에서 가정된 시스템 모델에 대하여 다음과 같은 MGF 접근방식을 이용, 채널 추정이 완벽한 경우의 비트에러 확률을 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$P_b(E) = \int_0^\infty \dots \int_0^\infty P_b(E\{\gamma_k\}_{k=0}^K) \times \prod_{k=0}^K p_{\gamma_k}(\gamma_k) d\gamma_0 d\gamma_1 \dots d\gamma_K \quad (4)$$

여기서  $P_b(E\{\gamma_k\}_{k=0}^K)$ 는  $K+1$ 개의 SNR  $\gamma_k$ 을 갖는 경로가 존재하는 상황 하에서의 조건부 비트 에러

율이며  $p_{\gamma_k}(\gamma_k)$ 는 이들 SNR의 PDF이다. 레일리 페이딩 채널을 가정하였으므로 SNR의 PDF는 2의 자유도를 갖는 카이-스퀘어 분포를 갖게 된다. M-PSK 및 M-QAM을 사용한다고 가정할 때, 이들 각각의 조건부 비트 에러율은 다음과 같이 근사화 된다<sup>9)</sup>.

$$\begin{aligned} P_b(E\{\gamma_k\}_{k=0}^K) &= \frac{2}{\log_2 M} Q\left(\sqrt{2g_{PSK} \sum_{k=0}^K \gamma_k}\right), \quad (5) \\ P_b(E\{\gamma_k\}_{k=0}^K) &= 4\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)\left(\frac{1}{\log_2 M}\right) \times \\ &\quad Q\left(\sqrt{2g_{QAM} \sum_{k=0}^K \gamma_k}\right), \end{aligned}$$

$g_{PSK} = \sin^2(\pi/M)$ ,  $g_{QAM} = 3/(2(M-1))$ 이며, 송수신단 간의 직접 경로  $k=0$ 에 대한 MGF는 레일리 페이딩 채널을 가정하였으므로  $M_0(s) = 1/(1-s\bar{\gamma}_0)$ 로써 쉽게 구해질 수 있다. 여기서 변조 방식에 따라  $s = -g_{PSK}/\sin^2\phi$  또는  $s = -g_{QAM}/\sin^2\phi$ 로 정의된다. 식 (4), (5)를 이용하여 구하고자 하는 비트 에러율을 식 (6)과 같이 정리할 수 있다. 여기서  $M_{r,elay}(s)$ 는  $k$ 번째 릴레이를 통과한 채널(송신 단-릴레이-수신 단 채널: 이하 릴레이 채널이라 칭함)의 MGF를 의미한다. 또한 식(5)에서의 Q-function은 다음과 같이 정의하여 식 (6)에 적용하였다<sup>9)</sup>.

$$\begin{aligned} P_{b,PSK}(E) &= \frac{2}{\pi \log_2 M} \int_0^{\pi/2} \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_0 g_{PSK}}{\sin^2\phi}\right)^{-1} \\ &\quad \prod_{k=1}^K M_{r,elay}\left(-\frac{g_{PSK}}{\sin^2\phi}\right) d\phi, \\ P_{b,QAM}(E) &= 4\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)\left(\frac{1}{\log_2 M}\right) \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_0 g_{QAM}}{\sin^2\phi}\right)^{-1} \\ &\quad \prod_{k=1}^K M_{r,elay}\left(-\frac{g_{QAM}}{\sin^2\phi}\right) d\phi, \end{aligned} \quad (6)$$

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} e^{-x^2/2\sin^2\phi} d\phi. \quad (7)$$

여기서  $M_{r,elay}(s)$ 를 얻기 위하여, 릴레이 채널의 CDF를 계산하면, 다음과 같은 결과를 얻게 된다<sup>10)</sup>.

$$\Pr(\gamma_{r,elay} < \gamma) = 1 - \frac{2\gamma}{\sqrt{p}} e^{(-\gamma\sigma/p)} K_1\left(\frac{2\gamma}{\sqrt{p}}\right), \quad (8)$$

여기서  $\gamma_{r,elay}$ 는 릴레이 채널의 SNR을 의미하며  $K_1(x)$ 는 차수1을 갖는 제 2종 modified Bessel 함수로 정의 된다. 또한  $p = \bar{\gamma}_{1,k} \bar{\gamma}_{2,k}$ ,  $\sigma = \bar{\gamma}_{1,k} + \bar{\gamma}_{2,k}$ 로 정의되며,  $\bar{\gamma}_{1,k}, \bar{\gamma}_{2,k}$ 는 각각 송신 단에서  $k$ 번째 릴레이 링

크로의 평균 SNR과  $k$ 번째 릴레이에서 수신 단으로의 평균 SNR을 의미한다. 즉,  $\overline{\gamma_{1,k}} = |h_{1,k}|^2 \epsilon_0 / N_0$ ,  $\overline{\gamma_{2,k}} = |h_{2,k}|^2 \epsilon_k / N_0$ 로 정의된다. 식 (8)로부터 PDF를 얻기 위하여  $\gamma$ 에 대한 미분을 취하면 다음과 같은 릴레이 채널의 PDF를 획득하게 된다<sup>[11]</sup>.

$$f_{H_{AB}}(\gamma) = \frac{4\gamma}{p} e^{-\gamma(\sigma/p)} K_0\left(\frac{2\gamma}{\sqrt{p}}\right) + \frac{2\gamma\sigma}{p\sqrt{p}} e^{-\gamma(\sigma/p)} K_1\left(\frac{2\gamma}{\sqrt{p}}\right). \quad (9)$$

그리고 구해진 PDF를 MGF의 정의에 적용하게 되면, 다음과 같은 계산을 수행하게 된다.

$$M_{H_{AB}}(s) = \frac{4}{p} \int_0^\infty \gamma e^{-\gamma(\sigma/p-s)} K_0\left(\frac{2\gamma}{\sqrt{p}}\right) d\gamma + \frac{2\sigma}{p\sqrt{p}} \int_0^\infty \gamma e^{-\gamma(\sigma/p-s)} K_1\left(\frac{2\gamma}{\sqrt{p}}\right) d\gamma. \quad (10)$$

이에 대한 최종 MGF는 식 (11)과 같이 표현된다<sup>[3]</sup>. 여기서  $f(s) = \sigma - ps$ 로 정의된다. 따라서, AAF를 사용하는 공조 다이버시티의 비트 에러율은 최종적으로 식 (6)에 식 (11)을 대입하여 구해진다.

$$M_{r,error}(s) = \frac{1}{f^2(s) - 4p} \left[ \frac{4p(f(s) - \sigma)\sqrt{f^2(s)}}{f(s)\sqrt{4p - f^2(s)}} \operatorname{acos}\left(\frac{f(s)}{2\sqrt{p}}\right) + \sigma f(s) - 4p \right]. \quad (11)$$

### 3.2 채널 추정 오차 영향의 적용

이제부터 앞에서 구한 공조 다이버시티의 비트 에러율 성능에 대하여 채널추정 오차의 영향을 적용한다. 먼저, 가우시안 근사화 방법을 이용하여 채널 추정 오차가 존재할 때의 실효 잡음에 대한 분산을 먼저 구하게 된다. 실효 잡음의 분포에 대한 근사화 및 이에 대한 분산은 다음과 같은 과정을 통하여 정리될 수 있다<sup>[8]</sup>.

$$r = hx + n = \tilde{h}x + \tilde{n} = \tilde{h}x - \eta x + n, \quad (12)$$

여기서  $h, \tilde{h}$ 는 각각 실제 채널 계수와 추정된 채널 계수를 의미하며,  $n, \tilde{n}$ 는 수신 단에서의 부가 잡음 및 실효 잡음을 의미한다. 여기서  $\tilde{n} = \eta e^{j\psi}$ ,  $x = A_m e^{j\tau}$ ,  $\epsilon = \beta e^{j\phi}$ 로 정의할 경우,  $\tilde{n} = n - \eta x$ 가 되므로 이를 이용하여 식 (13)과 같이 실효 잡음의 PDF를 구한다. 그 뒤 채널 추정 오차의 크기  $\beta$ 가 충분히 작다고 가정하면 실효 잡음의 PDF는 식 (14)와 같이 근사

화가 가능하다. 최종적으로  $\sigma_n^2 = A_m \beta^2 + \sigma_n^2$ 임을 이용하면 수신 신호의 분포는 최종적으로 식 (15)와 같이 복소 가우시안 분포를 갖는 것으로 근사화 된다. 이 과정은 다음 수식들과 같이 표현 가능하다.

$$p_n(\tilde{n}|x, \epsilon) = \frac{1}{\pi \sigma_n^2} e^{-\frac{|\tilde{n} + \epsilon x|^2}{\sigma_n^2}} \quad (13)$$

$$p_n(\eta|\beta, x) = \int_{-\pi}^{\pi} p_n(\tilde{n}|\epsilon, x) d\phi = \frac{1}{\pi \sigma_n^2} e^{-\frac{\eta^2 + \beta^2 A_m^2}{\sigma_n^2}} I_0\left(-\frac{2\beta\eta A_m}{\sigma_n^2}\right) \approx \frac{1}{\pi \sigma_n^2} e^{-\frac{\eta^2 + \beta^2 A_m^2}{\sigma_n^2}} \quad (14)$$

$$p_r(\eta|\beta, A_m) = \frac{1}{\pi(\beta^2 A_m^2 + \sigma_n^2)} e^{-\eta^2/(\beta^2 A_m^2 + \sigma_n^2)} \quad (15)$$

여기서  $\sigma_n^2, \sigma_n^2$ 은 각각 실효 잡음과 부가 잡음의 분산을 나타낸다. 따라서 실효 잡음의 분산은 식 (15)를 유도하는 과정에서 얻어지므로 최종적인 실효 SNR은 다음과 같이 정의된다.

$$\gamma_{eff} = \frac{|\tilde{h}|^2 E_s}{\sigma_n^2 E_s + N_0} = \frac{|\tilde{h}|^2 \bar{\gamma} / \Omega}{\sigma_n^2 \bar{\gamma} + 1}. \quad (16)$$

여기서  $E_s$ 는 전송 심볼의 에너지를 의미하며,  $\Omega$ 는 채널 이득의 평균 값으로  $\Omega = E[|h|^2]$ , 그리고  $\bar{\gamma} = \Omega E_s / N_0$ 은 평균 SNR을 의미한다. 이 정의에 의하여, 실효 SNR은 다음과 같은 카이-스퀘어 PDF 및 평균 값을 갖게 된다.

$$p(\gamma_{eff}) = \frac{1}{\sigma_n^2 \bar{\gamma} + 1} e^{-\gamma_{eff} / (\sigma_n^2 \bar{\gamma} + 1)}, \quad (17)$$

$$\overline{\gamma_{eff}} = \frac{\gamma_{eff}}{\sigma_n^2 \bar{\gamma} + 1}$$

여기서  $E[|\tilde{h}|^2] = (1 + \overline{\sigma_n^2})\Omega$ 가 되며,  $\overline{\sigma_n^2}$ 는 normalized mean square error (NMSE)로 정의된다. 즉  $\overline{\sigma_n^2} = \sigma_n^2 / \Omega$ 이며, 이 값이 커질수록 채널 추정 시의 오차가 증가함을 의미한다. 위 결과 식을 식 (6) 및 (10)에 적용하여 계산하게 되면, 결과 비트 에러율 수식은 앞에서 구한 완벽한 채널 추정을 가정했을 경우의 성능에 대하여 각 평균 SNR들이 식 (17)의 평균 실효 SNR로 치환된 형태를 갖게 된다. 그 결과, 채널 추정 오

차의 영향은 평균 실효 SNR을 통하여 반영된다. 즉, 앞에서의 평균 SNR 값들은 평균 실효 SNR 형태로 변환되며, 채널 추정 오차를 고려한 공조 다이버시티의 최종 비트 에러율은 식 (18)과 같이 표현된다.

$$P_{b,PSK}(E) = \frac{2}{\pi \log_2 M} \int_0^{\pi/2} \left( 1 + \frac{\gamma_{eff,0} g_{PSK}}{\sin^2 \phi} \right)^{-1} \frac{4p(f(s) - \sigma) \sqrt{f^2(s)} \operatorname{acos}(f(s)/2\sqrt{p}) + \sigma f(s) - 4p}{f(s) \sqrt{4p - f^2(s)}} d\phi, \quad (18)$$

$$P_{b,QAM}(E) = 4 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \left( \frac{1}{\log_2 M} \right) \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left( 1 + \frac{\gamma_{eff,0} g_{QAM}}{\sin^2 \phi} \right)^{-1} \frac{4p(f(s) - \sigma) \sqrt{f^2(s)} \operatorname{acos}(f(s)/2\sqrt{p}) + \sigma f(s) - 4p}{f^2(s) - 4p} d\phi,$$

$$\overline{\gamma_{eff,0}} = \frac{(1 + \overline{\sigma_n^2}) \overline{\gamma_0}}{\overline{\sigma_n^2} \overline{\gamma_0} + 1}, \quad (19)$$

$$\overline{\gamma_{eff,1,k}} = \frac{(1 + \overline{\sigma_n^2}) \overline{\gamma_{1,k}}}{\overline{\sigma_n^2} \overline{\gamma_{1,k}} + 1},$$

$$\overline{\gamma_{eff,2,k}} = \frac{(1 + \overline{\sigma_n^2}) \overline{\gamma_{2,k}}}{\overline{\sigma_n^2} \overline{\gamma_{2,k}} + 1},$$

여기서  $\overline{\gamma_{eff,0}}$ ,  $\overline{\gamma_{eff,1,k}}$ ,  $\overline{\gamma_{eff,2,k}}$ 는 각각 송수신 단 직접 경로의 실효 SNR, 송신 단과  $k$ 번째 릴레이 링크의 실효 SNR, 그리고  $k$ 번째 릴레이와 수신 단 링크의 실효 SNR을 의미하며,  $p$ ,  $\sigma$ ,  $f(s)$ 의 정의는  $p = \overline{\gamma_{eff,1,k} \gamma_{eff,2,k}}$ ,  $\sigma = \overline{\gamma_{eff,1,k} + \gamma_{eff,2,k}}$ , 그리고  $f(s) = \sigma - ps$ 로 표현되며 M-PSK의 경우  $s = -g_{PSK}/\sin^2 \phi$ , M-QAM의 경우  $s = -g_{QAM}/\sin^2 \phi$ 로 정의된다.

#### IV. 모의 실험 결과 및 분석

본 장에서는 QPSK 및 16QAM 변조 방식을 사용하는 경우에 대하여 다양한 채널 추정오차에 따른 동조 다이버시티 기법의 성능을 실험하여 그 결과를 앞의 분석 결과와 비교한다.

본 논문의 실험 환경은 시속 1km/h의 저속시변 단일경로 레일리 페이딩 환경을 가정하였다. 또한, 공정한 비교를 위하여  $K+1$ 개 단말들의 총 전송 전력의 합은 공조 다이버시티를 사용하지 않고 직접 경로만으로 통신하는 경우의 전송 전력과 동일하도록 유지하였다.  $\epsilon_0 = \epsilon_k = \epsilon_T / (K+1)$ 이며, 여기서  $\epsilon_T$ 는 직접 경로만으로 통신하는 경우의 전송 전력의 미한다. 공조 다이버시티에서의 각 단말들은 동일한 전송 전력을 사용한다고 가정하였다. 그림 3과 4는 채널 추정 에러가 존재하는 상황에서 각각 QPSK, 16QAM을 사용하는 경우의 실험 결과와 분석 결과를 비교한 것이며, 사용된 릴레이 단말기가 1개인

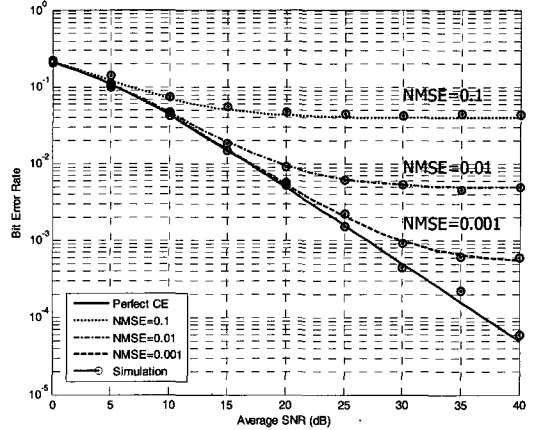


그림 3. 채널 추정 오차가 존재하는 경우 공조 다이버시티의 비트 에러율 성능: QPSK, K=1

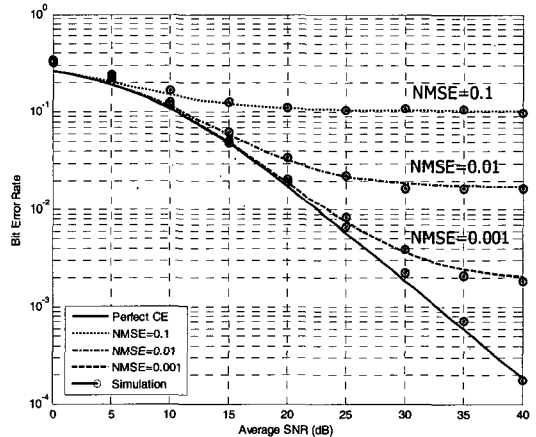


그림 4. 채널 추정 오차가 존재하는 경우 공조 다이버시티의 비트 에러율 성능: 16QAM, K=1

경우이다. 여기서 NMSE는 앞 장 수식에서의  $\overline{\sigma_n^2}$ 를 의미하며, 그 값은 pilot part와 같은 채널 추정 단에서의 채널 추정 정확도를 나타낸다. 결과를 통하여 확인할 수 있듯이, 유도된 성능은 낮은 SNR 및 양호한 SNR 영역 모두에 대하여 매우 정확한 결과를 보이고 있다. 채널 오차 영향 정도 (NMSE)는 본 논문 주제와 관련된 참고 문헌들에서 0.1~0.0001의 범위 중 선택되는 것이 통상적이다. 실험 결과는 0.1~0.001 범위의 다양한 NMSE 값에 관하여 매우 정확한 분석 결과를 보여주고 있다. 그림 4와 5는 각각 릴레이의 수가 4개인 경우의 QPSK, 16QAM의 성능을 나타낸 것이다. 이를 통하여 다양한 NMSE 값과 SNR 범위 뿐만 아니라 릴레이의 수가 다양하게 변화하여도 유도된 성능은 지속적으로 정확도를 유지하고 있음을 확인할 수 있다.

참고문헌

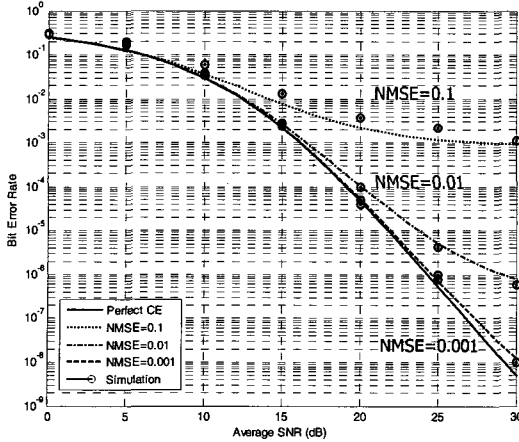


그림 5. 채널 추정 오차가 존재하는 경우 공조 다이버시티의 비트 에러율 성능: QPSK, K=4

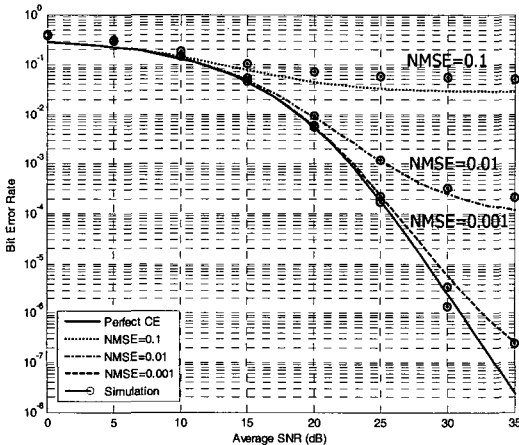


그림 6. 채널 추정 오차가 존재하는 경우 공조 다이버시티의 비트 에러율 성능: 16QAM, K=4

V. 결론

본 논문에서는 고차 변조 방식 및 채널 추정 오차를 종합적으로 고려하여 공조 다이버시티 기법의 비트 에러율 성능을 유도하였다. 채널 추정 오차의 영향은 가우시안 근사화 방식을 통하여 적용하였으며, 성능 유도는 MGF접근 방식을 사용하였다. 모의 실험 결과를 통하여 유도된 성능은 다양한 SNR 영역, 릴레이 단말기의 수, 그리고 채널 추정 오차의 정도의 변화에 대하여 일관되고 정확한 결과를 보여주고 있음을 확인하였다. 따라서 본 논문에서 유도된 결과는 추후 공조 다이버시티의 성능 예측 및 검증에 유용하게 사용될 수 있을 것으로 기대된다.

- [1] J. N. Laneman, "Cooperative Diversity in Wireless Networks: Algorithms and Architectures," Ph. D. dissertation, Dept. Electrical Eng., Massachusetts Institute of Technology, MA, 9. 2002.
- [2] J. N. Laneman and G.W.Wornell, "Energy-Efficient Antenna Sharing and Relaying for Wireless Networks," in Proc. IEEE Globecom 2004, vol. 1, pp. 7 - 12, 2004.
- [3] P. A. Anghel and M. Kaveh, "Exact Symbol Error Probability of a Cooperative Network in a Rayleigh-Fading Environment," IEEE Trans. on Wireless Communications, vol. 3, pp. 1416 - 1421, 9. 2004.
- [4] M. O. Hasna and M.-S. Alouini, "End-to-End Performance Transmission Systems With Relays Over Rayleigh-Fading Channels," IEEE Trans. on Wireless Communications, vol. 2, pp. 1126 - 1131, 11. 2003.
- [5] H. T. Cheng, H. Mheidat, M. Uysal, and T. M. Lok, "Distributed Space-Time Block Coding with Imperfect Channel Estimation," in Proc. IEEE ICC 2005, vol. 1, pp. 583 - 587, 5. 2005.
- [6] A. Ribeiro, X. Cai, and G. B. Giannakis, "Symbol Error Probabilities for General Cooperative Links," in Proc. IEEE ICC 2004, vol. 6, pp. 3369 - 3373, 2004.
- [7] S. Barbarossa and G. Scutari, "Cooperative Diversity Through Virtual Arrays in Multihop Networks," in Proc. IEEE ICASSP 2003, vol. 4, pp. 385 - 393, 4. 2003.
- [8] H. S. Cheon, "Performance Analysis of Pilot Symbol Assisted Wireless Communication Systems," Ph. D. dissertation, Dept. Electrical and Electronic Eng., Yonsei Univ., Seoul, Korea, 6. 2002.
- [9] M. K. Simon and M.-S. Alouini, "Digital Communication over Fading Channels", NewYork: John Wiley & Sons, 2000.
- [10] M. Abramowitz and I. S. Eds., "Handbook of Mathematical Functions", NewYork: Dover, 1972.
- [11] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, "Table of Integrals, Series, and Products", San Diego, CA: Academic, 1996.

노 상 민 (Ro Sang Min)

준회원



한국통신학회 논문지 27권 4B호  
참조

홍 대 식 (Dae-sik Hong)

중신회원



한국통신학회 논문지 제21권  
제8호 참조