
고속 버스트 모뎀을 위한 MSDD Diversity 수신 알고리즘

김재형*, 이영철**

The MSDD Diversity Receiver Algorithm for a High Speed Burst Modem

Jae Hyung Kim * , Young Cheol Rhee **

이 논문은 2002년도 창원대학교 연구비를 지원받았음

요약

본 논문에서는 저속 페이딩 환경 하에서 다중 심볼 차동 복조기의 다이버시티 수신 방법에 대하여 연구한다. MSDD(Multiple Symbol Differential Detection)를 이용하여 다이버시티 수신을 할 경우 복조 블록의 길이를 크게 할수록 차동 부호화된 MPSK의 Maximal-Ratio-Combining(MRC) 다이버시티 수신기 성능에 수렴하지만 복잡도가 지수적으로 증가하여 현실적으로 구현이 불가능하다. 본 논문에서는 MSDD 수신기에 입력하기 전에 수신 신호들을 정렬 시켜서 결합하는 pre-combining 방식을 제안하였다. 여기서 제안된 pre-combined MSDD 다이버시티 수신기는 준최적 수신기로서 수신기의 복잡도가 복조 블록의 길이에 선형적으로 증가하는 효율적인 MSDD 복조를 가능케 한다. 따라서 고속의 버스트 모뎀과 같이 동기 복조의 어려움이 있을 경우, 채널에 대한 정보에 의존치 않고도 다이버시티 수신을 할 수 있으며 기존의 차동 복조 방식에 비하여 큰 성능 향상을 보여준다.

ABSTRACT

In this paper, we consider the diversity combining method for multiple symbol differential detection (MSDD) over the slow fading diversity channel. Though the performance of the optimum maximum-likelihood sequence estimator for MSDD approaches the performance of maximal-ratio combining with differential encoding, the complexity increases exponentially as the size of MSDD block is increased. This new pre-combining method can make use of the efficient MSDD algorithm that has a complexity increasing linearly with the block length of MSDD. Thus, in many wireless scenarios where it is not possible to perform coherent detection, this pre-combined diversity MSDD can be applied to obtain substantial gain compare to conventional differential detection.

키워드

Diversity Combining, MSDD(Multiple Symbol Differential Detection), Pre-combining Burst detection

* 창원대학교 메카트로닉스 공학부

** 경남대학교 정보통신 공학부

접수일자 : 2004. 1. 3

I. 서론

많은 무선 모뎀의 환경에서, 수신신호의 위상 및 채널이득을 정확하게 추정하여 동기 복조를 하기가 어려운 상황이 종종 발생한다. 특히 고속 버스트 전송 시스템의 경우 더욱 어려움이 크다. 동기 복조가 어려울 경우 몇 가지 비동기 복조 방식을 사용할 수 있는데, 그 중 대표적인 것이 차동 복조(Differential Detection)라고 볼 수 있다. 그런데 차동 복조방식은 복조블록길이 N을 증가시킴으로써 다중 심볼 차동 복조(Multiple Symbol Differential Detection : MSDD) M-ary PSK이 성능을 동기복조의 성능에 수렴함을 AWGN 채널 환경 하에서 보인바 있다[1].

페이딩 채널에서의 경우는 AWGN 채널의 경우보다 매우 큰 N을 사용해야 성능 향상을 얻을 수 있는 데[2], 수신기의 구조는 N에 대하여 지수적으로 그 복잡성이 증가한다. 하지만 최근에 블록길이 N에 단지 선형적으로 계산량이 증가하는 효율적인 MSDD알고리즘이 제안되었고, 따라서 단일 페이딩 채널의 경우, N을 크게 증가시킴으로써 동기복조의 성능에 수렴하는 성능을 얻을 수 있음을 [3]에서 보였다. 또한 다중 채널 (다이버시티 수신)에서의 최적 MSDD 알고리즘의 성능분석에 대한 연구가 [4]에서 M.K. Simon등에 의해서 발표되어, 다중 채널 환경에서도 N을 크게 증가시키고 제안된 최적 복조를 할 경우 채널 이득 정보를 이용하는 Maximal-Ratio Combining (MRC)의 성능에 매우 근접함을 이론적으로 보이고 있다. 그러나 그러한 최적 복조 알고리즘을 구현하는 것은 현실적으로 불가능하며 단지 성능에 대한 하나의 benchmark로서 이용될 수 있다. 따라서 본 논문에서는 실제 구현이 용이한 준 최적(suboptimum) 복조 알고리즘을 제안하고자 한다. 기본적인 개념은 준정적(quasi-static)인 다중 채널 환경을 가정함으로써 다음과 같이 설명된다. 먼저 다이버시티 안테나들로부터 수신된 신호들의 상대적인 위상차를 추정한 후, 신호들을 회전시키면 동위상을 가지게 된다. 이 신호들을 결합함으로써 다이버시티 효과를 얻을 수 있다. 이렇게 MSDD복조 전에 결합된 신호는 [3]에서 제안

된 효율적인 MSDD를 수행할 수 있으며 구현이 가능한 복잡성 (N에 비례)을 가진다.

II. 시스템 모델

정합 필터를 통과한 후 심볼율로 표본화되며 k 번째 심볼 구간에서 수신된 신호는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} r_{k \cdot 1} &= g_1 \cdot s_k + n_{k \cdot 1} \\ r_{k \cdot 2} &= g_2 \cdot s_k + n_{k \cdot 2} \\ &\vdots \\ r_{k \cdot L} &= g_L \cdot s_k + n_{k \cdot L} \end{aligned} \tag{1}$$

여기서, g_1, \dots, g_L 은 채널이득이고 평균이 0 이며 분산이 $\sigma_k^2 = \frac{1}{2} E[|g_l|^2]$; $l=1, \dots, L$ 인 복소 가우시안 랜덤변수이다. 또한 $n_{k \cdot 1}, \dots, n_{k \cdot L}$ 은 평균이 0이고 전력 스펙트럼 밀도(PSD)가 N_0 인 복소 가우시안 잡음성분이다. 먼저 MSDD 복조를 위하여 송신 시퀀스는 다음과 같이 차동 부호화 한다.

$$S_{k+1} = S_k \cdot C_k \tag{2}$$

단, S_0 는 임의로 4 QPSK 심볼중 하나를 할당할 수 있으나, 편의상 $S_0=1$ 로 가정한다. L-경로 다이버시티 MSDD 수신기의 최적 복조 매트릭은

$$\Omega(\overline{C}_1, \overline{C}_2, \dots, \overline{C}_N) = \sum_{l=1}^L \Omega_l(\overline{C}_1, \overline{C}_2, \dots, \overline{C}_N) \tag{3}$$

의 형태로 주어지며, 편의상 $S_0=1$ 로 가정하면, 각 브랜치의 복조 매트릭은 다시 $\overline{S} = \overline{S}_1, \overline{S}_2, \dots, \overline{S}_N$ 의 함수로 다음과 같이 주어질 수 있다 [4]

$$\begin{aligned} \Omega_l(\overline{C}_1, \overline{C}_2, \dots, \overline{C}_N) &= \Omega_l(\overline{S}_1, \dots, \overline{S}_N) \\ &= \left| \sum_{k=0}^N r_{k \cdot l} \overline{S}_k^* \right|^2; l=1, \dots, L \end{aligned} \tag{4}$$

여기서, $C = \overline{C}_1, \overline{C}_2, \dots, \overline{C}_N$ 은 송신 신호 시퀀스 $C = C_1, C_2, \dots, C_N$ 의 가설 시퀀스이다. \overline{C} 과 \overline{S} 의 관계는 식(2)로 주어진다. 식(3)을 최대화하는 시퀀스 $\overline{C}_1, \overline{C}_2, \dots, \overline{C}_N$ 를 구하는 경우 연산량은 심볼 길이 N 에 따라 지수적으로 증가한다. 따라서 N 이 클 경우 현실적으로 구현이 불가능하다고 볼 수 있다. 본 논문에서는 N 이 클 경우에도 N 에 선형적으로 연산량이 증가하는 MSDD 알고리즘을 적용하기 위하여 첫번째로 고려해볼 수 있는 다이버시티 결합 방법은 선택적 결합방법 (Switched Combining) [5]이다. 즉, $r_{k,l}$ 의 에너지가 가장 클 경우 최대화해야 하는 복조 메트릭은

$$\Omega(\overline{C}_1, \overline{C}_2, \dots, \overline{C}_N) = \Omega(\overline{C}_1, \overline{C}_2, \dots, \overline{C}_N) \quad (5)$$

가 된다. 이러한 선택적 결합 방법은 매우 간단하게 다이버시티 수신신호를 Effective MSDD에 적용할 수 있으나, 나머지 $L-1$ 개의 경로에서 수신된 신호들을 이용하지 못하므로 MRC에 비하여 성능저하가 매우 크다는 단점이 있다. 따라서 L 개의 경로 신호들을 MSDD 복조 전에 동위상으로 결합을 하는 Pre-Combined Diversity 방식을 다음절에 제안하였다.

III. Pre-Combined Diversity의 제안

본 절에서는 msdd를 위하여 제안된 새로운 다이버시티 결합 방법에 대하여 설명하고자 한다. 먼저 잡음이 없다고 가정하면, 심볼구간 k 에서 m 번째 경로신호 $r_{k,m}$ 과 l 번째 경로 신호 $r_{k,l}$ 의 위상차는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta\theta_{ml} &= \theta_m - \theta_l \\ &= \arg\{g_m\} - \arg\{g_l\} \\ &= \arg\{g_m g_l^*\} \end{aligned} \quad (6)$$

잡음이 포함된 신호에서 위상차 $\Delta\theta_{ml}$ 을 추정하기 위해서는 MSDD 심볼 구간인 N 심볼에 대하여 평균을 취한다. 여기서 MSDD 심볼 구간동안 페이딩 이득이 일정한 정적인 페이딩을 가정하였다. $\Delta\theta_{ml}$ 는 식(6)의 위상을 추정함으로써 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} Q &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} r_{k,m} r_{k,l}^* \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (g_m r_k + n_{k,m})(g_l r_k + n_{k,l})^* \\ &= g_m g_l^* + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} g_m r_k n_{k,l}^* \\ &\quad + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} g_l^* r_k^* n_{k,m} \\ &\quad + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} n_{k,m} n_{k,l}^* \end{aligned} \quad (7)$$

식(6)에서 $N \rightarrow \infty$ 일 때,

$$\begin{aligned} Q &\rightarrow g_m g_l^* + E[g_m r_k n_{k,l}^*] \\ &\quad + E[g_l^* r_k^* n_{k,m}] + E[n_{k,m} n_{k,l}^*] \\ &= g_m g_l^* \end{aligned} \quad (8)$$

임을 알 수 있다. 따라서 경로이득의 위상차 $\Delta\theta_{ml}$ 은 식(8)의 Q 의 위상을 계산함으로써 추정이 가능하다. 여기서 $\Delta\theta_{ml}$ 을 이상적인 추정치라고 가정하면, $r_{k,l}$ 을 $r_{k,m}$ 에 정렬 시키는데 이용할 수 있다. 즉, $r_{k,l}$ 에 $e^{j\Delta\theta_{ml}}$ 을 곱하면

$$\begin{aligned} r_{k,l} \cdot e^{j\Delta\theta_{ml}} &= (g_l r_k + n_{k,l}) e^{j\Delta\theta_{ml}} \\ &= (|g_l| e^{j\theta_l} r_k + n_{k,l}) e^{j(\theta_m - \theta_l)} \\ &= |g_l| e^{j\theta_l} r_k + n_{k,l} e^{j(\theta_m - \theta_l)} \\ &= |g_l| e^{j\theta_l} r_k + n_{k,l} \end{aligned} \quad (9)$$

을 얻을 수 있는데, 여기서 잡음 $n_{k,l} \cdot e^{j(\theta_m - \theta_l)}$ 은 $n_{k,l}$ 과 통계적인 특성이 동일하므로 편의상 동일한 항으로 간주하기로 한다. 식(9)에서 $l=1$ 로 놓으면 $l \geq 2$ 번째 경로신호를 첫번째 경로신호에 정렬을 시킨 결과이며 다음과 같이 표현이 될 수 있다.

$$\begin{aligned} z_{k,l} &= r_{k,l} \cdot e^{j\Delta\theta_{1l}} = r_{k,l} \cdot e^{j(\theta_1 - \theta_l)} \\ &= |g_l| e^{j\theta_l} r_k + n_{k,l} \end{aligned} \quad (10)$$

여기서, 정렬된 신호들 $z_{k,l}$; $l \geq 2$ 은 동일한 위상을 가지게 되므로 신호 성분들을 간단히 더함으

로써 식(11)과 같이 다이버시티 결합을 할 수 있음을 알 수 있다.

$$\begin{aligned}
 w_k &= r_{k,l} + \sum_{l=2}^L z_{k,l} \\
 &= \left(\sum_{l=1}^L |g_l| \right) \cdot e^{j\theta_l} \cdot r_k + \sum_{l=1}^L n_{k,l} \quad (11) \\
 &= G \cdot e^{j\theta_l} \cdot r_k + e_k
 \end{aligned}$$

단, $G = \left(\sum_{l=1}^L |g_l| \right)$ 는 Rayleigh 랜덤 변수 $|g_l|$; $l=1, \dots, L$ 의 합이며, MSDD 블록구간동안 정적(static)이라고 가정하였다. 또한 e_k 는 합성 복소 가우시안 잡음 성분이다. 식(2)의 결합신호는 단일 채널에서의 MSDD와 같이 복조를 할 수 있으며 복조 매트릭은 다음과 같이 주어진다.

$$\eta(\overline{S}_1, \dots, \overline{S}_N) = \left| \sum_{k=0}^N W_k S_k^* \right|^2 \text{ 단, } S_0 \equiv 1 \quad (12)$$

식(11)의 매트릭의 최대값을 계산하기 위해서는 MSDD 복조블록의 길이 N에 지수적으로 증가하는 계산량이 요구된다. 하지만 최근에 발표된 논문들에서 매우 효과적인 MSDD알고리즘을 제안한 바 있으며, 특히 문헌[3]에 제안된 복잡도가 N에 따라 선형적으로 증가하는 효과적인 복조방식을 적용할 수 있다. 물론 식(3)에 주어진 L-경로 MSDD 최적 복조 매트릭은 이 같은 효과적인 방식을 적용할 수 없음이 명백하다.

IV. Pre-combined MSDD의 오류확률의 해석

A. Pairwise 오류 확률 (Pairwise-Error-Probability)

최적 MSDD 복조기는 식(11)을 최대화하는 신호 패턴 $\overline{S} = (\overline{S}_1, \overline{S}_2, \dots, \overline{S}_N)$ 을 찾는 것이다. $\eta(\overline{S})$ 가 가능한 모든 신호 패턴 중 최대값을 갖는다고 가정하자. 이때 전송한 신호패턴 $S = (S_1, S_2, \dots, S_N)$ 과 동일할 경우 복조 오류는 발생하지 않으나, $S \neq \overline{S}$ 이면 복조 오류가 발생한다. 일반적으로 복조 오류는

$D = \eta(S) - \eta(\overline{S}) < 0$ 일 경우 발생한다. 이를 pair-wise-error-probability (PEP) 라고 하며

$$P_e = \text{prob}[D < 0] = \text{prob} \{ |C_2|^2 - |C_1|^2 \} \quad (13)$$

단, $C_1 = \sum_{k=0}^N w_k S_k^*$, $C_2 = \sum_{k=0}^N w_k \overline{S}_k^*$ 로 주어진 다. 식(12)의 PEP는

$P_e = \frac{1}{2} [1 - Q(\sqrt{b}, \sqrt{a}) + Q(\sqrt{b}, \sqrt{a})]$ 에 의하여 다시 표현이 가능한 데, 여기서 $Q(X, Y)$ 는 Marcum Q 함수이며, 식(13)으로 주어진다[1].

$$\begin{aligned}
 Q(X, Y) &= \int_y^\infty z \cdot \exp\left(-\frac{z^2 + X^2}{2}\right) \cdot I_0(Xz) dz \\
 \left\{ \begin{array}{l} b \\ a \end{array} \right\} &= \frac{1}{2N_s} \left\{ \frac{s_1 + s_2 - 2|\rho|\sqrt{s_1 s_2} \cos(\theta_1 - \theta_2 + \phi)}{1 - |\rho|^2} \right. \\
 &\quad \left. \pm \frac{s_1 + s_2}{\sqrt{1 - |\rho|^2}} \right\} \quad (14)
 \end{aligned}$$

$$s_1 = \frac{1}{2} |\overline{C}_1|^2, s_2 = \frac{1}{2} |\overline{C}_2|^2$$

$$N_s = \frac{1}{2} |\overline{C}_1 - \overline{C}_1|^2 = \frac{1}{2} |\overline{C}_2 - \overline{C}_2|^2,$$

$$\rho = \frac{1}{2N_s} (\overline{C}_1 - \overline{C}_1)^* (\overline{C}_2 - \overline{C}_2)^*$$

$$\phi = \arg\{\rho\}, \theta_1 = \arg\{\overline{C}_1\}, \theta_2 = \arg\{\overline{C}_2\}$$

또한, Marcum Q 함수는 다음과 같은 성질을 가지고 있다.[6]

$$\begin{aligned}
 Q(\beta K, \beta) &= \frac{1}{2} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1 + K \sin \theta}{1 + 2K \sin \theta + K^2} \\
 &\quad \cdot \exp\left\{-\frac{\beta^2}{2} [1 + 2K \sin \theta + K^2]\right\} d\theta
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Q(a, aK) &= 1 + \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{K^2 + K \sin \theta}{1 + 2K \sin \theta + K^2} \\
 &\quad \cdot \exp\left\{-\frac{a^2}{2} [1 + 2K \sin \theta + K^2]\right\} d\theta \quad (15)
 \end{aligned}$$

$$0 \leq K < 1, \alpha > 0, \beta > 0$$

여기서는, $\alpha = \beta = \sqrt{b}$ 이며, $\delta = \sum_{k=0}^N S_k \cdot \overline{S_k}$
 $K = \frac{\sqrt{a}}{\sqrt{b}} = \sqrt{\frac{N - \sqrt{N^2 - |\delta|^2}}{N + \sqrt{N^2 - |\delta|^2}}}$ 임을 알 수 있다. 따라서 약간의 간소화 과정을 거친 후에, pairwise 오류확률은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{2} [1 - Q(\sqrt{b}, \sqrt{a}) + Q(\sqrt{b}, \sqrt{a})] \\ &= \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1 - K^2}{1 + 2K \sin \theta + K^2} \\ &\quad \exp\left\{ \frac{-G}{8LN_0} [N + \sqrt{N^2 - |\delta|^2}] \right. \\ &\quad \left. [1 + 2K \sin \theta + K^2] \right\} d\theta \end{aligned} \quad (16)$$

단, $G = \sum_{i=1}^L |g_i|$ 은 Rayleigh 랜덤변수의 합이며, $\sigma_e^2 = \frac{1}{2} E[|e_k|^2] = LN_0$ 은 합성 잡음 성분 e_k 의 분산을 나타낸다. 일반적인 L의 경우는 [7]에서 제안한 가상 브랜치 (Virtual branch) 기법을 이용하여 랜덤변수 G의 특성함수를 hyper-geometric 함수로 표현한 후 pairwise 오류 확률의 평균값을 계산할 수 있으나 그 결과식은 너무 복잡하며, 제안된 모델의 성능에 대한 일반적인 정보를 제공하지 못한다. 따라서 본 논문에서는 L=2인 경우에 대하여 해석을 하여 오류확률에 대한 표현식을 유도하여 그 성능을 분석하고 시뮬레이션 결과와 비교하여 비트오류 확률의 상한을 제공한다는 것을 보이고자 한다.

통계적으로 독립인 두 Rayleigh $|g_1|, |g_2|$ 의 결합 확률밀도는

$$\begin{aligned} P(|g_1|, |g_2|) &= \frac{|g_1||g_2|}{\sigma_g^4} \cdot \exp\left\{ -\frac{|g_1|^2}{2\sigma_g^2} \right\} \\ &\quad \cdot \exp\left\{ -\frac{|g_2|^2}{2\sigma_g^2} \right\} \end{aligned} \quad (17)$$

로 주어지며, 따라서 평균 PEP는 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$\begin{aligned} \overline{P_e} &= \int_{|g_1|=0}^{\infty} \int_{|g_2|=0}^{\infty} \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{d}{f(d, \theta)} \\ &\quad \cdot \exp\left\{ -\frac{(|g_1| + |g_2|)^2}{8LN_0} f(d, \theta) \right\} d\theta \\ &\quad \times \frac{|g_1||g_2|}{\sigma_g^4} \\ &\quad \cdot \exp\left\{ -\frac{|g_1|^2 + |g_2|^2}{2\sigma_g^2} \right\} d|g_1| \cdot d|g_2| \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{d}{f(d, \theta)} I(d, \theta) d\theta \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \text{단, } I(d, \theta) &= \int_{|g_1|=0}^{\infty} \int_{|g_2|=0}^{\infty} \frac{d}{f(d, \theta)} \\ &\quad \exp\left\{ -\frac{(|g_1| + |g_2|)^2}{8LN_0} f(d, \theta) \right\} \\ &\quad \times \frac{|g_1||g_2|}{\sigma_g^4} \exp\left\{ -\frac{|g_1|^2 + |g_2|^2}{2\sigma_g^2} \right\} \\ &\quad d|g_1| \cdot d|g_2| \end{aligned}$$

$$f(d, \theta) = (N + d)(1 + 2K \sin \theta + K^2), \quad d = N^2 - |\delta|^2$$

식(17)의 $I(d, \theta)$ 는 2중 부정적분을 포함하고 있으므로, 수치적분이 용이하지 않음을 알 수 있다. 그런데 최근에 Q함수를 다음과 같이 유한 적분으로 표현이 가능하다.[8]

$$\begin{aligned} Q(x) &= \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{a^2}{2} \right] da \\ &= \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\pi} \exp\left[\frac{-x^2}{2\sin^2 \phi} \right] d\phi \end{aligned} \quad (19)$$

식(19)을 이용하고, 수식을 정리하는 약간의 과정을 거치고 나면 $I(d, \theta)$ 는 식(20)와 같이 유한한 단일 적분을 포함하는 식으로 간략화 됨을 보일 수 있다.

$$\begin{aligned} I_{pc}(d, \theta) &= (\mathcal{H}(d, \theta) + 1)^{-2} - \int_0^{\pi/2} \mathcal{H}(d, \theta) \\ &\quad [\sin^{-2} \phi \cdot \mathcal{H}(d, \theta)^2 + (\mathcal{H}(d, \theta) + 1)^2 \\ &\quad - \mathcal{H}(d, \theta)^2]^{-3/2} d\phi \end{aligned} \quad (20)$$

$$\text{단, } \mathcal{H}(d, \theta) = \frac{f(d, \theta)}{4L} \cdot \Gamma_s \text{ 이고 } \Gamma_s = \frac{\sigma_g^2}{N_0} \text{ 이다.}$$

결론적으로, L=2인 경우의 pre-combined MS-DD의 PEP는 유한한 적분 구간을 가지는 이중 적분에 의하여 표현이 가능함을 보여주고 있다.

B. 비트 오류확률 (Bit Error Probability)

임의의 N에 대해서는, 우세하게 발생하는 비트 오류 사건들을 모두 합한 비트오류확률의 상한(upper bound)에 대한 근사치를 이용하여 평균 오류 확률을 구할 수 있다.

이러한 우세 오류사건 (dominant error event) 들은 $N-|\delta|=N-\sum_{k=0}^N S_k \bar{S}_k^*$ 가 최소일 경우

즉, $|\delta|=|\delta_{max}|$ 일 경우에 발생한다[1].

M-ary Multiple Symbol DPSK의 경우, 평균 비트 오류 확률의 근사치는 다음 식으로 표현된다[1].

$$P_b \leq \frac{1}{(N-1) \log_2 M} \left(\sum_{S \neq \bar{S}} w(d, \bar{d}) \right) \cdot \text{prob}(\eta(S) - \eta(\bar{S}) < 0) \quad (21)$$

단, $\sum_{S \neq \bar{S}} w(s, \bar{s})$ 는 시퀀스 S와 \bar{S} 에 해당되는 Hamming distance들의 합이고,

$\text{prob}(\eta(S) - \eta(\bar{S}) < 0)$ 는 $|\delta|=|\delta_{max}|$ 인 경우의 PEP를 나타낸다. M=4인 경우의 Hamming distance들의 합은

$$\sum_{S \neq \bar{S}} w(S, \bar{S}) \begin{cases} 4(N-1); N > 2 \\ 2; N = 2 \end{cases} \quad (22)$$

로 주어지므로, N>2일 경우, L=2 MSDD QPSK의 평균 비트 오류 확률의 상한은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$P_b \leq 2 \cdot \text{prob}(\eta(S) - \eta(\bar{S}) < 0) \quad (23)$$

V. 성능 분석 및 시뮬레이션 결과

본 절에서는 제안된 pre-combined MSDD복조

기의 성능을 알아 보고자 한다. 이를 위하여 제4절에서 유도한 비트오류확률의 상한에 관한 수식 및 컴퓨터 시뮬레이션을 이용할 것이다. MRC 다이버시티 수신기의 성능이 비트오류 확률의 비교 기준으로 사용될 것이며, 특히 차동 복조 방식의 MRC 수신기의 성능은 MSDD 다이버시티 수신기 성능의 최대 한계치로 간주할 수 있다. 즉, $N \rightarrow \infty$ 일때, 최적 MSDD 다이버시티 수신기의 성능은 차동 복조 MRC의 성능에 수렴한다. 먼저 그림1은 L=2 pre-combined MSDD 다이버시티 복조기의 평균 비트오류 확률에 대한 이론적 상한치(upper bound)과 시뮬레이션을 보여준 것이다. N이 증가할수록 이론적 상한치는 시뮬레이션 결과와 더 근접함을 알 수 있다.

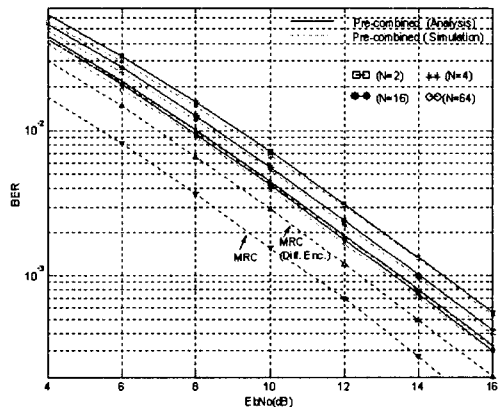


그림1. Pre-combined 다이버시티 MSDD 복조기의 평균 비트오류 확률의 이론적 상한치와 시뮬레이션 결과

Fig. 1. The analytical upper bound and simulation of average BER for pre-combined diversity MSDD detector

[2]에서 제안된 최적의 MLSE MSDD 복조기가 복조블럭의 길이 N의 증가에 따라 차동부호 MRC에 빠르게 수렴하지만, 연산량이 지수적으로 증가한다. 본 논문에서 제안된 pre-combined MSDD 복조기는 복잡도가 복조블럭의 길이 N에 선형적으로 증가하는 준최적 복조기이며 그림2에 L=2 다이버시티 MSDD 최적복조기와 pre-combined MSDD 복조기의 성능을 이론적인 상한치로 비교하였다.

Pre-combined MSDD의 경우 N=64의 경우도 [3]의 방식을 사용할 경우 구현이 어렵지 않으며, MSDD 최적 복조기에 비하여 0.6dB 이하의 성능 저하를 보이고 있다. 그림3은 L=3인 경우의 비트 오류확률을 보여준 것이다.

VI. 결론

본 논문에서는 동기복조가 어려운 경우, 동기 추적 및 채널 이득 정보 등을 이용하지 않고도 다이버시티 효과를 얻을 수 있는 새로운 복조 방식에 대하여 제안하고 그 성능을 이론적으로 유도하였으며 그 결과를 컴퓨터 시뮬레이션으로 다시 한번 검증하였다. 제안된 pre-combined MSDD 다이버시티 복조방식은 MSDD 복조기에 입력되기 전에 다이버시티 수신된 신호들을 동위상으로 회전시켜 결합함으로써, 복조 블록의 길이가 큰 경우에도 현실적으로 실현이 가능한 효율적인 MSDD 알고리즘을 이용할 수 있도록 하였다. 따라서 [2]에서 연구된 최적의 MSDD 다이버시티 수신기에 비해 준 최적의 성능을 보여주고 있지만, 기존의 차동 복조기의 성능에 비교하여, 2경로 및 3경로 채널의 경우, 최대 1.5dB~2dB의 이득을 보이고 있음을 보여 주었다. 특히 다중 경로 페이딩과 같은 채널 환경에서 버스트 모델과 같이 채널 정보를 이용하기가 어려운 경우에, MSDD는 블록의 길이를 증가 시킴으로써 성능을 크게 개선시킬 수 있는 반면 실현이 어려우나, 제안된 pre-combining 방식을 이용한 MSDD 수신기를 이용함으로써 개선된 성능과 구현 가능성을 동시에 얻을 수 있다.

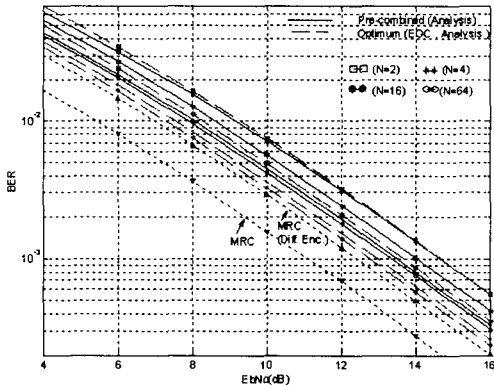


그림2. 경로 (L=2) 페이딩 채널에서 최적 MLSE 다이버시티 MSDD와 pre-combined 다이버시티 MSDD의 평균 비트오류 확률

Fig. 2. The average BER of optimum MLSE diversity MSDD and pre-combined diversity MSDD over 2-path fading channel

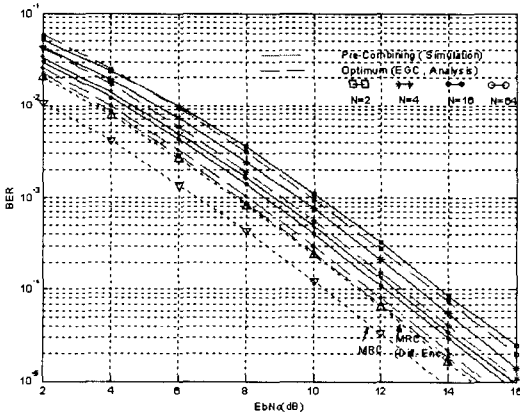


그림3. 경로 (L=3) 페이딩 채널에서 최적 MLSE 다이버시티 MSDD와 pre-combined 다이버시티 MSDD의 평균 비트오류 확률

Fig. 3. The average BER of optimum MLSE diversity MSDD and pre-combined diversity MSDD over 3-path fading channel (L=3)

참고 문헌

- [1] D. Divsalar and M.K. Simon, "Multiple-symbol differential detection of MPSK, " IEEE Transactions on Communications,, Volume: 38 Issue: 3 , March 1990, Page(s): 300 -308
- [2] Paul Ho and D. Fung, "Error performance of multiple-symbol differential detection of PSK signals transmitted over correlated Rayleigh fading channels, "IEEE Transactions on Communications, Volume: 40 Issue: 10 , Oct. 1992, Page(s): 1566 -1569
- [3] K.M. Mackenthun Jr. " A fast algorithm for multiple-symbol differential detection of MPSK, "IEEE Transactions on Communications , Volume: 42 Issue: 234 , FEBR-

UARY/MARCH/APRIL 1994

- [4] M.K. Simon and M.S. Alouini, " Multiple symbol differential detection with diversity reception ," IEEE Transactions on Communications, Volume: 49 Issue: 8, Aug. 2001 , Page(s): 1312 -1319
- [5] E.A. Neasmith and N.C. Beaulieu, " New results on selection diversity ,"IEEE Transactions on Communications, Volume: 46 Issue: 5 , May 1998, Page(s): 695 -704
- [6] M.K.Simon and M.S. Alouini, "A unified approach to the probability of error for noncoherent and differentially coherent modulations over generalized fading channels," IEEE Transactions on Communications, Volume: 46 Issue: 12 , Dec. 1998, Page(s): 1625 -1638
- [7] M.Z. Win and J.H Winters, " Virtual branch analysis of symbol error probability for hybrid selection/maximal-ratio combining in Rayleigh fading , "IEEE Transactions on Communications, Volume: 49 Issue: 11,

Nov. 2001, Page(s): 1926 -1934

- [8] M.S. Alouini and A.J. Goldsmith, " A unified approach for calculating error rates of linearly modulated signals over generalized fading channels ," IEEE Transactions on Communications, Volume: 47 Issue: 9 , Sept. 1999, Page(s): 1324 -1334

저자 소개

김재형(Jae-Hyung Kim)

현재 창원대학교 메카트로닉스공학부 교수

이영철(Young-Chul Rhee)

현재 경남대학교 정보통신공학부 교수
이력 및 연구경력은 제7권5호 참조