

논문 2010-47TC-7-15

확장된 인터리빙을 사용하는 BICM-OFDM의 주파수 다이버시티

(Frequency Diversity of BICM-OFDM with Extended Interleaving)

최민철*, 김창중**, 이호경***

(Min Cheol Choi, Chang-Joong Kim, and Ho-Kyoung Lee)

요약

본 논문에서는 확장된 인터리빙이 추가된 BICM-OFDM 시스템의 주파수 다이버시티를 분석한다. 확장된 인터리빙이란 기존의 인터리빙 방법에서 인터리빙의 범위(depth)를 K 배 확장한 것을 의미한다. 확장된 인터리빙을 사용하면 L 개의 다중경로를 갖는 채널에서 다이버시티 효과를 $\min(d_{free}, L)$ 에서 $\min(d_{free}, KL)$ 로 증가시킬 수 있다. 여기서 d_{free} 는 길쌈 부호의 자유거리이다. 또한 이를 다중경로의 개수가 변하는 개폐 채널(on-off channel)에 적용하고 모의실험을 통하여 성능이 개선됨을 보인다.

Abstract

In this paper, we analyse the frequency diversity of BICM-OFDM with extended interleaving. The extended interleaving is an interleaving which is added to the existing BICM-OFDM system to extend the interleaving depth by K times to the previous interleaving depth. Using the extended interleaving, the diversity order of the proposed system over L -tap frequency selective channels is increased from $\min(d_{free}, L)$ to $\min(d_{free}, KL)$, where d_{free} is minimum Hamming distance of the convolutional code. Simulation is also performed to show that the performance of the proposed system is better than that of the existing system even if the channel is an on-off channel in which the number of multi-paths is varying.

Keywords: BICM-OFDM, frequency diversity, interleaving

I. 서론

무선통신 채널은 일반적으로 L 개의 다중 경로를 가진다^[1]. E.Akay는 이러한 무선통신 채널 상에서 BICM-OFDM 시스템을 통해 $r = \min(d_{free}, L)$ 만큼의 주파수 다이버시티를 얻을 수 있다는 사실을 밝혔다^[2].

여기서 d_{free} 는 길쌈 부호의 최소 해밍 거리를 말한다. E. Akay의 결론은 L 개의 다중경로를 갖는 채널에 BICM-OFDM 시스템을 적용할 때, 얻을 수 있는 최대의 주파수 다이버시티는 L 이며, 이를 위해서는 d_{free} 가 L 보다 큰 길쌈 부호를 사용해야 한다는 것이다. 즉, 단순히 d_{free} 가 큰 길쌈 부호를 사용하는 것만으로 주어진 채널에서 L 보다 큰 주파수 다이버시티를 얻을 수는 없다는 것이다. 다중 경로의 개수 L 이 작은 채널 환경에서 이는 심각한 성능 저하를 초래한다. 이 문제를 해결하기 위한 방법으로 기존의 BICM-OFDM 시스템에 별도의 인터리빙을 추가하는 방법이 제안되었다^[3]. 이 방법의 목표는 d_{free} 가 충분히 크다는 가정 하에 인터리빙의 범위를 여러 프레임으로 확장시켜 각각의 OFDM 프

* 학생회원, ** 정회원, 홍익대학교 전자정보통신공학과 (Hong-Ik University)

*** 평생회원, 홍익대학교 전자전기공학부 (Hong-Ik University)

※ 본 연구는 한국교육과학기술부와 한국연구재단이 출연한 해외연구기관유치사업 연구비로 연구한 내용입니다.

(과제번호 : K20901000004-09-E0100-00410)

접수일자: 2010년5월17일, 수정완료일: 2010년7월14일

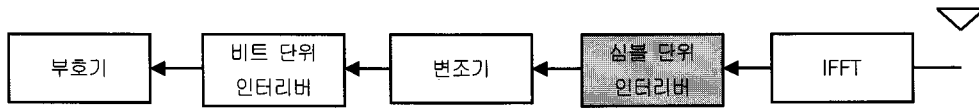


그림 1. 제안하는 인터리빙 방법이 적용된 BICM-OFDM의 블록도
 Fig. 1. Block diagram of BICM-OFDM applied proposed interleaving method.

레이에 존재했던 경로들의 합만큼 다이버시티를 증대시키는 것이다.

한편 무선 통신 채널에서 다중경로의 개수 L 은 장애물에 의해 시간적으로 변할 수도 있다. 이러한 특성을 표현하기 위해서는 기존의 다중경로 채널 모형에 경로의 생존 확률을 추가해야 한다. 이러한 채널을 개폐 채널(on-off channel)이라 부르며, 이를 활용한 예로 움직이는 차량 간 통신 채널(Vehicle-to-Vehicle Channel: V2V Channel)이 있다^[4-6].

본 논문에서는 추가된 별도의 인터리버에 의해 인터리빙 깊이(depth)가 K 배로 증대되었을 때, 주파수 다이버시티가 $\min(d_{free}, KL)$ 가 된다는 것을 수학적으로 보인다. 또한 모의실험을 통하여 이 방식이 개폐 채널에서도 충분한 성능개선의 효과를 가지고 있음을 보인다.

II. 시스템 모델

본 논문에서 제안하는 시스템은 일반적인 BICM-OFDM 시스템에 그림 1과 같이 별도의 인터리버를 추가한 것이다. 그림 1에서 부호기 블록에 사용되는 길쌘 부호의 자유 거리는 d_{free} 이고, 변조기 블록에 사용되는 신호 성좌 집합은 χ 이다. 여기서 신호 알파벳의 개수 $|\chi|$ 는 M , 심볼 당 비트 개수 $\log_2 M$ 은 m 으로 표시하기로 한다. OFDM 부반송파의 개수는 N 개이며, IFFT 블록은 N -포인트 IFFT를 수행한다. 여기서 N -포인트 IFFT를 거쳐서 얻어진 신호 파형을 하나의 OFDM 심볼이라고 부르기로 한다. 또 N -포인트 IFFT 장치의 입력 심볼들을 OFDM 심볼과 구별하여 부반송파 심볼이라고 부르기로 한다. 그리고 하나의 OFDM 심볼을 얻기 위해 필요한 N 개의 부반송파 심볼들의 묶음을 프레임이라고 부르기로 한다. 즉 하나의 OFDM 심볼은 N 개의 부반송파 심볼들의 IFFT를 통해 얻어진다. 또한 부호기 블록과 변조기 블록 사이에 위치한 인터리버는 부호기에서 출력된 mN 개의 비트들의 순서를 비트 단위로 뒤섞는 기능을 수행한다. 일반적인 BICM-OFDM 시스템에서는 길쌘 부호기에서 출력된 mN 개의 비트들

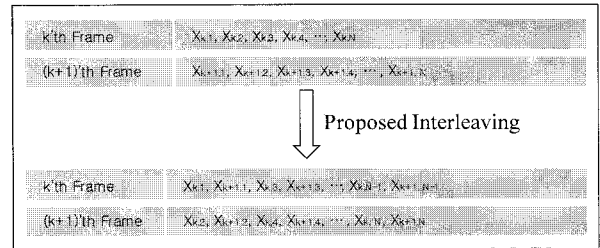


그림 2. 새로운 인터리빙 방법($K=2$)
 Fig. 2. New interleaving method.

이 비트 단위 인터리버를 통해 뒤섞인 뒤, m 비트 씩 변조기에 입력되어 N 개의 심볼에 매핑되고, N -포인트 IFFT를 거쳐 채널로 전송된다. 다시 말해서 일반적인 BICM-OFDM 시스템의 인터리버는 하나의 프레임 내부에만 적용되는 비트 단위 인터리버이다. 반면에 본 논문에서 제안하는 시스템에서는 그림 1과 같이 변조기와 IFFT 사이에 별도의 인터리버를 추가하여 인터리빙의 범위를 K 개의 프레임들로 확장시킨다. 이 별도의 인터리버는 KN 개의 심볼들의 순서를 심볼 단위로 뒤섞는 기능을 수행한다. 이 인터리버는 K 개의 프레임을 각각 K 배 하향 표본화 한 후, 서로 다른 프레임들로부터 하향 표본화하여 얻어진 프레임들을 다시 K 개씩 결합하여 새로운 프레임을 구성하게 한다. 그림 2는 K 가 2인 경우의 예이다. 그림에서 $X_{k,n}$ 은 k 번째 프레임의 n 번째 심볼을 의미한다. 먼저 k 번째 프레임과 $(k+1)$ 번째 프레임에서 각각 $2n+1$ ($n=0, \dots, N/2-1$)번째 심볼들을 뽑아낸 후, 그림 2와 같이 결합하여 새로운 하나의 프레임을 만든다. 같은 방법으로 각각의 프레임에서 $2n+2$ ($n=0, \dots, N/2-1$)번째 심볼을 뽑아낸 후, 그림 2와 같이 결합하여 또 다른 하나의 프레임을 만든다.

III. 제안하는 인터리빙 방법의 다이버시티 계수

본 장에서는 제안하는 인터리빙이 적용된 BICM-OFDM 시스템의 다이버시티를 분석한다. 일반적으로 BICM-OFDM 시스템에서는 L 개의 다중경로를 갖고, 길쌘 부호의 최소 해밍거리가 d_{free} 일 경우 $\min(d_{free}, L)$

만큼의 주파수 다이버시티를 얻을 수 있다. 이는 BICM-OFDM 시스템의 등가채널 행렬의 계수이다. 본 장에서는 BICM-OFDM 시스템에 별도의 인터리버를 추가하고 채널이 시간 및 공간적으로 완전히 비상관적이라고 가정 할 경우, 다이버시티가 $\min(d_{free}, KL)$ 로 증가함을 보인다. 이는 새로운 시스템의 등가 채널 행렬의 계수와 같다.

1. 제안하는 시스템의 등가채널 모형

본 절에서는 L 개의 다중 경로를 가지는 다중 경로 채널 모형을 설명한다. 하나의 프레임이 전송되는 동안 채널의 상태가 동일하게 유지된다고 가정하면, k 번째 프레임이 겪는 다중 경로 채널의 채널 이득 벡터는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\underline{h}_k = [h_{k,0} \ h_{k,1} \ \dots \ h_{k,(L-1)}]^T \quad (1)$$

여기서 $h_{k,l}$ 는 k 번째 프레임이 전송되는 시간 동안 l 번째 경로의 채널 이득을 나타낸다. $h_{k,l}$ 은 각각 평균이 0인 복소 가우시안 분포를 가진다고 가정한다. 또한 채널은 시간 및 공간적으로 완전히 비상관적이라고 가정한다. 다시 말해서 채널 이득 $h_{k,l}$ 들은 완전히 비상관적이라고 가정한다.

편의상 n 번째 부반송파를 통해 전송되는 부반송파 심볼을 $x(n)$ 으로 표시하기로 한다. OFDM 심볼에 적절한 크기의 순환 접두어 (Cyclic Prefix; CP)가 더해져 직교성이 보존되고, 채널의 최대 지연 시간이 CP보다 작다고 가정할 때, 수신단에서 CP를 제거하고 FFT를 거치고 난 후의 신호는 다음과 같다.

$$y(n) = x(n)H(n) + n(n), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (2)$$

$x(n)$ 은 n 번째 부반송파로 송신된 송신 신호이고, $n(n)$ 은 평균이 0, 분산이 $N_0 = 1/SNR$ 인 복소 가우시안 잡음이며, $H(n)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} H(n) &= \underline{W}_{Tot}^H(n) \underline{h}_{Tot} \\ &= \begin{cases} \left[\begin{array}{c} \underline{W}_1^H(n) \ \underline{0} \ \dots \ \underline{0} \\ \underline{0} \ \underline{W}_2^H(n) \ \underline{0} \ \dots \ \underline{0} \\ \vdots \\ \underline{0} \ \dots \ \underline{0} \ \underline{W}_K^H(n) \end{array} \right]_{1 \times KL} \underline{h}_{Tot}, & n = (\alpha K + 1) \\ \left[\begin{array}{c} \underline{0} \ \underline{W}_2^H(n) \ \underline{0} \ \dots \ \underline{0} \\ \vdots \\ \underline{0} \ \dots \ \underline{0} \ \underline{W}_K^H(n) \end{array} \right]_{1 \times KL} \underline{h}_{Tot}, & n = (\alpha K + 2) \\ \left[\begin{array}{c} \underline{0} \ \dots \ \underline{0} \ \underline{W}_K^H(n) \end{array} \right]_{1 \times KL} \underline{h}_{Tot}, & n = (\alpha K + K) \end{cases} \\ \left(\begin{array}{l} \underline{h}_{Tot} \equiv [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_K]_{KL \times 1} \\ \underline{W}_k^H(n) = [1 \ W_{N,k}^n \ W_{N,k}^{2n} \ \dots \ W_{N,k}^{(L-1)n}]^H, \left(W_{N,k} \equiv e^{-j\frac{2\pi}{N}n} \right) \end{array} \right) \quad (3) \end{aligned}$$

여기서 $\alpha = 0, 1, 2, \dots, N/K - 1$ 이고, $H(n)$ 이 n 에 따라 K 의 주기를 가지면서 변한다.

2. 제안하는 시스템의 다이버시티 분석

BICM-OFDM의 신호 쌍 오류 확률(Pairwise Error Probability; PEP)은 아래와 같다^[2].

$$\begin{aligned} P(\underline{c} \rightarrow \hat{\underline{c}} | H) &\leq P\left(\beta \geq \sum_{n, d_{free}} \|(x(n) - \hat{x}(n))H(n)\|^2\right) \\ &\leq Q\left(\sqrt{\frac{\sum_{n, d_{free}} \|(x(n) - \hat{x}(n))H(n)\|^2}{2N_0}}\right) \quad (4) \end{aligned}$$

$x(n)$ 과 $\hat{x}(n)$ 은 성상도 상에서 각 이진 비트들이 보수 관계에 있는 신호쌍이다. $d(n) = x(n) - \hat{x}(n)$ 이라고 하고, 신호 쌍 오류 확률을 찾기 위해 4-1절에서 제시한 등가채널 $H(n)$ 을 $\sum_{n, d_{free}} \|d(n)H(n)\|^2$ 에 대입하면

$$\begin{aligned} \sum_{n, d_{free}} \|d(n)H(n)\|^2 &= \sum_{n, d_{free}} \underline{h}_{Tot}^H W_{Tot}(n) d^*(n) d(n) W_{Tot}^H(n) \underline{h}_{Tot} \\ &= \underline{h}_{Tot}^H \left(\sum_{n, d_{free}} a_n \right) \underline{h}_{Tot} = \underline{h}_{Tot}^H A \underline{h}_{Tot} \quad (5) \end{aligned}$$

가 된다. 여기서 a_n 과 A 는 $KL \times KL$ 크기의 행렬이며 a_n 는 다음과 같이 주어진다.

$$a_n = \begin{cases} a^{(1)} & \text{if } k \text{ is } (\alpha K + 1) \\ a^{(2)} & \text{if } k \text{ is } (\alpha K + 2) \\ \vdots \\ a^{(K)} & \text{if } k \text{ is } (\alpha K + K) \end{cases} \quad (6)$$

$$a^{(1)} = \begin{bmatrix} a_{n,1} & 0_{L \times L} & \dots & 0_{L \times L} \\ 0_{L \times L} & 0_{L \times L} & \dots & 0_{L \times L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0_{L \times L} & 0_{L \times L} & \dots & 0_{L \times L} \end{bmatrix} \quad a^{(2)} = \begin{bmatrix} 0_{L \times L} & 0_{L \times L} & \dots & 0_{L \times L} \\ 0_{L \times L} & a_{n,2} & \dots & 0_{L \times L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0_{L \times L} & 0_{L \times L} & \dots & 0_{L \times L} \end{bmatrix}$$

$$a^{(K)} = \begin{bmatrix} 0_{L \times L} & 0_{L \times L} & \dots & 0_{L \times L} \\ 0_{L \times L} & 0_{L \times L} & \dots & 0_{L \times L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0_{L \times L} & 0_{L \times L} & \dots & a_{n,K} \end{bmatrix}$$

$$a_{n,k} = |d(n)|^2 \begin{bmatrix} 1 & W_{N,k}^n & \dots & W_{N,k}^{(L-1)n} \\ W_{N,k}^{-n} & 1 & \dots & W_{N,k}^{(L-2)n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{N,k}^{-(L-1)n} & W_{N,k}^{-(L-2)n} & \dots & 1 \end{bmatrix}$$

위에서 행렬 $a_{n,k}$ 의 rank는 1이다. $D = d_{free}$ 이고,

$b_n = |d(n)|^2$ 일 때, 행렬 A 의 rank는 다음과 같이 구해진다. 먼저 $D \leq KL$ 일 경우, $rank(A) = r \leq$

$\sum_{n=1}^D rank(a_n) = D$ 이다^[7]. 행렬 A 를 전개하면,

$$A = diag[A_1 A_2 \dots A_K] \quad (7)$$

$$A_k = \begin{bmatrix} \sum_{\alpha=0, n=\alpha K+k}^{n \leq D} b_n & \sum_{\alpha=0, n=\alpha K+k}^{n \leq D} b_n W_{N,k}^n & \dots & \sum_{\alpha=0, n=\alpha K+k}^{n \leq D} b_n W_{N,k}^{(L-1)n} \\ \sum_{\alpha=0, n=\alpha K+k}^{n \leq D} b_n W_{N,k}^n & \sum_{\alpha=0, n=\alpha K+k}^{n \leq D} b_n & \dots & \sum_{\alpha=0, n=\alpha K+k}^{n \leq D} b_n W_{N,k}^{(L-2)n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{\alpha=0, n=\alpha K+k}^{n \leq D} b_n W_{N,k}^{-(L-1)n} & \dots & \dots & \sum_{\alpha=0, n=\alpha K+k}^{n \leq D} b_n \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서 행렬 A 의 rank는 행렬 A_k 가 행렬 A 의 대각 행렬성분이므로 행렬 A_k 들의 rank를 각각 구하여 모두 더한 값이 된다. 그러므로 행렬 A_k 의 rank가 r 이라고 하면, 행렬 A 안에 행렬식이 0이 아닌 $r \times r$ 크기의 하위 행렬(sub matrix)이 존재한다. $rank(A_k) = r_k \leq$

$\sum_{\alpha=0, n=\alpha K+k}^{n \leq D} rank(a^{(n)}) = D/K$ 이므로 최대 rank를 가질 수 있는 $D/K \times D/K$ 크기의 행렬 즉, A_k 의 하위 행렬 $A_{D/K,k}$ 을 생각할 수 있다.

$$A_{D/K,k} = \begin{bmatrix} \sum_{\alpha=0, n=\alpha K+k}^{n \leq D} b_n & \sum_{\alpha=0, n=\alpha K+k}^{n \leq D} b_n W_{N,k}^n & \dots & \sum_{\alpha=0, n=\alpha K+k}^{n \leq D} b_n W_{N,k}^{(D/K-1)n} \\ \sum_{\alpha=0, n=\alpha K+k}^{n \leq D} b_n W_{N,k}^n & \sum_{\alpha=0, n=\alpha K+k}^{n \leq D} b_n & \dots & \sum_{\alpha=0, n=\alpha K+k}^{n \leq D} b_n W_{N,k}^{(D/K-2)n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{\alpha=0, n=\alpha K+k}^{n \leq D} b_n W_{N,k}^{-(D/K-1)n} & \dots & \dots & \sum_{\alpha=0, n=\alpha K+k}^{n \leq D} b_n \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서 $A_{D/K,k} = B_{D/K,k} C_{D/K,k}$ 라고 한다면,

$$B_{D/K,k} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ W_{N,k}^{-k} & W_{N,k}^{-(K+k)} & \dots & W_{N,k}^{-(D-K+k)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{N,k}^{-k(D/K-1)} & W_{N,k}^{-(K+k)(D/K-1)} & \dots & W_{N,k}^{-((D-K+k)(D/K-1)} \end{bmatrix}$$

$$C_{D/K,k} = \begin{bmatrix} b_k & b_k W_{N,k}^k & \dots & b_k W_{N,k}^{k(D/K-1)} \\ b_{K+k} & b_{K+k} W_{N,k}^{K+k} & \dots & b_{K+k} W_{N,k}^{(K+k)(D/K-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{D-K+k} & b_{D-K+k} W_{N,k}^{D-K+k} & \dots & b_{D-K+k} W_{N,k}^{(D-K+k)(D/K-1)} \end{bmatrix} \quad (10)$$

행렬 $B_{D/K,k}, C_{D/K,k}$ 는 Vandermonde matrix이므로 각

각 full rank를 갖게 되므로 $\det(B_{D/K,k})\det(C_{D/K,k}) = \det(A_{D/K,k}) \neq 0$ 이다^[7]. 그러므로 $A_{D/K,k}$ 는 full rank를

가지므로 $rank(A) = \sum_{k=1}^K (rank(A_{D/K,k})) = D/K \times K = D$ 을 만족하게 된다.

만약 $D > KL$ 일 경우 위의 식 (10)에 의해 이번에는 A_k 가 $A_{D/K,k}$ 의 하위 행렬이다. full rank를 갖는 행렬의 하위 행렬은 역시 full rank를 가지므로 $rank(A) = \sum_{k=1}^K rank(A_k) = KL$ 을 만족한다. 결과적으로 $rank(A) = \min(D, KL) = \min(d_{free}, KL)$ 가 되고, 이는 곧 다이버시티 계수가 된다.

III. 개폐 채널에서의 성능 분석

L 개 경로의 개폐 채널에서는 각 경로의 생존가능 확률이 있기 때문에 시간적으로 다중경로의 개수가 L 이하이며, 이로 인해 L 보다 작은 다이버시티를 갖는다. 이러한 경우 별도의 인터리버를 사용하여 개폐확률에 의해 감소된 경로들에 의한 다이버시티를 L 또는 그 이상으로 증가시킬 수 있다. 본 장에서는 비교적 단순한 개폐 확률을 갖는 채널에서 오류확률을 분석한다.

1. 한 경로가 무조건 생존하는 개폐 채널

먼저 표 1의 A채널은 첫 번째 경로의 확률은 1이고, 나머지 경로는 1/2의 확률을 가지며 오류 확률은 이항 식을 이용하여 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$P(error) = \sum_{n=0}^3 \binom{3}{n} \left(\frac{1}{2}\right)^3 P_{n+1} \quad (11)$$

$$= \frac{1}{8} (P_1 + 3P_2 + 3P_3 + P_4)$$

여기서 $P_{n+1} (n=0, 1, 2, 3)$ 은 n 개의 경로가 존재할 경우의 오류확률이다. 통신시스템의 오류확률은 worst case에 의존하게 되므로 $1/8P_1$ 로 근사화되고, 다이버시

표 1. 개폐 채널의 생존 확률
Table 1. Survival Probability of on-off channel.

| Tap index | 1 | 2 | 3 | 4 |
|-----------|-----|-----|-----|-----|
| A 채널 | 1 | 0.5 | 0.5 | 0.5 |
| B 채널 | 1 | 0.9 | 0.9 | 0.9 |
| C 채널 | 0.9 | 0.9 | 0.9 | 0.9 |

터계수는 1에 가깝다. 일반적으로 첫 번째 경로의 확률은 1, 나머지 $(L-1)$ 개의 경로의 확률이 P_{on} 일 경우, 오류확률은 다음과 같이 표시 할 수 있다.

$$P(error) = \sum_{n=0}^{L-1} \binom{L-1}{n} P_{on}^n P_{off}^{(L-1)-n} P_{n+1} \quad (12)$$

$$= \alpha_1 P_1 + \alpha_2 P_2 + \dots + \alpha_L P_L$$

결국 P_1, \dots, P_L 들의 선형 합이고, 계수 α_n 은 이항식에 의해 결정된다. 식 (12)의 경우, 계수 α_n 의 값들이 비슷하여 P_1, \dots, P_L 중 가장 큰 확률에 의존하여 오류확률을 생각할 수 있지만, P_{on} 의 확률이 달라질 경우, 또는 다중경로 개수가 많을 경우, 식 (12)처럼 특정한 $\alpha_n P_n$ 에 의존적이지 않고, 값이 비슷한 $\alpha_n P_n$ 들의 합으로 표현된다. 여기에 제안하는 인터리빙 방법을 이용하면, 인터리버 크기 K 의 곱만큼 다이버시티가 정확히 증가하진 않지만, 각각 프레임에서 존재하는 경로들이 모여 randomness가 증가하는 채널을 겪게 할 수 있다.

2. 모든 경로가 동일 생존 확률인 개폐 채널

표 1의 C채널은 모든 경로의 생존 확률이 0.9인 채널이다. 이 채널 또한 오류확률을 위의 식과 비슷하게 표현 할 수 있지만, 모든 경로가 off일 확률이 존재하게 되므로, 그 확률, 즉 $(1-0.9)^4$ 에서 error-floor 현상이 발생하게 된다. 여기에 제안하는 인터리빙을 이용하면 인터리버 크기에 따라 $(1-0.9)^4$ 의 확률 이전에는 성능개선의 효과가 있지만, 여전히 모든 경로가 off일 확률이 같으므로 $(1-0.9)^4$ 의 확률에서 error-floor 현상이 발생한다. 이는 새로운 인터리빙을 하여도 OFDM 한 심볼이 전송될 때 모든 경로가 off일 확률에 의존하는 결과라 할 수 있다.

V. 모의실험 결과

이번 장에서는 제안하는 시스템의 모의실험 결과를 다룬다. 먼저 인터리버 크기에 따른 성능의 변화를 쉽게 알기 위해 길쌈 부호는 생성다항식이 [135 135 147 163]인 1/4 rate에 d_{free} 가 20인 코드를 사용하였다. 256개의 부반송파를 갖는 OFDM심볼에 충분한 크기의 CP가 더해져 직교성이 보존되며 최대지연이 CP보다 작다고 가정하고, 16QAM 변조를 이용하였다. 또한 각 경로들은 모두 동일한 평균 전력을 가지고, 시간

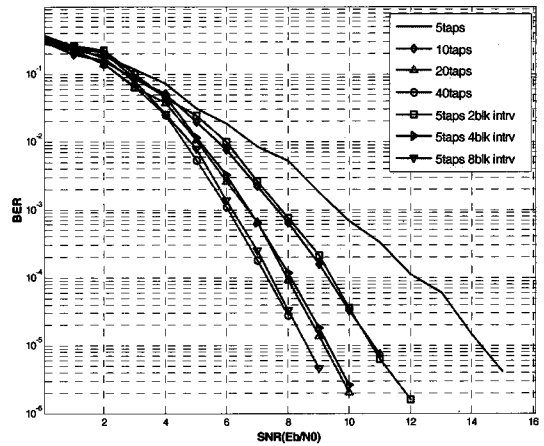


그림 3. 다중경로 채널에서 새로운 인터리빙을 적용한 결과

Fig. 3. Simulation results using new interleaving method with multi-path channel.

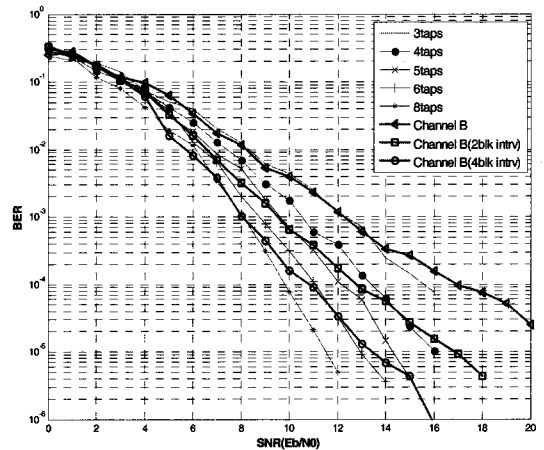


그림 4. B 채널에서 새로운 인터리빙을 적용한 결과

Fig. 4. Simulation results using new interleaving method with channel B.

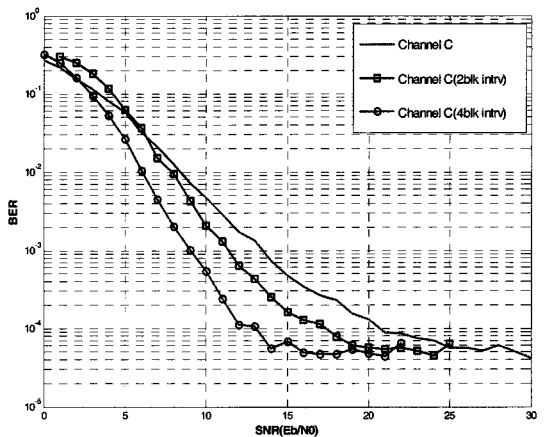


그림 5. C 채널에서 새로운 인터리빙을 적용한 결과

Fig. 5. Simulation results using new interleaving method with channel C.

지연은 OFDM 시스템에 사용되는 FFT 표본화 시간 (sampling time) T_{sample} 의 정수배라고 가정한다. 이는 주파수 다이버시티 측면에서 보다 명시적인 결과를 얻기 위함이고, 이러한 가정은 본 논문에서 모의실험 시 모두 적용된다.

그림 3은 제안하는 시스템을 다중경로 채널에서 모의실험 한 결과이다. 다중경로의 개수가 5개인 채널에서 새로운 인터리버 크기를 2,4,8로 모의실험 한 결과이다. 크기가 2,4,8일 경우 다중경로의 개수가 10,20,40개인 채널과 동일한 성능이고, 일반적으로 KL 의 다중경로를 갖는 효과를 얻게 됨을 확인할 수 있다.

그림 4는 제안하는 시스템을 표 1의 B채널에 적용하여 모의실험 한 결과이다. 낮은 SNR부분에서는 경로 3개가 존재할 채널의 오류확률과 동일하다가, 높은 SNR부분에서 그래프의 기울기가 작아지는 것을 볼 수 있다. 이는 앞에서 설명하였듯이 위의 식처럼 오류확률이 특정한 $\alpha_n P_n$ 에 의존적이지 않고, 값이 비슷한 $\alpha_n P_n$ 들의 합으로 표현되기 때문이다. 여기에 제안하는 인터리빙 방법을 이용하면, 모의실험의 결과에서 보듯 비록 인터리버 크기 K 의 곱만큼 다이버시티가 정확히 증가되진 않지만, 충분한 오류확률 개선의 효과가 있음을 볼 수 있다.

VI. 결 론

본 논문은 L 개의 다중경로를 갖는 채널에서 새로운 인터리빙을 추가한 BICM-OFDM 시스템의 주파수 다이버시티를 분석하였다. K 개의 OFDM 프레임을 모아 인터리빙을 함으로써 다이버시티 계수가 $\min(d_{\text{free}}, KL)$ 로 증가됨을 증명한 것이다. 또한 시간축 상에서 간단히 인터리버를 통해 다이버시티를 얻었으므로 전송률의 손실이 없다고 할 수 있다. 결과적으로 길쌈 부호의 d_{free} 가 충분히 클 경우 새로운 인터리버를 통해 다이버시티가 전송률의 손실 없이 기존의 채널에서 K 배 만큼 증가한다고 할 수 있다. 또한 개폐 채널에서는 각 경로의 생존확률로 인해 다이버시티가 감소하게 되는데, 이러한 경우 본 논문에서 제안한 새로운 인터리버를 이용하여 다이버시티를 개선시켜 충분한 성능향상의 효과를 볼 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] T.S.Rappaport, *Wireless communication*, 2nd ed., PHPTR, 2002.
- [2] E.Akay and E.Ayanoglu, "Full frequency diversity codes for single input single output systems," in *IEEE VTC Fall '04*, LA, USA, September 2004.
- [3] Min Cheol Choi, Chang-Joong Kim, Ho-Kyoung Lee, "Interleaving method for improved frequency diversity over on-off channel", *JCCI*, 2010.
- [4] D.W.Matolak, I.Sen and W.Xiong, "Channel modeling for V2V communications,"(invited paper) *Proc. 2nd International Workshop. Vehicle-to-Vehicle Communications 2006*, San Jose, CA 21 July 2006.
- [5] D.W.Matolak, "Channel modeling for vehicle-to-vehicle communications," *IEEE Comm. Magazin*, May 2008.
- [6] I.Sen, D.W.Matolak, "Vehicle-vehicle channel models for the 5GHz band," *IEEE Trans. ITS*, Vol.9, No.2, June 2008.
- [7] G. Strang, *Introduction to linear algebra*, 3rd ed., Wellesley-Cambridge Press, 2003.

— 저 자 소 개 —



최민철(학생회원)
2009년 홍익대학교 전기전자
공학부 학사졸업(공학사).
2009년~현재 홍익대학교 전자
정보통신공학과 석사과정
<주관심분야 : 무선통신, MIMO,
OFDM>



김창중(정회원)
2000년 홍익대학교 전자전기
공학부 학사졸업
(공학사).
2002년 홍익대학교 대학원
전파공학과 석사 졸업
(공학석사).
2002년~홍익대학교 대학원 전파통신 공학과
박사과정
<주관심분야 : 통신, 전송이론, 부호이론>



이호경(평생회원)
1981년 서울대학교 전자공학과
졸업(공학사).
1987년 Northrop Univ.
전자공학과 졸업
(공학석사).
1994년 USC 전기공학과 졸업
(공학박사).

<주관심분야 : 채널 코딩, TCM, Turbo TCM, 이
동통신, 위성통신>