

논문 2008-45TC-12-8

분산할당 SC-FDMA 시스템에서의 순환지연 다이버시티의 적용

(On the Application of Cyclic Delay Diversity to Distributed
SC-FDMA Systems)

임 민 중*

(Minjoong Rim)

요 약

분산할당 OFDMA 시스템에서 순환지연 다이버시티를 적용하면 주파수 다이버시티의 증가로 인해 성능의 증대를 가져온다. 그러나 분산할당 SC-FDMA 시스템에 순환지연 다이버시티를 적용하는 것은 주파수 다이버시티의 증가로 인한 성능증대 효과와 주파수 선택적 채널로 인한 성능감소 효과를 동시에 가져온다. 본 논문에서는 이 상반되는 두 가지 효과에 대해서 논하며 분산할당 SC-FDMA 시스템에서 순환지연 다이버시티를 적용하는 것이 언제 유리하고 언제 불리한지 논의한다.

Abstract

In distributed-allocation OFDMA systems, cyclic delay diversity can improve the system performance by increasing frequency diversity. However, applying cyclic delay diversity to distributed-allocation SC-FDMA systems can affect the performance in two contrary ways: positive effect due to increased frequency diversity and negative effect caused by increased frequency selective channels. This paper addresses these two contrary effects and discusses about when cyclic delay diversity is useful and when it is not very useful for distributed-allocation SC-FDMA systems

Keywords: SC-FDMA, SC-FDE, CDD, Diversity, Frequency Selective Channel

I. 서 론

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 주파수 선택적 페이딩 환경에서 구현상의 복잡도가 크지 않으면서 우수한 성능을 나타내고 있으며 광대역 무선통신 시스템에서 널리 사용되고 있다^[1]. 그러나 OFDM은 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)이 높다는 단점을 가지고 있으며 이를 보완한 방법 중 하나가 SC-FDE(Single-Carrier with Frequency-Domain Equalization)이다^[2-5]. SC-FDE는 특히 저속 데이터 전송에서 OFDM과 비슷한 성능, 효율성, 복잡도를 유지하

면서 비선형성 전력 증폭기에 덜 민감하다는 장점을 가진다^[6-7].

OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access)는 OFDM 시스템의 부반송파들을 다수의 사용자들이 분할하여 자원을 공유하는 방식으로 차세대 이동통신을 위한 새로운 다중접속 방식으로 고려되고 있다^[8-11]. 그러나 OFDM에 기반을 둔 OFDMA 역시 PAPR이 높다는 단점을 가지고 있으며, 상향링크 시스템을 위해서는 SC-FDE를 부반송파 분할 방식으로 확장시킨 SC-FDMA(Single Carrier - Frequency Division Multiple Access)의 사용이 제안되었다^[11-15]. SC-FDMA에서는 인접한 부반송파를 사용하는 연속할당(Localized) 방식과 일정한 간격의 부반송파를 사용하는 분산할당(Distributed) 방식이 있다^[11-12]. 연속할당 방식에서는 채널에 대한 정보를 이용하여 다중사용자 다

* 정희원, 동국대학교 정보통신공학과
(Department of Information and Communications
Engineering, Dongguk University)
접수일자: 2008년5월19일, 수정완료일: 2008년12월12일

이버시티를 얻기 용이하며 분산할당 방식에서는 주파수 다이버시티를 얻을 수 있다.

OFDMA 시스템에서 성능 향상을 하기 위해서 사용하는 기술 중 하나는 순환지연 다이버시티 (Cyclic Delay Diversity) 기술이다^[16~18]. 순환지연 다이버시티 기술은 주파수 선택적 특성을 증대시켜 주파수 다이버시티를 얻도록 하는 기술이다. 분산할당 방식을 적용한 OFDMA 시스템에서 순환지연 다이버시티 기술을 적용하면 주파수 다이버시티를 증대시켜 성능을 증대시킨다. 그러나 분산할당 방식을 적용한 SC-FDMA 시스템에서 순환지연 다이버시티 기술을 적용하면 주파수 다이버시티 증대에 의한 이득과 함께 주파수 선택적 채널이 됨으로 인한 성능 저하가 존재할 수 있으며 따라서 성능의 향상을 보장하지 않는다. 본 논문에서는 분산할당 방식을 적용하는 SC-FDMA 시스템에서 순환지연 다이버시티를 적용할 때의 성능에 대해서 논한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 분산할당 SC-FDMA에 대해서 설명하며 III장에서는 순환지연 다이버시티에 대해서 설명한다. IV장에서는 모의실험을 통해서 순환지연 다이버시티가 적용되었을 때의 성능을 확인하며 V장에서 결론을 맺는다.

II. 분산할당 SC-FDMA

1. 분산할당 OFDMA 시스템

OFDMA 시스템에서 데이터는 채널부호화 및 변조가 이루어지고 부반송파 매핑이 이루어진 뒤 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)가 된 후 순환전치구간(Cyclic Prefix)를 붙여서 전송한다. 하나의 채널부호화 및 변조된 프레임의 길이는 KL 이며 L 개씩 K 개의 OFDMA 심벌 동안 전송이 된다고 할 때 $k(1 \leq k \leq K)$ 번째 OFDMA 심벌을 고려해보자. 각 원소의 평균 에너지가 1이고 길이가 L 인 전송벡터를 S_k , L 개의 데이터를 $N(N \geq L)$ 개의 부반송파로 할당하는 0과 1로 구성된 $(N \times L)$ 행렬을 M 이라고 할 때, 길이 N 의 부반송파 할당된 신호 X_k 는 다음과 같이 표현된다.

$$X_k = MS_k \quad (1)$$

송신기에서는 다음과 같이 IFFT를 수행한다.

$$X_k = Q^H X_k \quad (2)$$

위 식에서 Q 는 N 포인트 DFT(Discrete Fourier Transform)행렬이며 Q^H 는 Q 의 복소 전치 (Hermitian Transpose) 행렬이다. 이 신호에 순환전치구간을 붙여서 전송한 후 수신기에서 순환전치구간을 제거하여, 다시 길이 N 의 블록을 복조에 사용하며 이때의 데이터 전송은 다음과 같이 써질 수 있다.

$$r_k = C_k x_k + w_k \quad (3)$$

위 식에서 r_k , x_k , w_k 는 각각 길이 N 의 수신 벡터, 송신 벡터, 잡음 벡터이다. 채널 행렬 C_k 는 보호 구간의 특성에 의해 순환 (circulant) 특성을 가지는 $(N \times N)$ 의 행렬이 되므로 다음과 같이 다시 써질 수 있다^[19].

$$C_k = Q^H H_k Q \quad (4)$$

위 식에서 H_k 는 주파수축의 채널응답값을 가지는 $(N \times N)$ 대각선 행렬이다. 식 (3)의 수신 데이터를 FFT(Fast Fourier Transform)를 통해서 주파수축으로 보내면 다음과 같이 표현된다.

$$R_k = H_k X_k + W_k \quad (5)$$

위 식에서 $R_k = Q r_k$, $X_k = Q x_k$, $W_k = Q w_k$ 이다. 주파수축 등화기에서, 완전한 채널추정을 가정하였을 때, 채널 보상되고 SNR(Signal to Noise Ratio) 가중치가 곱해진 길이 N 의 벡터 Y_k 는 다음과 같이 써질 수 있다.

$$Y_k = H_k^H R_k \quad (6)$$

수신기에서는 다음과 같이 할당된 부반송파로부터 데이터를 추출한다.

$$Z_k = M^{-1} Y_k \quad (7)$$

위 식에서 M^{-1} 은 $M^{-1}M = I$ 의 관계식을 가지는 $(L \times N)$ 행렬이다. Y_k, H_k, R_k, W_k 의 n 번째 원소를 $Y_{kn}, H_{kn}, R_{kn}, W_{kn}$ 이라고 할 때 식 (6)은 다음과 같이 써질 수 있다.

$$Y_{kn} = H_{kn}^* R_{kn} = |H_{kn}|^2 X_{kn} + H_{kn}^* W_{kn} \quad (8)$$

만일 충분히 주파수축에서 부반송파를 필터링하는 분산할당 방법을 사용하였다면 W_{kn} 의 분산을 σ^2 이라고 하고 M 의 (n, l) 번째 원소를 M_{nl} 이라고 할 때 수신된 신호의 평균 SNR은 다음과 같이 근사화된다.

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_{OFDMA, k} &= \frac{1}{L\sigma^2} \sum_{l=1}^L \sum_{n=1}^N M_{nl} |H_{kn}|^2 \\ &\approx \frac{1}{N\sigma^2} \sum_{n=1}^N |H_{kn}|^2 \end{aligned} \quad (9)$$

따라서 K 개의 OFDMA 심벌 동안의 평균 SNR은 다음과 같이 표현된다.

$$\bar{\gamma}_{OFDMA} = \frac{1}{KN\sigma^2} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N |H_{kn}|^2 \quad (10)$$

주어진 변조 및 부호화 방법 및 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 채널에서 FER(Frame Error Rate)이 SNR γ 에 대한 함수 $\Phi(\gamma)$ 로 주어졌다고 하자. $\gamma_{kl} (\equiv \sum_{n=1}^N M_{nl} |H_{kn}|^2 / \sigma^2)$ 의 SNR을 가지는 KL 개의 페이딩 경로를 통과하여 전송되었을 때의 FER은 다음과 같은 방법으로 유효 SNR γ_{eff} 를 구한 뒤 $\Phi(\gamma_{eff})$ 를 구함으로써 얻을 수 있다^[20].

$$\gamma_{eff} = -\beta \log \left(\frac{1}{KL} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \exp \left(-\frac{\gamma_{kl}}{\beta} \right) \right) \quad (11)$$

위 식은 Jensen 부등식에 의하여 다음의 부등식이 성립된다^[21].

$$\begin{aligned} \gamma_{eff} &\leq -\beta \log \left(\exp \left(-\frac{1}{KL} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \frac{\gamma_{kl}}{\beta} \right) \right) \\ &= \frac{1}{KL} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \gamma_{kl} \end{aligned} \quad (12)$$

만일 낮은 부호화율의 채널부호화를 적용하였다면 $E\{\gamma_{kl}/\beta\}$ 가 작은 값을 가지고 γ_{kl}/β 의 변화가 작아지므로 다음과 같이 근사화할 수 있다.

$$\gamma_{eff} \approx \bar{\gamma}_{OFDMA} \quad (13)$$

채널부호화가 적용이 되었다고 가정할 때 본 논문에서 OFDMA 시스템의 불능률은 다음과 같이 $\bar{\gamma}_{OFDMA}$ 가 임계치 $\Gamma (< E\{\bar{\gamma}_{OFDMA}\})$ 보다 작은 값을 가지는 확률로 정의한다.

$$Outage_{OFDMA} \equiv P(\bar{\gamma}_{OFDMA} < \Gamma) \quad (14)$$

$\bar{\gamma}_{OFDMA}$ 의 분포의 형태가 일정하게 유지될 수 있다고 가정할 때 $\bar{\gamma}_{OFDMA}$ 의 평균이 일정하고 분산이 줄어들면 불능률은 감소한다.

2. 분산할당 SC-FDMA 시스템

SC-FDMA 시스템에서 데이터는 채널부호화 및 변조가 이루어진 뒤 DFT가 수행되고 부반송파 매핑, IFFT 및 순환전치구간의 삽입이 이루어진다. 하나의 채널부호화 및 변조된 프레임의 길이는 KL 이며 L 개씩 K 개의 SC-FDMA 심벌 동안 전송이 된다고 할 때 $k(1 \leq k \leq K)$ 번째 SC-FDMA 심벌을 고려해보자. 길이 N 의 전송 벡터를 s_k 라고 할 때 먼저 L 크기의 DFT를 수행하여 각 원소의 평균 에너지가 1인 주파수축 벡터를 만든다.

$$s_k = \hat{Q} s_k \quad (15)$$

위 식에서 \hat{Q} 는 L 크기의 DFT 행렬이다. L 개의 데이터를 N 개의 부반송파로 할당하는 $(N \times L)$ 행렬을 M 이라고 할 때, 길이 N 의 부반송파 할당된 신호 X_k 는 다음과 같이 표현된다.

$$X_k = MS_k \quad (16)$$

송신기에서는 부반송파 할당된 신호를 N 크기의 IFFT를 한다.

$$x_k = Q^H X_k \quad (17)$$

이 신호에 순환전치구간을 붙여서 전송한 후 수신기에서 순환전치구간을 제거하여, 다시 길이 N 의 블록을 복조에 사용하며 이때의 데이터 전송은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r_k = C_k x_k + w_k \quad (18)$$

위 식에서 r_k, x_k, w_k 는 각각 길이 N 의 수신 벡터, 송신 벡터, 잡음 벡터이다. 채널 행렬 C_k 는 보호 구간의 특성에 의해 순환 특성을 가지는 $(N \times N)$ 의 행렬이 되므로 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$C_k = Q^H H_k Q \quad (19)$$

위 식에서 H_k 는 주파수축의 채널응답값을 가지는 $(N \times N)$ 대각선 행렬이다. 식 (18)의 수신 데이터를 FFT를 통해서 주파수축으로 보내면 다음과 같이 표현된다.

$$R_k = H_k X_k + W_k \quad (20)$$

위 식에서 $R_k = Q r_k, X_k = Q x_k, W_k = Q w_k$ 이다. 주

과수축의 간섭 및 잡음 벡터 \mathbf{W}_k 의 분산을 나타내는 대각선 행렬을 $\sigma^2 \mathbf{I}$ 라고 할 때 다음과 같은 MMSE 방법을 사용하여 잡음의 증폭을 억제할 수 있다.

$$\mathbf{Y}_k = (\mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}_k^H \mathbf{R}_k \quad (21)$$

수신기에서는 등화 전, 혹은 후에 부반송과 할당의 역작용을 한다.

$$\mathbf{Z}_k = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{Y}_k \quad (22)$$

$\mathbf{Y}_k, \mathbf{H}_k, \mathbf{R}_k, \mathbf{W}_k$ 의 n 번째 원소를 $Y_{kn}, H_{kn}, R_{kn}, W_{kn}$ 이라고 할 때 식 (21)은 다음과 같이 써질 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_{kn} &= \frac{H_{kn}^*}{|H_{kn}|^2 + \sigma^2} R_{kn} \\ &= \frac{|H_{kn}|^2}{|H_{kn}|^2 + \sigma^2} X_{kn} + \frac{H_{kn}^*}{|H_{kn}|^2 + \sigma^2} W_{kn} \end{aligned} \quad (23)$$

위 식은 부반송과 할당의 역작용을 한 뒤 다시 unitary 행렬인 \mathbf{Q} 를 통과한다. 만일 충분히 주파수축에서 부반송과를 흘트리는 분산 할당 방법을 사용하였다고 할 때 수신된 신호의 평균 SNR은 다음과 같이 써질 수 있다.

$$\bar{\gamma}_{SCFDMA, k} = \frac{1}{N\sigma^2} \frac{\left(\sum_{n=1}^N \frac{|H_{kn}|^2}{|H_{kn}|^2 + \sigma^2} \right)^2}{\sum_{n=1}^N \frac{|H_{kn}|^2}{(|H_{kn}|^2 + \sigma^2)^2}} \quad (24)$$

등화 및 부반송과로부터의 데이터 추출이 이루어지면 IFFT를 통해서 시간축으로 이동한다.

$$\mathbf{z}_k = \tilde{\mathbf{H}}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k \tilde{\mathbf{Q}}^H \mathbf{Z}_k \quad (25)$$

위 식에서 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 는 각 블록의 채널의 대표값으로 결정되는 $(L \times L)$ 대각선 행렬로서 모든 대각선 원소값은 같으며 k 번째 블록의 채널값 \tilde{H}_k 는 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{H}_k = \sqrt{\frac{1}{N} \frac{\left(\sum_{n=1}^N \frac{|H_{kn}|^2}{|H_{kn}|^2 + \sigma^2} \right)^2}{\sum_{n=1}^N \frac{|H_{kn}|^2}{(|H_{kn}|^2 + \sigma^2)^2}}} \quad (26)$$

K 개의 OFDMA 심벌 동안의 평균 SNR은 다음과 같이 표현된다.

$$\bar{\gamma}_{SCFDMA} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \bar{\gamma}_{SCFDMA, k} \quad (27)$$

벡터 \mathbf{a} 와 \mathbf{b} 를 다음과 같이 정의해 보자.

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{|H_{kn}|}{|H_{kn}|^2 + \sigma^2} \\ b_n &= |H_{kn}| \end{aligned} \quad (28)$$

위 식에서 Schwarz 부등식 $\langle \mathbf{a}, \mathbf{b} \rangle^2 \leq \langle \mathbf{a}, \mathbf{a} \rangle \langle \mathbf{b}, \mathbf{b} \rangle$ 를 적용하면 다음의 관계가 성립한다.

$$\begin{aligned} &\left(\sum_{n=1}^N \frac{|H_{kn}|^2}{|H_{kn}|^2 + \sigma^2} \right)^2 \\ &\leq \sum_{n=1}^N \frac{|H_{kn}|^2}{(|H_{kn}|^2 + \sigma^2)^2} \sum_{n=1}^N |H_{kn}|^2 \end{aligned} \quad (29)$$

따라서 다음의 관계가 성립한다.

$$\bar{\gamma}_{SCFDMA} \leq \bar{\gamma}_{OFDMA} \quad (30)$$

위 식에서는 등호는 $|H_{kn}|$ 이 모든 n 에 대해서 같을 때, 즉 채널이 주파수 비선택적일 때 성립하며 주파수 선택적이 됨에 따라서 $\bar{\gamma}_{OFDMA}$ 와 $\bar{\gamma}_{SCFDMA}$ 의 차이는 커질 수 있다. 따라서 분산할당 SC-FDMA는 분산할당 OFDMA에 비해서 주파수 선택적 페이딩 채널에서 성능이 떨어지는 경향을 보인다. 그러나 OFDMA와 SC-FDMA는 시간 선택적 채널에서의 특성에서는 차이가 없다.

본 논문에서 SC-FDMA 시스템의 불능률은 다음과 같이 $\bar{\gamma}_{SCFDMA}$ 가 임계치 $\Gamma (< E\{\bar{\gamma}_{SCFDMA}\})$ 보다 작은 값을 가지는 확률로 정의한다.

$$Outage_{SCFDMA} \equiv P(\bar{\gamma}_{SCFDMA} < \Gamma) \quad (31)$$

만일 $\bar{\gamma}_{SCFDMA}$ 의 분산이 감소하더라도 평균도 감소한다면 불능률이 개선되는 것을 보장하지 않는다.

III. 순환지연 다이버시티

1. 순환지연 다이버시티를 적용하지 않았을 때의 다이버시티

OFDMA 및 SC-FDMA 시스템에서 순환지연 다이버시티를 적용하는 경우를 고려하기 위하여 먼저 하나의 안테나를 사용할 때의 시간축 및 주파수축 다이버시티를 고려해보자. K 를 부호화 구간 동안의 OFDM 심

벌의 수라고 하고 k 번째 OFDM 심벌의 주파수축의 채널을 H_{kn} ($k = 1, \dots, K, n = 1, \dots, N$)라고 할 때 이 논문에서 다이버시티 계수 M 은 다음과 같이 정의한다.

$$M = \frac{\text{var}\{|H|^2\}}{\text{var}\left\{\frac{1}{K} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N |H_{kn}|^2\right\}} \quad (32)$$

위 식에서 H 는 단일 부반송파에서의 주파수 응답값을 의미한다. 다이버시티 기술을 사용하여 $E\{|H_{kn}|^2\}$ 는 일정하게 유지하면서 다이버시티 계수가 증가하면 $|H_{kn}|^2$ 의 분포가 같은 형태로 유지된다는 가정 하에서 식 (14)의 OFDMA 시스템의 불능률은 줄어든다.

T 를 샘플 구간, J 을 다중경로의 수, p_{kj} 를 k 번째 OFDM 심벌의 j 번째 다중경로의 평균 채널값, h_{kj} 를 k 번째 OFDM 심벌의 j 번째 다중경로에 해당하는 $E\{|h_{kj}|^2\} = E\{|H|^2\}$ 이고 $\text{var}\{|h_{kj}|^2\} = C_1$ 인 페이딩 채널이라고 할 때 k 번째 OFDM 심벌의 시간축의 다중 경로 채널이 다음과 같이 정의되어 있다고 하자.

$$\text{channel}_k(t) = \sum_{j=1}^J p_{kj} h_{kj} \delta(t - lT) \quad (33)$$

$$\left(\sum_{j=1}^J p_{kj}^2 = 1 \right)$$

Parseval의 정리를 적용하면 다이버시티 계수는 다음과 같이 써질 수 있다.

$$M_{\text{Original}} = \frac{K^2 \text{var}\{|H|^2\}}{\text{var}\left\{\sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J p_{kj}^2 |h_{kj}|^2\right\}} \quad (34)$$

만일 각 다중경로가 독립이며 k 에 상관없이 $p_{kj} = p_j$ 이라면 위 식은 다음과 같이 표현된다.

$$M_{\text{Original}} = \frac{K^2 \text{var}\{|H|^2\}}{\sum_{j=1}^J p_j^4 \text{var}\left\{\sum_{k=1}^K |h_{kj}|^2\right\}} \quad (35)$$

만일 다중경로 j 에 상관없이 $\text{var}\{\sum_{k=1}^K |h_{kj}|^2\} = C_2$ 라고 가정한다면 위 식은 다음과 같이 써진다.

$$M_{\text{Original}} = \frac{1}{\sum_{j=1}^J p_j^4} \frac{K^2 C_1}{C_2} \frac{\text{var}\{|H|^2\}}{C_1} \quad (36)$$

$$= M_{\text{Original}}^{\text{Freq}}, M_{\text{Original}}^{\text{Time}}, M_{\text{Original}}^{\text{Symbol}}$$

위 식에서 및 $M_{\text{Original}}^{\text{Freq}}, M_{\text{Original}}^{\text{Time}}$ 및 $M_{\text{Original}}^{\text{Symbol}}$ 은 각각 주파수 다이버시티 계수, 시간 다이버시티 계수, 심벌 다이버시티 계수로 정의되며 다음과 같다.

$$M_{\text{Original}}^{\text{Freq}} = \frac{1}{\sum_{l=1}^J p_l^4} \quad (37)$$

$$M_{\text{Original}}^{\text{Time}} = \frac{K^2 C_1}{C_2}$$

$$M_{\text{Original}}^{\text{Symbol}} = \frac{\text{var}\{|H|^2\}}{C_1}$$

주파수 다이버시티 계수가 증가하거나 시간 다이버시티 계수가 증가하거나 심벌 다이버시티 계수가 증가하면 다이버시티 계수 M 이 증가되어 OFDMA 시스템의 불능률이 감소할 수 있다. 그러나 SC-FDMA 시스템에서는 시간 다이버시티 계수의 증가는 성능 증대를 가져올 수 있지만 주파수 다이버시티 계수의 증가는 반드시 성능 증대를 가져온다는 보장을 하지 않는다.

3. 순환지연 다이버시티를 적용하였을 때의 다이버시티

OFDMA 시스템에서 다중안테나를 이용한 간단한 다이버시티 기술 중 하나는 순환지연 다이버시티이다 [16-18]. 두 개의 안테나를 사용한다고 할 때 T 를 샘플 구간, J 을 다중경로의 수, p_{1kj} 및 p_{2kj} 를 k 번째 OFDM 심벌의 각 안테나의 j 번째 다중경로의 평균 채널값, h_{1kj} 및 h_{2kj} 를 k 번째 OFDM 심벌의 각 안테나의 j 번째 다중경로에 해당하는 $E\{|h_{1kj}|^2\} = E\{|h_{2kj}|^2\} = E\{|H|^2\}$ 이고 $\text{var}\{|h_{1kj}|^2\} = \text{var}\{|h_{2kj}|^2\} = C_1$ 인 페이딩 채널이라고 할 때 k 번째 OFDM 심벌의 시간축의 다중 경로 채널이 다음과 같이 정의되어 있다고 하자.

$$\text{channel}_{1k}(t) = \sum_{j=1}^J p_{1kj} h_{1kj} \delta(t - lT)$$

$$\text{channel}_{2k}(t) = \sum_{j=1}^J p_{2kj} h_{2kj} \delta(t - lT) \quad (38)$$

$$\left(\sum_{j=1}^J p_{1kj}^2 = 1, \sum_{j=1}^J p_{2kj}^2 = 1 \right)$$

J 보다 큰 순환지연값 D 를 가지는 순환지연 다이버시티를 적용하면 시간축의 다중 경로 채널은 다음과 같이 만들어진다.

$$\begin{aligned} \text{channel}_{k, CDD}(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{j=1}^J p_{1kj} h_{1kj} \delta(t - jT) \\ &+ \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{j=1}^J p_{2kj} h_{2kj} \delta(t - (j+D)T) \end{aligned} \quad (39)$$

Parseval의 정리를 적용하면 프레임 다이버시티 계수는 다음과 같이 써질 수 있다.

$$\begin{aligned} M_{CDD} &= \frac{4K^2 \text{var}\{|H|^2\}}{\text{var}\left\{\sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J (p_{1kj}^2 |h_{1kj}|^2 + p_{2kj}^2 |h_{2kj}|^2)\right\}} \end{aligned} \quad (40)$$

만일 두 안테나의 채널이 상관도가 없으며 각 다중경로가 독립이고 k 에 상관없이 $p_{1kj} = p_{2kj} = p_j$ 이라면 프레임 다이버시티 계수는 다음과 같이 써질 수 있다.

$$\begin{aligned} M_{CDD} &= \frac{4K^2 \text{var}\{|H|^2\}}{\sum_{j=1}^J p_j^4 \left(\text{var}\left\{\sum_{k=1}^K |h_{1kj}|^2\right\} + \text{var}\left\{\sum_{k=1}^K |h_{2kj}|^2\right\} \right)} \end{aligned} \quad (41)$$

만일 다중경로 j 에 상관없이 $\text{var}\left\{\sum_{k=1}^K |h_{1kj}|^2\right\} = \text{var}\left\{\sum_{k=1}^K |h_{2kj}|^2\right\} = C_2$ 라면 위 식은 다음과 같이 써진다.

$$\begin{aligned} M_{CDD} &= \frac{2}{\sum_{j=1}^J p_j^4} \frac{K^2 C_1}{C_2} \frac{\text{var}\{|H|^2\}}{C_1} \\ &= M_{CDD}^{\text{Freq}} M_{CDD}^{\text{Time}} M_{CDD}^{\text{Symbol}} \end{aligned} \quad (42)$$

위 식에서 M_{CDD}^{Freq} , M_{CDD}^{Time} 및 M_{CDD}^{Symbol} 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} M_{CDD}^{\text{Freq}} &= \frac{2}{\sum_{j=1}^J p_j^4} = 2M_{\text{Original}}^{\text{Freq}} \\ M_{CDD}^{\text{Time}} &= \frac{K^2 C_1}{C_2} = M_{\text{Original}}^{\text{Time}} \\ M_{CDD}^{\text{Symbol}} &= \frac{\text{var}\{|H|^2\}}{C_1} = M_{\text{Original}}^{\text{Symbol}} \end{aligned} \quad (43)$$

순환지연 다이버시티는 채널의 주파수 선택적 특성을 증가시켜 주파수 다이버시티 계수를 증가시킨다. 분산할당 OFDMA 시스템에서 순환지연 다이버시티를 적용하는 것은 $\bar{\gamma}_{\text{OFDMA}}$ 의 평균을 유지하면서 분산을 줄이므로 불능률을 개선할 수 있다. 그러나 분산할당 SC-FDMA 시스템에서 순환지연 다이버시티를 적용하

는 것은 주파수 선택적 채널에 의해서 $\bar{\gamma}_{\text{SCFDMA}}$ 의 평균을 감소시킬 수 있으므로 불능률을 개선할 수 있다는 보장을 할 수 없다. 특히 시간 다이버시티 계수가 매우 큰 경우에는 $\bar{\gamma}_{\text{OFDMA}}$ 의 분산을 더 줄이는 것이 성능의 개선에 큰 도움이 안 되는데 반해서 주파수 선택적 채널을 만드는 것이 $\bar{\gamma}_{\text{OFDMA}}$ 과 $\bar{\gamma}_{\text{SCFDMA}}$ 의 차이를 늘림으로써 오히려 성능의 열화를 가져올 수 있다. 따라서 시간 다이버시티 계수가 매우 크고 주파수 다이버시티 계수와 심벌 다이버시티 계수가 작은 경우에는 순환지연 다이버시티를 적용하지 않는 것이 오히려 유리할 수 있다.

IV. 모의실험

실험에서는 두 개의 안테나를 가지는 분산할당 SC-FDMA 시스템에서 순환지연 다이버시티를 적용하는 것과 적용하지 않는 경우의 FER(Frame Error Rate) 성능을 비교하였다. 채널은 단말의 이동속도에 따라서 변하지만 심벌 단위로만 변하며 SC-FDMA 심벌 내에서는 일정한 값을 유지하도록 함으로써 SC-FDMA 심벌 내에서의 채널변화에 의한 영향은 무시하였다. 표 1에 자세한 실험 변수가 나와 있다. 그림 1과 2는 분산할당 SC-FDMA 시스템에서 채널의 시간축 변화가 작은 경우(3Km/h)와 시간축 변화가 큰 경우(200Km/h)의 실험 결과를 보여준다. 채널의 시간축 변화가 작은 경우에는 순환지연 다이버시티를 적용하는 것이 성능의 증대를 가져오지만 이미 충분한 다이버시티가 있는 경우에는 순환지연 다이버시티를 적용하는 것이 오히려 성능의 감소를 가져올 수 있다.

그림 3 및 4는 OFDMA 및 SC-FDMA 시스템에서

표 1. 실험 변수

Table 1. Simulation parameters.

Parameter	Value
Sampling Frequency	10MHz
FFT Size	1024
OFDM Symbol Duration	128 μ s
Carrier Frequency	3.5GHz
Mobility	3Km/h, 200Km/h
# of OFDM Symbols per Frame	32
Modulation	16QAM
Channel Coding	1/2 Convolutional Coding
Channel	Exponential Distribution
RMS Delay Spread	0.0501

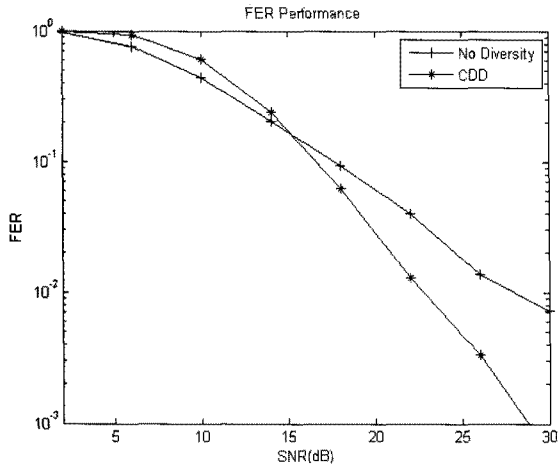


그림 1. 이동속도가 작을 때의 순환지연 다이버시티 성능
 Fig. 1. Performance of cyclic delay diversity with low velocity.

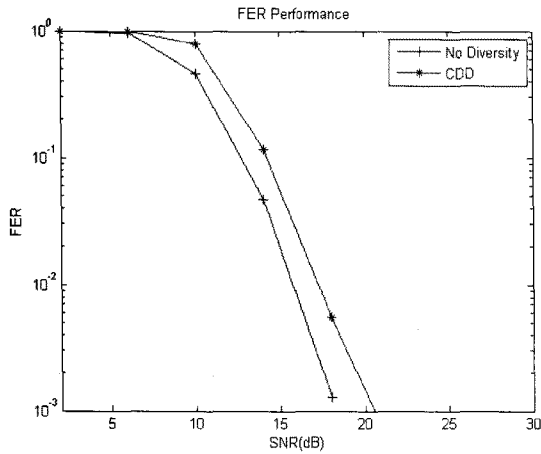


그림 2. 이동속도가 클 때의 순환지연 다이버시티 성능
 Fig. 2. Performance of cyclic delay diversity with high velocity.

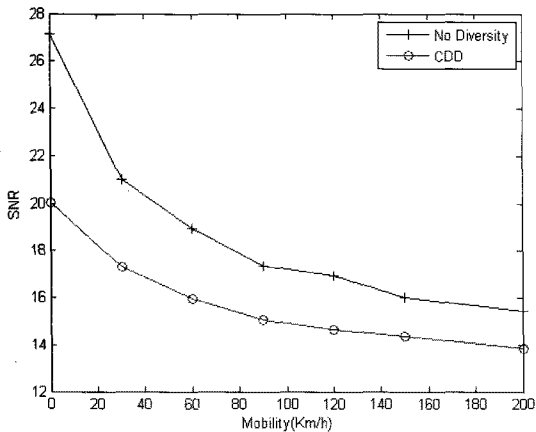


그림 3. OFDMA 시스템에서 FER = 0.01을 만족시키는 SNR
 Fig. 3. SNR satisfying FER = 0.01 for OFDMA systems.

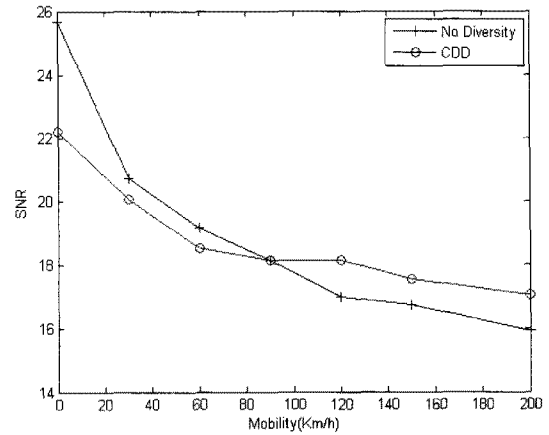


그림 4. SC-FDMA 시스템에서 FER = 0.01을 만족시키는 SNR
 Fig. 4. SNR satisfying FER = 0.01 for SC-FDMA systems.

단말의 이동속도를 변화시키면서 FER을 0.01을 만족하는 SNR을 나타낸 것이다. 단말의 이동속도가 커질수록 시간 다이버시티가 증대되므로 성능이 개선된다. OFDMA 시스템의 경우 순환지연 다이버시티를 적용하면 항상 성능의 개선을 얻지만 시간 다이버시티가 커질수록 다이버시티는 포화상태에 이르므로 순환지연 다이버시티를 사용함으로써 얻는 이득은 작아진다. 그러나 SC-FDMA 시스템의 경우 순환지연 다이버시티를 적용하면 시간 다이버시티의 정도에 따라서 성능이 개선되거나 감소될 수 있다.

V. 결 론

다이버시티는 시간축의 채널변화에 의해서 발생하는 시간 다이버시티, 주파수 선택적 채널에 의해서 얻을 수 있는 주파수 다이버시티, 그리고 다중안테나에 의한 심벌 다이버시티 등으로 나뉠 수 있다. 심벌 다이버시티는 채널의 변화폭을 줄임으로써 BER 및 FER을 동시에 줄이는 것이지만 시간 및 주파수 다이버시티는 채널의 변화 주기를 빠르게 함으로써 BER은 그대로 두면서 FER을 줄인다. 다이버시티를 계속 증가시켜도 성능의 개선은 한계가 있으므로 이미 다이버시티가 큰 경우에는 추가적으로 다이버시티를 증가시킴으로써 얻을 수 있는 이득은 미미하다. OFDMA 시스템의 경우에는 순환지연 다이버시티를 적용하였을 때 항상 성능의 향상을 이룰 수 있지만 SC-FDMA 시스템에서는 채널이 주파수 선택적이 됨으로 인한 성능의 감소가 있으므로 시

간축의 채널변화가 크며 시공간 부호화가 적용되지 않았고 채널의 주파수축 변화가 크지 않은 경우에는 순환지연 다이버시티를 적용하는 것이 오히려 성능의 저하를 일으킬 수 있다. 따라서 SC-FDMA 시스템에서 순환지연 다이버시티를 적용할 때에는 시간 다이버시티, 주파수 다이버시티, 심벌 다이버시티의 정도를 확인하고 이를 바탕으로 적용 여부를 결정해야 한다.

참 고 문 헌

- [1] Z. Wang, G. B. Giannakis, "Wireless Multicarrier Communications," *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol.17, No.3, pp.29-48, May 2000.
- [2] H. Witschnig, T. Mayer, A. Springer, A. Koppler, "A Different Look on Cyclic Prefix for SC/FDE," *PIMRC*, pp.824-828, September 2002.
- [3] H. Witschnig, G. Ossberger, A. Springer, A. Koppler, L. Maurer, M. Huemer, R. Weigel, "The Effect of Blockwise Transmission on Higher-Order Modulation Schemes for SC/FDE," *International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, pp.27-30, October 2002.
- [4] N. Al-Dhahir, "Single-Carrier Frequency-Domain Equalization for Space-Time Block-Coded Transmissions over Frequency-Selective Fading Channels," *IEEE Communications Letters*, Vol.5, No.7, pp.304-306, July 2001.
- [5] IEEE Standard 802.16a: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems - Amendment 2: Medium Access Control Modifications and Additional Physical Layer Specifications for 2-11GHz, IEEE
- [6] D. Falconer, S.L. Ariyavisitakul, A. Benyamini-Seeyar, B. Eidson, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems," *IEEE Communications Magazine*, Vol.40, No.4, pp.58-66, April 2002.
- [7] A. Gusmao, R. Dinis, J. Conceicao, N. Esteves, "Comparisons of Two Modulation Choices for Broadband Wireless Communications," *VTC*, pp.1300-1305, May 2000.
- [8] H. Liu, G. Li, *OFDM-Based Broadband Wireless Networks*, John Wiley & Sons Inc. 2005.
- [9] IEEE P802.16e/D12: Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems: Amendment for Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands, October 2005.
- [10] IEEE802.20: QFDD and QTDD: Proposed Draft Air Interface Specification, Qualcomm, October 2005.
- [11] 3GPP TR 25.814: Technical Specification Group Radio Access Network; Physical Layer Aspects for Evolved UTRA, February 2006.
- [12] R1-050807, ETRI, Pilot Structure for SC-FDMA, London, England, August 2005.
- [13] R1-050834, LG Electronics, Basic Performance Results for Uplink OFDMA and SC-FDMA, London, England, September 2005.
- [14] R1-051099, Qualcomm, Considerations on OFDMA and SC-FDMA based Uplink for E-UTRA Evaluation - Link Aspects, San Diego, CA, October 2005.
- [15] R1-051421, Nortel, UL Link Level Performance of SC-FDMA and OFDMA with Real Channel Estimation and Virtual MIMO, Seoul, Korea, November 2005.
- [16] G. Bauch, J.S. Malik, "Orthogonal Frequency Division Multiple Access with Cyclic Delay Diversity", *Smart Antennas*, 2004. ITG Workshop, pp.17-24, March 2004.
- [17] A. Huebner, F. Schuehlein, M. Bossert, E. Costa, H. Haas, "A Simple Space-Frequency Coding Scheme with Cyclic Delay Diversity for OFDM," *Personal Mobile Communications Conference*, 2003. 5th European, pp.106-110, April 2003.
- [18] G. Bauch, and J. S. Malik, "Cyclic delay diversity with bit-interleaved coded modulation in orthogonal frequency division multiple access", *IEEE Trans. Wireless Communications*, vol. 5, no. 8, pp. 2092-2100, Aug. 2006.
- [19] S. Haykin, "Communication Systems," John Wiley & Sons, 2001.
- [20] R1-031303, Ericsson, "System-level evaluation of OFDM - further considerations," 3GPP RAN WG1 #35, Lisbon, Portugal, November 2003.
- [21] T. M. Cover and J. A. Thomas, *Elementary of Information Theory*, Wiley, New York, 1991.
- [22] Theodore S. Rappaport, *Wireless Communications Principles and Practice*, p197-203, Prentice Hall, 2002.

저 자 소 개



임 민 중(정회원)

1987년 서울대학교 전자공학과
학사 졸업

1993년 University of Wisconsin-
Madison, Electrical and
Computer Engineering
박사 졸업

1993년~2000년 삼성전자 선임연구원.

2000년~현재 동국대학교 정보통신공학과
부교수.

<주관심분야> 이동통신, 무선통신, 통신 VLSI,
통신 소프트웨어.