

논문 2009-46TC-1-9

# 블록호핑 SC-FDMA 시스템을 위한 순환지연 다이버시티의 지연값 결정

(Delay Determination for Cyclic Delay Diversity for Block-Hopping SC-FDMA Systems)

임민중\*

(Minjoong Rim)

## 요약

OFDMA 시스템에서는 순환지연 다이버시티는 다이버시티 효과에 의해서 시스템 성능을 증대시킨다. 그러나 블록호핑 SC-FDMA 시스템에서 순환지연 다이버시티의 적용은 다이버시티 효과에 의한 성능 증대효과와, 채널이 주파수 선택적이 됨으로 인한 성능의 감소효과가 동시에 발생한다. 따라서 시스템 성능을 최대화하기 위해서는 순환지연 다이버시티의 지연값을 적절히 선택하는 것이 필요하다. 이 논문에서는 이 두 가지 상반되는 효과와 블록호핑 SC-FDMA 시스템에서 순환지연 다이버시티를 적용할 때 순환지연값을 결정하는 방법에 대해 논의한다.

## Abstract

In OFDMA systems, cyclic delay diversity can improve the system performance due to diversity effects. However, applying cyclic delay diversity to block-hopping 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 selectivity. Hence, the delay value for cyclic delay diversity should be carefully selected to maximize the system performance. This paper discusses these two contrary effects and proposes a method of determining the delay value of cyclic delay diversity for block-hopping SC-FDMA systems.

**Keywords:** SC-FDMA, SC-FDE, Block Hopping, Frequency Hopping, Cyclic Delay Diversity

## I. 서론

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 주파수 선택적 페이딩 환경에서 구현상의 복잡도가 크지 않으면서 우수한 성능을 나타내고 있으며 광대역 무선통신 시스템에서 널리 사용되고 있다<sup>[1]</sup>. 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<sup>[2-5]</sup>. SC-FDE는

특히 저속 데이터 전송에서 OFDM과 비슷한 성능, 효율성, 복잡도를 유지하면서 비선형성 전력 증폭기에 덜 민감하다는 장점을 가진다<sup>[6-7]</sup>.

OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access)는 OFDM 시스템의 부반송파들을 다수의 사용자들이 분할하여 자원을 공유하는 방식으로 차세대 이동통신을 위한 새로운 다중접속 방식으로 고려되고 있다<sup>[8-11]</sup>. 그러나 OFDM에 기반한 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<sup>[11-15]</sup>. SC-FDMA에서는 인접한 부반송파를 사용하는 연속할당

\* 정희원, 동국대학교 정보통신공학과  
(Department of Information and Communications Engineering, Dongguk University)

접수일자: 2008년5월19일, 수정완료일: 2008년11월17일

(Localized) 방식과 일정한 간격의 부반송파를 사용하는 분산할당 (Distributed) 방식이 있다<sup>[11~12]</sup>. 연속할당 방식에서는 채널에 대한 정보를 이용하여 다중사용자 다이버시티를 얻기 용이하며 분산할당 방식에서는 주파수 다이버시티를 얻을 수 있다. 그러나 SC-FDMA 시스템의 분산할당 방식은 MMSE(Minimum Mean Square Error) 수신 방법에 의한 성능 저하로 인해 OFDMA 시스템의 분산할당 방식에 비해서 성능이 떨어질 수 있다. 만일 부호화된 프레임의 크기가 충분히 크다면 OFDMA 시스템의 분산할당 방식과 유사한 성능을 얻기 위해서 블록호핑 (Block-Hopping) 방식의 SC-FDMA를 사용할 수 있다.

OFDMA 시스템에서 성능 향상을 하기 위해서 사용하는 기술 중 하나는 순환지연 다이버시티 (Cyclic Delay Diversity) 기술이다<sup>[16~18]</sup>. 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 적절한 순환지연값을 결정하는 것이 필요하다. 본 논문에서는 블록호핑 방식을 적용하는 SC-FDMA 시스템에서 순환지연 다이버시티를 적용할 때의 성능에 대해서 논하며 적절한 순환지연값을 찾는 방법에 대해 논의한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 블록호핑 SC-FDMA에 대해서 설명하며 III장에서는 순환지연 다이버시티에 대해서 설명한다. IV장에서는 적절한 순환지연값을 결정하는 방법에 대해서 논하고 V장에서는 모의실험을 통해서 순환지연값에 따른 성능을 확인하며 VI장에서는 결론을 맺는다.

## II. 블록호핑 SC-FDMA

### 1. 분산할당 OFDMA 시스템

OFDMA 시스템에서 길이  $L$ 의 전송벡터를  $\mathbf{S}$ ,  $L$ 개의 데이터를  $N(N \geq L)$ 개의 부반송파로 할당하는 0과 1로 구성된  $(N \times L)$  행렬을  $\mathbf{M}$ 이라고 할 때, 길이  $N$ 의 부반송파 할당된 신호  $\mathbf{X}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{X} = \mathbf{M}\mathbf{S} \quad (1)$$

송신기에서는 다음과 같이 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)를 수행한다.

$$\mathbf{x} = \mathbf{Q}^H \mathbf{X} \quad (2)$$

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

$$\mathbf{r} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (3)$$

위 식에서  $\mathbf{r}$ ,  $\mathbf{x}$ ,  $\mathbf{w}$ 는 각각 길이  $N$ 의 수신 벡터, 송신 벡터, 잡음 벡터이다. 채널 행렬  $\mathbf{C}$ 는 보호 구간의 특성에 의해 순환 (circulant) 특성을 가지는  $(N \times N)$ 의 행렬이 되므로 다음과 같이 다시 써질 수 있다<sup>[19]</sup>.

$$\mathbf{C} = \mathbf{Q}^H \mathbf{H} \mathbf{Q} \quad (4)$$

위 식에서  $\mathbf{H}$ 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.

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (5)$$

위 식에서  $\mathbf{R} = \mathbf{O}\mathbf{r}$ ,  $\mathbf{X} = \mathbf{O}\mathbf{x}$ ,  $\mathbf{W} = \mathbf{O}\mathbf{w}$ 이다. 주파수축 등화기에서, 완전한 채널추정을 가정하였을 때, 채널 보상되고 SNR(Signal to Noise Ratio) 가중치가 곱해진 길이  $N$ 의 벡터  $\mathbf{Y}$ 는 다음과 같이 써질 수 있다.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}^H \mathbf{R} \quad (6)$$

수신기에서는 다음과 같이 할당된 부반송파로부터 데이터를 추출한다.

$$\mathbf{Z} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{Y} \quad (7)$$

위 식에서  $\mathbf{M}^{-1}$ 은  $\mathbf{M}^{-1}\mathbf{M} = \mathbf{I}$ 의 관계식을 가지는  $(L \times N)$  행렬이다.  $\mathbf{Y}$ ,  $\mathbf{H}$ ,  $\mathbf{R}$ ,  $\mathbf{W}$ 의  $n$  번째 원소를  $Y_n$ ,  $H_n$ ,  $R_n$ ,  $W_n$ 이라고 할 때 식 (6)은 다음과 같이 써질 수 있다.

$$Y_n = H_n^* R_n = |H_n|^2 X_n + H_n^* W_n \quad (8)$$

만일 충분히 주파수축에서 부반송파를 흘트리는 분산할 당 방법을 사용하였다면  $W$ 의 분산을  $\sigma^2$ 이라고 하고  $M$ 의  $(n,l)$ 번째 원소를  $M_{nl}$ 이라고 할 때 수신된 신호의 평균 SNR은 다음과 같이 표현된다.

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

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

$$\gamma_{eff} = -\beta \log \left( \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \exp \left( -\frac{\gamma_l}{\beta} \right) \right) \quad (10)$$

위 식은 Jensen 부등식에 의하여 다음의 부등식이 성립된다<sup>[21]</sup>.

$$\gamma_{eff} \leq -\beta \log \left( \exp \left( -\frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \frac{\gamma_l}{\beta} \right) \right) = \bar{\gamma}_{D-OFDMA} \quad (11)$$

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

$$\gamma_{eff} \approx \bar{\gamma}_{D-OFDMA} \quad (12)$$

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

$$Outage \equiv P(\bar{\gamma} < \Gamma) \quad (13)$$

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

## 2. 분산할당 SC-FDMA 시스템

SC-FDMA 시스템의 블록도는 OFDMA 시스템에서 주파수축에서 데이터를 할당하기 전 DFT 확산을 수행

한다. 길이  $L$ 의 전송 벡터를  $s$ 라고 할 때 먼저  $L$  크기의 DFT를 수행하여 평균전력이 1인 주파수축 신호를 만든다.

$$S = \hat{Q}s \quad (14)$$

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  $X$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$X = MS \quad (15)$$

송신기에서는 부반송파 할당된 신호를  $N$  크기의 IFFT를 한다.

$$x = Q^H X \quad (16)$$

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

$$r = Cx + w \quad (17)$$

위 식에서  $r, x, w$ 는 각각 길이  $N$ 의 수신 벡터, 송신 벡터, 잡음 벡터이다. 채널 행렬  $C$ 는 보호 구간의 특성에 의해 순환 특성을 가지는  $(N \times N)$ 의 행렬이 되므로 다음과 같이 다시 썬질 수 있다.

$$C = Q^H H Q \quad (18)$$

위 식에서  $H$ 는 주파수축의 채널응답값을 가지는  $(N \times N)$  대각선 행렬이다. 식 (17)의 수신 데이터를 FFT를 통해서 주파수축으로 보내면 다음과 같이 표현된다.

$$R = HX + W \quad (19)$$

위 식에서  $R = Or, X = Ox, W = Ow$ 이다. 주파수축의 간섭 및 잡음 벡터  $X$ 의 분산을 나타내는 대각선 행렬을  $\sigma^2 I$ 라고 할 때 다음과 같은 MMSE 방법을 사용하여 잡음의 증폭을 억제할 수 있다.

$$Y = (H^H H + \sigma^2 I)^{-1} H^H R \quad (20)$$

수신기에서는 등화 전, 혹은 후에 부반송파 할당의 역작용을 한다.

$$\mathbf{Z} = \mathbf{M}^{-1}\mathbf{Y} \quad (21)$$

등화 및 부반송파로부터의 데이터 추출이 이루어지면 IFFT를 통해서 시간축으로 이동한다.

$$\mathbf{z} = \tilde{\mathbf{Q}}^H \mathbf{Z} \quad (22)$$

SC-FDMA는 일정한 간격으로 부반송파를 할당하는 분산할당 SC-FDMA와 연속하게 부반송파를 할당하는 연속할당 SC-FDMA가 있다.  $\mathbf{Y}, \mathbf{H}, \mathbf{R}, \mathbf{W}$ 의  $n$ 번째 원소를  $Y_n, H_n, R_n, W_n$ 이라고 할 때 식 (20)은 다음과 같이 써질 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_n &= \frac{H_n^*}{|H_n|^2 + \sigma^2} R_n \\ &= \frac{|H_n|^2}{|H_n|^2 + \sigma^2} X_n + \frac{H_n^*}{|H_n|^2 + \sigma^2} W_n \end{aligned} \quad (23)$$

위 식은 다시 unitary 행렬인  $\mathbf{Q}$ 를 통과한다. 만일 충분히 주파수축에서 부반송파를 흘트리는 분산할당 방법을 사용하였다고 할 때 수신된 신호의 평균 SNR은 다음과 같이 써질 수 있다.

$$\bar{\gamma}_{D-SCFDMA} = \frac{1}{N\sigma^2} \frac{\left( \sum_{n=1}^N \frac{|H_n|^2}{|H_n|^2 + \sigma^2} \right)^2}{\sum_{n=1}^N \frac{|H_n|^2}{(|H_n|^2 + \sigma^2)^2}} \quad (24)$$

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

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{|H_n|}{|H_n|^2 + \sigma^2} \\ b_n &= |H_n| \end{aligned} \quad (25)$$

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

$$\left( \sum_{n=1}^N \frac{|H_n|^2}{|H_n|^2 + \sigma^2} \right)^2 \leq \sum_{n=1}^N \frac{|H_n|^2}{(|H_n|^2 + \sigma^2)} \sum_{n=1}^N |H_n|^2 \quad (26)$$

따라서 다음의 관계가 성립한다.

$$\bar{\gamma}_{D-SCFDMA} \leq \bar{\gamma}_{D-OFDMA} \quad (27)$$

위 식에서는 등호는  $|H_n|$ 가 모두 같을 때 성립한다. 분

산할당 SC-FDMA는 분산할당 OFDMA에 비해서 주파수 선택적 페이딩 채널에서 성능이 떨어질 수 있다.

### 3. 블록호핑 SC-FDMA 시스템

연속할당 SC-FDMA를 사용하면서 주파수 다이버시티를 얻는 방법으로서 일정한 주기의 SC-FDMA 심벌마다 블록 단위로 호핑을 하는 블록호핑 SC-FDMA를 사용할 수 있다. 만일  $k$ 번째 블록의 대표 부반송파를  $m(k)$ 라고 하고 할당 대역폭을  $2B+1$ 이라고 할 때 그 블록의 평균 SNR은 다음과 같이 표현된다.

$$\bar{\gamma}_k = \frac{1}{N\sigma^2} \frac{\left( \sum_{n=m(k)-B}^{m(k)+B} \frac{|H_n|^2}{|H_n|^2 + \sigma^2} \right)^2}{\sum_{n=m(k)-B}^{m(k)+B} \frac{|H_n|^2}{(|H_n|^2 + \sigma^2)^2}} \quad (28)$$

각 블록들은 다른 SNR을 가지므로 채널복호기로 입력되기 위하여 연관성이 내려지기 전에 SNR 가중치가 적용된다. 따라서 식 (22) 대신 다음과 같은 식을 사용한다.

$$\mathbf{z} = \tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{Q}}^H \mathbf{Z} \quad (29)$$

위 식에서  $\tilde{\mathbf{H}}$ 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.

$$\tilde{H}_k = \sqrt{\frac{1}{N} \frac{\left( \sum_{n=m(k)-B}^{m(k)+B} \frac{|H_n|^2}{|H_n|^2 + \sigma^2} \right)^2}{\sum_{n=m(k)-B}^{m(k)+B} \frac{|H_n|^2}{(|H_n|^2 + \sigma^2)^2}}} \quad (30)$$

식 (26)과 유사하게 Schwarz 부등호에 의해서 다음이 성립한다.

$$\frac{\left( \sum_{n=m(k)-B}^{m(k)+B} \frac{|H_n|^2}{|H_n|^2 + \sigma^2} \right)^2}{\sum_{n=m(k)-B}^{m(k)+B} \frac{|H_n|^2}{(|H_n|^2 + \sigma^2)^2}} \leq \sum_{n=m(k)-B}^{m(k)+B} |H_n|^2 \quad (31)$$

따라서 다음의 식이 성립된다.

$$|\bar{H}_k|^2 \leq \frac{1}{2B+1} \sum_{n=m(k)-B}^{m(k)+B} |H_n|^2 \quad (32)$$

식 (28)의  $k$ 번째 블록의 평균 SNR은 다음과 같이 표현된다.

$$\bar{\gamma}_k = \frac{|\bar{H}_k|^2}{\sigma^2} \quad (33)$$

따라서  $K$ 개의 블록을 가지는 블록호핑 SC-FDMA의 평균 SNR은 다음과 같이 썬진다.

$$\bar{\gamma}_{BH-SCFDMA} = \frac{1}{K\sigma^2} \sum_{k=1}^K |\bar{H}_k|^2 \quad (34)$$

전 대역에 부반송파가 넓게 퍼지는 분산할당 방법과는 달리 연속할당 방법은 좁은 대역폭에 할당되므로 상대적으로 주파수 비선택적 페이딩 채널을 가지게 된다. 만일 시간축의 채널 변화가 없으며 주어진 연속할당 대역에서 주파수 비선택적 페이딩 채널을 가져서 다음이 성립한다고 하자.

$$|\bar{H}_k|^2 \approx |H_{m(k)}|^2 \quad (35)$$

식 (34)는 다음과 같이 다시 썬진다.

$$\bar{\gamma}_{BH-SCFDMA} = \frac{1}{K\sigma^2} \sum_{k=1}^K |H_{m(k)}|^2 \quad (36)$$

만일 호핑이 랜덤 형태를 가지고  $K$ 가 주파수축 채널 변화에 비해서 충분히 크다고 하면 평균 SNR은 다음과 같이 썬질 수 있다.

$$\bar{\gamma}_{BH-SCFDMA} \approx \frac{1}{N\sigma^2} \sum_{n=1}^N |H_n|^2 = \bar{\gamma}_{D-OFDMA} \quad (37)$$

블록호핑 SC-FDMA는 충분한 수의 호핑이 있고 연속할당 대역에서 주파수 비선택적 페이딩 채널을 가지는 경우 분산할당 OFDMA와 유사한 성능을 가지며 분산할당 SC-FDMA보다 우수한 성능을 보일 수 있다. 그러나 연속할당 대역에서 주파수 선택적 페이딩 채널을 가지는 경우에는 성능 열화가 발생하여 분산할당 OFDMA에 비해 열등한 성능을 낼 수 있다.

### III. 순환지연 다이버시티

#### 1. 주파수 다이버시티

OFDMA 및 SC-FDMA 시스템에서 순환지연 다이버시티를 적용하는 경우를 고려하기 위하여 먼저 하나의 안테나를 사용할 때의 다이버시티를 고려해보자. 한 부호화 블록 내에서 채널의 시간축의 변화는 없다고 가정한다. 주파수축의 채널을  $H_n (n=1, \dots, N)$ 라고 할 때 이 논문에서 프레임 다이버시티 계수  $M$ 은 다음과 같이 정의한다.

$$M = \frac{\text{var}\{|H|^2\}}{\text{var}\left\{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |H_n|^2\right\}} \quad (38)$$

위 식에서  $H$ 는 단일 부반송파에서의 주파수 응답값을 의미한다. 다이버시티 기술을 사용하여  $E\{|H_n|^2\}$  및  $\text{var}\{|H_n|^2\}$ 는 일정하게 유지하면서 프레임 다이버시티 계수가 증가하면  $|H_n|^2$ 의 분포가 같은 형태로 유지된다. 이는 가정 하에서 식 (13)의 불능률은 줄어든다.

$T$ 를 샘플 구간,  $L$ 을 다중경로의 수,  $p_l$ 를  $l$ 번째 다중경로의 평균 채널값,  $h_l$ 를  $l$ 번째 다중경로에 해당하는  $\text{var}\{|h_l|^2\} = \text{var}\{|H|^2\}$ 인 페이딩 채널이라고 할 때 시간축의 다중경로 채널이 다음과 같이 정의되어 있다고 하자.

$$\begin{aligned} \text{channel}(t) &= \sum_{l=1}^L p_l h_l \delta(t - lT) \\ \left( \sum_{l=1}^L p_l^2 &= 1 \right) \end{aligned} \quad (39)$$

만일 각 경로의 채널이 독립적이라고 가정할 때 Parseval의 정리를 적용하면 순환지연 다이버시티를 적용하지 않았을 때 프레임 다이버시티 계수는 다음과 같이 썬질 수 있다.

$$\begin{aligned} M_{\text{Original}} &= \frac{\text{var}\{|H|^2\}}{\text{var}\left\{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |H_n|^2\right\}} \\ &= \frac{\text{var}\{|H|^2\}}{\text{var}\left\{\sum_{l=1}^L p_l^2 |h_l|^2\right\}} = \frac{1}{\sum_{l=1}^L p_l^4} \end{aligned} \quad (40)$$

2. 순환지연 다이버시티

OFDMA 시스템에서 다중안테나를 이용한 간단한 다이버시티 기술 중 하나는 순환지연 다이버시티이다<sup>[16~18]</sup>. 순환지연 다이버시티는 시공간 부호화 기술과는 달리 송신기에서 사용한 다이버시티 기술을 수신기에서 알지 못해도 상관없으며 하나의 채널추정만을 필요로 한다는 장점을 가지고 있다. 두 개의 안테나를 사용하는 시스템에서  $T$ 를 샘플 구간,  $L$ 을 다중경로의 수,  $p_{1l}$  및  $p_{2l}$ 를 각 안테나의  $l$ 번째 다중경로의 평균 채널값,  $h_{1l}$  및  $h_{2l}$ 를 각 안테나의  $l$ 번째 다중경로에 해당하는  $\text{var}\{|h_l|^2\} = \text{var}\{|H|^2\}$ 인 페이딩 채널이라고 할 때 시간축의 다중경로 채널이 다음과 같이 정의되어 있다고 하자.

$$\begin{aligned} \text{channel}_1(t) &= \sum_{l=1}^L p_{1l} h_{1l} \delta(t-lT) \\ \text{channel}_2(t) &= \sum_{l=1}^L p_{2l} h_{2l} \delta(t-lT) \end{aligned} \quad (41)$$

$$\left( \sum_{l=1}^L p_{1l}^2 = 1, \sum_{l=1}^L p_{2l}^2 = 1 \right)$$

순환지연값  $D$ 를 가지는 순환지연 다이버시티를 적용하면 시간축의 다중경로 채널은 다음과 같이 만들어진다.

$$\begin{aligned} \text{channel}_{CDD}(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{l=1}^L p_{1l} h_{1l} \delta(t-lT) \\ &+ \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{l=D+1}^{D+L} p_{2(l-D)} h_{2(l-D)} \delta(t-lT) \end{aligned} \quad (42)$$

각 경로의 채널이 독립적이고  $p_{1l} = p_{2l} = p_l$ 이 성립하며  $D < L$ 이라면 프레임 다이버시티 차수는 다음과 같이 쪼갤 수 있다.

$$\begin{aligned} M_{CDD} &= \frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \text{var}\{|H_n|^2\}}{\text{var}\left\{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |H_n|^2\right\}} \quad (43) \\ &= \frac{4}{\sum_{l=1}^D p_l^4 + \sum_{l=D+1}^L (p_l^2 + p_{l-D}^2)^2 + \sum_{l=L-D}^L p_l^4} \end{aligned}$$

채널 프로파일에 따라서 차이는 있으나  $D < L$ 인 경우 순환지연값을 증가시킬수록 프레임 다이버시티 계수가 증가하는 경향을 가진다.  $D \geq L$ 인 경우 프레임 다이버시티 계수는 다음과 같이 쪼갤 수 있다.

$$\begin{aligned} M_{CDD} &= \frac{4}{\sum_{l=1}^L p_{1l}^4 + \sum_{l=1}^L p_{2l}^4} \quad (44) \\ &= \frac{2}{\sum_{l=1}^L p_l^4} = 2M_{Original} \end{aligned}$$

OFDMA 시스템에서 다이버시티 성능을 극대화하는 순환지연값  $D$ 는 최대 지연확산  $L$ 보다 큰 값이며 최대 지연확산에 대한 정확한 정보가 주어지지 않았을 경우 큰 값을 선택하여 이용할 수 있다<sup>[16~18]</sup>. 블록호핑 SC-FDMA 시스템에서도 연속할당 대역에서 주파수 비선택적 페이딩 채널을 가진다는 가정 하에서는 프레임 다이버시티를 계수를 크게 하는 것이 유리하지만 순환지연값을 크게 할 경우에는 연속할당 대역에서 주파수 비선택적 페이딩 채널을 가진다는 가정이 더 이상 성립되지 않게 되며 성능의 열화를 가져올 수 있다.

IV. 지연값의 결정

1. 지연값에 따른 성능

분산할당 OFDMA 시스템에서는 순환지연 다이버시티를 적용하면 평균 SNR의 분산이 감소하므로 성능이 향상된다. 그러나 블록호핑 SC-FDMA에 순환지연 다이버시티를 적용할 때에는 주파수 다이버시티 증가로 인한 성능 향상과 지연확산의 증가로 인해 채널이 주파수 선택적이 됨으로써 발생하는 성능의 감소가 동시에 존재한다. 최적의 지연값을 정확히 결정하기 위해서는 주파수 다이버시티로 인한 성능 향상의 양과 SC-FDMA에서 주파수 선택적 채널로 인한 성능 감소의 양을 예측하는 것이 필요하지만 이는 매우 다양한 변수와 상관이 될 것이며 본 논문에서는 블록호핑 SC-FDMA의 연속할당 대역폭과 채널의 지연확산(Delay Spread)의 정보만을 이용하는 단순화된 문제로 접근한다.

블록호핑 SC-FDMA 시스템의 성능을 분산할당 OFDMA 시스템의 성능과 유사하게 유지하기 위해서는 주어진 연속할당 영역에서 주파수 비선택적이 되는 것이 필요하다. 따라서 할당 대역폭  $B_A$ 보다 채널상관 대역폭  $B_C$ 이 크게 유지되는 것이 필요하다. 따라서 적절한 지연값을 찾는 문제는 다음과 같이  $B_A$ 보다  $B_C$ 를 크게 유지하면서  $M_{CDD}$ 를 크게 하는 문제로 정의할 수

있다.

$$\begin{aligned} & \text{Maximize } M_{CDD} \\ & \text{with subject to } B_C \geq B_A \end{aligned} \quad (45)$$

식 (43)에서  $M_{CDD}$ 는 채널분포에 따라서 차이는 있으나  $D \leq L$ 을 만족하는 범위 내에서는 순환지연값을 증가시킬수록 성능이 증대되는 경향을 가질 것이다. 순환지연값을  $L$  이상으로 증가시키는 것은  $M_{CDD}$ 를 증가시키는데 도움이 되지 않는다. 따라서 순환지연값은 다음과 같이 결정될 수 있다.

$$D \text{ satisfies } B_C = B_A \text{ or } D = L \quad (46)$$

## 2. 순환지연 다이버시티를 적용하였을 때의 채널 특성

순환지연 다이버시티를 적용하였을 때 채널상관 대역폭이 어떻게 변화하는지 살펴보자. 순환지연 다이버시티를 적용하기 전의 채널의 시간축 에너지 분포를  $f(t)$ 라고 할 때, 평균과도지연(Mean Excess Delay)  $\mu$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\mu = \int tf(t)dt \quad (47)$$

이때의 RMS(Root Mean Square) 지연확산은 다음과 같이 정의된다.

$$\tau = \sqrt{\int (t - \mu)^2 f(t) dt} \quad (48)$$

채널상관 대역폭  $B_C$ 는 적절한 상수  $K$ 를 이용하여 다음과 같이 써진다<sup>[22]</sup>.

$$B_C \approx \frac{1}{K\tau} \quad (49)$$

채널의 시간축 에너지 분포를  $f(t)$ 라고 할 때, 지연값이  $D$ 인 순환지연 다이버시티를 적용하면 채널의 에너지 분포는 다음과 같이 변한다.

$$f_{CDD}(t) = \frac{1}{2}f(t) + \frac{1}{2}f(t - D) \quad (50)$$

이때의 평균과도지연  $\mu_{CDD}$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mu_{CDD} &= \int tf_{CDD}(t)dt \\ &= \frac{1}{2} \int tf(t)dt + \frac{1}{2} \int tf(t - D)dt \\ &= \mu + \frac{D}{2} \end{aligned} \quad (51)$$

따라서 순환지연 다이버시티 채널의 RMS 지연확산은 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} \tau_{CDD} &= \sqrt{\int (t - \mu_{CDD})^2 f_{CDD}(t)dt} \\ &= \sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{D}{2}\right)^2} \end{aligned} \quad (52)$$

따라서 순환지연 다이버시티를 적용하면 채널 상관 대역폭  $B_C$ 는 다음과 같이 변하게 된다.

$$\begin{aligned} B_C &\approx \frac{1}{K\tau_{CDD}} \\ &= \frac{1}{K\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{D}{2}\right)^2}} \end{aligned} \quad (53)$$

## 3. 순환지연 다이버시티의 지연값 결정

블록호핑 SC-FDMA 시스템에서 연속할당 대역에서 주파수 비선택적 특성을 유지하면서 최대의 다이버시티 효과를 내기 위해서 식 (46) 및 식 (53)을 이용하면 다음과 같은 관계식을 가진다.

$$B_A = B_C \approx \frac{1}{K\sqrt{\gamma^2 + \left(\frac{D}{2}\right)^2}} \quad (54)$$

따라서 최적의 순환지연값  $D$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$D = \min\left\{L, 2\sqrt{\frac{1}{K^2 B_A^2} - \gamma^2}\right\} \quad (55)$$

위 식에 의하면 연속할당 대역이 커질수록 작은 순환지연값을 사용하는 것이 필요함을 알 수 있다. 또한 지연확산이 작은 경우 순환지연값은 위 식의 첫 번째 항목에 의해서 결정되어 작은 값을 가지고 지연확산이 커짐에 따라서 더 큰 순환지연값이 필요하다가 지연확산이 큰 경우에는 오히려 작은 지연값을 가져야 함을 알 수 있다.

## V. 모의실험

실험에서는 먼저 분산할당 OFDMA, 분산할당 SC-FDMA, 블록호핑 SC-FDMA의 성능을 비교하였다. 실험에서 사용한 변수는 표 1과 같다. 그림 1은 순

표 1. 실험 변수

Table 1. Simulation parameters.

Parameter	Value
FFT Size	1024
Cyclic Prefix	128
Used Subcarriers	256
# of Blocks for Hopping	8
Modulation	16QAM
Channel Coding	1/2 Convolutional Coding
Channel	Exponential Distribution
RMS Delay Spread	0.6667
Cyclic Delay for CDD	0, 3, 20

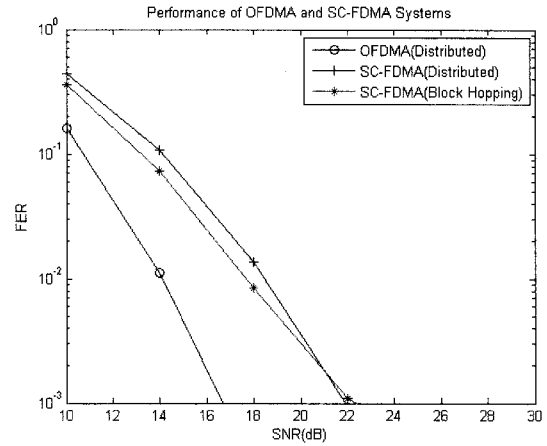


그림 3. 큰 지연값의 순환지연 다이버시티가 적용되었을 때의 블록호핑 SC-FDMA 시스템의 성능

Fig. 3. Performance of block hopping SC-FDMA system with a large delay value of cyclic delay diversity.

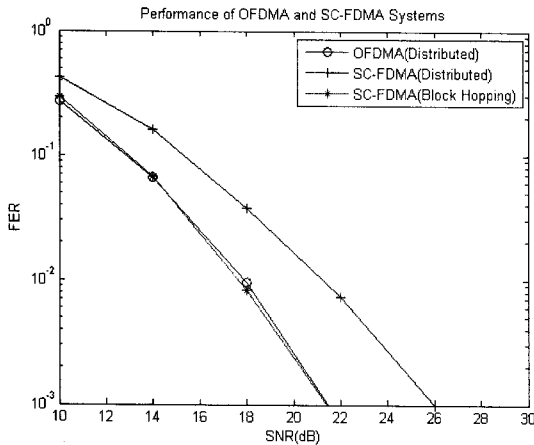


그림 1. 순환지연 다이버시티가 적용되지 않았을 때의 블록호핑 SC-FDMA 시스템의 성능

Fig. 1. Performance of block hopping SC-FDMA system without cyclic delay diversity.

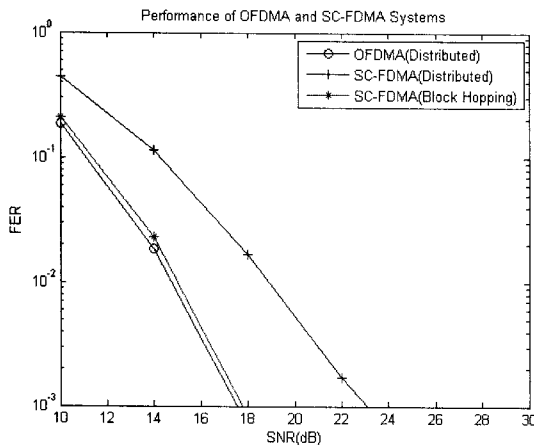


그림 2. 작은 지연값의 순환지연 다이버시티가 적용되었을 때의 블록호핑 SC-FDMA 시스템의 성능

Fig. 2. Performance of block hopping SC-FDMA system with a small delay value of cyclic delay diversity.

환지연 다이버시티를 적용하지 않은 경우의 FER 성능을 나타내고 있으며 분산할당 OFDMA와 블록호핑 SC-FDMA는 유사한 성능을 내는 데 반해서 분산할당 SC-FDMA는 다소 떨어지는 성능을 보인다. 그림 2는 그림 1의 경우에 작은 값의 순환지연값을 가지는 순환지연 다이버시티를 적용한 경우이며 그림 1의 경우보다 모든 방식에서 성능이 개선이 되는 것을 볼 수 있다. 채널의 주파수 선택적 특성이 커짐에 따라서 분산할당 OFDMA와 분산할당 SC-FDMA의 성능 차이는 더 커진다. 그러나 작은 순환지연값을 사용할 때에는 블록호핑 SC-FDMA에서는 연속할당 대역내에서 채널이 비선택적 특성을 유지하고 있으므로 분산할당 OFDMA와의 차이가 크지 않다. 그림 3은 큰 값의 순환지연값을 가지는 순환지연 다이버시티를 적용한 경우이다. 순환지연값을 더 증가시키면 OFDMA 시스템의 경우 성능의 개선을 가져오지만 블록호핑 SC-FDMA 시스템의 성능은 크게 떨어지는 것을 볼 수 있다.

다음 실험에서는 블록호핑 SC-FDMA 시스템에 순환지연 다이버시티를 적용하였을 때 순환지연값을 0에서 15의 범위까지 변화시키면서 FER을 0.01을 만족시키는 SNR을 찾았다. 자세한 실험변수는 표 2에 있으며 최대 지연확산은 99.99%의 에너지를 포함하는 영역으로 하였다. 그림 4, 5, 6은 각각 연속할당 대역폭을 8, 32, 128로 변화시켰을 때의 결과이다. 그림을 보면 할당 대역폭이 증가함에 따라서 지연확산값을 작은 값을 사용하는 것이 필요함을 볼 수 있다. 그림 7 과 8은 연속



표 2. 실험 변수

Table 2. Simulation parameters.

Parameter	Value
FFT Size	1024
Cyclic Prefix	128
# of Blocks for Hopping	4
Modulation	16QAM
Channel Coding	1/2 Convolutional Coding
Channel	Exponential Distribution
RMS Delay Spread	0.6667
K for Eq. (55)	0.01

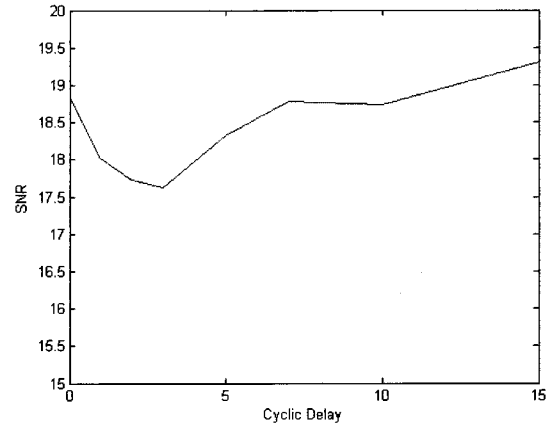


그림 6. 할당대역폭이 128일 때의 FER = 0.01을 만족시키는 SNR

Fig. 6. SNR satisfying FER = 0.01 with allocation bandwidth of 128.

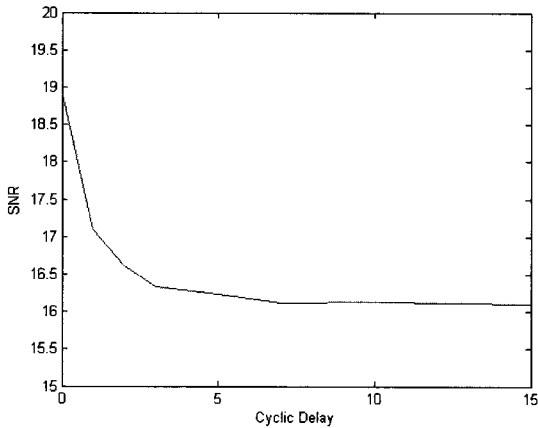


그림 4. 할당대역폭이 8일 때의 FER = 0.01을 만족시키는 SNR

Fig. 4. SNR satisfying FER = 0.01 with allocation bandwidth of 8.

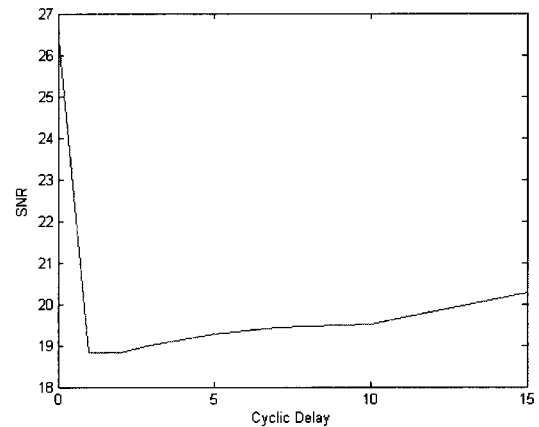


그림 7. 지연확산이 작을 때의 FER = 0.01을 만족시키는 SNR

Fig. 7. SNR satisfying FER = 0.01 with small delay spread.

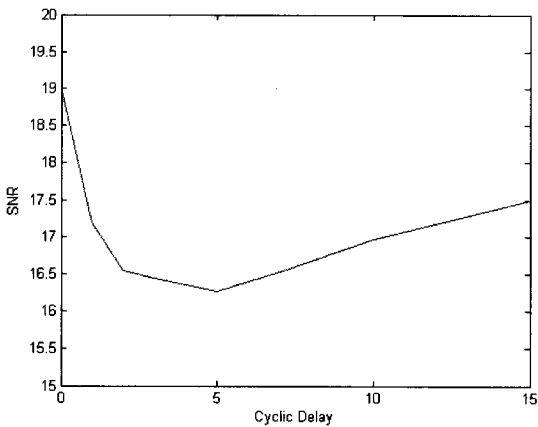


그림 5. 할당대역폭이 32일 때의 FER = 0.01을 만족시키는 SNR

Fig. 5. SNR satisfying FER = 0.01 with allocation bandwidth of 32.

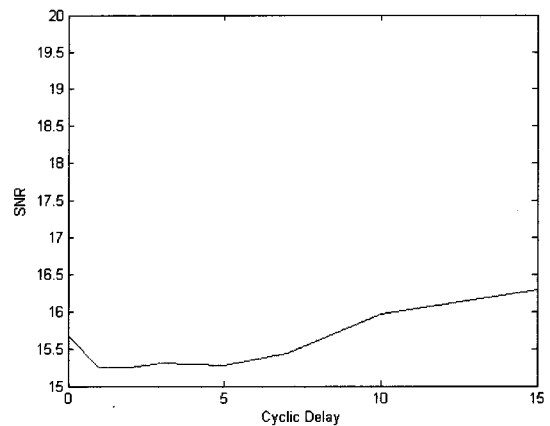


그림 8. 지연확산이 클 때의 FER = 0.01을 만족시키는 SNR

Fig. 8. SNR satisfying FER = 0.01 with large delay spread.

할당 대역폭이 32일 때 RMS 지연확산을 0.0100 및 3.0631 샘플로 변화시킨 것이다. 작은 지연확산을 가지는 경우와 큰 지연확산을 가지는 경우 모두 더 작은 순환지연값을 가지는 것이 필요함을 알 수 있다. 식 (55)에 의해서 찾은 지연값은 그림 4, 5, 6, 7, 8에 대해서 각각 7, 6, 1, 1, 1로 실험에서의 최적의 값과 대략적으로 유사하다.

## VI. 결 론

분산할당 SC-FDMA 시스템은 분산할당 OFDMA 시스템보다 성능이 떨어질 수 있으며 SC-FDMA 에서 분산할당 OFDMA에 근접한 성능을 내기 위해서 블록호핑 SC-FDMA를 사용할 수 있다. 블록호핑 SC-FDMA에서는 호핑의 수가 충분하고 채널이 연속할당 대역폭 내에서 주파수 비선택적 특성을 가진다는 가정 하에서 분산할당 OFDMA 시스템과 유사한 성능을 보이지만 채널이 연속할당 대역폭 내에서 주파수 선택적 특성을 가지게 되면 성능의 저하가 발생된다. 분산할당 OFDMA 시스템에서 순환지연 다이버시티를 적용할 때에는 채널추정 등에 문제가 없다는 가정 하에서 충분히 큰 순환지연값을 적용하여 주파수 다이버시티를 극대화해야 하지만 블록호핑 SC-FDMA 시스템에서는 다이버시티 증가로 인한 이득과 함께 채널이 연속할당 대역폭 내에서 주파수 선택적이 됨으로 발생할 수 있는 성능 저하를 같이 고려하여 순환지연값을 결정해야 한다.

본 논문에서는 블록호핑 SC-FDMA에서 순환지연값을 결정하는 단순화된 방법을 소개하였다. 제안하는 방법은 블록호핑 SC-FDMA의 연속할당 대역폭과 채널의 지연확산 정보만을 이용하여 순환지연값을 계산하는 방법이며 대략적인 순환지연값을 결정하는데 도움이 될 수 있다. 그러나 최적의 지연확산값을 결정하기 위해서는 채널에 대한 더 많은 정보를 이용하여 블록호핑 SC-FDMA 시스템에서 주파수 선택적 채널이 됨으로 발생하는 이득과 손실을 계산하는 방법이 개발되어야 하며 이에 대한 연구가 필요하다.

## 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. Benyamin-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] 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, pp.197-203, 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.