

# SC-FDMA 시스템에서의 다이버시티 기술과 채널부호화율의 관계

중신회원 임 민 중\*

## Relationships between Diversity Techniques and Channel Coding Rates for SC-FDMA Systems

Min-Joong Rim\* *Lifelong Member*

요 약

OFDMA 및 SC-FDMA 시스템에서, 수신기에서 특별한 시공간 처리를 하지 않으면서 다이버시티를 얻기 위해 서, 다수의 안테나를 이용하여 시간축의 변화를 일으키거나 주파수 선택적 채널을 만들 수 있다. 분산할당 SC-FDMA 시스템에서 시간 변화를 발생하기 위해 위상 회전 기술을 사용하기 위해서는 낮은 채널부호화율을 적용하는 것이 필요하지만, 시간 변화가 적은 채널을 가정할 때 주파수 선택적 특성을 증가시키기 위하여 순환지연 다이버시티를 적용할 때에는 상대적으로 높은 채널부호화율을 적용하여도 무방하다. 이에 반해서 블록호핑 SC-FDMA 시스템에서는 두 개의 다이버시티 기술이 최적의 채널부호화율 측면에서 큰 차이를 가지지 않는다.

Key Words : SC-FDMA, SC-FDE, CDD, Time Diversity, Coding Rate

ABSTRACT

In OFDMA or SC-FDMA systems one can generate time varying channels or frequency selective channels using multiple transmit antennas to achieve diversity without special space-time processing at the receivers. While low channel coding rate needs to be used for distributed-allocation SC-FDMA systems with a phase rolling technique to produce time fluctuation, relatively high channel coding rate can be used when cyclic delay diversity is used to increase frequency selectivity assuming quasi-static channel. On the other hand, for block-hopping SC-FDMA systems there is no significant difference between two diversity techniques in terms of optimal channel coding rates.

### 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<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

\* 동국대학교 정보통신공학과 (minjoong@dongguk.edu)

논문번호 : KICS2008-06-260, 접수일자 : 2008년 6월 5일, 최종논문접수일자 : 2008년 12월 30일

이동통신을 위한 새로운 다중접속 방식으로 고려되고 있다<sup>[8][9][10][11]</sup>. 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<sup>[11][12][13][14][15]</sup>. SC-FDMA에서는 인접한 부반송파를 사용하는 연속할당(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<sup>[9][11]</sup>. 만일 부호화된 프레임의 크기가 충분히 크다면 연속된 할당을 사용하면서 일정한 시간 단위로 부반송파를 바꾸는 블록호핑을 하여도 주파수 다이버시티를 얻을 수 있다<sup>[10]</sup>.

OFDMA 및 SC-FDMA 시스템에서는 페이딩 채널에서의 성능을 향상시키기 위하여 다양한 형태의 다이버시티 기술을 적용할 수 있다. 다이버시티 기술 중 시공간 블록 부호화(Space Time Block Coding), 시간전환 다이버시티(Time Switched Diversity), 주파수전환 다이버시티(Frequency Switched Diversity) 기술 등은 수신기에서 두 개의 안테나에 해당하는 채널을 추정해야 하므로 채널추정 성능의 열화가 발생하거나 파일럿 오버헤드의 증가를 가져올 수 있다<sup>[17][18]</sup>. 수신기에서 하나의 채널만을 추정하면서 별도의 시공간 처리가 필요 없는 방법으로 안테나 다이버시티를 시간축 다이버시티로 변화시키는 위상회전(Phase Rolling) 방법이나 안테나 다이버시티를 주파수축 다이버시티로 변환시키는 순환지연 다이버시티(Cyclic Delay Diversity) 방법을 고려할 수 있다<sup>[18][19][20]</sup>.

다이버시티 기술의 적용에 의한 성능을 극대화하기 위해서는 적절한 채널부호화율을 적용하는 것이 필요하다. 분산할당 OFDMA 시스템에서는 채널부호화율 측면에서 시간축의 다이버시티와 주파수축의 다이버시티에 큰 차이가 없지만 분산할당 SC-FDMA 시스템에서는 안테나 다이버시티를 시간축의 다이버시티로 전환하는 것과 주파수축의 다이버시티로 전환하는 것에 따라서 최적의 채널부호화율이 차이가 있을 수 있다. 본 논문에서는 시간축 및 주파수축 변화가 적은 채널을 가정하여 분산할당 및 블록호핑 방식을 적용하는 SC-FDMA 시스템에서 복수의 안테나를 이용하여 시간 또는 주파수축에 채널 변화를 크게 할 때 성능과 채널부호화율의 관계가 어떻게 되는지 살

펴본다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 분산할당 및 블록호핑 방법을 사용하는 OFDMA 및 SC-FDMA 시스템에 대해서 설명하며 III장에서는 이러한 시스템들에서 시간 및 주파수축의 채널 특성과 채널 부호화율의 관계에 대해서 설명한다. IV장에서는 다이버시티 기술과 채널 특성에 대해서 설명하며 V장에서는 모의실험을 통해서 다이버시티 기술과 채널 부호화율의 관계를 확인하고 VI장에서 결론을 맺는다.

## II. SC-FDMA 시스템

### 2.1 분산할당 OFDMA 시스템

OFDMA 시스템에서 데이터는 채널부호화 및 변조가 이루어지고 부반송파 매핑이 이루어진 뒤 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)가 된 후 순환전치(Cyclic Prefix)구간을 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  $\mathbf{S}_k$ ,  $L$ 개의 데이터를  $N$  ( $N \geq L$ )개의 부반송파로 할당하는 0과 1로 구성된  $(N \times L)$  행렬을  $\mathbf{M}_k$ 이라고 할 때, 길이  $N$ 의 부반송파 할당된 신호  $\mathbf{X}_k$ 는 다음과 같이 표현된다.

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

송신기에서는 다음과 같이 IFFT를 수행한다.

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

위 식에서  $\mathbf{Q}$ 는  $N$ 차 DFT(Discrete Fourier Transform)행렬이며  $\mathbf{Q}^H$ 는  $\mathbf{Q}$ 의 복소전치(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.

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

위 식에서  $\mathbf{r}_k, \mathbf{x}_k, \mathbf{w}_k$ 는 각각 길이  $N$ 의 수신벡터, 송신벡터, 잡음벡터이다. 채널행렬  $\mathbf{C}_k$ 는 보호구간의 특성에 의해 순환(circulant) 특성을 가지는  $(N \times N)$ 의 행렬이 되므로 다음과 같이 다시 써질 수 있다<sup>[21]</sup>.

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

위 식에서  $\mathbf{H}_k$ 는 주파수축의 채널응답값을 가지는  $(N \times N)$  대각선 행렬이다. 식 (3)의 수신신호를 FFT(Fast Fourier Transform)를 통해서 주파수축으로 보내면 다음과 같이 표현된다.

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

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

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

수신기에서는 다음과 같이 할당된 부반송파로부터 데이터를 추출한다.

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

위 식에서  $\mathbf{M}_k^{-1}$ 은  $N$ 개의 부반송파로부터  $L$ 개의 데이터를 추출하는  $(L \times N)$  행렬이다. 벡터  $\mathbf{Y}_k, \mathbf{H}_k, \mathbf{R}_k, \mathbf{W}_k$ 의  $n$ 번째 원소를  $Y_{k,n}, H_{k,n}, R_{k,n}, W_{k,n}$ 이라고 할 때 식 (6)은 다음과 같이 써질 수 있다.

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

위 식에서의 각 수신 심벌의 SNR  $\gamma_{k,n}$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$\gamma_{k,n} = \frac{|H_{k,n}|^2}{\sigma^2} \quad (9)$$

만일 충분히 주파수축에서 부반송파를 흘트리는 분산할당 방법을 사용하였다고 하자.  $W_{k,n}$ 의 분산을  $\sigma^2$ 이라고 하고  $\mathbf{M}_k$ 의  $(n,l)$ 번째 원소를  $M_{k,n,l}$ 이라고 할 때 수신된 신호의 평균 SNR은 다음과 같이 근사화된다.

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_{D-OFDMA,k} &= \frac{1}{L\sigma^2} \sum_{l=1}^L \sum_{n=1}^N M_{k,n,l} |H_{k,n}|^2 \\ &\approx \frac{1}{N\sigma^2} \sum_{n=1}^N |H_{k,n}|^2 \end{aligned} \quad (10)$$

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

$$\bar{\gamma}_{D-OFDMA} = \frac{1}{KN\sigma^2} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N |H_{k,n}|^2 \quad (11)$$

## 2.2 블록호핑 OFDMA 시스템

OFDMA 시스템에서 만일 연속된 할당 방법을 사용하면서 일정한 주기마다 할당되는 부반송파를 변경시키는 블록호핑 방법을 사용한다고 하자<sup>[10]</sup>. 만일  $k$ 번째 블록이  $m(k)+1$ 부터  $m(k)+L$ 까지 연속으로 할당이 된다고 할 때 그 블록의 평균 SNR은 다음과 같이 표현된다.

$$\bar{\gamma}_{BH-OFDMA,k} = \frac{1}{L\sigma^2} \sum_{n=m(k)+1}^{m(k)+L} |H_{k,n}|^2 \quad (12)$$

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

$$\bar{\gamma}_{BH-OFDMA} = \frac{1}{KL\sigma^2} \sum_{k=1}^K \sum_{n=m(k)+1}^{m(k)+L} |H_{k,n}|^2 \quad (13)$$

만일 호핑 패턴이 랜덤하고  $K$ 가 시간축 및 주파수축 변화에 비해서 충분히 크다고 가정하면 평균 SNR은 다음과 같이 근사화될 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_{BH-OFDMA} &\approx \frac{1}{KN\sigma^2} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N |H_{k,n}|^2 \\ &= \bar{\gamma}_{D-OFDMA} \end{aligned} \quad (14)$$

블록호핑 OFDMA는 채널 변화에 비해서 충분한 수의 호핑이 있을 경우 분산할당 OFDMA와 유사한 특성을 가진다.

## 2.3 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  $L$ 의 전송 벡터를  $\mathbf{s}_k$ 라고 할 때 먼저  $L$  크기의 DFT를 수행하여 각 원소의 평균 에너지가 1인 주파수축 벡터를 만든다.

$$\mathbf{S}_k = \hat{\mathbf{Q}} \mathbf{s}_k \quad (15)$$

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

호  $\mathbf{X}_k$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{X}_k = \mathbf{M}_k \mathbf{S}_k \quad (16)$$

송신기에서는 부반송과 할당된 신호를  $N$  크기의 IFFT를 한다.

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{Q}^H \mathbf{X}_k \quad (17)$$

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

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{C}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{w}_k \quad (18)$$

위 식에서  $\mathbf{r}_k, \mathbf{x}_k, \mathbf{w}_k$ 는 각각 길이  $N$ 의 수신벡터, 송신벡터, 잡음벡터이다. 채널행렬  $\mathbf{C}_k$ 는 보호구간의 특성에 의해 순환 특성을 가지는  $(N \times N)$ 의 행렬이 되므로 다음과 같이 다시 써질 수 있다.

$$\mathbf{C}_k = \mathbf{Q}^H \mathbf{H}_k \mathbf{Q} \quad (19)$$

위 식에서  $\mathbf{H}_k$ 는 주파수축의 채널응답값을 가지는  $(N \times N)$  대각선 행렬이다. 식 (18)의 수신신호를 FFT를 통해서 주파수축으로 보내면 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{R}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{W}_k \quad (20)$$

위 식에서  $\mathbf{R}_k = \mathbf{Q} \mathbf{r}_k, \mathbf{X}_k = \mathbf{Q} \mathbf{x}_k, \mathbf{W}_k = \mathbf{Q} \mathbf{w}_k$ 이다. 주파수축의 간섭 및 잡음 벡터  $\mathbf{W}_k$ 의 분산을 나타내는 대각선 행렬을  $\sigma^2 \mathbf{I}$ 라고 할 때 다음과 같은 MMSE(Minimum Mean Square Error) 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.

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

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

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

등화된 신호는 부반송과 할당의 역작용을 한 뒤 다시 unitary 행렬인  $\mathbf{Q}$ 를 통과한다. 만일 충분히 주파수축에서 부반송과를 흘트리는 분산 할당 방법을 사용하였다고 할 때 IDFT를 통과한 후의 심벌의 SNR은 다음과 같이 써질 수 있다.

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

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  $\bar{H}_k$ 는 다음과 같이 표현된다.

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

$K$  개의 SC-FDMA 심벌 동안의 평균 SNR은 다음과 같이 표현된다.

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

분산할당 SC-FDMA는 분산할당 OFDMA와는 다른 특성을 가지는 것을 볼 수 있다.

#### 2.4 블록호핑 SC-FDMA 시스템

SC-FDMA 시스템에서, 블록호핑 OFDMA 시스템에서와 유사한 방법으로, 연속할당을 사용하면서 일정한 주기의 SC-FDMA 심벌마다 블록 단위로 호

평을 하는 블록호핑 방법을 사용한다고 하자. 만일  $k$  번째 블록이  $m(k)+1$ 부터  $m(k)+L$ 까지 연속으로 할당이 된다고 할 때 그 블록의 평균 SNR은 다음과 같이 표현된다.

$$\bar{\gamma}_{BH-SCFDMA,k} = \frac{1}{N\sigma^2} \frac{\left( \sum_{n=m(k)+1}^{m(k)+L} \frac{|H_{k,n}|^2}{|H_{k,n}|^2 + \sigma^2} \right)^2}{\sum_{n=m(k)+1}^{m(k)+L} \frac{|H_{k,n}|^2}{\left( |H_{k,n}|^2 + \sigma^2 \right)^2}} \quad (28)$$

수신기에서 등화 및 부반송파로부터의 데이터 추출이 이루어지면 IFFT를 통해서 시간축으로 이동한다.

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

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

$$\bar{H}_k = \sqrt{\frac{1}{N} \frac{\left( \sum_{n=m(k)+1}^{m(k)+L} \frac{|H_{k,n}|^2}{|H_{k,n}|^2 + \sigma^2} \right)^2}{\sum_{n=m(k)+1}^{m(k)+L} \frac{|H_{k,n}|^2}{\left( |H_{k,n}|^2 + \sigma^2 \right)^2}}} \quad (30)$$

블록호핑 SC-FDMA 시스템에서  $k$  번째 블록의 평균 SNR은 다음과 같이 표현된다.

$$\bar{\gamma}_{BH-SCFDMA,k} = \frac{|\bar{H}_k|^2}{\sigma^2} \quad (31)$$

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

$$\bar{\gamma}_{BH-SCFDMA} = \frac{1}{K\sigma^2} \sum_{k=1}^K |\bar{H}_k|^2 \quad (32)$$

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

$$|\bar{H}_k|^2 \approx |H_{k,m(k)+L/2}|^2 \quad (33)$$

식 (32)는 다음과 같이 다시 써질 수 있다.

$$\bar{\gamma}_{BH-SCFDMA} \approx \frac{1}{K\sigma^2} \sum_{k=1}^K |H_{k,m(k)+L/2}|^2 \quad (34)$$

만일 호핑이 랜덤 형태를 가지고  $K$ 가 시간축 및 주파수축 채널 변화에 비해서 충분히 크다고 가정하면 평균 SNR은 다음과 같이 근사화될 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_{BH-SCFDMA} &\approx \frac{1}{KN\sigma^2} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N |H_{k,n}|^2 \\ &= \bar{\gamma}_{D-OFDMA} \end{aligned} \quad (35)$$

블록호핑 SC-FDMA는 채널 변화에 비해서 충분한 수의 호핑이 있고 연속할당 대역에서 주파수 비선택적 페이딩 채널을 가지는 경우 분산할당 OFDMA와 유사한 특성을 가진다.

### III. SC-FDMA 시스템의 채널 부호화율

#### 3.1 분산할당 OFDMA 시스템의 채널부호화율

만일  $k$  번째 OFDMA 심벌의  $n$  번째 부반송파의 SNR  $\gamma_{k,n}$ 의 평균 및 분산이  $k$  및  $n$  과 상관없이 일정한 값으로 주어졌다고 가정할 때 본 논문에서 심벌 다이버시티 계수  $D^{Symbol}$ 은 다음과 같이 정의한다.

$$D^{Symbol} = \frac{\text{var}\{|H|^2\}}{\text{var}\{|H_{1,1}|^2\}} \quad (36)$$

위 식에서  $H$ 는 다이버시티 기술을 적용하지 않았을 때의 Rayleigh 페이딩 채널을 의미한다. 시공간 부호화 기술 등의 다이버시티 기술이 사용될 경우 수신 SNR의 분산은 다이버시티 차수에 반비례하여 감소하며 이 때 심벌 다이버시티 계수는 다이버시티 차수를 의미한다. 다이버시티 기술을 적용하여  $E\{\gamma_n\}$ 이 고정되면서  $\text{var}\{\gamma_n\}$ 이 작아지면, 즉 심벌 다이버시티 계수  $D^{Symbol}$ 가 커지면 심벌의 SNR이 임계치 밑으로 떨어지는 확률이 작아져서 BER(Bit Error Rate)을 줄일 수 있다. 같은 개념은 FER(Frame Error Rate)을 다루기 위한 프레임 수준으로 확장할 수 있다<sup>[24][25]</sup>.

디지털통신 시스템에서는 채널 상태에 따라서 적절한 데이터 전송률을 결정하여 사용하며 데이터 전송률은 변조 및 부호화 방법에 의해서 결정될 수 있다. 동일한 데이터 전송률을 가지는 변조 및 부호화

방법은 여러 종류가 있을 수 있으며 이 중 가장 우수한 성능을 가지는 방법이 사용된다. 동일한 데이터 전송률을 가지는 각 변조 및 부호화 방법  $MCS_i$ 에 대해서 채널의 SNR  $\gamma$ 에 따른 FER 테이블  $\Phi_{MCS_i}(\gamma)$ 이 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 채널에 대해서 주어졌다고 하자. AWGN 채널에 대해서 동작 SNR  $\gamma$ 가 주어지면 다음과 같이 변조 및 부호화 방법이 선택된다.

$$MCS = \underset{i}{\operatorname{argmin}} \{ \Phi_{MCS_i}(\gamma) \} \quad (37)$$

AWGN 채널의 경우 주어진 변조 및 부호화 방법들 중에서 최적의 방법을 실험적으로 얻을 수 있지만 OFDM 시스템 등과 같이 다수의 병렬 채널이 형성되어 있는 경우에는 어떠한 변조 및 부호화 방법이 우수한지는 채널의 분포에 의해서 결정된다.

OFDM 시스템 등과 같이 다수의 병렬 채널이 형성되어 있을 때 변조 및 부호화 방법에 따른 FER 성능을 예측하기 위해서 사용할 수 있는 방법으로는 Exponential Effective SNR 방법이 있다<sup>[22]</sup>. 만일 부호화 및 변조된 심벌이  $\gamma_{k,l}$  ( $\equiv \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N M_{k,n,l}$   $|H_{k,n}|^2 / \sigma^2$ )의 SNR을 가지는  $KL$ 개의 페이딩 경로를 통과하여 전송되었을 때의 FER은 다음과 같은 방법으로 유효 SNR  $\gamma_{eff}$ 를 구한 뒤  $\Phi_{MCS_i}(\gamma_{eff})$ 를 구함으로써 얻을 수 있다<sup>[22]</sup>.

$$\gamma_{eff} = -\beta \log \left( \frac{1}{KL} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \exp \left( -\frac{\gamma_{k,l}}{\beta} \right) \right) \quad (38)$$

위 식에서  $\beta$  값은 변조 방식에 따라서 결정되는 값으로 변조 차수가 커질수록 큰 값을 가진다<sup>[22]</sup>. 위 식은 Jensen의 부등식에 의하여 다음의 부등식이 성립된다<sup>[23]</sup>.

$$\begin{aligned} \gamma_{eff} &\leq -\beta \log \left( \exp \left( -\frac{1}{KL} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \frac{\gamma_{k,l}}{\beta} \right) \right) \\ &= \frac{1}{KL} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \gamma_{k,l} \end{aligned} \quad (39)$$

따라서 유효 SNR은 평균 SNR에 비해서 작은 값을 가진다. 주어진 채널에서 사용할 수 있는 방식 중 동일한 데이터 전송률을 가지는 방식으로 낮은 변조 차수와 높은 부호화율의 방식과 높은 변조차수와 낮은 부호화율의 방식이 있다고 하자. 만일 그 중 높은

변조방식과 낮은 부호화율을 적용하였다면  $\beta$  값이 커지고  $\gamma_{k,l} / \beta$ 의 변화가 작아지므로 다음과 같이 근사화할 수 있다.

$$\gamma_{eff} \approx \bar{\gamma}_{D-OFDMA} \quad (40)$$

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

$$\text{Outage} \equiv P(\gamma_{eff} < \Gamma) \quad (41)$$

이 논문에서는 [24][25]에서 정의한 주파수 선택성과 유사한 형태로 프레임 다이버시티 계수  $D^{Frame}$ 을 다음과 같이 정의한다.

$$D^{Frame} = \frac{\operatorname{var} \{ |H_{1,1}|^2 \}}{\operatorname{var} \left\{ \frac{1}{K} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N |H_{k,n}|^2 \right\}} \quad (42)$$

낮은 채널부호화율이 적용된 OFDMA 시스템에서 다이버시티 기술을 사용하여  $E\{|H_{k,n}|^2\}$ 는 일정하게 유지하면서 프레임 다이버시티 계수가 증가하면 식 (41)의 불능률은 줄어들 수 있다.

OFDMA 시스템에서 채널의 시간 및 주파수 선택적 특성이 클 경우에는 다이버시티 효과를 얻기 위하여 AWGN 채널의 경우보다 더 낮은 채널부호화율을 적용할 필요성이 있다. 또한 OFDMA 시스템에서 시간 또는 주파수축의 선택적 특성을 증가시키는 다이버시티 기술을 사용하여 프레임 수준의 다이버시티 계수  $D^{Frame}$ 이 커질 경우에는 낮은 채널부호화율의 필요성이 증대되어 최적의 채널부호화율이 작아지는 경향을 가지게 된다.

### 3.2 블록호핑 OFDMA 시스템의 채널부호화율

블록호핑 OFDMA 시스템은 채널의 변화에 비해서 충분한 수의 호핑이 있을 경우 분산할당 OFDMA와 유사한 특성을 가진다. 따라서 블록호핑 OFDMA 시스템에서는 주파수축의 채널변화가 있거나 시간축의 채널변화가 있는 경우 모두 낮은 채널부호화율의 적용이 필요하다.

### 3.3 분산할당 SC-FDMA 시스템의 채널부호화율

SC-FDMA 시스템에서  $KL$  개의 부호화 및

변조된 심벌이  $\gamma_{k,l}$  ( $\equiv \bar{\gamma}_{D-SCFDMA,k}$ )의 SNR을 가지는  $KL$ 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>[22]</sup>.

$$\begin{aligned} \gamma_{eff} &= -\beta \log \left( \frac{1}{KL} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \exp \left( -\frac{\gamma_{k,l}}{\beta} \right) \right) \\ &= -\beta \log \left( \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \exp \left( -\frac{\gamma_{D-SCFDMA,k}}{\beta} \right) \right) \end{aligned} \quad (43)$$

만일 시간축의 채널 변화가 작다면 위 식은 다음과 같이 근사화될 수 있다.

$$\gamma_{eff} \approx \bar{\gamma}_{D-SCFDMA} \quad (44)$$

분산할당 SC-FDMA 시스템에서는 분산할당 OFDMA 시스템과는 달리 주파수축의 채널변화가 있을 경우에도 시간축의 채널변화가 작다면 낮은 채널부호화율의 적용이 필요하지 않다. 오히려 주파수축의 채널변화가 클 경우 MMSE 채널보상에 의해서 고차변조 방식의 성능이 떨어질 수 있으므로 저차변조 방식을 사용하면서 높은 채널부호화율을 적용하는 것이 유리할 수 있다. 분산할당 SC-FDMA 시스템에서 시간축의 채널변화가 크다면 유효 SNR은  $\bar{\gamma}_{D-SCFDMA}$ 보다 작아질 수 있으며 이 경우에는 낮은 채널부호화율을 적용할 필요성이 있다.

### 3.4 블록호핑 SC-FDMA 시스템의 채널부호화율

블록호핑 SC-FDMA는 채널 변화에 비해서 충분한 수의 호핑이 있고 연속할당 대역에서 주파수 비선택적 페이딩 채널을 가지는 경우 분산할당 OFDMA와 유사한 특성을 가진다. 따라서 블록호핑 SC-FDMA에서는 주파수축의 채널변화가 있거나 시간축의 채널변화가 있는 경우 모두 낮은 채널부호화율의 적용이 필요하다. 채널의 시간축 변화는 적은 반면 주파수축 변화가 있는 경우에는 분산할당 OFDMA 시스템, 분산할당 SC-FDMA 시스템, 블록호핑 SC-FDMA 시스템 등은 분산할당 SC-FDMA 시스템보다 더 낮은 채널부호화율을 필요로 한다.

## IV. SC-FDMA 시스템의 다이버시티

### 4.1 다이버시티 기술을 적용하지 않았을 때

채널의 시간축 변화가 없는 경우를 가정하여 OFDMA 및 SC-FDMA 시스템에서 하나의 안테나를

사용할 때의 다이버시티를 고려해보자.  $T$ 를 샘플 구간,  $J$ 를 다중경로의 수,  $p_{k,j}$ 를  $k$ 번째 OFDM 심벌의  $j$ 번째 다중경로의 평균 채널값,  $h_{k,j}$ 를  $k$ 번째 OFDM 심벌의  $j$ 번째 다중경로에 해당하는 분산이 일정한 값을 가지는 페이딩 채널이라고 할 때  $k$ 번째 OFDM 심벌의 시간축의 다중경로 채널이 다음과 같이 정의되어 있다고 하자.

$$\begin{aligned} channel_k(t) &= \sum_{j=1}^J p_{k,j} h_{k,j} \delta(t - lT) \\ &\left( \sum_{j=1}^J p_{k,j}^2 = 1 \right) \end{aligned} \quad (45)$$

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

$$D_{Original}^{Frame} = \frac{K^2 \text{var} \left\{ |h_{1,1}|^2 \right\}}{\text{var} \left\{ \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J p_{k,j}^2 |h_{k,j}|^2 \right\}} \quad (46)$$

만일 각 다중경로가 독립이며 채널의 시간축 변화가 없어서  $p_{k,j} = p_j$ 이고  $h_{k,j} = h_j$ 이라면 위 식은 다음과 같이 표현된다.

$$D_{Original}^{Frame} = \frac{1}{\sum_{j=1}^J p_j^4} \quad (47)$$

### 4.2 순환지연 다이버시티에 의한 채널의 주파수 변화의 증가

OFDMA 시스템에서 다중안테나를 이용한 간단한 다이버시티 기술 중 하나는 순환지연 다이버시티이다<sup>[18][19][20]</sup>. 두 개의 안테나를 사용한다고 할 때  $T$ 를 샘플 구간,  $J$ 를 다중경로의 수,  $p_{1,k,j}$  및  $p_{2,k,j}$ 를  $k$ 번째 OFDM 심벌의 각 안테나의  $j$ 번째 다중경로의 평균 채널값,  $h_{1,k,j}$  및  $h_{2,k,j}$ 를  $k$ 번째 OFDM 심벌의 각 안테나의  $j$ 번째 다중경로에 해당하는 분산이 일정한 값을 가지는 페이딩 채널이라고 할 때  $k$ 번째 OFDM 심벌의 시간축의 다중경로 채널이 다음과 같이 정의되어 있다고 하자.

$$\begin{aligned} channel_{1,k}(t) &= \sum_{j=1}^J p_{1,k,j} h_{1,k,j} \delta(t - lT) \\ channel_{2,k}(t) &= \sum_{j=1}^J p_{2,k,j} h_{2,k,j} \delta(t - lT) \end{aligned}$$

$$\left( \sum_{j=1}^J p_{1,k,j}^2 = 1, \sum_{j=1}^J p_{2,k,j}^2 = 1 \right) \quad (48)$$

J 보다 큰 순환지연값 Delay를 가지는 순환지연 다이버시티를 적용하면 시간축의 다중경로 채널은 다음과 같이 만들어진다.

$$\begin{aligned} \text{channel}_{CDD,k}(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{j=1}^J p_{1,k,j} h_{1,k,j} \delta(t - jT) \\ &+ \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{j=1}^J p_{2,k,j} h_{2,k,j} \delta(t - (j + \text{Delay})T) \end{aligned} \quad (49)$$

Parseval의 정리를 적용하면 다이버시티 계수는 다음과 같이 썬질 수 있다.

$$\begin{aligned} D_{CDD}^{\text{Frame}} &= \frac{4K^2 \text{var} \left\{ |h_{1,1}|^2 \right\}}{\text{var} \left\{ \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J \left( p_{1,k,j}^2 |h_{1,k,j}|^2 + p_{2,k,j}^2 |h_{2,k,j}|^2 \right) \right\}} \end{aligned} \quad (50)$$

만일 두 안테나의 채널이 상관도가 없으며 각 다중경로가 독립이고 채널의 시간축 변화가 없어서  $p_{1,k,j} = p_{2,k,j} = p_j$  이고  $h_{1,k,j} = h_{2,k,j} = h_j$  이라면 프레임 다이버시티 계수는 다음과 같이 썬질 수 있다.

$$D_{CDD}^{\text{Frame}} = \frac{2}{\sum_{j=1}^J p_j^4} \quad (51)$$

순환지연 다이버시티를 적용하여 주파수축의 채널 변화를 증가시키면 블록호핑 SC-FDMA 시스템의 경우 낮은 부호화율의 필요성이 증대된다. 그러나 분산할당 SC-FDMA 시스템의 경우는 순환지연 다이버시티를 적용하여도 시간축의 채널 변화가 작다면 낮은 부호화율의 적용이 필요하지 않다.

4.3 위상회전 기술에 의한 채널의 시간 변화의 증가 SC-FDMA 심벌 구간이  $\Psi$  이고 한 부호화 블록이 K SC-FDMA 심벌 동안, 즉  $\Theta = K\Psi$  의 시간 동안 전송된다고 할 때 위상회전을 적용하였을 때의 채널은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{channel}_{PR,k}(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{j=1}^J p_{1,k,j} h_{1,k,j} \delta(t - jT) \\ &+ \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{j=1}^J p_{2,k,j} h_{2,k,j} e^{j2\pi k/K} \delta(t - jT) \end{aligned} \quad (52)$$

만일 두 안테나의 채널이 상관도가 없으며 각 다중경로가 독립이고 채널의 시간축 변화가 없어서  $p_{1,k,j} = p_{2,k,j} = p_j$  이고  $h_{1,k,j} = h_{2,k,j} = h_j$  이라면 Parseval의 정리를 적용하면 다이버시티 계수는 다음과 같이 썬질 수 있다.

$$\begin{aligned} D_{PR}^{\text{Frame}} &= \frac{4K^2 \text{var} \left\{ |h_{1,k,j}|^2 \right\}}{\text{var} \left\{ \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J p_j^2 |h_{1,j} + h_{2,j} e^{j2\pi k/K}|^2 \right\}} \\ &\approx \frac{4 \text{var} \left\{ |h_{1,k,j}|^2 \right\}}{\text{var} \left\{ \sum_{j=1}^J p_j^2 \left( |h_{1,j}|^2 + |h_{2,j}|^2 \right) \right\}} \\ &= \frac{2}{\sum_{j=1}^J p_j^2} \end{aligned} \quad (53)$$

블록호핑 SC-FDMA 시스템에서는 위상회전 기술을 적용하는 것은 순환지연 다이버시티를 적용하는 것과 유사한 효과를 가지며 두 경우 모두 낮은 부호화율을 필요로 한다. 그러나 분산할당 SC-FDMA 시스템의 경우는 위상회전 기술을 적용하는 것이 순환지연 다이버시티를 적용하는 것보다 더 낮은 부호화율을 필요로 한다.

## V. 모의 실험

실험에서는 분산할당 SC-FDMA 시스템과 블록호핑 SC-FDMA 시스템에서 두 개의 안테나를 이용하여 순환지연 다이버시티에 의하여 채널의 주파수축 변화를 증가시키는 경우와 위상회전 기술에 의하여 채널의 시간축 변화를 증가시키는 경우에 대해서, 두 개의 같은 데이터 전송속도를 가지는 변조 및 부호화 방식인, QPSK(Quadrature Phase Shift Keying), 5/6 부호화율과 16QAM(Quadrature Amplitude Modulation), 5/12 부호화율을 비교하였다. FFT크기는 256으로 하였으며 채널의 시간축 변화는 없다고 가정하였고 RMS(Root Mean Square) 지연확산이 0.1010 샘플인 지수함수 (Exponential) 분포를 가지는 다중경로 페이딩 채널을 고려하였다. 채널부호화는 길이 9의 구속장을 가지는 길쌈부호를 사용하였다.

그림 1과 2는 분산할당 SC-FDMA 시스템에서 순환지연 다이버시티 기술과 위상회전 기술을 적용하였을 때의 성능을 보여준다. 분산할당 SC-FDMA 시스



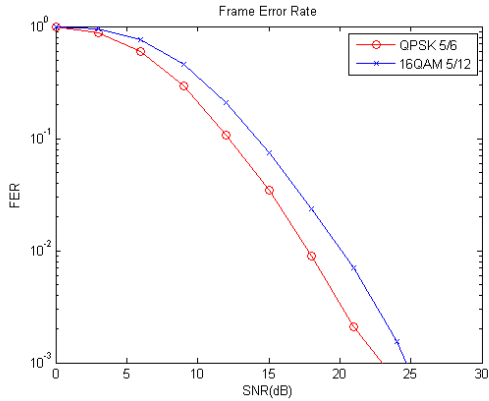


그림 1. 분산할당 SC-FDMA 시스템에서 순환지연 다이버시티를 적용하였을 때의 성능

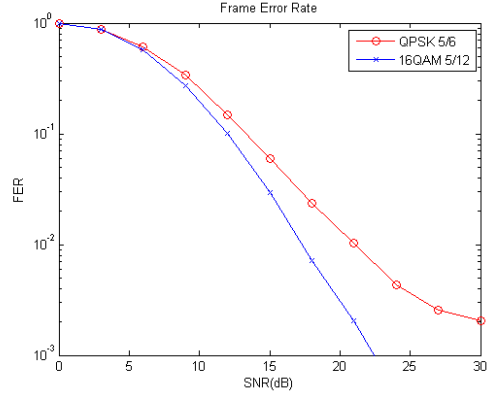


그림 3. 블록호핑 SC-FDMA 시스템에서 순환지연 다이버시티를 적용하였을 때의 성능

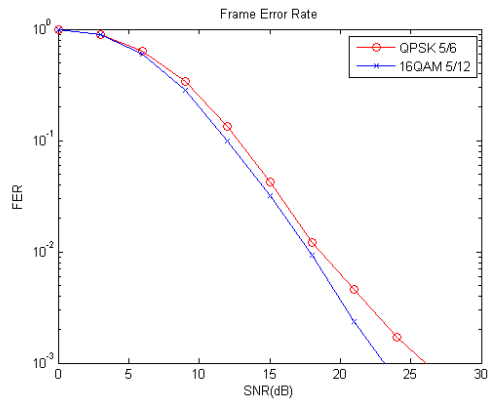


그림 2. 분산할당 SC-FDMA 시스템에서 위상회전 기술을 적용하였을 때의 성능

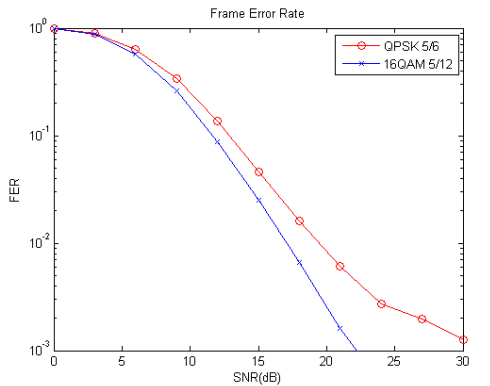


그림 4. 블록호핑 SC-FDMA 시스템에서 위상회전 기술을 적용하였을 때의 성능

템에서 시간축의 채널변화가 없이 주파수축의 채널변화만 존재할 경우에는 낮은 채널부호화율의 필요성이 적으므로 QPSK 5/6 방식이 16QAM 5/12 방식보다 우수한 성능을 보이는 것을 볼 수 있다. 그러나 안테나를 사용하여 주파수축의 변화 대신 시간축의 변화를 일으킨 경우에는 낮은 채널부호화율의 필요성이 증가하며 따라서 16QAM 5/12 방식이 QPSK 5/6 보다 우수한 것을 볼 수 있다.

그림 3과 4는 블록호핑 SC-FDMA 시스템에서 순환지연 다이버시티 기술과 위상회전 기술을 적용하였을 때의 성능을 보여준다. 블록호핑 SC-FDMA 시스템에서는 채널의 시간축 및 주파수축 변화는 모두 낮은 채널부호화율을 요구하므로 두 경우 모두 16QAM 5/12가 QPSK 5/6보다 우수하며 분산할당 SC-FDMA 시스템에 비해서 더 낮은 채널부호화율의 적용이 필요하다.

## VI. 결론

동일한 데이터 전송률을 가지는 변조 및 부호화 방법은 여러 가지가 있으며 이 중 가장 우수한 성능을 가지는 방식이 사용된다. 가장 우수한 변조 및 부호화 방식은 시스템이나 채널 환경, 그리고 사용하는 다이버시티 기술에 따라서 달라질 수 있다. 분산할당 SC-FDMA 시스템의 경우 위상회전 기술의 적용은 낮은 채널부호화율을 요구하지만 순환지연 다이버시티 기술의 적용은 낮은 채널부호화율의 필요성을 증가시키지 않는다. 이에 반해서 블록호핑 SC-FDMA 시스템에서는 위상회전 기술의 적용과 순환지연 다이버시티 기술의 적용은 모두 낮은 채널부호화율의 필요성을 증대시킨다. 따라서 SC-FDMA 시스템에서 복수의 안테나를 사용하여 채널의 시간축 또는 주파수축의 특성을 변화시킬 때 최적의 성능을 얻기 위해서는 그에 해당하는 적절한 채널부호화율을 적용하는 것이 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 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, p p.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] 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, SanDiego, 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] D. Gesbert, M. Shafi, D.S. Shiu, P.J. Smith, A. Nagueib, "From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.21, No.3, pp.281-302, April 2003.
- [17] A. Paulraj, R. Nabar, D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2003.
- [18] G. Bauch, J.S. Malik, "Orthogonal Frequency Division Multiple Access with Cyclic Delay Diversity", *Smart Antennas*, 2004. ITG Workshop, pp.17-24, March 2004.
- [19] 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.
- [20] 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, August 2006.

- [21] S. Haykin, "Communication Systems," John Wiley & Sons, 2001.
- [22] R1-031303, Ericsson, "System-level evaluation of OFDM - further considerations," 3GPP RAN WG1 #35, Lisbon, Portugal, November 2003.
- [23] T.M. Cover and J.A. Thomas, Elementary of Information Theory, Wiley, New York, 1991.
- [24] D.S. Yoo, W.E. Stark, "Characterization of WSSUS Channels: Normalized Mean Square Covariance and Diversity Combining," IEEE Trans. on Wireless Communications, Vol.4, No.4, pp.1307-1310, July 2005.
- [25] Y.C. Liang, W.S. Len, Y. Zeng, C. Xu, "Design of Cyclic Delay Diversity for Single Carrier Cyclic Prefix Transmissions with Block-Iterative GDFE Receiver," IEEE Trans. on Wireless Communications, Vol.7, No.2, pp.677-684, February 2008.

임 민 중 (Min-Joong Rim)

중신회원



1987년 서울대학교 전자공학과  
학사

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

1993년~2000년 삼성전자 선임  
연구원

2000년~현재 동국대학교 정보통신공학과 부교수

<관심분야> 이동통신, 무선통신, 통신 VLSI, 통신  
소프트웨어