

SC-FDE 시스템에서의 다이버시티 기술 비교

종신회원 임민중*, 정회원 김홍석**

Comparisons on Diversity Techniques for SC-FDE Systems

Min-Joong Rim* *Lifelong Member*, Hongseog Kim** *Regular Member*

요약

본 논문에서는 채널이 시간 및 주파수에서 비선형적일 때를 가정하여 복수의 송신 안테나를 사용하는 SC-FDE (Single Carrier with Frequency Domain Equalization) 시스템에서 순환지연 다이버시티 기술과 위상 회전 기술의 성능을 비교한다. OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템에서는 위상 회전을 이용하여 시간 축에서 변화하는 채널을 만드는 것과 순환지연 다이버시티를 사용하여 주파수 선택적 채널을 만드는 것은 유사한 성능을 보인다. 그러나 SC-FDE 시스템에서는 시간축에서 변화하는 채널을 만드는 것이 주파수축에서 변화하는 채널을 만드는 것보다 더 우수한 성능을 보일 수 있다.

Key Words : SC-FDE, SC-FDMA, Diversity, Cyclic Delay Diversity, Time Diversity

ABSTRACT

This paper compares the performances of cyclic delay diversity and phase rolling techniques for SC-FDE (Single Carrier with Frequency Domain Equalization) systems with multiple transmit antennas assuming time-flat and frequency-flat channels. In OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) systems generation of time varying channels using phase rolling can result in performance gains comparable to those of frequency-selective channels made by cyclic delay diversity. However, in SC-FDE systems making time-selective channels may produce better results than creation of frequency-selective channels.

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^[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][3][4][5]}. SC-FDE는 특히 저속 데이터 전송에서 OFDM과 비슷한 성능, 효율성, 복잡도를 유지하면서 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][9][10][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][12][13][14][15]}. SC-FDMA에서는 인접한 부반송파를 사용하는 연속할당 (Localized) 방식과 일정한 간격의 부반송파를 사용하는 분산할당 (Distributed) 방식이 있다^{[11][12]}. 분산

* 본 연구는 동국대학교 교원해외연수 지원에 의하여 이루어졌음.

** 동국대학교 정보통신공학과 (minjoong@dongguk.edu), ** 배재대학교 전자공학과 부교수

논문번호 : KICS2008-05-220, 접수일자 : 2008년 5월 19일, 최종논문접수일자 : 2008년 9월 17일

할당 SC-FDMA는 SC-FDE와 유사한 성질을 가지며 본 논문의 내용은 SC-FDE와 함께 분산할당 SC-FDMA에도 적용될 수 있다.

OFDM 및 SC-FDE 시스템에서 복수의 송신 안테나가 있는 경우 성능 향상을 위해서 다양한 형태의 다이버시티 기술을 적용할 수 있다^{[16][17][18][19]}. 안테나 다이버시티 기술 중 가장 우수한 성능을 얻을 수 있는 것은 시공간 블록 부호화 기술(space time block coding)이지만 송신기에서 시공간 부호화 기술을 사용할 경우 수신기에서는 송신기에서 사용한 기술을 알아야 하며 복수의 채널을 추정해야 하는 단점을 가진다. 수신기에서 송신기에서 사용한 기술을 알지 않고 하나의 채널 추정만으로 수신을 할 수 있는 다이버시티 기술로는 안테나 다이버시티를 주파수 다이버시티로 변환시키는 순환지연 다이버시티(cyclic delay diversity) 기술과 안테나 다이버시티를 시간 다이버시티로 변환시키는 위상 회전(phase rolling) 기술이 있다^{[16][17][18][19]}. 본 논문에서는 채널이 주파수축 및 시간축에서 비선형적 특성을 가진다고 가정할 때 SC-FDE 시스템에서 다이버시티 기술을 적용하여 채널이 주파수 선택적이 될 때와 시간축에서 채널의 변화를 줄 때의 차이에 대해서 살펴본다. 본 논문에서는 채널추정 등 모든 동기는 완벽하다고 가정한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 OFDM 시스템에서는 주파수 다이버시티와 시간 다이버시티가 유사함을 보이며 III장에서는 OFDM 시스템과는 달리 SC-FDE 시스템에서는 두 다이버시티에 차이가 존재함을 설명한다. IV장에서는 모의실험을 통해서 주파수 다이버시티와 시간 다이버시티의 효과를 보이며 V장에서 결론을 맺는다.

II. OFDM 시스템의 다이버시티

2.1 OFDM 시스템

OFDM 시스템의 송신기에서는 길이 N 이고 평균 에너지가 1인 QAM 변조된 신호를 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)한다.

$$\mathbf{x} = \mathbf{Q}^H \mathbf{X} \quad (1)$$

위 식에서 \mathbf{Q} 는 N point 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 제

거하여, 다시 길이 N 의 블록을 복조에 사용하며 이때의 데이터 전송은 다음과 같이 쓰일 수 있다.

$$\mathbf{r} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (2)$$

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^[20].

$$\mathbf{C} = \mathbf{Q}^H \mathbf{H} \mathbf{Q} \quad (3)$$

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.

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (4)$$

위 식에서 $\mathbf{R} = \mathbf{Q}\mathbf{r}, \mathbf{X} = \mathbf{Q}\mathbf{x}, \mathbf{W} = \mathbf{Q}\mathbf{w}$ 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.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}^H \mathbf{R} \quad (5)$$

$\mathbf{Y}, \mathbf{H}, \mathbf{R}, \mathbf{W}$ 의 n 번째 원소를 Y_n, H_n, R_n, W_n 이라고 할 때 위 식은 다음과 같이 써질 수 있다.

$$Y_n = H_n^* R_n = |H_n|^2 X_n + H_n^* W_n \quad (6)$$

W_n 의 분산을 σ^2 이라고 할 때 수신된 신호의 SNR은 다음과 같다.

$$SNR_{Symbol,n}^{OFDM} = \frac{|H_n|^2}{\sigma^2} \quad (7)$$

따라서 전체 부반송파의 평균 SNR은 다음과 같이 표현된다.

$$SNR_{Frame}^{OFDM} = \frac{1}{N\sigma^2} \sum_{n=1}^N |H_n|^2 \quad (8)$$

본 논문에서 각 심벌에서의 불능률은 $SNR_{Symbol,n}^{OFDM}$ 이 임계치 $\gamma_{Symbol}^{OFDM} (< E\{SNR_{Symbol,n}^{OFDM}\})$ 보다 작은 값을 가지는 확률로 정의한다.

$$Outage_{Symbol}^{OFDM} \equiv P(SNR_{Symbol,n}^{OFDM} < \gamma_{Symbol}^{OFDM}) \quad (9)$$

만일 시공간 부호화 등의 다이버시티 기술을 적용하여 $SNR_{Symbol,n}^{OFDM}$ 의 분산이 작아진다면 불능률도 개선될 수 있다^{[16][17]}. 같은 개념을 채널부호화가 적용된 프레임으로 확장할 수 있다. OFDM 시스템 등과 같이 다수의 병렬 채널이 형성되어 있을 때 주어진 변조 및 부호화 방법에서 성능을 예측하기 위한 방법으로는 Exponential Effective SNR 방법이 있으며 다음과 같은 방법으로 유효 SNR $\widehat{SNR}_{Frame}^{OFDM}$ 를 구할 수 있다^[21].

$$\begin{aligned} \widehat{SNR}_{Frame}^{OFDM} \\ = -\beta \log \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \exp \left(-\frac{SNR_{Symbol,n}^{OFDM}}{\beta} \right) \right) \end{aligned} \quad (10)$$

위 식에서 β 값은 변조 방식에 따라서 결정되는 값으로 변조 차수가 커질수록 큰 값을 가진다^[21]. 프레임 수준에서의 불능률은 유효 SNR $\widehat{SNR}_{Frame}^{OFDM}$ 이 임계치 γ_{Frame}^{OFDM} ($\widehat{SNR}_{Frame}^{OFDM}$)보다 작은 값을 가지는 확률로 정의할 수 있다.

$$Outage_{Frame}^{OFDM} \equiv P(\widehat{SNR}_{Frame}^{OFDM} < \gamma_{Frame}^{OFDM}) \quad (11)$$

만일 OFDM 시스템에서 낮은 부호화율을 적용하였다면 $E\{SNR_{Symbol,n}^{OFDM} / \beta\}$ 는 작은 값을 가지게 되며 $\text{var}\{SNR_{Symbol,n}^{OFDM} / \beta\}$ 이 작아지므로 식 (10)은 다음과 같이 근사화될 수 있다.

$$\begin{aligned} \widehat{SNR}_{Frame}^{OFDM} \\ \approx -\beta \log \left(\exp \left(-\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{SNR_{Symbol,n}^{OFDM}}{\beta} \right) \right) \\ = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N SNR_{Symbol,n}^{OFDM} \\ = SNR_{Frame}^{OFDM} \end{aligned} \quad (12)$$

위 식을 이용하여 프레임 수준에서의 불능률을 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$Outage_{Frame}^{OFDM} \approx P(SNR_{Frame}^{OFDM} < \gamma_{Frame}^{OFDM}) \quad (13)$$

낮은 부호화율이 적용이 되었다는 가정 하에서 불능률을 줄이기 위해서는 다이버시티 기술을 이용하여

SNR_{Frame}^{OFDM} 의 평균은 유지하면서 분산을 줄이는 것이 필요하다. 본 논문에서는 프레임 수준의 다이버시티 계수 D^{OFDM} 을 다음과 같이 정의한다.

$$D^{OFDM} = \frac{\text{var}\{H^2\}}{\text{var}\left\{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |H_n|^2\right\}} \quad (14)$$

위 식에서 $\text{var}\{H^2\}$ 는 다이버시티 기술을 사용하지 않았을 때의 한 부반송파의 채널의 분산을 의미한다. 프레임 수준의 다이버시티 계수 D^{OFDM} 가 커지는 것은 SNR_{Frame}^{OFDM} 의 분산이 작아지는 것을 의미한다. 다이버시티 기술을 사용하여 $E\{|H_n|^2\}$ 는 일정하게 유지하면서 프레임 수준의 다이버시티 계수 D^{OFDM} 가 증가하면 $|H_n|^2$ 의 분포가 같은 형태로 유지된다는 가정 하에서 식 (13)의 불능률은 개선된다.

2.2 다이버시티가 없을 때

본 논문에서는 시간축 및 주파수축에서 비선택적 채널을 가정하여 다이버시티 기술의 효과를 살펴본다. 먼저 채널이 시간축 및 주파수축에서 변화가 없이 채널이 $H_n = H$ 이라고 가정해보자.

$$channel(t) = H\delta(t) \quad (15)$$

이 경우에는 다이버시티는 전혀 없다.

$$D_{Original}^{OFDM} = 1 \quad (16)$$

2.3 위상회전 다이버시티

시공간 부호화 기술, 시간전환 다이버시티 (Time Switched Transmit Diversity), 주파수전환 다이버시티 (Frequency Switched Transmit Diversity) 등은 복수의 안테나의 채널값을 추정하기 위하여 안테나 별로 다른 파일럿을 사용할 경우 채널추정 성능의 열화가 발생하거나 파일럿 오버헤드의 증가를 가져올 수 있다^{[16][17]}. 안테나 수와 상관없이 하나의 채널 값만을 추정하기 위해서 안테나 다이버시티를 시간축이나 주파수축의 다이버시티로 변환시킬 수 있다^{[16][17]}. 위상 회전 다이버시티는 복수개의 안테나 중 한 개 또는 복수개의 안테나에 시간적으로 변하는 값을 곱하여 전송함으로써 시간 선택적 채널을 얻도록 한다. 만일 채널이 시간축 및 주파수축에서 변화가 없이 두 개의 안테나의 채널이 $H_{1n} = H_1, H_{2n} = H_2$ 이며

$\text{var}\{|H_1|^2\} = \text{var}\{|H_2|^2\} = \text{var}\{|H|^2\}$ 이고 독립이라고 가정해보자.

$$\begin{aligned} \text{channel}_1(t) &= H_1\delta(t) \\ \text{channel}_2(t) &= H_2\delta(t) \end{aligned} \quad (17)$$

OFDM 심벌 구간이 Ψ 이고 한 부호화 블록이 $\Theta = K\Psi$ 의 시간 동안 전송된다고 할 때 시간 다이버시티의 채널은 다음과 같이 표현된다.

$$\text{channel}_{TD}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} H_1\delta(t) + \frac{1}{\sqrt{2}} H_2\delta(t)e^{j2\pi t/\Theta} \quad (18)$$

이때 부호화 블록 동안 각 부반송파의 SNR의 평균은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{SNR}_{TD}^{OFDM} &= \frac{1}{K\sigma^2} \sum_{k=1}^K \left| \frac{1}{\sqrt{2}} H_1 + \frac{1}{\sqrt{2}} H_2 e^{j2\pi k/\Theta} \right|^2 \\ &\approx \frac{1}{2\sigma^2} \int_0^\Theta |H_1 + H_2 e^{j2\pi t/\Theta}|^2 dt \\ &= \frac{|H_1|^2 + |H_2|^2}{2\sigma^2} \end{aligned} \quad (19)$$

따라서 프레임 수준의 다이버시티 계수는 다음과 같이 썬질 수 있다.

$$\begin{aligned} D_{TD}^{OFDM} &= \frac{\text{var}\left\{\frac{|H|^2}{\sigma^2}\right\}}{\text{var}\{\text{SNR}_{TD}^{OFDM}\}} \\ &= 2D_{Original}^{OFDM} \end{aligned} \quad (20)$$

두 개의 안테나를 사용하는 시간 다이버시티 기술은 안테나 다이버시티를 시간 다이버시티로 변환하여 채널추정을 하나만 하면서도 프레임 수준의 다이버시티 계수를 2배로 증대시킨다.

2.4 순환지연 다이버시티

OFDM 시스템에서 다중안테나를 이용한 간단한 다이버시티 기술 중 하나는 순환지연 다이버시티 (Cyclic Delay Diversity)이다^{[18][19]}. 두 개의 안테나를 이용하여 순환지연 다이버시티를 적용하여 시간축의 다중 경로 채널이 다음과 같이 만들어졌다고 하자.

$$\text{channel}_{CDD}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} H_1\delta(t) + \frac{1}{\sqrt{2}} H_2\delta(t-T) \quad (21)$$

프레임 수준의 다이버시티 계수는 다음과 같이 썬질 수 있다.

$$\begin{aligned} D_{CDD}^{OFDM} &= \frac{\text{var}\{|H|^2\}}{\text{var}\left\{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |H_n|^2\right\}} \\ &= \frac{\text{var}\{|H|^2\}}{\text{var}\left\{\frac{|H_1|^2 + |H_2|^2}{2}\right\}} = 2D_{Original}^{OFDM} \end{aligned} \quad (22)$$

두 개의 안테나를 사용하는 순환지연 다이버시티는 프레임 수준의 다이버시티 계수를 2배 증가시킨다. OFDM 시스템에서는 시간 다이버시티와 순환지연 다이버시티는 모두 프레임 수준의 다이버시티 계수를 2배 증대시키는 것으로 유사한 성능을 가진다.

III. SC-FDE 시스템의 다이버시티

3.1 SC-FDE 시스템

SC-FDE 시스템에서는 길이 N 의 변조된 신호에 순환전치구간을 붙여서 전송한 후 수신기에서 순환전치구간을 제거하여 다시 길이 N 의 블록을 복조에 사용하며 이때의 데이터 전송은 다음과 같이 썬질 수 있다.

$$\mathbf{r} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (23)$$

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 특성을 가지는 $(N \times N)$ 의 행렬이 되므로 다음과 같이 다시 썬여질 수 있다.

$$\mathbf{C} = \mathbf{Q}^H \mathbf{H} \mathbf{Q} \quad (24)$$

위 식에서 \mathbf{H} 는 주파수축의 채널응답값을 가지는 $(N \times N)$ 대각선 행렬이다. 식 (22)의 수신 데이터를 FFT를 통해서 주파수축으로 보내면 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (25)$$

위 식에서 $\mathbf{R} = \mathbf{Q}\mathbf{r}, \mathbf{X} = \mathbf{Q}\mathbf{x}, \mathbf{W} = \mathbf{Q}\mathbf{w}$ 이다. 주파수축의 간섭 및 잡음 벡터 \mathbf{w} 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.

$$\mathbf{Y} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{R} \quad (26)$$

$\mathbf{Y}, \mathbf{H}, \mathbf{R}, \mathbf{W}$ 의 n 번째 원소를 Y_n, H_n, R_n, W_n 이라고 할

때 위 식은 다음과 같이 써질 수 있다.

$$\begin{aligned}
 Y_n &= \frac{H_n^*}{|H_n|^2 + \sigma^2} R_n \\
 &= \frac{|H_n|^2}{|H_n|^2 + \sigma^2} X_n + \frac{H_n^*}{|H_n|^2 + \sigma^2} W_n
 \end{aligned} \tag{27}$$

위 식은 다시 unitary 행렬인 \mathbf{Q} 를 통과한다. 수신된 신호의 평균 SNR은 다음과 같이 써질 수 있다.

$$SNR^{SCFDE} = \frac{1}{N\sigma^2} \frac{\left(\sum_{n=1}^N \frac{|H_n|^2}{|H_n|^2 + \sigma^2} \right)^2}{\sum_{n=1}^N \frac{|H_n|^2}{(|H_n|^2 + \sigma^2)^2}} \tag{28}$$

등화 및 부반송파로부터의 데이터 추출이 이루어지면 IFFT를 통해서 시간축으로 이동한다.

$$\mathbf{y} = \tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{Q}^H \mathbf{Y} \tag{29}$$

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

$$\tilde{H} = \sqrt{\frac{1}{N} \frac{\left(\sum_{n=1}^N \frac{|H_n|^2}{|H_n|^2 + \sigma^2} \right)^2}{\sum_{n=1}^N \frac{|H_n|^2}{(|H_n|^2 + \sigma^2)^2}}} \tag{30}$$

3.2 다이버시티가 없을 때

안테나 다이버시티 기술의 효과는 채널의 시간축 및 주파수축 변화가 없을 때 극대화된다. 만일 채널이 시간축 및 주파수축에서 변화가 없이 채널이 $H_n = H$ 이라고 가정해보자.

$$channel(t) = H\delta(t) \tag{31}$$

이때의 평균 SNR은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 SNR_{Original}^{SCFDE} &= \frac{1}{N\sigma^2} \frac{\left(\sum_{n=1}^N \frac{|H|^2}{|H|^2 + \sigma^2} \right)^2}{\sum_{n=1}^N \frac{|H|^2}{(|H|^2 + \sigma^2)^2}} \\
 &= \frac{|H|^2}{\sigma^2}
 \end{aligned} \tag{32}$$

이 경우에는 다이버시티는 전혀 없다.

$$D_{Original}^{SCFDE} = \frac{\text{var} \left\{ \frac{|H|^2}{\sigma^2} \right\}}{\text{var} \{ SNR_{Original}^{SCFDE} \}} = 1 \tag{33}$$

3.3 위상 회전 기술

만일 채널이 시간축 및 주파수축에서 변화가 없이 두 개의 안테나의 채널이 $H_{1n} = H_1$, $H_{2n} = H_2$ 이며 $\text{var}\{|H_1|^2\} = \text{var}\{|H_2|^2\} = \text{var}\{|H|^2\}$ 이고 독립이라고 가정해보자.

$$\begin{aligned}
 channel_1(t) &= H_1\delta(t) \\
 channel_2(t) &= H_2\delta(t)
 \end{aligned} \tag{34}$$

SC-FDE 심벌 구간이 Ψ 이고 한 부호화 블록이 $\Theta = K\Psi$ 의 시간 동안 전송된다고 할 때 위상 회전 기술을 적용하였을 때의 채널은 다음과 같다.

$$channel_{TD}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} H_1\delta(t) + \frac{1}{\sqrt{2}} H_2\delta(t)e^{j2\pi t/\Theta} \tag{35}$$

k 번째 SC-FDE 심벌의 평균 SNR은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 SNR_{TD,k}^{SCFDE} &= \frac{1}{N\sigma^2} \frac{\left(\sum_{n=1}^N \frac{|H_1 + H_2 e^{j2\pi n/K}|^2}{|H_1 + H_2 e^{j2\pi n/K}|^2 + \sigma^2} \right)^2}{\sum_{n=1}^N \frac{|H_1 + H_2 e^{j2\pi n/K}|^2}{(|H_1 + H_2 e^{j2\pi n/K}|^2 + \sigma^2)^2}} \\
 &= \frac{|H_1 + H_2 e^{j2\pi k/K}|^2}{\sigma^2}
 \end{aligned} \tag{36}$$

이때 부호화 블록 동안 SNR의 평균은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 SNR_{TD}^{SCFDE} &= \frac{1}{K\sigma^2} \sum_{k=1}^K SNR_{TD,k}^{SCFDE} \\
 &\approx \frac{|H_1|^2 + |H_2|^2}{\sigma^2}
 \end{aligned} \tag{37}$$

따라서 다이버시티는 다음과 같다.

$$D_{TD}^{SCFDE} = \frac{\text{var} \left\{ \frac{|H|^2}{\sigma^2} \right\}}{\text{var} \{ SNR_{TD}^{SCFDE} \}} \approx 2 \tag{38}$$

3.4 순환지연 다이버시티

두 개의 안테나를 이용하여 순환지연 다이버시티를 적용하여 시간축의 다중 경로 채널이 다음과 같이 만들어졌다고 하자.

$$channel_{CDD}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} H_1 \delta(t) + \frac{1}{\sqrt{2}} H_2 \delta(t-T) \quad (39)$$

순환지연 다이버시티를 적용하였을 때의 주파수축의 채널 에너지의 평균은 다음과 같다.

$$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |H_n|^2 = \frac{|H_1|^2 + |H_2|^2}{2} \quad (40)$$

벡터 **a**와 **b**를 다음과 같이 정의해 보자.

$$a_n = \frac{|H_n|}{|H_n|^2 + \sigma^2}$$

$$b_n = |H_n| \quad (41)$$

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

$$\left(\sum_{n=1}^N \frac{|H_n|^2}{|H_n|^2 + \sigma^2} \right)^2 \leq \sum_{n=1}^N \frac{|H_n|^2}{(|H_n|^2 + \sigma^2)^2} \sum_{n=1}^N |H_n|^2 \quad (42)$$

따라서 다음의 관계가 성립한다.

$$SNR_{CDD}^{SCFDE} = \frac{1}{N\sigma^2} \left(\sum_{n=1}^N \frac{|H_n|^2}{|H_n|^2 + \sigma^2} \right)^2$$

$$\leq \frac{1}{N\sigma^2} \sum_{n=1}^N |H_n|^2 = \frac{|H_1|^2 + |H_2|^2}{2} \quad (43)$$

OFDM 시스템에서는 채널이 주파수 선택적이 되거나 시간 선택적이 될 경우 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 그러나 SC-FDE에서는 채널이 시간 선택적이 될 경우에는 다이버시티 이득에 의한 성능 증대를 얻을 수 있으나 채널이 주파수 선택적이 되는 경우 SNR의 감소를 가져온다. 따라서 SC-FDE 시스템에서는 순환지연 다이버시티를 적용하는 것보다 시간축에서 채널의 변화를 주는 것이 더 우수한 성능을 보일 수 있다.

IV. 모의실험

실험에서는 두 개의 안테나를 가지는 OFDM 및 SC-FDE 시스템에서 시간축에서 채널 변화를 주는 방법과 순환지연 다이버시티를 적용하여 주파수축에서 채널 변화를 주는 방법을 BER(Bit Error Rate) 및 FER(Frame Error Rate) 측면에서 비교하였다. 참고로 사용하기 위하여 성능이 더 열등한, 다이버시

티를 사용하지 않는 경우와 성능이 더 우수한 시공간 부호화 (Alamouti 부호화) 방법과도 비교하였다¹⁶⁾¹⁷⁾. 자세한 실험 변수는 표 1에 나와 있으며 시간축의 채널 변화는 없다고 가정하였다. 그림 1 및 2는 OFDM 시스템에서 각 다이버시티 기술의 BER 및 FER 성능을 비교한 것이다. 그림 1의 BER 성능에서는 다이버시티를 사용하지 않는 방법과 순환지연 다이버시티를 사용한 방법, 그리고 시간축에서 채널 변화를 주는 위상 회전 방법이 모두 같은 성능을 보이며 시공간 부호화 방법은 이들 방법보다 우수한 성능을 보인다. 그림 2의 FER 성능에서는 순환지연 다이버시티를 사용한 방법과 시간축에서 채널 변화를 주는 방법이 같은 성능을 보이고 있으며 이 두 방법은 다

표 1. 실험 변수

Parameter	Value
FFT Size	64
# of OFDM Symbols per Frame	8
Modulation	16QAM
Channel Coding	1/2 Convolutional Coding
Channel	Exponential Distribution
RMS Delay Spread	0.1010

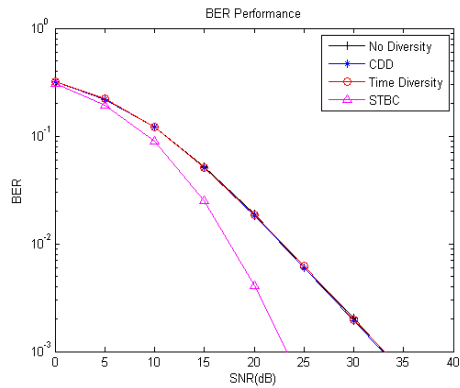


그림 1. OFDM 시스템의 BER 성능

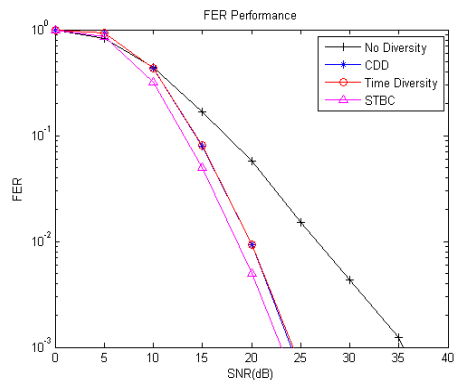


그림 2. OFDM 시스템의 FER 성능

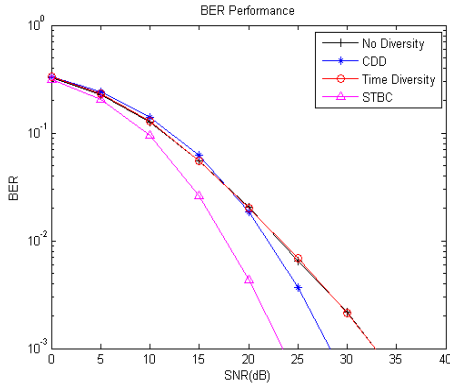


그림 3. SC-FDE 시스템의 BER 성능

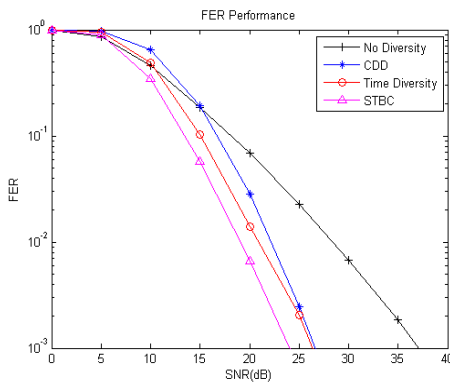


그림 4. SC-FDE 시스템의 FER 성능

이버시티를 사용하지 않는 경우보다는 시공간 부호화 방법과 더 유사한 성능을 보이는 것을 볼 수 있다. OFDM 시스템의 경우 채널의 시간축 또는 주파수축에서 변화를 크게 하는 다이버시티 기술을 사용하면 각 심벌의 SNR의 분산은 감소하지 않지만 평균 SNR의 분산은 감소함으로써 BER은 변하지 않으면서 FER은 성능 향상을 이룬다. 그림 3 및 4는 SC-FDE 시스템에서 각 다이버시티 기술의 BER 및 FER 성능을 비교한 것이다. SC-FDE 시스템에서 순환지연 다이버시티를 적용한 경우 BER 성능에서는 시간축에서 채널 변화를 준 경우에 비해서 우수하지만 FER 성능에서는 열등한 성능을 보인다. SC-FDE 시스템의 경우 시간축의 채널 변화는 OFDM 시스템과 마찬가지로 각 심벌의 SNR의 분산은 감소하지 않지만 평균 SNR의 분산은 감소함으로써 BER은 변하지 않으면서 FER은 성능 향상을 이룬다. 그러나 주파수축의 채널 변화는 심벌 측면에서 평균화가 발생하여 BER 성능은 개선되지만 SNR의 감소로 인해 FER 성능은 시간축의 채널 변화를 준 경우보다 열등하다.

V. 결 론

복수의 안테나를 사용하여 다이버시티를 얻을 수 있는 기술은 다양한 형태가 존재한다. 시공간 부호화 기술, 시간전환 다이버시티, 주파수전환 다이버시티 등은 두 개의 채널을 추정하기 위하여 파일럿 전력을 두 개의 안테나로 분산시켜야 하므로 채널추정 성능의 열화가 발생하거나 파일럿 오버헤드의 증가를 가져올 수 있다. 하나의 채널추정만을 하기 위한 방법으로는 안테나 다이버시티를 시간축이나 주파수축의 다이버시티로 변환시키는 방법을 고려할 수 있다. 파일럿 패턴에 대한 고려가 없고 채널추정 등이 완벽하다고 가정할 때 OFDM 또는 OFDMA 시스템에서는 주파수 다이버시티와 시간 다이버시티에 큰 차이가 없으며 시간축의 변화를 크게 하지 않는 순환지연 다이버시티 기술이 선호된다. 그러나 SC-FDE 또는 SC-FDMA 시스템에서는 안테나 다이버시티를 주파수 다이버시티로 변환시키는 순환지연 다이버시티를 사용할 때 주파수 선택적 채널로 인한 성능 저하가 있기 때문에 주파수 다이버시티보다는 시간 다이버시티를 사용하는 것이 유리하다.

참 고 문 헌

- [1] Z. Wang and G. B. Giannakis, "Wireless Multi-carrier Communications," *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol.17, No.3, pp.29-48, May 2000.
- [2] H. Witschnig, T. Mayer, A. Springer and A. Koppler, "A Different Look on Cyclic Prefix for SC/FDE," *PIMRC*, pp.824-828, Sep. 2002.
- [3] H. Witschnig, G. Ossberger, A. Springer, A. Koppler, L. Maurer, M. Huemer and R. Weigel, "The Effect of Blockwise Transmission on Higher-Order Modulation Schemes for SC/FDE," *International Symposium Wireless Personal Multimedia Communications*, pp.27-30, Oct. 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 and B. Eidson, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems," *IEEE Communications Magazine*, Vol.40, No.4, pp.58-66, Apr. 2002.

[7] A. Gusmao, R. Dinis, J. Conceicao and N. Esteves, "Comparisons of Two Modulation Choices for Broadband Wireless Communications," *VTC*, pp.1300-1305, May 2000.

[8] H. Liu and 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, Oct. 2005.

[10] IEEE802.20: QFDD and QTDD: Proposed Draft Air Interface Specification, Qualcomm, Oct. 2005.

[11] 3GPP TR 25.814: Technical Specification Group Radio Access Network; Physical Layer Aspects for Evolved UTRA, Feb. 2006.

[12] R1-050807, ETRI, Pilot Structure for SC-FDMA, London, England, Aug. 2005.

[13] R1-050834, LG Electronics, Basic Performance Results for Uplink OFDMA and SC-FDMA, London, England, Sep. 2005.

[14] R1-051099, Qualcomm, Considerations on OFDMA and SC-FDMA based Uplink for E-UTRA Evaluation - Link Aspects, San Diego, CA, Oct. 2005.

[15] R1-051421, Nortel, UL Link Level Performance of SC-FDMA and OFDMA with Real Channel Estimation and Virtual MIMO, Seoul, Korea, Nov. 2005.

[16] A. Paulraj, R. Nabar and D. Gore, Introduction to Space-Time Wireless Communications, Cambridge University Press, 2003.

[17] D. Gesbert, M. Shafi, D.S. Shiu, P.J. Smith and A. Naguib, "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, Apr.

2003.

[18] G. Bauch and J.S. Malik, "Orthogonal Frequency Division Multiple Access with Cyclic Delay Diversity," *Smart Antennas*, 2004. ITG Workshop, pp.17-24, Mar. 2004.

[19] 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.

[20] S. Haykin, "Communication Systems," John Wiley & Sons, 2001.

[21] R1-031303, Ericsson, "System-level evaluation of OFDM - further considerations," 3GPP RAN WG1 #35, Lisbon, Portugal, Nov. 2003.

임민중 (Min-Joong Rim)

중신회원



1987년 서울대학교 전자공학과 학사
 1993년 University of Wisconsin-Madison, Electrical and Computer Engineering 박사
 1993년~2000년 삼성전자 선임연구원
 2000년~현재 동국대학교 정보통신공학과 부교수

<관심분야> 이동통신, 무선통신, 통신 VLSI, 통신 소프트웨어

김홍석 (Hongseog Kim)

정회원



1985년 서울대학교 전자공학과 졸업
 1989년 노스캐롤라이나 주립대 공학석사
 1996년 노스캐롤라이나 주립대 공학박사
 1996년~2000년 현대전자 책임연구원

2000년~현재 배재대학교 전자공학과 부교수

<관심분야> 전자공학, 통신공학