

논문 2008-45TC-11-4

OFDM 및 SC-FDE 시스템에서의 다이버시티 기술과 채널부호화율의 상관관계

(Relationships between Diversity Techniques and Channel Coding Rates
for OFDM and SC-FDE Systems)

임 민 중*

(Minjoong Rim)

요 약

이 논문에서는 OFDM 및 SC-FDE 시스템에서 다이버시티 기술의 적용이 채널부호화율에 미치는 상관관계에 대해서 살펴본다. OFDM 시스템에서는 채널의 다중경로 프로파일에 따라서 적절한 채널부호화율의 결정이 필요하며 순환지연 다이버시티 기술을 적용하는 경우가 시공간 부호화 기술을 적용하는 경우보다 더 낮은 채널부호화율을 필요로 한다. 이에 반해서 OFDM에 DFT 확산을 적용한 SC-FDE 시스템에서는 낮은 채널부호화율을 적용할 필요성이 없으며 다이버시티 기술의 적용과 상관없이 상대적으로 높은 채널부호화율이 사용될 수 있다.

Abstract

This paper addresses relationships between diversity techniques and channel coding rates for OFDM and SC-FDE systems. In OFDM systems it is important to select proper channel coding rates according to multi-path channel profiles and low channel coding rates are required with cyclic delay diversity compared to the case of space time coding. On the other hand, it is not necessary to use low channel coding rates for SC-FDE systems where DFT spreading is applied to OFDM and relatively high channel coding rates can be used regardless of diversity techniques.

Keywords: OFDM, SC-FDE, Channel Coding Rate, Space Time Coding, Cyclic Delay Diversity

I. 서 론

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 주파수 선택적 페이딩 채널에서 낮은 복잡도를 유지하면서 우수한 성능을 얻을 수 있으므로 광대역 무선통신 및 이동통신 시스템에서 널리 사용되고 있다^[1~2]. OFDM의 변형된 형태로 OFDM에 DFT (Discrete Fourier Transform) 확산을 적용한 SC-FDE(Single Carrier with Frequency-Domain Equalization) 방식이 있다^[3~5]. SC-FDE는 고차변조 방

식에서 OFDM 보다 다소 성능이 떨어지지만 비선형성 전력 증폭기에 덜 민감하다는 장점을 가진다^[3~5]. 무선 통신 및 이동통신 시스템에서는 페이딩 채널에서의 성능을 향상시키기 위하여 다양한 형태의 다이버시티 기술이 적용된다^[6~10]. 그러나 다이버시티 기술의 적용에 의한 성능 향상을 극대화하기 위해서는 적절한 채널부호화율을 적용하는 것이 필요하다. 이 논문에서는 대표적인 다이버시티 기술인 시공간 부호화(Space Time Coding) 기술과 순환지연 다이버시티(Cyclic Delay Diversity) 기술을 중심으로 OFDM 및 SC-FDE 시스템에서의 다이버시티 기술의 적용과 채널부호화율의 상관관계를 살펴본다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 채널부호

* 정희원, 동국대학교 정보통신공학과
(Department of Information and Communications
Engineering, Dongguk University)
접수일자: 2008년5월19일, 수정완료일: 2008년11월17일

화율과 다이버시티 이득에 대한 관계를 살펴보면 III장에서는 OFDM 시스템에서의 다이버시티 기술을 설명하고 이들과 채널부호화율의 상관관계에 대해서 논한다. IV장에서는 실험을 통해서 다이버시티 기술과 채널부호화율의 관계를 확인하고 V장에서 결론을 맺는다.

II. 채널부호화율과 다이버시티 이득

1. 심벌 및 프레임 수준 다이버시티

크기 N 의 FFT(Fast Fourier Transform)를 사용하는 OFDM 시스템에서 채널부호화된 N 개의 신호가 N 개의 페이딩 경로를 통과하여 전송이 된다고 할 때 평균 에너지 1의 송신신호를 $X_n (n=1, \dots, N)$, N 개의 수신신호를 $R_n (n=1, \dots, N)$, N 개의 채널을 $H_n (n=1, \dots, N)$, σ^2 의 분산을 가지는 잡음을 $W_n (n=1, \dots, N)$ 라고 하면 수신신호는 다음과 같은 관계식을 가진다.

$$R_n = H_n X_n + W_n (n=1, \dots, N) \quad (1)$$

위 식에서의 각 심벌의 SNR(Signal to Noise Ratio) γ_n 은 다음과 같이 주어진다.

$$\gamma_n = \frac{|H_n|^2}{\sigma^2} \quad (2)$$

이 논문에서 심벌 수준의 다이버시티 계수 D^{Symbol} 는 다음과 같이 정의한다.

$$D^{Symbol} = \frac{\text{var}\{|H|^2\}}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \text{var}\{|H_n|^2\}} \quad (3)$$

위 식에서 H 는 다이버시티 기술을 사용하지 않았을 때의 Rayleigh 페이딩 채널을 의미한다. $E\{\gamma_n\}$ 이 고정되어 있을 때 D^{Symbol} 이 커지면, 즉 $\text{var}\{\gamma_n\}$ 이 작아지면, 심벌의 SNR이 임계치 밑으로 떨어지는 확률이 작아져서 BER(Bit Error Rate)을 줄일 수 있다.

채널부호화가 적용되어 프레임 단위로 전송할 때에는 BER보다 FER(Frame Error Rate)이 더 중요한 측정 단위가 된다. BER을 개선하기 위하여 SNR의 분산을 줄였던 개념을 FER을 개선하기 위한 방향으로 확장해보자. 수신된 신호는 SNR 가중치를 적용하여 채널보상된 뒤 채널복호기로 입력된다. 채널복호기로 입력된 신호의 프레임에서의 평균 SNR은 다음과 같이

표현된다.

$$\bar{\gamma} = \frac{1}{N\sigma^2} \sum_{n=1}^N |H_n|^2 \quad (4)$$

이 논문에서 프레임 수준의 다이버시티 계수 D^{Frame} 은 다음과 같이 정의한다.

$$D^{Frame} = \frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \text{var}\{|H_n|^2\}}{\text{var}\left\{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |H_n|^2\right\}} \quad (5)$$

채널부호화가 적용되었고 $E\{\bar{\gamma}\}$ 이 고정되어 있을 때 $D^{Symbol} D^{Frame}$ 이 커지면, 즉 $\text{var}\{\bar{\gamma}\}$ 이 작아지면 FER이 작아질 수 있다^[11-12]. 이와 같은 관계를 좀 더 자세히 알아보기 위하여 변조방식, 채널부호화율, 신호대잡음비에 따른 성능을 살펴보자.

2. 변조방식 및 채널부호화율의 결정

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 가지 종류가 있을 수 있으며 이 중 가장 우수한 성능을 가지는 방법이 사용된다. 예를 들어 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 2/3 부호화율과 16QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 1/3 부호화율은 동일한 데이터 전송률을 가진다. QPSK는 16QAM에 비해서 비트 오류 성능이 우수하며 1/3 부호화율은 2/3 부호화율에 비해서 부호화 이득이 크다. 이 중 어느 것이 성능에 더 큰 영향을 미치는가에 따라서 우수한 변조 및 부호화율이 결정된다.

동일한 데이터 전송률을 가지는 각 변조 및 부호화 방법 MCS_k 에 대해서 채널의 SNR γ 에 따른 FER 테이블 $\Phi_{MCS_k}(\gamma)$ 이 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 채널에 대해서 주어졌다고 하자. AWGN 채널에 대해서 동작 SNR γ 가 주어지면 다음과 같이 변조 및 부호화 방법이 선택된다.

$$MCS = \underset{k}{\operatorname{argmin}} \{\Phi_{MCS_k}(\gamma)\} \quad (6)$$

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 따라서 달라질 수 있다.

3. 신호대잡음비와 성능

OFDM 시스템 등과 같이 다수의 병렬 채널이 형성되어 있을 때 변조 및 부호화 방법에 따른 성능을 예측하기 위해서 사용할 수 있는 방법으로는 Exponential Effective SNR 방법이 있다^[13]. 각 병렬 채널의 SNR이 $\gamma_n (n = 1, \dots, N)$ 로 주어졌을 경우 MCS_k 에 대해서 다음과 같은 방법으로 유효 SNR $\hat{\gamma}_k$ 를 구할 수 있다.

$$\hat{\gamma}_k = -\beta_k \log \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \exp \left(-\frac{\gamma_n}{\beta_k} \right) \right) \quad (7)$$

위 식에서 β_k 값은 변조 방식에 따라서 결정되는 값으로 변조 차수가 커질수록 커진다^[13]. 구해진 유효 SNR을 이용하여 FER 값을 구하고 가장 작은 FER 값을 가지는 변조 및 부호화 방법을 선택한다.

$$MCS = \arg \min_k \{ \Phi_{MCS_k}(\hat{\gamma}_k) \} \quad (8)$$

4. 채널부호화율과 다이버시티 이득

만일 γ_n 의 평균이 n 과 상관없이 일정하여 $E\{\gamma_n\} = \tilde{\gamma}$ 로 주어졌으며 $\gamma_n = \tilde{\gamma} \chi_n$ 이라고 하자. 식 (7)에서 Jensen 부등호에 의해서 다음이 성립된다^[14].

$$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \exp \left(-\frac{\tilde{\gamma}}{\beta_k} \chi_n \right) \geq \exp \left(-\frac{\tilde{\gamma}}{N\beta_k} \sum_{n=1}^N \chi_n \right) \quad (9)$$

따라서 유효 SNR은 다음과 같은 관계식을 가진다.

$$\hat{\gamma}_k \leq \tilde{\gamma} \quad (10)$$

병렬 채널이 형성이 되어 있고 채널들의 SNR 값이 서로 다른 경우 유효 SNR은 평균 SNR보다 작은 값을 가진다. 만일 $\text{var}\{\chi_n\}$ 이 작거나 $\tilde{\gamma}/\beta_k$ 가 작아서 $\tilde{\gamma}\chi_n/\beta_k$ 의 변화가 작다면 다음과 같은 근사화가 가능하다.

$$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \exp \left(-\frac{\tilde{\gamma}}{\beta_k} \chi_n \right) \approx \exp \left(-\frac{\tilde{\gamma}}{N\beta_k} \sum_{n=1}^N \chi_n \right) \quad (11)$$

따라서 유효 SNR은 다음과 같이 근사화된다.

$$\hat{\gamma}_k \approx \tilde{\gamma} \quad (12)$$

각 채널의 분산 $\text{var}\{\gamma_n\}$ 이 작아지면 BER이 개선되는

것처럼 $\text{var}\{\chi_n\}$ 가 작거나 $\tilde{\gamma}/\beta_k$ 가 작은 경우에는 $\text{var}\{\tilde{\gamma}\}$ 이 작아지면 FER이 개선되는 다이버시티 효과가 발생한다. $\text{var}\{\chi_n\}$ 이 작은 경우는 심벌 수준의 다이버시티 계수 D^{Symbol} 이 큰 경우에 해당되며 심벌 수준의 다이버시티는 BER뿐만 아니라 FER도 개선한다는 것을 의미한다. $\tilde{\gamma}/\beta_k$ 이 작은 경우는 $\tilde{\gamma}$ 에 비해서 큰 변조 방식을 선택한 경우, 즉 낮은 채널부호화율을 적용한 경우에 해당된다. 다이버시티 효과를 통해 FER을 줄이기 위해서 심벌 수준의 다이버시티 계수 D^{Symbol} 을 크게 하는 것은 항상 유효하지만 프레임 수준의 다이버시티 계수 D^{Frame} 을 크게 하는 것은 낮은 채널부호화율을 사용하는 것이 수반되어야 한다.

5. 다이버시티 기술에 따른 채널부호화율

SNR의 기대값 $\tilde{\gamma}$ 이 주어졌을 때 AWGN 채널에서 가장 우수한 변조 및 부호화 방법이 OFDM 시스템에서 가장 우수하지 않을 수 있다. OFDM 시스템에서 주파수 선택적 특성이 클 경우에는 다이버시티 효과를 얻기 위하여 AWGN 채널의 경우보다 더 낮은 채널부호화율을 적용할 필요성이 있기 때문이다. OFDM 시스템에서 다이버시티 기술을 적용할 때에도 가장 우수한 변조 및 부호화 방법이 변할 수 있다. 심벌 수준의 다이버시티 계수 D^{Symbol} 이 커질 경우에는 낮은 채널부호화율의 필요성이 상대적으로 적어지며 최적의 성능을 얻을 수 있는 채널부호화율이 커지고, 프레임 수준의 다이버시티 계수 D^{Frame} 이 커질 경우에는 낮은 채널부호화율의 필요성이 증대되어 최적의 채널부호화율이 작아지는 경향을 가지게 된다.

III. OFDM 시스템의 다이버시티

1. 다이버시티 기술을 적용하지 않은 경우

Rayleigh 분포를 가지는 주파수 선택적 채널에서 OFDM 시스템에 특별한 다이버시티 기술을 사용하지 않았을 때 각 심벌의 SNR은 다음과 같다.

$$\gamma_{Original, n} = \frac{|H_n|^2}{\sigma^2} \quad (13)$$

위 식에서 H_n 은 Rayleigh 페이딩 채널이므로 심벌 수준의 다이버시티 계수 $D_{Original}^{Symbol}$ 은 다음과 같다.

$$D_{Original}^{Symbol} = 1 \quad (14)$$

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

$$\begin{aligned} channel(t) &= \sum_{l=1}^L p_l h_l \delta(t-lT) \\ &\left(\sum_{l=1}^L p_l^2 = 1 \right) \end{aligned} \quad (15)$$

만일 각 다중경로의 채널이 독립적이라고 가정한다면 프레임의 평균 SNR은 Parseval의 정리를 적용하여 다음과 같이 써질 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_{Original} &= \frac{1}{N\sigma^2} \sum_{n=1}^N |H_n|^2 \\ &= \frac{1}{\sigma^2} \sum_{n=1}^N p_n^2 |H_n|^2 \end{aligned} \quad (16)$$

따라서 프레임 수준의 다이버시티 계수는 다음과 같이 써진다.

$$D_{Original}^{Frame} = \frac{1}{\sum_{l=1}^L p_l^4} \quad (17)$$

독립적인 다중경로의 수가 증가하면 프레임 수준의 다이버시티 계수가 증가하는 것을 알 수 있다. OFDM 시스템에서는 AWGN 채널의 경우보다 더 낮은 부호화율을 적용하는 것이 필요하며 낮은 부호화율의 필요성은 다중경로의 수가 많아질수록 커진다.

2. 순환지연 다이버시티

OFDM 시스템에서 다중안테나를 이용한 간단한 다이버시티 기술 중 하나는 순환지연 다이버시티이다^{8~10)}. 두 개의 송신 안테나를 사용하는 시스템에서 T 를 샘플 구간, L 을 다중경로의 수, p_{1l} 및 p_{2l} 를 각 안테나의 l 번째 다중경로의 평균 채널 크기, h_{1l} 및 h_{2l} 를 각 안테나의 l 번째 다중경로에 해당하는 분산이 $\text{var}\{|H|^2\}$ 인 Rayleigh 페이딩 채널이라고 할 때 시간축의 다중경로 채널이 다음과 같이 정의되어 있다고

하자.

$$\begin{aligned} channel_1(t) &= \sum_{l=1}^L p_{1l} h_{1l} \delta(t-lT) \\ channel_2(t) &= \sum_{l=1}^L p_{2l} h_{2l} \delta(t-lT) \\ &\left(\sum_{l=1}^L p_{1l}^2 = 1, \sum_{l=1}^L p_{2l}^2 = 1 \right) \end{aligned} \quad (18)$$

두 개의 송신 안테나를 이용하여 순환지연 다이버시티를 적용하는 시스템에서 순환지연값 L 을 사용하여 시간축의 다중경로 채널이 다음과 같이 만들어졌다고 하자.

$$\begin{aligned} channel_{CDD}(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{l=1}^L p_{1l} h_{1l} \delta(t-lT) \\ &+ \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{l=L+1}^{2L} p_{2(l-L)} h_{2(l-L)} \delta(t-lT) \end{aligned} \quad (19)$$

순환지연 다이버시티를 적용하였을 때의 각 심벌의 SNR은 다음과 같다.

$$\gamma_{CDD,n} = \frac{|H_n|^2}{\sigma^2} \quad (20)$$

위 식에서 H_n 은 여전히 Rayleigh 페이딩 채널이므로 심벌 수준의 다이버시티 계수 D_{CDD}^{Symbol} 는 다음과 같다.

$$D_{CDD}^{Symbol} = D_{Original}^{Symbol} \quad (21)$$

만일 각 다중경로의 채널이 독립적이라고 가정한다면 프레임의 평균 SNR은 다음과 같이 써질 수 있다.

$$\begin{aligned} \gamma_{CDD} &= \frac{1}{N\sigma^2} \sum_{n=1}^N |H_n|^2 \\ &= \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{l=1}^L (p_{1l}^2 |h_{1l}|^2 + p_{2l}^2 |h_{2l}|^2) \end{aligned} \quad (22)$$

따라서 프레임 수준의 다이버시티 계수는 다음과 같이 써진다.

$$D_{CDD}^{Frame} = \frac{4}{\sum_{l=1}^L p_{1l}^4 + \sum_{l=1}^L p_{2l}^4} \quad (23)$$

만일 $p_{1l} = p_{2l} = p_l$ 이 성립한다면 위 식은 다음과 같이 써질 수 있다.

$$D_{CDD}^{Frame} = \frac{2}{\sum_{l=1}^L p_l^4} = 2D_{CDD}^{Frame} \quad (24)$$

두 개의 안테나를 사용하는 순환지연 다이버시티는 프레임 수준의 다이버시티 계수를 2배 증가시킨다. OFDM 시스템에 순환지연 다이버시티를 적용하는 것은 프레임 수준의 다이버시티를 증대시키는 것이므로 다이버시티 기술을 적용하기 전에 비해서 더 낮은 채널 부호화율을 필요로 한다.

3. 시공간 부호화

OFDM 시스템에서 대표적인 시공간 부호화 기술인 Alamouti 코드를 적용하였을 때를 고려해보자^[6~7]. n 번째 부반송파에서 두 개의 송신신호를 $(1/\sqrt{2})X_{1n}$ 및 $(1/\sqrt{2})X_{2n}$, 시간축의 연속된 두 개의 수신신호를 R_{1n} 및 R_{2n} , 두 개의 안테나에 의해서 생성된 채널을 H_{1n} 및 H_{2n} , σ^2 의 분산을 가지는 잡음을 W_{1n} 및 W_{2n} 라고 할 때 수신신호는 다음과 같은 관계식을 가진다.

$$R_{1n} = H_{1n} \frac{1}{\sqrt{2}} X_{1n} + H_{2n} \frac{1}{\sqrt{2}} X_{2n} + W_{1n} \quad (25)$$

$$R_{2n} = -H_{2n} \frac{1}{\sqrt{2}} X_{1n}^* + H_{1n} \frac{1}{\sqrt{2}} X_{2n}^* + W_{2n}$$

채널보상된 신호 Y_{1n} 및 Y_{2n} 는 다음과 같이 주어진다.

$$Y_{1n} = H_{1n}^* R_{1n} + H_{2n} R_{2n}^* \quad (26)$$

$$Y_{2n} = H_{2n} R_{1n}^* + H_{1n}^* R_{2n}$$

이때의 각 심벌의 SNR은 다음과 같다.

$$\gamma_{STBC,n} = \frac{|H_{1n}|^2 + |H_{2n}|^2}{2\sigma^2} \quad (27)$$

따라서 심벌 수준의 다이버시티 계수 D_{STBC}^{Symbol} 는 다음과 같다.

$$D_{STBC}^{Symbol} = 2D_{Original}^{Symbol} \quad (28)$$

프레임의 평균 SNR은 다음과 같이 써질 수 있다.

$$\bar{\gamma}_{STBC} = \frac{1}{N\sigma^2} \sum_{n=1}^N \frac{|H_{1n}|^2 + |H_{2n}|^2}{2} \quad (29)$$

$$= \frac{1}{2N\sigma^2} \sum_{l=1}^L (p_{1l}^2 |h_{1l}|^2 + p_{2l}^2 |h_{2l}|^2)$$

따라서 프레임 수준의 다이버시티 계수는 다음과 같이 써질 수 있다.

$$D_{STBC}^{Frame} = D_{Original}^{Frame} \quad (30)$$

순환지연 다이버시티와 시공간 부호화는 모두 D^{Symbol} D^{Frame} 을 증대시켜 FER 성능을 향상시키지만 순환지연 다이버시티는 D^{Frame} 을 증대시키는 데 반해서 시공간 부호화는 D^{Symbol} 을 증대시킨다. 시공간 부호화는 심벌 수준의 다이버시티 계수를 증가시키는 것이므로 낮은 채널부호화율의 필요성이 상대적으로 적으며 다이버시티 기술을 적용하기 전에 비해서 최적의 채널 부호화율을 크게 하는 효과가 있다.

4. SC-FDE 시스템

SC-FDE 시스템 등과 같이 OFDM 시스템에서 DFT 확산을 적용한 경우를 고려해보자^[3~5]. N 개의 신호가 N 개의 페이딩 경로를 통과하여 전송할 때 전송하기 전 $N \times N$ DFT 행렬 $U = [U_{nk}]$ 를 이용하여 신호를 다음과 같이 변화시킨다.

$$S_n = \sum_{k=1}^N U_{nk} X_k \quad (n = 1, \dots, N) \quad (31)$$

이때의 수신 신호는 다음과 같은 관계식을 가진다.

$$R_n = H_n S_n + W_n \quad (n = 1, \dots, N) \quad (32)$$

수신된 신호는 U 의 역행렬을 통과시켜야 하므로 SNR 가중치를 적용하여 채널보상을 할 수는 없으며 MMSE(Minimum Mean Square Error) 방법을 주로 사용한다^[3~5]. MMSE 방법을 사용하였을 때의 채널보상은 다음과 같다.

$$Z_n = \frac{R_n}{H_n \left(1 + \frac{\sigma_n^2}{|H_n|^2} \right)} \quad (n = 1, \dots, N) \quad (33)$$

채널보상된 신호는 U 의 역행렬 $V = [V_{nm}]$ 를 통과시킨다.

$$Y_n = \sum_{m=1}^N V_{nm} Z_m \quad (n=1, \dots, N) \quad (34)$$

위 식의 신호의 SNR은 다음과 같이 표현된다.

$$\gamma_{DFT,n} = \frac{1}{N\sigma^2} \frac{\left(\sum_{m=1}^N \frac{|H_m|^2}{|H_m|^2 + \sigma^2} \right)^2}{\sum_{m=1}^N \frac{|H_m|^2}{(|H_m|^2 + \sigma^2)^2}} \quad (35)$$

이 때 모든 신호가 동일한 SNR을 가지므로 프레임의 평균 SNR도 동일하다.

$$\bar{\gamma}_{DFT} = \gamma_{DFT,n} \quad (36)$$

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

$$a_n = \frac{|H_n|}{|H_n|^2 + \sigma^2} \quad (38)$$

$$b_n = |H_n|$$

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.

$$\left(\sum_{n=1}^N \frac{|H_n|^2}{|H_n|^2 + \sigma^2} \right)^2 \leq \sum_{n=1}^N \frac{|H_n|^2}{(|H_n|^2 + \sigma^2)} \sum_{n=1}^N |H_n|^2 \quad (39)$$

위 식에서 등호는 $|H_n|$ 이 모두 같을 때 성립한다. 위 식에 의해서 다음의 관계가 성립한다.

$$\bar{\gamma}_{DFT} \leq \bar{\gamma}_{Original} \quad (39)$$

DFT 확산이 적용이 된 경우 프레임뿐만 아니라 심벌 수준에서도 SNR이 평균화되어 분산이 줄어드는 효과를 가진다. 그러나 그 평균화된 SNR은 OFDM 시스템에서의 프레임의 평균 SNR보다 작으며 일반적으로 SC-FDE 시스템은 OFDM 시스템보다 다소 떨어지는 FER 성능을 보인다. 특히 채널보상을 할 때 MMSE 방법을 사용함으로써 채널보상된 신호의 크기에 영향을 미칠 수 있으며 주파수 선택적 채널에 의한 성능 저하는 PSK보다 QAM에서 더 심각할 수 있다.

주파수 선택적 채널에서 SC-FDE 시스템과 같이 DFT 확산이 적용되었다면 모든 심벌의 SNR이 동일하게 평균화가 되어 같은 값을 가진다. 따라서 SC-FDE 시스템에서는 OFDM 시스템에 비해서 상대적으로 높

은 채널부호화율이 적용되어야 한다. OFDM과는 달리 주파수 선택적 채널에서 채널부호화율을 떨어뜨릴 필요성은 없으며 주파수 선택적 채널에서는 QAM의 성능이 더 떨어지게 되므로 낮은 부호화율의 QAM보다는 높은 부호화율의 QPSK가 선호된다.

IV. 실험

채널부호화율에 따른 성능을 확인하기 위하여 64개의 부반송파를 가지는 OFDM 및 SC-FDE 시스템에서 QPSK 3/4와 16QAM 3/8의 FER 성능을 비교하였다. 실험에서는 AWGN 채널, 단일 페이딩 채널, 16개의 독립적인 페이딩 채널, 그리고 RMS(Root Mean Square) 지연확산이 1.4142샘플인 지수함수 (Exponential) 분포

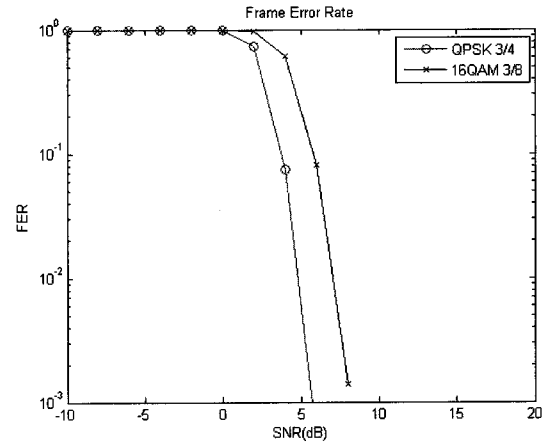


그림 1. AWGN 채널에서의 OFDM 시스템 성능
Fig. 1. OFDM system performance over an AWGN channel.

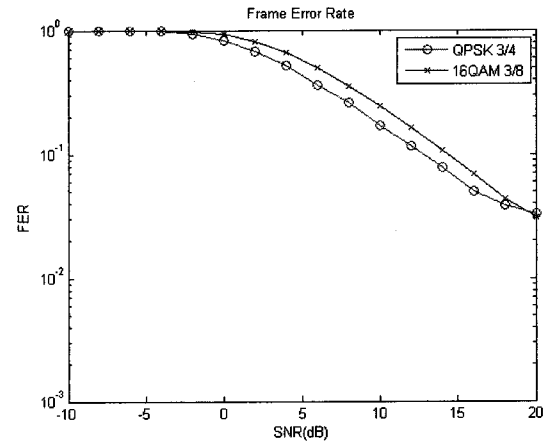


그림 2. 단일 페이딩 채널에서의 OFDM 시스템 성능
Fig. 2. OFDM system performance over a single fading channel.

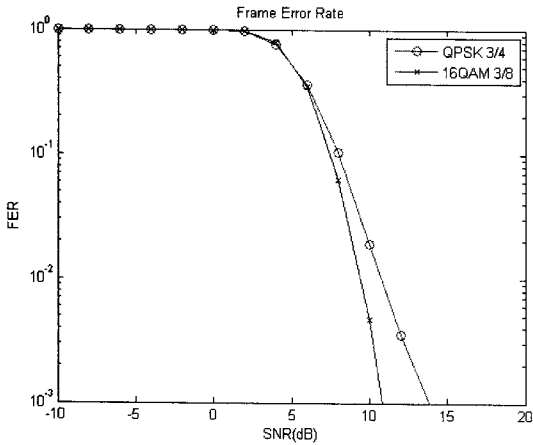


그림 3. 다수의 독립적인 페이딩 채널에서의 OFDM 시스템 성능

Fig. 3. OFDM system performance over multiple independent fading channels.

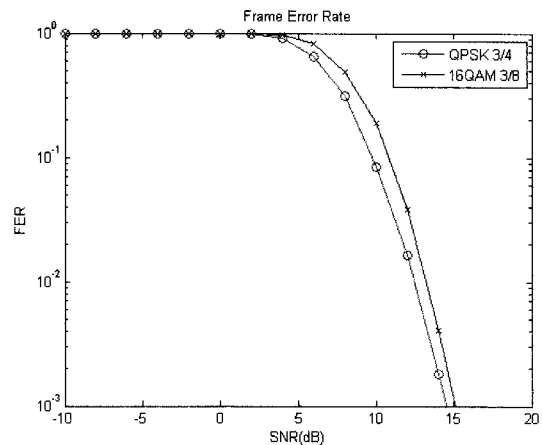


그림 5. 시공간 부호화를 사용하였을 때의 OFDM 시스템의 성능

Fig. 5. OFDM system performance with space time coding.

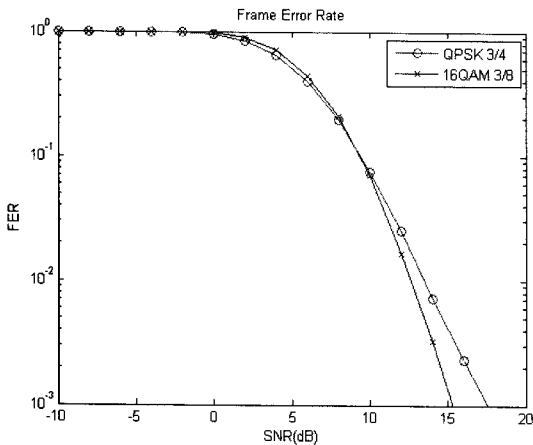


그림 4. 지수함수 분포를 가지는 채널에서의 OFDM 시스템의 성능

Fig. 4. OFDM system performance over a channel with exponential distribution.

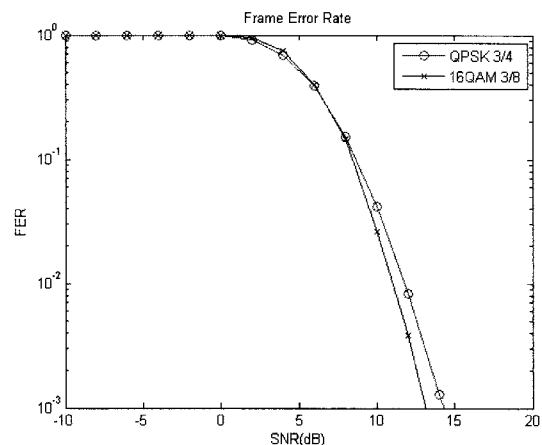


그림 6. 순환지연 다이버시티를 사용하였을 때의 OFDM 시스템의 성능

Fig. 6. OFDM system performance with cyclic delay diversity.

를 가지는 다중경로 페이딩 채널을 고려하였으며 지수함수 분포를 가지는 다중경로 페이딩 채널에서 시공간 부호화를 사용하는 경우와 순환지연 다이버시티를 사용하는 경우를 고려하였다. 채널부호화는 길이 9의 구속장을 가지는 길쌈부호를 사용하였다. OFDM 시스템에서 AWGN 채널(그림 1) 및 단일 페이딩 채널(그림 2)에서는 QPSK 3/4의 성능이 16QAM 3/8보다 우수하지만 프레임 수준의 다이버시티 계수가 큰 다수의 독립적인 페이딩 채널(그림 3)의 경우에는 16QAM 3/8의 성능이 더 우수해진다. 심벌 수준의 다이버시티 계수가 작으면서 프레임 수준의 다이버시티 계수가 큰 경우에는 낮은 채널부호화율이 필요함을 알 수 있다.

OFDM 시스템에서는 채널의 다중경로 프로파일

따라서 프레임 수준의 다이버시티 계수가 작을 수도 클 수도 있다. 따라서 시스템이 동작하는 일반적인 채널 환경에 따라서 적절한 채널부호화율이 결정될 수 있다. 시공간 부호화를 적용하는 경우에는 심벌 수준의 다이버시티 계수를 증가시키는 것이므로 낮은 부호화율을 사용해야 하는 필요성이 감강되며 다이버시티 기술을 적용하지 않은 경우에 비해서 최적의 채널부호화율은 커지게 된다. 이에 반해서 순환지연 다이버시티를 사용하는 경우에는 프레임 수준의 다이버시티 계수가 증가하는 것이므로 더 낮은 채널부호화율을 적용하는 것이 필요하다. 주어진 채널에서 OFDM 시스템의 성능(그림 4)에 비해 시공간 부호화 기술을 적용하면 (그림 5) QPSK 3/4의 성능이 상대적으로 더 우수해지는 경향을

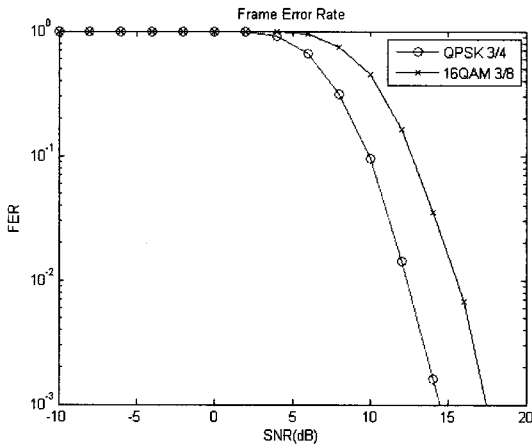


그림 7. 시공간 부호화를 사용하였을 때의 SC-FDE 시스템의 성능

Fig. 7. SC-FDE system performance with space time coding

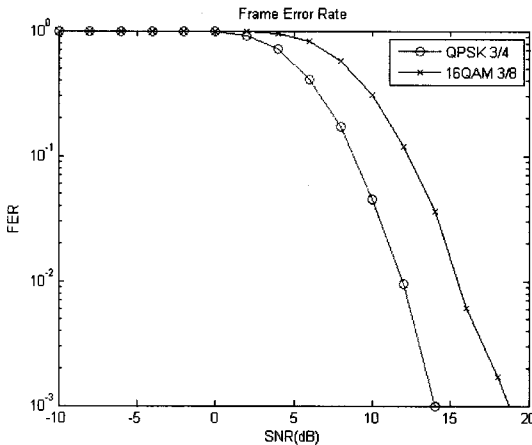


그림 8. 순환지연 다이버시티를 사용하였을 때의 SC-FDE 시스템의 성능

Fig. 8. SC-FDE system performance with cyclic delay diversity.

가지며 순환지연 다이버시티 기술을 적용하면 (그림 6) 16QAM 3/8의 성능이 상대적으로 더 우수해지는 경향을 보이는 것을 볼 수 있다. OFDM 시스템에서는 주어진 채널뿐만 아니라 적용하는 다이버시티 기술에 따라서 적절한 채널부호화율을 결정하는 것이 필요하다.

SC-FDE 시스템에서는 OFDM 시스템과 달리 DFT 확산에 의해서 모든 신호의 SNR이 평균화되므로 OFDM 시스템에 비해서 상대적으로 높은 채널부호화율이 필요하다. 실험 결과에서 시공간 부호화를 적용한 경우와 (그림 7) 순환지연 다이버시티를 적용한 경우 (그림 8) 모두 QPSK 3/4이 16QAM 3/8보다 우수한 성능을 보인다. 또한 시공간 부호화를 적용한 경우에 비해서 순환지연 다이버시티를 적용한 경우가 더 주파수

선택적 특성이 크므로 QAM의 성능이 저하되게 되며 OFDM 시스템의 경우와는 반대로 QPSK 3/4과 16QAM 3/8의 성능 차이가 커지게 된다. 주어진 채널 환경 및 다이버시티 기술에서 SC-FDE 시스템은 OFDM 시스템과는 매우 다른 변조 및 부호화 방식이 필요하다.

V. 결 론

이 논문에서는 OFDM 및 SC-FDE 시스템에서 다이버시티 기술과 채널부호화율의 상관관계를 살펴보았다. OFDM 시스템에서는 주파수 선택적 채널로 인한 프레임 수준의 다이버시티가 존재하며 주파수 다이버시티 효과를 충분히 얻기 위해서는 AWGN 채널에 비해서 낮은 채널부호화율의 적용이 필요하다. 만일 OFDM 시스템에서 순환지연 다이버시티 기술이 적용이 되었다면 프레임 수준의 다이버시티 증가에 대한 효과를 얻기 위해서 더 낮은 채널부호화율을 적용하는 것이 필요하다. 이에 비해서 시공간 부호화 기술이 적용되었다면 심벌 수준의 다이버시티가 증가하는 것이므로 낮은 채널부호화율을 적용할 필요성이 상대적으로 적어진다.

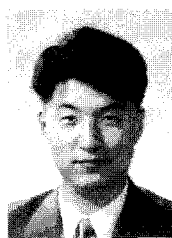
SC-FDE 시스템에서는 DFT 확산으로 인해 심벌 수준에서 SNR의 평균화가 이루어지므로 OFDM 시스템에 비해서 높은 채널부호화율의 적용이 필요하다. 또한 OFDM과는 반대로 주파수 선택적 특성이 커질 경우 QAM의 성능이 저하되므로 OFDM과는 다른 기준의 변조 및 채널부호화율의 결정이 필요하다.

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. Liu, G. Li, *OFDM-Based Broadband Wireless Networks*, John Wiley & Sons Inc. 2005.
- [3] H. Witschnig, T. Mayer, A. Springer, A. Koppler, "A Different Look on Cyclic Prefix for SC/FDE," *PIMRC*, pp.824-828, September 2002.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] A. Paulraj, R. Nabar, D. Gore, Introduction to Space-Time Wireless Communications, Cambridge University Press, 2003.
- [7] D. Gesbert, M. Shafi, D.S. Shiu, P.J. Smith, 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, April 2003.
- [8] G. Bauch, J.S. Malik, "Orthogonal Frequency Division Multiple Access with Cyclic Delay Diversity", Smart Antennas, 2004. ITG Workshop, pp.17-24, March 2004.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] R1-031303, Ericsson, "System-level evaluation of OFDM - further considerations," 3GPP RAN WG1 #35, Lisbon, Portugal, November 2003.
- [14] T. M. Cover and J. A. Thomas, Elementary of Information Theory, Wiley, New York, 1991.

 저 자 소 개



임 민 중(정회원)

1987년 서울대학교 전자공학과
학사 졸업1993년 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.