

논문 2006-43TC-3-6

MC-CDMA 방식의 주파수 효율

(Spectral Efficiency of MC-CDMA)

한 회 구*, 오 성 근**

(Hee Goo Han and Seong Keun Oh)

요 약

본 논문에서는 다중 반송파 코드 분할 다중 접속 (MC-CDMA: multicarrier code division multiple access) 방식의 주파수 효율을 분석한다. 먼저, 코드 분할 다중화에 사용되는 부반송파 개수와 사용 중인 코드 개수 (부하율), 주파수 영역 채널 계수에 따른 MC-CDMA 방식의 주파수 효율에 대한 일반식을 유도한다. 또한, 전체 부반송파를 여러 개의 그룹으로 분할하여 다중화 복잡도를 줄일 수 있는 다양한 MC-CDMA 전송 방식들의 주파수 효율에 대한 일반식도 유도한다. 이를 통하여, 다중 경로 개수에 따른 채널의 주파수 선택도와 다이버시티 간의 상관관계를 정립하고, 이를 바탕으로 다이버시티를 최대로 얻기 위한 최소의 코드 길이와 최적 부반송파 할당 방법을 도출함으로써, 최소의 길이를 갖는 코드들을 사용하여 주파수 효율을 최대화 할 수 있는 시스템 구조를 제시한다. 모의실험 환경에서의 수치적인 분석을 통하여, 다양한 시스템 구조에 따른 주파수 효율의 특성을 분석하며, 주파수 효율에 결정적인 영향을 주는 시스템 구성 방법과 파라미터들을 도출한다. 마지막으로, 주어진 채널 환경에서 MC-CDMA 방식과 직교 주파수 분할 다중화 (OFDM: orthogonal frequency division multiplexing) 방식의 주파수 효율을 비교함으로써 상호관계를 설정한다.

Abstract

In this paper, we analyze the spectral efficiency of multicarrier-code division multiple access (MC-CDMA) scheme. First, we derive a generalized formula for the spectral efficiency according to the number of subcarriers involved in code division multiplexing and the number of codes used (i.e., loading factor), under a given set of channel coefficients. Also, we derive a generalized formula for spectral efficiency of various reduced-complexity systems that divide the full sets of subcarriers into several groups of subcarriers for code division multiplexing. Then, through these derivations, we establish an inter-relationship between the frequency selectivity and diversity order according to the number of multipaths. From the results, we choose the smallest code length while maximizing the diversity effect, provide an optimum subcarrier allocation strategy, and finally suggest a system structure for capacity-maximizing under the smallest code length. Through numerical analyses under simulated environments, we analyze the properties of spectral efficiency of various systems with reduced complexity and choose a major contributing factors to system design and a better system design methodology. Finally, we compare the spectral efficiency of the MC-CDMA scheme and orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) scheme to make a relationship between both schemes.

Keywords : MC-CDMA, OFDM, 주파수 효율, 시스템 구조

I. 서 론

차세대 이동통신 핵심 서비스의 하나인 모바일 인터

넷 서비스는 이동환경에서 멀티미디어 서비스를 안정적으로 제공할 수 있는 광대역 무선 접속 방식을 필요로 한다^[1]. OFDM 방식은 다수의 부반송파들을 통한 병렬 전송을 통하여 주파수 선택적 페이딩 채널에서도 고속 데이터 전송이 가능하게 한다^{[1]-[3]}. 이들 중에서, OFDM 방식과 CDMA 방식을 결합한 MC-CDMA 방식은 사용자의 요구에 따라 사용자별로 하나 이상의 상호 직교하는 확산 코드들을 할당하여 코드 분할 다중화하고, 이들을 주파수 영역으로 확산시켜 전송하는 방식이다

* 학생회원, ** 정회원, 아주대학교 전자공학부
(School of Electrical & Computer Engineering,
Ajou University)

※ 본 연구는 과학재단 특정기초연구 (R01-2003-000-10724-0) 사업과 국가지정연구실 사업의 연구지원으로 수행되었음.

접수일자: 2006년1월31일, 수정완료일: 2006년3월14일

[4]-[6]. 이러한 MC-CDMA 방식은 넓은 주파수 영역에 분산된 모든 신호의 에너지를 결합할 수 있어 높은 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있다^[4]. 따라서 MC-CDMA 시스템의 성능은 채널이 제공하는 주파수 다이버시티를 결합하는 방법에 따라 크게 달라질 수 있다. 그러나 수신기에서의 검출 방법이 정해지는 경우, 시스템 성능은 코드별 부채널 할당 방법과 코드 길이, 코드 개수 등과 같은 주파수 선택적 페이딩 환경에서의 다이버시티를 이용하는 방법들에 의해 결정된다.

지금까지, 다중 반송파 전송 방식의 주파수 효율에 대한 연구는 주로 OFDM 또는 OFDMA (orthogonal frequency division multiple access) 방식에서 효율적인 자원 이용을 위한 결정 수단으로 수행되었다^{[7]-[8]}. MC-CDMA 방식에서는 주파수 효율에 대한 분석보다는 다이버시티 이득을 극대화하고 사용자 간 간섭을 억제할 수 있는 송수신 방법들에 대한 연구가 주류를 이루었다^{[4]-[5], [9]-[11]}. 다양한 송수신 방법들에 따른 성능분석과 복잡도 대비 성능 최적화를 위한 시스템 구조에 대한 연구들은 주로 모의실험을 통해서 이루어져 왔다^{[4], [9]-[11]}. 최근에 랜덤 행렬 이론에 바탕을 둔 점근적인 분석을 통하여 상향 및 하향 링크에서의 수신기 구조, 채널상황에 따른 MC-CDMA 시스템의 주파수 효율을 분석하였다^{[12]-[15]}. 이러한 점근적인 분석을 통해 수신기에서 최적 검출 기법 또는 준 최적 검출 기법들이 적용된 경우의 주파수 효율을 MMSE (minimum mean-squared error) 검출 기법이 사용된 경우의 주파수 효율의 함수로 나타낼 수 있는 장점이 있다^{[12]-[13]}. 또한, 사용되는 부반송파 개수와 사용자 수의 비율에 해당하는 경우에 대한 주파수 효율을 점근적으로 분석할 수 있으며, 이를 통하여 각 수신 기법에 따른 최대 주파수 효율을 제공하는 시스템 설계 파라미터들을 (부반송파 개수와 사용자 수) 얻을 수 있다. 그러나 점근적인 분석을 통해서만 다중화 구조, 부반송파 할당 방법, 코드 길이에 따른 다이버시티 이득과의 상호관계 등에 대한 정확한 분석이 불가능하므로, 이를 통하여 최적의 시스템 설계 파라미터를 결정하는데 다소 어려움이 따른다. 이외에도 MC-CDMA 시스템에서 사용자 수와 확산 코드 길이는 수신 복잡도에 큰 영향을 주는 요소이기 때문에 효율적인 시스템 설계를 위하여 동시에 다중화되는 사용자 수와 코드 길이는 가능한 한 작게 유지해야 한다^[4]. 따라서 확산코드 길이가 짧은 경우에 대한 정확한 주파수 효율의 분석이 필요하다.

본 논문에서는 MC-CDMA 시스템 설계를 위한 정확한 기준을 얻기 위하여, 다중화를 위하여 사용되는 부하율과 주파수 영역 채널 계수에 따른 MC-CDMA 방식의 주파수 효율에 대한 일반식을 유도한다. 또한, MC-CDMA 방식의 주파수 효율이 코드 길이, 다중화 구조, 부반송파 할당 방법 등에 따라 크게 달라진다는 점에 착안하여, 전체 부반송파를 여러 그룹으로 분할하여 다중화 복잡도를 줄일 수 있는 다양한 시스템 구조들에 대한 주파수 효율의 일반식도 유도한다. 이를 통하여 다중 경로 개수에 따른 채널의 주파수 선택도와 다이버시티 간의 상관관계를 정립하고, 다이버시티를 최대로 얻기 위한 최소의 코드 길이와 최적 부반송파 할당 방법을 도출하여, 길이가 최소인 코드들을 사용하여 주파수 효율을 최대화 할 수 있는 시스템 구조를 제시한다. 마지막으로, 주어진 채널 환경에서 MC-CDMA 방식과 OFDM방식의 주파수 효율을 비교하여 이들 상호간의 관계를 규명한다.

II. 시스템 모델

그림 1은 일반적인 MC-CDMA 시스템의 송수신기 구조를 나타낸다.

송수신기에서는 M 개의 데이터 심벌들을 길이가 $N(\geq M)$ 인 M 개의 확산 코드를 사용하여 다중화하고, 이를 상호 직교하는 N 개의 부반송파들을 이용하여 주파수 영역으로 확산하여 동시에 전송한다. 이때, 고속 푸리에 역변환 (IFFT: inverse fast Fourier transform) 을 통하여 시간 영역으로 변환된 MC-CDMA 신호 벡터는 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\mathbf{x} = \mathbf{F}_N^H \cdot \Theta \cdot \mathbf{s} \quad (1)$$

여기서, \mathbf{x} 는 $N \times 1$ 시간 영역 신호 벡터이고, \mathbf{F}_N 은

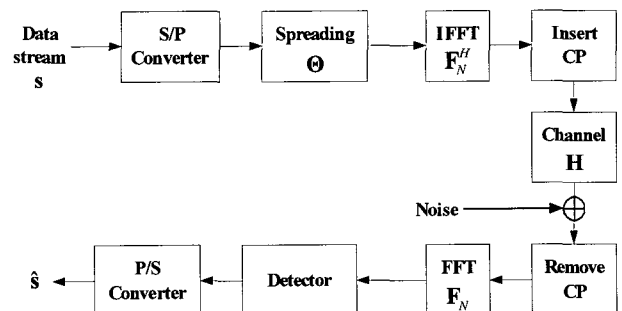


그림 1. MC-CDMA 시스템의 송수신기 구조
Fig. 1. MC-CDMA System Block Diagram.

FFT 행렬로서 $(p+1, q+1)$ 번째 요소는 $\frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi \frac{pq}{N}}$,

$\forall p, q \in [0, N-1]$ 이며, 위첨자 H 는 복소 전치 연산자이며, FFT와 IFFT의 관계를 표현하는 수단으로 이용된다. $\Theta = [\theta_0, \theta_1, \dots, \theta_{M-1}]$ 는 $N \times M$ 확산 코드 행렬로서 각각의 열 벡터는 길이가 N 이며, 높이가 1인 확산 코드 벡터이며, $\mathbf{s} = [s_0, s_1, \dots, s_{M-1}]$ 는 $M \times 1$ 심벌 벡터이고, 위첨자 T 는 전치 행렬 연산자이다. 이때, 채널에서의 다중 경로 페이딩으로 인한 심벌 간 간섭 (ISI: intersymbol interference)으로 생기는 부반송파 상호간의 직교성 파괴를 막기 위하여 수식 (1)의 송신 신호에 채널의 최대 지연 확산보다 큰 길이의 순환 접두부 (CP: cyclic prefix)를 삽입하여 전송한다.

CP가 삽입된 송신 신호는 수식 (2)와 같은 임펄스 응답을 가지는 L 개의 독립된 경로들을 갖는 다중 경로 채널을 통하여 전송된다.

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l(t) \cdot \delta(t - \tau_l) \quad (2)$$

여기서, $\alpha_l(t)$ 와 τ_l 는 각각 l 번째 경로에 해당하는 복소 페이딩 계수와 시간 지연을 나타낸다. 단순화를 위하여, 수식 (2)의 다중 경로 채널은 이산 시간 등가 채널 모델로서 L 개의 독립된 탭을 갖는 FIR (finite impulse response) 필터로 모델링하고, 필터 계수를 $L \times 1$ 벡터, $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{L-1}]$ 로 나타낸다. 각각의 탭 계수는 평균이 0인 복소 가우시안 분포를 갖는다고 가정하며, 각각의 표준편차는 지연 프로파일이 지수적으로 감쇄한다고 가정하여 결정된다.

수신기에서 CP가 제거된 $N \times 1$ 수신 신호 벡터 \mathbf{r} 은 다음과 같이 표현된다.

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

여기서, 채널 행렬 \mathbf{H} 는 수식 (4)와 같은 $N \times N$ 행렬이다.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & \dots & \vdots \\ \vdots & h_0 & 0 & \dots & h_{L-1} \\ h_{L-1} & \dots & \ddots & \dots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \dots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & h_0 & \dots & h_0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

\mathbf{w} 은 각각의 요소가 평균이 0이고 분산이 σ_w^2 인 $N \times 1$ 백색 가우시안 잡음 벡터이다. 시간 영역 수신 신호로부터 FFT를 통하여 주파수 영역으로 변환된 수신 신호

벡터는 다음과 같다.

$$\mathbf{y} = \{\mathbf{F}_N \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{F}_N^H\} \cdot \Theta \cdot \mathbf{s} + \mathbf{F}_N \cdot \mathbf{w} = \tilde{\mathbf{H}} \cdot \Theta + \eta \quad (5)$$

수식 (5)로부터, 채널 행렬 \mathbf{H} 는 주파수 영역에서 대각 행렬 $\tilde{\mathbf{H}} = \text{diag}[\tilde{H}_0, \tilde{H}_1, \dots, \tilde{H}_{N-1}]$ 로 변환된다. 여기서, 대각 행렬의 각 요소는 각각의 부반송파 채널에 해당하는 복소 채널 계수 $\tilde{H}_n = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \cdot e^{-j2\pi \frac{nl}{N}}$, $n \in [0, N-1]$ 를 나타낸다. 또한, η 는 $N \times 1$ 주파수 영역 잡음 벡터로서 각 원소는 평균이 0이며 분산이 σ_w^2 인 가우시안 랜덤 변수이다. 이때, 주파수 영역 수신 신호는 다양한 검출 기법들을 사용하여 검출될 수 있다^{[4]-[5],[9]-[11]}.

III. OFDM 방식의 주파수 효율

본 절에서는 MC-CDMA 방식의 주파수 효율과 OFDM 방식의 주파수 효율의 상호 관계를 설정하기 위하여 단일 사용자 OFDM 전송방식들의 주파수 효율을 분석한다.

1. OFDM

먼저, 송신기에서 채널 상태 정보 (CSI: channel state information)를 이용할 수 없는 경우, 단일 사용자 OFDM 방식의 주파수 효율은 Shannon-Hartley 정리^[16]에 의해 다음과 같이 표현된다.

$$C_{OFDM} = E[\log_2 \{ \det(\mathbf{I} + SNR \cdot \tilde{\mathbf{H}} \cdot (\tilde{\mathbf{H}})^H) \}] [\text{bits/s/Hz}] \quad (6)$$

이때, 총 N 개의 부반송파 중에서 첫 부분의 M 개 부반송파만을 사용하는 경우, 수식 (6)을 SNR의 지수항에 따라 다시 정리하면, OFDM 방식의 주파수 효율은 수식 (7)과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 $SNR = \frac{2TP_s}{N_0}$

로 나타낼 수 있는데 T 는 OFDM 신호의 유효 심벌 구간이고, P_s 는 심벌의 평균 전력이며, N_0 는 잡음 전력 밀도를 나타낸다. 수식 (7)에서는 표현상의 편의를 위하여 첫 부분 M 개의 부반송파들을 선택하고 있지만, 주파수 영역에서 모든 부반송파들이 상호 독립적인 동일한 Rayleigh 페이딩 분포를 가진다면, 페이딩에 대한 주파수 효율의 평균은 M 개의 부채널을 선택하는 방법에 관계없이 동일하게 된다.

OFDM 시스템 설계 시에, 임의의 M 개의 부채널들

만을 선택하여 전송하는 경우가 실제로 존재할 수 있느냐 하는 의문이 제기되기는 하지만, 본 논문에서는 M 개의 코드를 사용하여 M 개의 데이터 심벌을 전송하는 MC-CDMA 방식과의 비교를 위하여 정의하였다.

2. SS-OFDMA (subcarrier selection-OFDMA)

SS-OFDMA 방식은 송신기에서 CSI를 완벽히 알고 있는 경우, 채널 이득이 가장 좋은 M 개의 부반송파들을 선택하여 전력제어 없이 전송하는 방식이다^[17]. 이 방식 또한 비교를 위하여 가정된 시스템이다. SS-OFDMA 방식의 주파수 효율은 수식 (7)의 OFDM 방식의 주파수 효율에서 부반송파 지수 i_n 을 차례대로 선택하는 것이 아니라 각 부반송파의 채널 이득에 따라 선택한다. 이때, 주파수 효율은 모든 부반송파가 사용되지 않는 경우에 일반적인 OFDM방식보다 높게 되며, 사용되는 부반송파의 개수가 적을수록 OFDM 방식과 차이가 크지만 사용되는 부반송파 개수가 증가함에 따라 OFDM 방식의 주파수 효율에 수렴하여 부하율이 100%인 경우 (즉, 모든 부반송파가 사용되는 경우) OFDM 방식과 주파수 효율이 동일함을 알 수 있다.

3. Waterfilling-OFDMA

이 방식은 SS-OFDMA 방식과 마찬가지로 송신기에서 채널 상태 정보를 완벽하게 알고 있는 경우에 적용되는 방식으로서, 주어진 모든 부반송파들을 이용하는 것이 아니라 전체 송신 전력은 일정하게 유지한 상태에서

서 부반송파별 SNR를 고려하여 임계 값을 정한 후 낮은 SNR 값으로 인해 정보 손실을 가져올 것으로 기대되는 부반송파들은 사용하지 않고, 대신 높은 SNR 값을 갖는 부반송파들에는 전력제어를 통하여 더 많은 양의 정보를 보내는 방식이다^[18]. 따라서 M 개의 채널을 사용하여 전송하는 경우, 먼저 SNR 값이 큰 M 개의 부채널들을 선택하고 필요에 따라 전력 제어 인자를 조정하여 전송하는 방식으로 다음과 같은 주파수 효율을 갖는다.

$$C_{waterfilling} = E \left[\sum_{i=0}^{M-1} \log_2 \left(1 + \frac{2TP_s}{N_0} |\tilde{H}_i \zeta_i| \right) \right] [\text{bits/s/Hz}] \quad (8)$$

여기서, $\tilde{\mathbf{H}} = \text{sort}(\text{diag}(|\tilde{\mathbf{H}}|))$ 는 채널행렬 $\tilde{\mathbf{H}}$ 의 대각선 요소들의 크기 순으로 재배열된 행렬로서 $\tilde{\mathbf{H}} = \text{diag}[\tilde{H}_0, \tilde{H}_1, \dots, \tilde{H}_{N-1}]$, $|\tilde{H}_0| \geq |\tilde{H}_1| \geq \dots \geq |\tilde{H}_{N-1}|$ 이다. ζ_i 는 전력 제어 인자로서 참고문헌 [18]의 방법에 따라 전력 제어 인자를 설정한다.

IV. MC-CDMA 방식의 주파수 효율

본 절에서는 부반송파 개수와 사용 중인 코드 개수 (즉, 데이터 심벌 개수), 주파수 영역 채널 계수에 따른 MC-CDMA 방식의 주파수 효율에 대한 일반식을 유도한다. MC-CDMA 방식의 주파수 효율은 수식 (5)에서 정의된 채널 행렬과 코드 행렬의 곱을 하나의 등가 채널 행렬 $\bar{\mathbf{H}} = \tilde{\mathbf{H}} \cdot \Theta$ 라고 정의함으로써 다음과 같이 나타

$$C_{OFDM} = E \left[\log_2 \left\{ \begin{aligned} &1 + SNR \sum_{i=0}^{M-1} |\tilde{H}_i|^2 \\ &+ SNR^2 \sum_{i_1=0}^{M-1} \sum_{i_2=i_1+1}^{M-1} (|\tilde{H}_{i_1}| |\tilde{H}_{i_2}|)^2 \\ &+ SNR^3 \sum_{i_1=0}^{M-1} \sum_{i_2=i_1+1}^{M-1} \sum_{i_3=i_2+1}^{M-1} (|\tilde{H}_{i_1}| |\tilde{H}_{i_2}| |\tilde{H}_{i_3}|)^2 \\ &\vdots \\ &+ SNR^M \sum_{i_1=0}^{M-1} \sum_{i_2=i_1+1}^{M-1} \dots \sum_{i_M=i_{M-1}+1}^{M-1} (|\tilde{H}_{i_1}| |\tilde{H}_{i_2}| |\tilde{H}_{i_3}| \dots |\tilde{H}_{i_M}|)^2 \end{aligned} \right\} \right] \quad (7)$$

$$C_{MC-CDMA} = E \left[\log_2 \left\{ \det \left(\begin{array}{cccc} \left(1 + SNR \sum_{i=0}^{M-1} |\tilde{H}_i|^2 |\theta_{i,0}|^2 \right) & \dots & SNR \sum_{i=0}^{M-1} \tilde{H}_i \tilde{H}_{N-1}^* \theta_{i,0} \theta_{i,N-1}^* \\ SNR \sum_{i=0}^{M-1} \tilde{H}_i \tilde{H}_0^* \theta_{i,1} \theta_{i,0}^* & \dots & SNR \sum_{i=0}^{M-1} \tilde{H}_i \tilde{H}_{N-1}^* \theta_{i,1} \theta_{i,N-1}^* \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ SNR \sum_{i=0}^{M-1} \tilde{H}_{N-1} \tilde{H}_0^* \theta_{i,N-1} \theta_{i,0}^* & \dots & 1 + SNR \sum_{i=0}^{M-1} |\tilde{H}_{N-1}|^2 |\theta_{i,N-1}|^2 \end{array} \right) \right\} \right] \quad (10)$$

$$C_{MC-CDMA} = E \left[\log_2 \left\{ \begin{aligned} &1 + SNR \sum_{i_1=0}^{N-1} \left\{ \left| \tilde{H}_{i_1} \right|^2 \cdot \sum_{j_1=0}^{M-1} \left| \theta_{i_1, j_1} \right|^2 \right\} \\ &+ SNR^2 \sum_{i_1=0}^{N-1} \sum_{i_2=i_1+1}^{N-1} \left\{ \left(\left| \tilde{H}_{i_1} \right| \left| \tilde{H}_{i_2} \right| \right)^2 \cdot \sum_{j_1=0}^{M-1} \sum_{j_2=0}^{M-1} \left(\left| \theta_{i_1, j_1} \right| \left| \theta_{i_2, j_2} \right| \right)^2 \right\} \\ &+ SNR^3 \sum_{i_1=0}^{N-1} \sum_{i_2=i_1+1}^{N-1} \sum_{i_3=i_2+1}^{N-1} \left\{ \left(\left| \tilde{H}_{i_1} \right| \left| \tilde{H}_{i_2} \right| \left| \tilde{H}_{i_3} \right| \right)^2 \cdot \sum_{j_1=0}^{M-1} \sum_{j_2=0}^{M-1} \sum_{j_3=0}^{M-1} \left(\left| \theta_{i_1, j_1} \right| \left| \theta_{i_2, j_2} \right| \left| \theta_{i_3, j_3} \right| \right)^2 \right\} \right. \\ &\quad \vdots \\ &+ SNR^M \sum_{i_1=0}^{N-1} \sum_{i_2=i_1+1}^{N-1} \cdots \sum_{i_M=i_{M-1}+1}^{N-1} \left\{ \left(\left| \tilde{H}_{i_1} \right| \left| \tilde{H}_{i_2} \right| \left| \tilde{H}_{i_3} \right| \cdots \left| \tilde{H}_{i_M} \right| \right)^2 \cdot \sum_{j_1=0}^{M-1} \sum_{j_2=0}^{M-1} \cdots \sum_{j_{M-1}=0}^{M-1} \left(\left| \theta_{i_1, j_1} \right| \left| \theta_{i_2, j_2} \right| \cdots \left| \theta_{i_{M-1}, j_{M-1}} \right| \right)^2 \right\} \end{aligned} \right\} \right] \quad (11)$$

$$C_{MC-CDMA} = E \left[\log_2 \left\{ \begin{aligned} &1 + \left(\frac{SNR \cdot M}{N} \right) \sum_{i_1=0}^{N-1} \left| \tilde{H}_{i_1} \right|^2 \\ &+ \left(\frac{SNR \cdot M}{N} \right)^2 \sum_{i_1=0}^{N-1} \sum_{i_2=i_1+1}^{N-1} \left(\left| \tilde{H}_{i_1} \right| \left| \tilde{H}_{i_2} \right| \right)^2 \\ &+ \left(\frac{SNR \cdot M}{N} \right)^3 \sum_{i_1=0}^{N-1} \sum_{i_2=i_1+1}^{N-1} \sum_{i_3=i_2+1}^{N-1} \left(\left| \tilde{H}_{i_1} \right| \left| \tilde{H}_{i_2} \right| \left| \tilde{H}_{i_3} \right| \right)^2 \\ &\quad \vdots \\ &+ \left(\frac{SNR \cdot M}{N} \right)^M \sum_{i_1=0}^{N-1} \sum_{i_2=i_1+1}^{N-1} \cdots \sum_{i_M=i_{M-1}+1}^{N-1} \left(\left| \tilde{H}_{i_1} \right| \left| \tilde{H}_{i_2} \right| \left| \tilde{H}_{i_3} \right| \cdots \left| \tilde{H}_{i_M} \right| \right)^2 \end{aligned} \right\} \right] \quad (12)$$

낼 수 있다^{[12]-[13]}.

$$C_{MC-CDMA} = E \left[\log_2 \left\{ \det \left(\mathbf{I} + SNR \cdot \bar{\mathbf{H}} \cdot (\bar{\mathbf{H}})^H \right) \right\} \right] [\text{bits/s/Hz}] \quad (9)$$

확산 코드로서 길이가 N 인 코드들을 사용하고, 그 중에서 M 개의 코드를 선택하여 전송하는 경우, 수식 (9)의 주파수 효율은 수식 (10)으로 표현할 수 있다. 또한, 수식 (10)의 디터미넌트 값은 다양한 형태로 표현할 수 있는데^[19], 확산 코드로서 직교 코드를 사용하는 경우에는 SNR의 지수항에 따라 정리하면, 수식 (11)과 같이 나타낼 수 있다. 이 경우, 확산 코드로서 MC-CDMA 방식에서 많이 사용되고 있는 직교 코드들 중에서 각 코드의 요소들이 모두 동일한 에너지를 갖는 ($|\theta_{i,j}| = \frac{1}{\sqrt{N}}, \forall i \in [0, N-1], j \in [0, M-1]$), Walsh-Hadamard 부호, DFT (discrete Fourier transform) 부호, 회전된 Walsh-Hadamard 부호, 회전된DFT 부호 등^{[20]-[21]}이 사용된다면, 수식 (11)은 수식 (12)와 같이 간단한 형태로 정리된다. 그러나 확산 코드 상호간 직교하지 않으면 수식 (11)과 같은 형태로 표현될 수 없고, 만약 직교 코드를 사용하더라도 코드의 각 요소의 에너지가 동일하지 않으면 수식 (12)와 같이 간단한 형태의 주파

수 효율에 대한 일반식을 얻는 것은 불가능하다. 따라서, 본 논문에서는 상호 직교하는 확산 코드를 사용하는 MC-CDMA 하향링크 시스템만을 고려한다.

V. MC-CDMA 시스템 구조에 따른 성능 분석

MC-CDMA 시스템에서 하나의 정보 심벌은 확산 코드 길이에 해당하는 개수만큼의 부반송파들에 걸쳐서 주파수 영역으로 확산되고, 정보 심벌들은 상호 직교하는 서로 다른 코드들을 사용하여 동일한 부반송파 그룹을 통하여 다중화 된다. 즉, 다중화되는 코드 개수만큼의 정보 심벌들을 동시에 전송할 수 있다. 이를 통하여, 주파수 다이버시티를 이용할 수 있으므로 성능개선도 도모할 수 있다. 그러나 수신기에서 최적 검출 기법이 사용되는 경우 시스템 복잡도는 변조 레벨과 동시에 전송되는 정보 심벌의 개수에 지수적으로 비례할 뿐만 아니라 확산 코드의 길이에도 큰 영향을 받는다. 따라서 코드 길이를 짧게 유지하는 것이 복잡도 측면에서 유리하다. 그러나 코드 길이가 짧아질수록 시스템 복잡도는 크게 낮아지지만, 얻을 수 있는 주파수 다이버시티 이득이 감소될 수 있으므로 성능 열화를 초래할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 코드 길이가 짧은 확산 코드를

사용하는 경우에 얻을 수 있는 주파수 다이버시티 이득과 시스템 복잡도를 절충하는 최적의 시스템 구조를 제안한다.

1. 연속적인 부반송파 그룹별 다중화 MC-CDMA 방식

그림 2는 부반송파 개수가 N 인 경우, 코드 길이가 K 인 확산 코드들을 사용하여 그룹별로 다중화하는 MC-CDMA 시스템의 자원 할당 구조를 나타낸다. 그림 2에서는 연속되는 K 개의 부반송파들을 다중화를 위한 독립된 그룹들로 정의한다. 따라서 하나의 정보 심벌이 모든 부반송파를 통해 확산되는 것이 아니라 코드 길이에 해당하는 연속적인 K 개의 부반송파들을 통해서만 다중화되기 때문에 전체 부반송파를 이용하여 다중화 하는 경우와 비교하여 다이버시티 이득을 충분히 얻을 수 없다. 본 논문에서는 단순화를 위하여 N 을 K 의 정수배가 되도록 설정하며, 자원 할당은 그림 2에서와 같이 그룹별로 순차적으로 이루어진다.

이 경우, 송신기의 확산 코드 행렬 θ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\theta = \begin{bmatrix} 1_K \theta & & 0 \\ & 2_K \theta & \\ 0 & & \ddots \\ & & & (N/K) \theta \end{bmatrix} \quad (13)$$

여기서 $n_K \theta$ 은 n 번째 부반송파 그룹에 할당된 길이가 K 인 확산 코드들의 $K \times K$ 행렬이다. 따라서 전체 부반송파를 통하여 다중화하는 확산 코드 행렬 θ 는 길이가 K 인 확산 코드 행렬 $n_K \theta$ 의 N/K 개 그룹들로 대체된다.

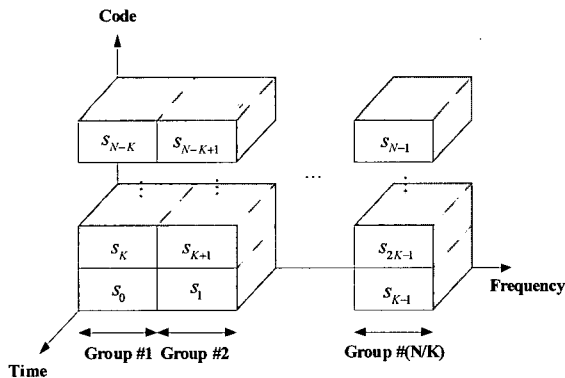


그림 2. 연속적인 부반송파 그룹들을 이용한 MC-CDMA 방식의 자원 할당 구조

Fig. 2. Resource Allocation for MC-CDMA Using a Group of Contiguous Subcarriers as a Resource Unit.

그림 2의 자원 할당 방식을 사용하는 경우, 부하율이 100%인 경우에는 코드 길이에 상관없이 주파수 효율이 동일하다. 그러나 코드 길이가 짧아지면 각 그룹별 독립성이 증대되어 그룹별 다이버시티 이득의 변화가 커지게 되므로 그룹별 주파수 효율의 변화폭이 증대된다. 따라서 그룹별로 주파수 효율을 균등화하기 위해서는 그룹별 부반송파 할당을 일정한 간격으로 분산시키는 방법을 고려할 수 있다. 다음 절에서 그룹별 부반송파들을 최적으로 분산하는 방법에 대하여 다룬다.

2. 최적의 주파수 인터리빙 그룹별 다중화 MC-CDMA 방식

시간 영역에서 L 개의 다중경로를 갖는 채널은 특정 주파수 대역이 서로 다른 진폭 왜곡과 위상 천이를 갖는 주파수 선택적 페이딩 채널로 묘사된다. 이때 주파수 영역에서의 최대 다이버시티 차수는 시간영역에서 독립적인 다중경로의 개수에 해당하는 L 이 된다. 이때, 주파수 영역에서의 최대의 다이버시티 이득은 주파수 영역에서 모든 부채널들의 최적 결합을 통하여 얻을 수 있다^[4]. 다시 말하면, 주파수 영역에서의 최대의 다이버시티 이득은 주파수 영역에서 모든 부반송파들 각각의 부채널 계수의 절대치 제곱합으로 정의될 수 있으며, 시간영역에서의 각각의 다중경로 가중치의 절대치 제곱합의 N 배가 된다. 이러한 관계는 코드 길이가 전체 부반송파 개수보다 작은 경우에도 성립되며, 하나의 부반송파 그룹에 속한 모든 부반송파들의 채널 계수들의 절대치 제곱합이 시간영역에서의 다중경로 가중치의 제곱합의 그룹 당 부반송파 개수 배로 표현된다면 최대의 다이버시티 이득을 얻을 수 있게 된다. 따라서 주파수 다이버시티를 최대한 이용하기 위해서는 주파수 영역 확산 코드의 길이 K 를 최소한 L 보다 같거나 크게 유지해야 한다.

L 개의 다중 경로를 갖는 채널에서 n 번째 부반송파가 경험하는 주파수 응답의 전력은 다음과 같이 표현할 수 있다^[22].

$$|\tilde{H}_n|^2 = \sum_{p=0}^{L-1} \sum_{q=0}^{L-1} h_p h_q^* e^{-j2\pi n \frac{(p-q)}{N}} \quad (14)$$

그림 2와 같은 자원 할당 방식을 사용하는 경우, 연속적인 K 개의 부채널들을 하나의 그룹으로 정의한다. 이 경우, 각 그룹별 부채널들의 전력합은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \text{Group\#1: } & \sum_{n=0}^{K-1} \tilde{H}_n^p = \sum_{p=0}^{L-1} \sum_{q=0}^{L-1} h_p h_q^* \left\{ \sum_{n=0}^{K-1} e^{-j2\pi \frac{n(p-q)}{N}} \right\} \\
 \text{Group\#2: } & \sum_{n=K}^{2K-1} \tilde{H}_n^p = \sum_{p=0}^{L-1} \sum_{q=0}^{L-1} h_p h_q^* \left\{ \sum_{n=K}^{2K-1} e^{-j2\pi \frac{n(p-q)}{N}} \right\} \\
 & \vdots \\
 \text{Group\# } \frac{N}{K} : & \sum_{n=N-K}^{N-1} \tilde{H}_n^p = \sum_{p=0}^{L-1} \sum_{q=0}^{L-1} h_p h_q^* \left\{ \sum_{n=N-K}^{N-1} e^{-j2\pi \frac{n(p-q)}{N}} \right\}
 \end{aligned} \quad (15)$$

식 (15)에서 각 식의 우변 괄호는 $p = q$ 일 때는 K 를 가지지만, $p \neq q$ 일 때에는 0이 아닌 값들을 가진다. 따라서 각 정보 그룹이 경험하는 부채널 계수들의 제곱합이 시간영역에서의 다중경로 가중치 제곱합의 그룹별 부반송파 개수 배로 표현될 수 없으므로 다이버시티 이득을 극대화 할 수 없다.

일반적으로 길이가 L 인 독립적인 페이딩 시퀀스를 FFT 변환하면 주파수 영역에서는 대략 L 개의 독립적인 페이딩 영역으로 구분된다. 다시 말하면, 코히런트 대역이 대략 N/L 개의 부반송파 대역들에 해당한다. 따라서 대략 N/L 개의 부반송파 마다 독립적인 페이딩을 경험한다고 말할 수 있다. 이러한 주파수 영역 특성을 이용하여, 최대의 다이버시티 이득을 얻기 위해서는 다중화를 위한 부반송파 그룹들을 구성함에 있어서 그룹 내의 모든 부반송파들이 독립적인 페이딩을 갖도록 선정하며, 최대의 다이버시티를 얻기 위해서는 그룹당 부반송파 개수를 최소 L 개 이상 선정하여야 한다. 따라서 N/L 이 정수라고 하면, 그룹별로 N/L 개마다 하나씩 부반송파를 주기적으로 선정하는 경우 최대의 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 이 경우, 부반송파 그룹의 개수는 N/L 개이며, 그룹 당 부반송파 개수는 L 개이므로 최대 다이버시티를 얻을 수 있는 최소의 코드 길이는 다이버시티 차수에 해당하는 L 이라는 결론에 도달한다.

최적의 다이버시티 이득을 얻기 위한 주기적인 부반송파 인터리빙을 사용하는 경우로서, 각각의 그룹 내에서 부반송파들이 N/L 간격으로 일정하게 이격된다면, 각 그룹별 주파수 응답의 전력합은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \text{Group\#1: } & \sum_{n=0}^{K-1} \tilde{H}_{\frac{N}{K}n}^p = \sum_{p=0}^{L-1} \sum_{q=0}^{L-1} h_p h_q^* \left\{ \sum_{n=0}^{K-1} e^{-j2\pi \frac{n(p-q)}{K}} \right\} \\
 \text{Group\#2: } & \sum_{n=0}^{K-1} \tilde{H}_{\frac{N}{K}(n+1)}^p = \sum_{p=0}^{L-1} \sum_{q=0}^{L-1} h_p h_q^* \left\{ \sum_{n=0}^{K-1} e^{-j2\pi \left(\frac{n(p-q)}{K} + \frac{(p-q)}{N} \right)} \right\} \\
 & \vdots \\
 \text{Group\# } \frac{N}{K} : & \sum_{n=0}^{K-1} \tilde{H}_{\frac{N}{K}(n+(k-1))}^p = \sum_{p=0}^{L-1} \sum_{q=0}^{L-1} h_p h_q^* \left\{ \sum_{n=0}^{K-1} e^{-j2\pi \left(\frac{n(p-q)}{K} + \frac{(k-1)(p-q)}{N} \right)} \right\}
 \end{aligned} \quad (16)$$

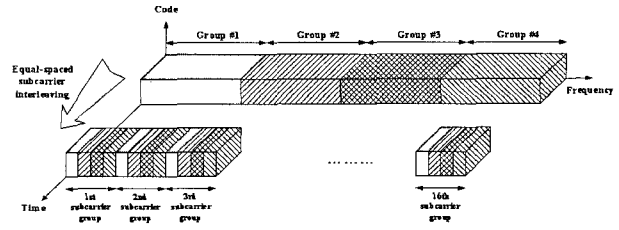


그림 3. 등간격 인터리빙 기법 ($N = 64, K = 16$)
Fig. 3. Uniformly Spaced Interleaving ($N = 64, K = 16$).

이 때 수식 (16)의 우변 괄호는 $K\delta[p-q]$ 가 된다. 여기서, $\delta(\cdot)$ 는 Kronker 델타 함수이다. 따라서 부반송파 그룹들의 주파수 응답의 전력합은 다음과 같이 일정함을 알 수 있다.

$$\sum_{n=0}^{K-1} \tilde{H}_n^p = \sum_{n=K}^{2K-1} \tilde{H}_n^p = \dots = \sum_{n=N-K}^{N-1} \tilde{H}_n^p = K \sum_{i=0}^{L-1} h_i^p \quad (17)$$

따라서 코드 길이가 다중경로 개수보다 크거나 같고 각 그룹 내의 부반송파들이 일정한 간격으로 이격되는 자원 할당 구조를 사용하면 다이버시티 이득을 최대로 이용할 수 있으며, 부반송파 그룹 당 주파수 효율을 일정하게 유지할 수 있다.

그림 3은 최적의 주파수 인터리빙 기법의 한 가지 예로서 전체 부반송파 개수가 64이고, 채널 필드의 탭 수가 16 (즉, 다중경로 개수가 16)인 경우, 부반송파 그룹당 16개의 서로 독립적인 페이딩을 받는 최소의 부반송파들로 4개의 그룹으로 분할하는 등 간격 인터리빙 기법을 나타낸다.

VI. 모의 실험 결과

이 절에서는 다중 반송파 시스템 구조에 따른 주파수 효율을 분석하고, MC-CDMA 시스템에서 확산 코드 길이에 따른 주파수 효율을 컴퓨터 모의실험을 통하여 분석한다. 특히, 주파수 효율의 계산은 이론적인 주파수 효율에 대한 일반식을 이용하는데, 모의실험을 통하여 다양한 채널 환경을 생성하여 주어진 채널에서 얻을 수 있는 주파수 효율을 계산하여 평균화하였다. 표 1은 모의실험 파라미터들을 나타낸다.

그림 4 확산 코드의 길이가 64인 MC-CDMA 시스템과 다양한 OFDM 방식들의 부하율에 따른 주파수 효율을 나타낸다. 여기서 동일한 부하율 비교를 위해 MC-CDMA 방식은 전체 사용 가능한 코드 중 사용된 코드의 개수로 표현하였으며, OFDM 계열의 방식들은 전체 사용 가능한 부반송파 중 선택된 부반송파 개수로

표 1. 시뮬레이션 파라미터
Table 1. Simulation Parameters.

Parameter	Value
Bandwidth	20 MHz
Subcarrier spacing	312.5 kHz(=20 MHz/64)
Number of subcarrier N	64
Symbol duration T	3.2 μ s
Average signal power P_s	1
Noise spectral density N_0	4.04×10^{-21}
Spreading code	Walsh code
Code length	1,2,4,8,16,32,64
SNR at a receiver	10 dB

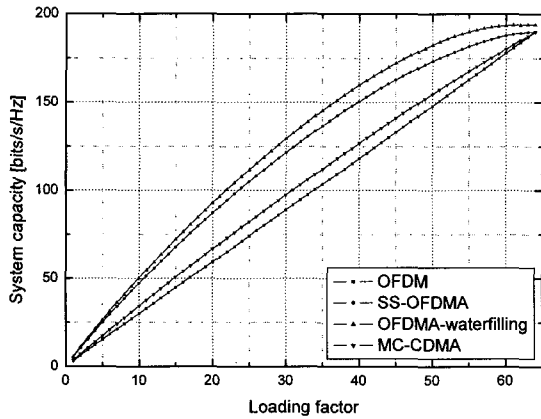


그림 4. 부하율에 따른 다중 반송파 전송 방식의 주파수 효율 비교
Fig. 4. Spectral Efficiency of Multicarrier Transmission Schemes as a Function of Loading Factor.

나타낸다. 그림으로부터 부하율에 따른 MC-CDMA 주파수 효율은 비선형적으로 증가함을 알 수 있고, 선형적으로 증가하는 일반적인 OFDM 방식의 평균 주파수 효율보다 더 커짐을 알 수 있다. 또한, OFDM 방식의 송신기에서 채널 상태 정보를 알고 있는 경우에는 OFDM 방식들이 MC-CDMA 방식에 비하여 높은 주파수 효율을 얻을 수 있음을 볼 수 있다.

그림 5는 연속적인 부반송파 그룹별로 코드 분할 다중화를 수행하는 MC-CDMA 방식의 주파수 효율이고, 그림 6은 최적의 다이버시티 인터리빙 기법을 사용하는 MC-CDMA 방식의 주파수 효율을 나타낸다. 그림 6으로부터 주기적인 주파수 영역 인터리빙을 수행하면 코드 길이가 4 정도에서도 코드 길이가 전체 부반송파 개수에 해당하는 길이를 갖는 경우와 거의 동일한 성능을 유지함을 볼 수 있다. 이는 주기적인 인터리빙을 통하

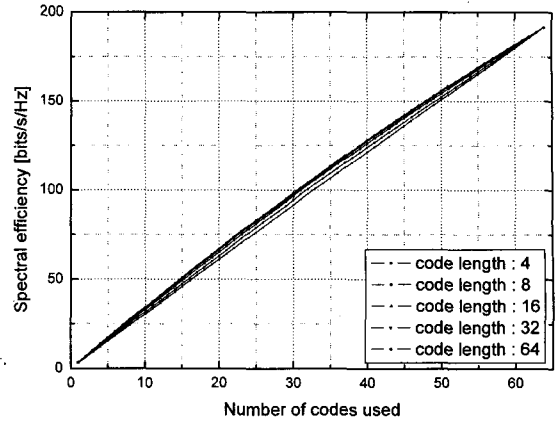


그림 5. 연속적인 부반송파 그룹별 다중화 MC-CDMA 방식의 주파수 효율
Fig. 5. Spectral Efficiency of an MC-CDMA Scheme with Contiguous Grouping for Code Division Multiplexing.

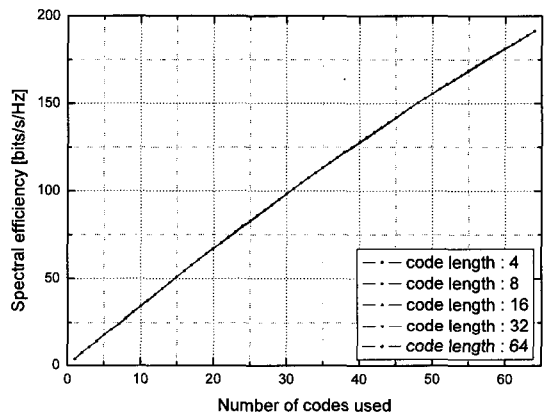


그림 6. 최적의 다이버시티 인터리빙 그룹별 다중화 MC-CDMA 방식의 주파수 효율
Fig. 6. Spectral Efficiency of an MC-CDMA Scheme with Interleaved-Grouping of Achieving Optimal Diversity.

여 주파수 다이버시티 이득을 최대한 얻을 수 있었기 때문이다.

주파수 선택적 페이딩 채널은 탭의 개수에 따라 주파수 영역에서 선택성이 달라지기 때문에 MC-CDMA 시스템에 적용되는 확산 코드 길이를 채널 특성에 따라 적절히 설정하면 짧은 길이를 갖는 직교 코드로도 코드 길이가 긴 직교 코드의 역할을 수행할 수 있다. 그림 7은 16개의 탭을 갖는 주파수 선택적 페이딩 채널에서 코드 길이에 따른 MC-CDMA 주파수 효율의 누적 분포를 나타낸다. 이 그림에서 할당된 직교 코드의 길이가 짧을수록 주파수 다이버시티 이득을 얻지 못해 주파

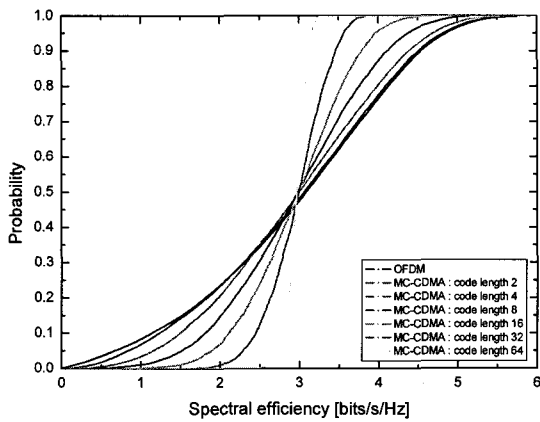


그림 7. 연속적인 부반송파 그룹별 다중화 MC-CDMA 방식의 주파수 효율 누적 분포

Fig. 7. Cumulative Spectral Efficiency of an MC-CDMA Scheme with Contiguous Grouping.

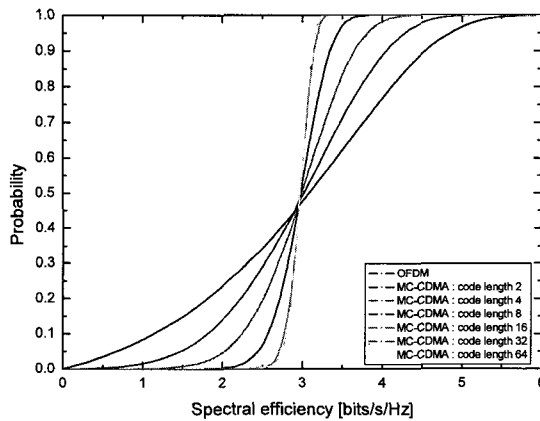


그림 8. 최적의 다이버시티 인터리빙 그룹별 다중화 MC-CDMA 방식의 주파수 효율 누적 분포

Fig. 8. Cumulative Spectral Efficiency of an MC-CDMA Scheme with Interleaved-Grouping of Achieving Optimal Diversity.

수 효율의 분포가 넓게 퍼져있음을 알 수 있다. 그림8은 동일한 채널 환경 하에서 주기적인 주파수 영역 인터리빙을 한 후의 코드 길이에 따른 MC-CDMA 방식의 주파수 효율 누적 분포를 나타낸 것이다. 그림7과 비교해 보면 동일한 코드 길이를 사용하는 시스템에서 주파수 영역 인터리빙을 하게 되면 다이버시티 이득을 추가적으로 얻어 주파수 효율의 분포가 좁아짐을 알 수 있다. 특히, 코드 길이가 16 이상일 때에는 주파수 효율의 누적분포가 동일함을 알 수 있는데, 이는 최적의 주파수 영역 인터리빙을 통해 16개의 탭을 갖는 채널의 주파수 선택도를 충분히 활용하기 때문이다. 즉, MC-CDMA 시스템은 채널의 다중 경로의 개수를 고려

하여 자원을 할당한다면 긴 코드를 사용함으로써 생기는 복잡도의 문제를 해결하면서 동일한 주파수 효율을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

VII. 결 론

본 논문에서는 MC-CDMA 방식의 주파수 효율을 분석하였다. 먼저, 부반송파 개수와 채널 계수로 표현되는 부하율에 따른 주파수 효율에 대한 일반식을 유도하였다. 다음으로, 복잡도를 고려하여 코드 길이가 부반송파 개수보다 짧은 확산 코드들을 사용하여 다중화 하는 두 가지의 MC-CDMA 전송 방식에 대한 주파수 효율에 대한 일반식도 유도하였다. 특히, 다중 경로 개수에 따른 채널의 주파수 선택도와 다이버시티 간의 상관관계를 정립하고, 이를 바탕으로 다이버시티를 최대로 얻기 위한 최소의 코드 길이와 최적 부반송파 할당 방법을 도출함으로써, 최소의 길이를 갖는 코드들을 사용하여 주파수 효율을 최대화 할 수 있는 시스템 구조를 제시하였다.

모의실험 환경에서 이론적인 분석을 통하여, 송신기에서 CSI를 모르는 경우에는 동일한 부하율에서 단일 사용자 OFDM 방식보다 MC-CDMA 방식의 주파수 효율이 우수함을 알 수 있었다. 또한, 연속적인 부반송파 그룹별 다중화를 이용하는 방식보다 주기적인 주파수 영역 분산 인터리빙을 이용하는 방식이 다이버시티를 효과적으로 이용할 수 있으므로 우수한 성능을 가짐을 확인하였고, 주기적인 주파수 영역 인터리빙을 사용하는 경우에는 코드 길이가 채널에서의 다중 경로 개수보다 길다면 최적의 다이버시티 이득을 얻을 수 있음을 확인하였다. 결론적으로, 다중경로 채널 환경에서 MC-CDMA 방식을 사용하는 경우, 코드 길이가 다중 경로 개수보다도 크기만 하다면 최대의 성능을 얻을 수 있으므로, 최소의 복잡도를 갖는 최적의 시스템 설계를 위한 기준으로 사용할 수 있으며, 성능의 저하 없이도 시스템 복잡도를 크게 줄일 수 있음을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] R. Laroia, S. Uppala and J. Li, "Designing a mobile broadband wireless access network," *IEEE Signal Proc. Mag.*, pp.20-28, Sep. 2004.
 [2] J. Chuang and N. Sollenberger, "Beyond 3G: wideband wireless data access based on OFDM and dynamic packet assignment," *IEEE*

- Commun. Mag.*, pp.78-87, July 2000.
- [3] R. van Nee and R. Prasad, "OFDM for wireless multimedia communications," Artech House, 2000.
- [4] L. Hanzo, M. Munster, B. J. Choi, T. Keller, *OFDM and MC-CDMA for broadband multi-user communications*, WLAN and broadcasting, Wiley, 2003.
- [5] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multi-carrier CDMA," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 126-133, Dec. 1997.
- [6] L. L. Yang and L. Hanzo, "Multicarrier DS-SS-CDMA: a multiple access scheme for ubiquitous broadband wireless communications," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 116-124, Oct. 2003.
- [7] J. H. Jang, K. B. Lee and Y. H. Lee, "Frequency-time domain transmit power adaptation for OFDM systems in multiuser environment," *Electron. Lett.*, pp. 1754-1756, Dec. 2002.
- [8] J. Cai, X. Shen and J. W. Mark, "Downlink resource management for packet transmission in OFDM wireless communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, pp. 1688-1703, July 2005.
- [9] S. Kaiser, "OFDM code-division multiplexing in fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, pp.1266-1273, Aug. 2002.
- [10] X. Cai, S. Zhou and G. B. Gianakis, "Group-orthogonal multicarrier CDMA," *IEEE Trans. Commun.*, pp. 90-99, Jan. 2004.
- [11] T. M. Lok and T. F. Wong, "Transmitter and receiver optimization in multicarrier CDMA systems," *IEEE Trans. Commun.*, pp. 1197-1207, July 2000.
- [12] A. M. Tulino and S. verdu, "Random matrix theory and wireless communications," *Foundations and Trends in Communication and Information Theory*, vol.1, 2004.
- [13] A. M. Tulino, L. Li and S. Verdu, "Spectral efficiency of multicarrier CDMA," *IEEE Trans. Inform. Theory*, pp. 479-505, Feb. 2005.
- [14] M. J. M. Peacock, I. B. Collings and M. L. Honig, "Asymptotic spectral efficiency of LMMSE multi-user multi-signature MC-CDMA in frequency-selective Rayleigh fading," in *Proc. GLOBECOM'03*, pp. 1882-1886, Dec. 2003.
- [15] M. J. M. Peacock, I. B. Collings and M. L. Honig, "Asymptotic spectral efficiency regions of two-user MC-CDMA systems in frequency-selective Rayleigh fading," in *Proc. ICC'04*, pp. 957-961, June 2004.
- [16] B. Sklar, *Digital communications: fundamentals and applications*, Prentice Hall, 2nd ed., 2001.
- [17] A. Kamikura, N. Okada and M. Nakagawa, "OFDM subcarrier selection for real-time wireless communication," in *Proc. 8th Int'l Conf. Commun. Syst.*, pp. 52-56, Nov. 2002.
- [18] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of wireless communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [19] S. J. Leon, *Linear algebra with applications*, Prentice Hall, 6th ed., 2002.
- [20] A. Bury, J. Egle and J. Lindner, "Diversity comparison of spreading transforms for multicarrier spread spectrum transmission," *IEEE Trans. Commun.*, pp.774-781, May 2003.
- [21] R. Raulefs, A. Dammann and S. Kaiser, "Rotated spreading sequences for broadband multicarrier-CDMA," in *Proc. VTC'03-Fall*, pp. 862-865, Oct. 2003.
- [22] E. C. Ifeachor and B. W. Jarvis, *Digital signal processing*, Prentice Hall, 2nd Ed. 2002.

 저 자 소 개



한희구(학생회원)
 2004년 아주대학교
 전자공학부 학사 졸업.
 2006년 아주대학교
 전자공학부 석사 졸업.
 <주관심분야 : MIMO, Sphere
 Decoding, MC-CDMA>



오성근(정회원)
 1983년 경북대학교
 전자공학과 학사 졸업.
 1985년 한국과학기술원 전기및
 전자공학과 석사 졸업.
 1990년 한국과학기술원 전기및
 전자공학과 박사 졸업.
 1988년~1993년 삼성전자 책임연구원
 1993년~현재 아주대학교 정교수
 <주관심분야 : 이동통신, OFDM, MIMO/STC, 무
 선자원관리>