

논문 2010-47TC-12-1

OFDM 시스템에서의 심볼 공유를 이용한 다이버시티 이득 획득 기법

(Novel Technique for Obtaining Diversity Gain Using Symbol Share in OFDM Systems)

강재원*, 박진배*, 황해광*, 김광순**

(Jae Won Kang, Jin Bae Park, Hae Gwang Hwang, and Kwang Soon Kim)

요약

본 논문에서는 OFDM 시스템에서 추가적인 안테나 개수의 증가 없이 기존의 OFDM 시스템과 비교하였을 경우 보다 큰 다이버시티 이득을 획득함으로써 시스템 성능을 향상시키기 위한 기술을 제안한다. 제안된 기술은 주파수 선택적 채널에서 상이한 채널을 겪는 두 개의 부반송파를 그룹화해서 각 그룹의 부반송파에 할당되는 심볼을 공유한다. 제안된 변조 기법은 QPSK 기법과 동일한 심볼간 최소거리를 가지며, 주파수 선택적 채널하에서 다이버시티 획득이 가능하도록 한다. 또한 제안된 성상도에 의해 발생하는 Null 심볼에 할당된 부반송파들을 유용하게 이용하여 데이터 전송 효율을 높일 수 있다.

Abstract

In this paper, the technique for obtaining diversity gain without increasing the antenna is proposed using symbol share in the OFDM systems. Proposed technique groups symbols which are mapped into different sub-carriers and these symbols are modulated by proposed constellation. Proposed constellation has the identical minimum distance with QPSK modulation constellation and obtain more frequency diversity gain. Also, proposed modulation scheme make it possible to increase data rate using subcarriers allocated null symbols.

Keywords: OFDM, Symbol Sharing, Diversity, Sub-carrier, Frequency selective channel, Null symbol

I. 서론

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) 시스템은 현재 휴대인터넷 (WiBro : Wireless Broadband Internet)에 적용되어 상용화에 성공하였으며, 802.16e, 3GPP LTE, 802.20과 같은 광대역 무선 시스템들을 위한 표준의 다중 접속 시스템으로 채택되어

있다^[1]. OFDM 시스템은 보호구간 (Guard Interval)을 이용함으로써 각 부반송파 간 직교성이 유지되어 다중 사용자 간섭으로 인한 성능저하가 없으며, 각 사용자가 요구하는 전송률에 따라 부반송파의 개수를 다르게 할당함으로써 자원분배를 효율적으로 할 수 있다. 또한, OFDM의 특성 덕분에, 복잡한 시간 영역에서의 채널 보상이 아니라, 주파수 영역에서 추정된 채널값을 보상할 수 있다. 특히, 많은 수의 부반송파를 사용할 경우 (즉, FFT 크기가 큰 경우)에 적합하기 때문에 시간지연확산 (Time Delay Spread)이 비교적 큰 넓은 지역의 셀을 갖는 무선통신 시스템에 효율적으로 적용된다^[2].

일반적으로 OFDM 시스템에서는 부반송파에 심볼 단위로 할당되기 때문에 심볼 확산 과정이나, 채널 부

* 학생회원, ** 평생회원(교신저자), 연세대학교 전기전자공학부

(Department of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University)

※ 이 논문은 2008년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (KRF-2008-313-D00657).

접수일자: 2009년9월2일, 수정완료일: 2010년12월10일

호화 과정, 주파수 도약 기법 등을 통해서 다이버시티를 획득한다. 하지만 Code Division Multiple Access (CDMA) 형태의 시스템에서 주로 사용되는 심볼 확산 기법의 경우에 칩으로 사용되는 사용자 구분을 위한 부호 시퀀스가 주파수 선택적 채널을 겪으면서 직교성이 파괴되어 사용자 수가 많을 경우에는 간섭이 발생하게 된다. 채널 부호화 과정이나 주파수 도약 기법의 경우에는 하나의 비트 정보를 여러 대역을 통해 나누어 보내야하므로 대역 효율성이 떨어지는 단점이 있다. 이러한 단점을 보완하기 위한 다이버시티를 얻기 위해 사용되는 대표적인 기법 중의 하나가 다중 안테나 기법이다^[1]. 다중 안테나 기법 중 다이버시티를 획득할 수 있는 대표적인 기법인 시공간 부호 (Space-Time codes)는 여러 개의 송신 안테나에서의 간단한 선부호화를 이용하여 다이버시티를 얻어냄으로써, 시스템의 성능 링크 성능을 향상시키는 기술이다^[3]. 이는 크게 시공간 블록 부호 (Space-Time Block Codes)와 시공간 트렐리스 부호(Space-Time Trellis Code)로 나눌 수 있다. 시공간 블록 부호는 시공간 트렐리스 부호에 비해 부호화 이득은 작지만, Alamouti에 의해 직교 설계된 블록 부호의 경우 간단한 복호로 다이버시티를 얻을 수 있다는 장점이 있다. 시공간 블록 부호는 2개의 송신 안테나를 사용하는 시스템을 모델로 하여 완벽한 다이버시티 이득을 얻고 부호율 1이 되도록 한다^[4-5]. 그러나 시공간 부호의 경우 다수의 안테나가 존재하여야 하므로 설치 비용 및 복잡도 증가하게 된다.

최근 MultiBand OFDM (MB-OFDM) 시스템에서는 고속의 전송률을 달성하기 위해 16 Quadrature amplitude modulation (QAM) 형태의 dual carrier

modulation (DCM) 방식을 채택하였다^[6-8]. DCM 기법은 데이터 전송률 측면에서 손실 및 송신 안테나의 추가 설치 없이 채널 상황이 다른 부반송파들에 할당되는 심볼들을 그룹화해서 새로운 변조 방식을 통해 채널 부호화 과정이 없을 시에도 다이버시티 획득을 가능하게 하는 MB-OFDM 표준에서 제안된 기법이다.

본 논문에서는 DCM 방식과 유사한 주파수 선택적 채널 하에서 데이터 전송률 손실 및 송신 안테나의 추가 설치 없이 다이버시티 획득을 가능하게 하는 변조 기법을 제안하며, 이 때 발생하는 Null 부반송파를 시스템에 효과적으로 적용하도록 한다.

II. DCM 및 제안 변조 기법의 원리 및 성상도

1. DCM 기법^[7-8]

그림 1에서 나타나있는 성상도에 의해 변조된 심볼은 OFDM 시스템에서의 주파수 영역의 각 부반송파에 전송 심볼 할당시 채널 상태가 상이할 것으로 예상되는 두 개의 부반송파들을 그룹화하게 된다. 부반송파간의 간격이 멀수록 주파수 영역에서의 부반송파의 채널간 상관도가 감소한다. 가령, 부반송파의 개수가 1000개라고 하면 i 번째 그룹의 부반송파들의 경우 i 번째와 $500 + i$ 번째 부반송파에 할당되는 두 심볼들이 같은 그룹이 된다. 그러면 그룹 i 내 j 번째 부반송파에 할당되는 심볼 m 를 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$S_{i,j}^m : \text{그룹 } i \text{ 부반송파 } j \text{에 할당된 심볼}$$

$$i \in \left\{ n \mid 1 \leq n \leq \frac{\text{총 부반송파의 개수}}{2} \right\}, \quad (1)$$

$$j \in \{1, 2\}, m \in \{1, 2, \dots, 16\}.$$

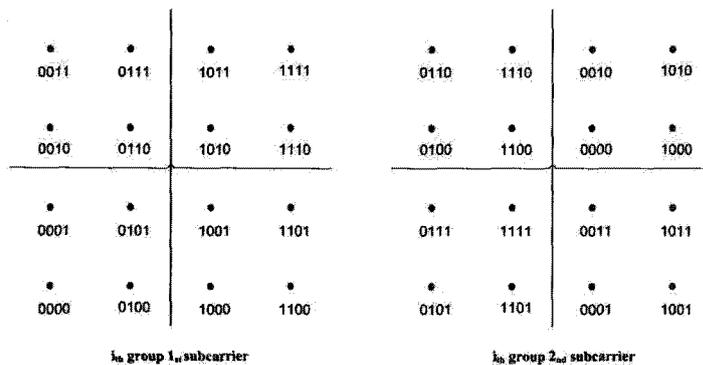


그림 1. DCM 기법의 성상도
Fig. 1. DCM Constellation at grouped sub-carriers.

그림 1에서 제안된 DCM 변조 기법의 경우에, 16 심볼 각각의 인접 심볼간의 최소 거리는 기존 QPSK 변조 기법과 동일하다^[7~8]. 일반적으로 성상도에서의 심볼 간 오류 확률은 심볼간 최소 거리에 의해 결정되므로, 다이버시티를 얻을 수 없는 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 채널에서도 기존의 QPSK 성능과 동일하게 성능을 유지할 수 있다.

2. 제안 기법

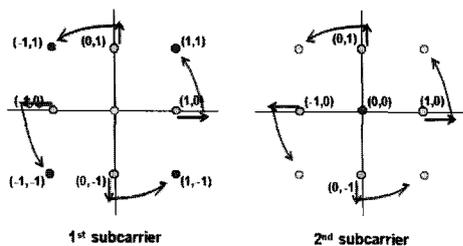
식 (1)에서 i 번째 그룹내 부반송파들에 할당된 심볼들은 QPSK 심볼일 경우 그룹 내 두 개의 부반송파에 할당 가능한 심볼에 대한 경우의 수는 $4 \times 4 = 16$ 가지이다. 제안 기법의 경우, 이 16가지 경우의 심볼 전송을 위해 그림 2에서 제안된 새로운 성상도를 이용하게 된다. 기존 기법에서 하나의 부반송파에 할당되는 QPSK 심볼 전력을 1이라고 가정한다면, 멀리 떨어진 두 개의 부반송파의 심볼들이 그룹화된 제안 기법의 특정 그룹에 속한 심볼 전력들의 합은 2가 되어야 한다. 표 1에서 볼 수 있듯이, 제안 기술에서는 $1 \leq m \leq 16$ 에 대해 i 번째 그룹의 심볼 전력을 합한 항상 2로 일정하다. 먼저, 이진 정보 비트에 따른 8가지의 경우 ($m = 1, 2, 3, 4, 9, 10, 11, 12$)에 대해서는 기존의 QPSK 심볼들을 그룹내 각 부반송파에 할당하여 전송한다. 이때 그룹내 두 부반송파에 할당되는 QPSK 심볼 조합은 표 1을 참조하기 바란다. 다른 8가지의 경우 중 4가지 ($m = 5, 6, 7, 8$) 대해서는 그룹내 첫번째 부반송파에 대해 각각 $S_{i,1}^1, S_{i,1}^2, S_{i,1}^3, S_{i,1}^4$ 심볼들을 45도 회전시키고 전력을 2배 증가시켜 전송하며, 남아있는 부반송파들에

는 심볼들을 할당하지 않는다. 나머지 4가지 ($m = 9, 10, 11, 12$)의 경우, 그룹 내 두 번째 부반송파에 대해 각각 $S_{i,1}^1, S_{i,1}^2, S_{i,1}^3, S_{i,1}^4$ 심볼들을 45도 회전시키고 전력을 2배 증가시켜 전송하며, 첫 번째 부반송파에는 심볼을 할당하지 않는다. 따라서 제안 방식의 그룹당 전력과 전송 비트 수는 기존 QPSK 방식과 동일하게 된다. 또한 제안된 성상도의 심볼에 대한 그레이 부호는 최소 거리를 가지는 심볼과 1비트 차이를 가지도록 설계하였다. 심볼 당 전력이 1이라고 가정하였을 경우, 기존의 QPSK 변조 방식은 심볼간 최소 거리는 $\sqrt{2}$ 가 된다. 제안 기술의 경우 하나의 부반송파에서 보았을 경우에는 심볼 간 최소 거리의 제곱은 1이며, 두 부반송파의 거리의 제곱을 더하면 심볼 간 최소 거리 제곱은 2이며 따라서 최소거리는 $\sqrt{2}$ 가 된다. 예를 들어 제안 기술에 대해 $m = 1$ 인 경우, i 번째 그룹의

표 1. 제안 기술의 그룹 내 부반송파에 할당되는 실제 전송 심볼 그레이 부호

Table 1. Transmit symbols and gray codes at i th grouped sub-carriers.

i번째 그룹의 제안 기술에 의한 전송 심볼			
	$S_{i,1}^m$	$S_{i,2}^m$	그레이 부호
$m = 1$	1	$S_{i,1}^1$	1110
$m = 2$	$\exp(j\frac{\pi}{2})$	$S_{i,1}^2$	1000
$m = 3$	$\exp(j\pi)$	$S_{i,1}^3$	0001
$m = 4$	$\exp(j\frac{3\pi}{2})$	$S_{i,1}^4$	0111
$m = 5$	$\sqrt{2} S_{i,1}^1 \exp(j\frac{\pi}{4})$	0	1100
$m = 6$	$\sqrt{2} S_{i,1}^2 \exp(j\frac{\pi}{4})$	0	0000
$m = 7$	$\sqrt{2} S_{i,1}^3 \exp(j\frac{\pi}{4})$	0	0011
$m = 8$	$\sqrt{2} S_{i,1}^4 \exp(j\frac{\pi}{4})$	0	1111
$m = 9$	$S_{i,1}^1$	$S_{i,1}^3$	1101
$m = 10$	$S_{i,1}^2$	$S_{i,1}^4$	0101
$m = 11$	$S_{i,1}^3$	$S_{i,1}^1$	0010
$m = 12$	$S_{i,1}^4$	$S_{i,1}^2$	1011
$m = 13$	0	$\sqrt{2} S_{i,1}^1 \exp(j\frac{\pi}{4})$	1010
$m = 14$	0	$\sqrt{2} S_{i,1}^2 \exp(j\frac{\pi}{4})$	1001
$m = 15$	0	$\sqrt{2} S_{i,1}^3 \exp(j\frac{\pi}{4})$	0100
$m = 16$	0	$\sqrt{2} S_{i,1}^4 \exp(j\frac{\pi}{4})$	0110



- QPSK 전송 심볼들과 동일 ($m=1,2,3,4,9,10,11,12$)
- 1번째 부반송파에 할당되는 QPSK 심볼의 전력을 두 배로 증가시키고 45도 회전. 2번째 부반송파에는 심볼 할당 하지 않음 ($m=5,6,7,8$)
- 2번째 부반송파에 할당되는 QPSK 심볼의 전력을 두 배로 증가시키고 45도 회전. 1번째 부반송파에는 심볼 할당 하지 않음 ($m=13,14,15,16$)

그림 2. 제안기법에 따른 i 번째 그룹 내 부반송파에 할당된 심볼들의 성상도
Fig. 2. Proposed constellation for mapped symbols at the sub-carriers of i th group.

송신 심볼 조합 $[S_{i,1}^1, S_{i,2}^1]$ (그레이부호: 1110)에 대해서 인접 신호들은 $[S_{i,1}^5, S_{i,2}^5]$ (그레이부호: 1100), $[S_{i,1}^8, S_{i,2}^8]$ (그레이부호: 1111), $[S_{i,1}^{13}, S_{i,2}^{13}]$ (그레이부호: 1010), $[S_{i,1}^{16}, S_{i,2}^{16}]$ (그레이부호: 0110)이며 이들 각각의 심볼들과 최소거리는 $\sqrt{1+1} = \sqrt{2}$ 이다. 그러므로 2개의 부반송파를 동시에 최대 우도 검출 방식을 이용해 동기 검파 하면 AWGN 채널 하에서는 기존의 QPSK 방식과 성능이 동일하다. i 번째 그룹에 속해진 부반송파들에 할당된 심볼들을 추정하기 위한 동기 검파 방법 (Coherent Detection)은 다음의 수식과 같다.

$$[\hat{S}_{i,1}^m, \hat{S}_{i,2}^m] = \arg \min \left\{ \sum_{k=1}^2 |R_{i,k} - H_{i,k} S_{i,k}^m|^2 \right\} \quad (2)$$

여기서 $R_{i,k}$ 과 $H_{i,k}$ 는 각각 i 번째 그룹의 k 번째 부반송파의 수신 심볼과 채널값이다. 본 검파 방법을 사용해 심볼들을 추정할 때, 표 1에서의 1, 2, 3, 4, 9, 10, 11, 12 번째 경우의 심볼들은 DCM 방법과 같이 그룹 내 OFDM 두 개의 부반송파의 주파수 영역에서의 채널을 동시에 거쳐 전송되므로, 주파수 다이버시티 이득을 획득한다. 나머지 심볼은 하나의 부반송파를 통해 전송되므로 주파수 다이버시티를 획득하지 못한다. 즉, 16가지 송신 심볼의 경우 중 절반인 8가지 송신 심볼들은 다이버시티 이득을 획득하므로 주파수 선택적 채널 하에서 제안된 기술의 성능은 기존의 QPSK 성능보다 우수하며 DCM 방식에 비해서는 성능이 열화되며, 제안 기법은 QPSK와 DCM 기법의 정확히 중간 성능을 가지게 된다. 그러나 채널 부호화 적용시에는 인터리빙을 통해 다이버시티를 이미 충분히 얻을 수 있으므로 DCM 기법과 제안기법 그리고 QPSK 변조 기법의 성능차가 줄어들게 된다.

3. 제안 기법의 적용

제안 기법의 경우, 비트 및 심볼 오류율 측면에서는 기존의 DCM 변조 기법에 비해 성능이 떨어진다. 하지만 제안 기법의 경우 다른 변조 기법과 달리 Null 부반송파를 이용할 수 있는 장점이 있다. 특히, 가우시안 잡음의 전력 또는 간섭 전력을 측정하는 데 용이하다. 그러나 Null 부반송파의 위치를 심볼 검출 전에 인지할 수 없으므로 잡음 또는 간섭전력들을 측정하기 위해서는 채널 부호 복호 후 CRC (Cyclic Redundancy Check) 통과했을 경우에 Null 심볼이 위치하는 부반송

파를 이용하여 신호 대 잡음 간섭비를 측정하도록 한다. 그러므로 부반송파 개수가 N 일 경우 다음의 수식과 같이 잡음 간섭 전력 $\hat{\sigma}_N^2$ 을 얻을 수 있다.

$$\hat{\sigma}_N^2 = \frac{1}{N_S} \sum_{k \in S} |R(k)|^2. \quad (3)$$

이 수식에서 $R(k)$ 는 k 번째 부반송파의 수신 신호이며, 집합 S 는 N 개의 부반송파 중 Null 심볼을 가지는 부반송파 인덱스의 집합이다. 그리고 N_S 는 집합 S 의 총 원소의 개수이다. 제안 변조 기법은 심볼 전송을 위해 N 개의 부반송파 이용시 하나의 OFDM 심볼 전송시 평균적으로 $N/4$ 개의 부반송파에 Null 심볼을 전송하므로 부반송파의 개수의 의해 그 정확도가 좌우된다.

III. 실험

본 장에서는 다중 경로 상황에서 OFDM 시스템에 심볼 전송시, QPSK 변조 기법, DCM 기법과 제안 기법에 대해 성능을 비교, 분석한다. 부반송파의 개수는 1024개이며 보호구간의 길이는 OFDM 심볼 길이의 1/8이라 가정하였다. 각 경로의 채널은 레일리 분포를 가지며 각각의 채널 경로는 서로 독립적이고, 최대 시간 지연 확산은 보호구간의 길이보다 짧다.

그림 3 과 4는 제안 기술과 QPSK, DCM 기법에 채널 부호화를 수행하지 않았을 경우와 채널 부호화를 수행했을 경우에 대해 레일리 페이딩 다중 경로 채널 하

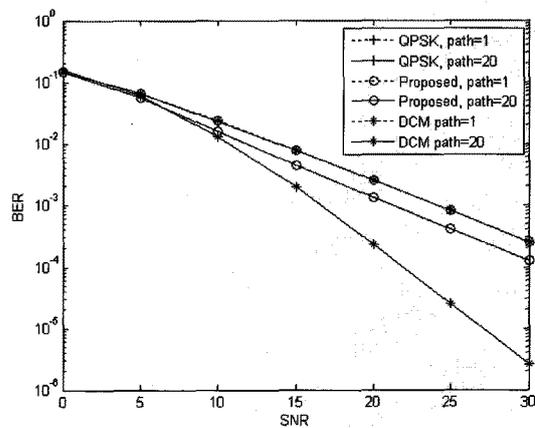


그림 3. 채널 부호화를 수행하지 않았을 경우 각각의 변조 방식에 대한 비트 오류율 비교.

Fig. 3. BER comparison for modulation schemes in uncoded OFDM systems.

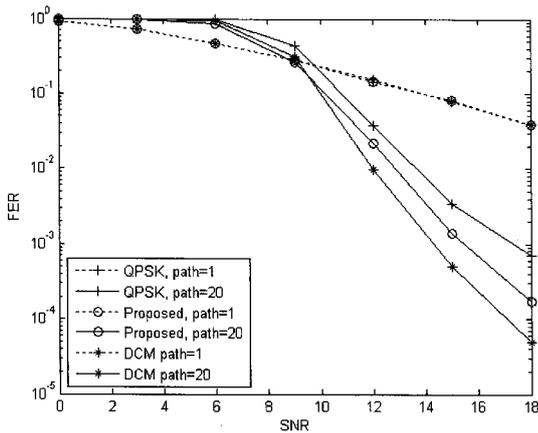


그림 4. 채널 부호화를 수행하였을 경우 각각의 변조 방식들에 대한 프레임 오류율 비교 (길쌈 부호 K=9, 부호율=0.5).

Fig. 4. FER comparison for modulation schemes in coded OFDM system (Convolutional Code K=9, Code rate=0.5).

에서의 실험 결과들이다. 일반적으로 채널의 경로 수가 많아질수록 주파수 영역에서의 주파수 선택적 특성의 강도가 높으며, 그러므로 주파수 다이버시티 이득이 크다. 그림 3에서는 채널 부호화 없이 심볼 전송시 제안 기술과 기존 QPSK 변조 기법에 대해 채널 경로 수에 따른 성능을 비교한 결과이다. 경로 수가 1인 경우에는 채널이 비-주파수 선택적이므로 다이버시티 획득이 불가능하고 따라서 모든 기법이 동일한 성능을 가졌으며, 경로 수가 20인 경우에는 모든 심볼의 경우에 대해서 다이버시티 이득을 얻는 DCM 기법이 성능이 가장 우수하였고, 그 다음으로 전체 경우 수 중 1/2 경우의 수에 대해 다이버시티 이득을 제안 기술이 성능이 우수하였다. 제안 기법의 비트 오류율은 DCM과 QPSK의 정확히 중간 성능을 가진다.

그림 4에서는 채널 부호화 과정을 수행 하였을 경우 대해 각각의 변조 기법에 대해 채널 경로 수에 따른 성능을 비교한 결과이다. 채널 부호는 최적 polynomial을 가지는 길쌈 부호 (K=9, 부호율:0.5)를 사용하였으며 블록 인터리버를 사용하여 기존 QPSK 기법에서도 주파수 다이버시티 획득이 보다 용이하게 하였다. 그림 4에서 볼 수 있듯이 채널 부호화를 수행하였을 경우에도 성능의 경향은 비슷하였다. 하지만 각 기법에 대한 성능 차는 매우 줄어들게 된다. 앞서와 비슷하게 경로 수가 1인 경우에 다이버시티 획득이 불가능하므로 모든 기법이 동일한 성능을 가진다. 또한 경로 수가 20인 경

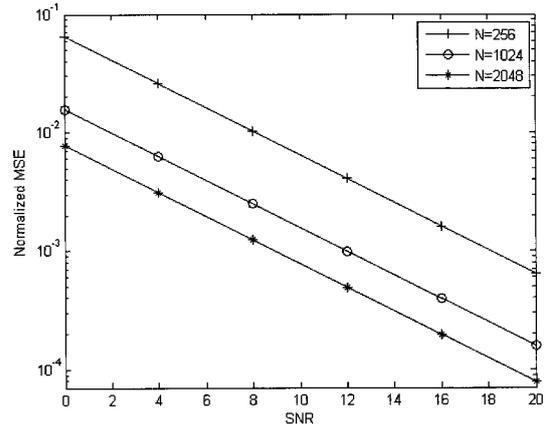


그림 5. 제안 변조 기법이 적용된 OFDM 시스템에서의 부반송파 개수에 따른 추정 잡음 전력에 대한 평균 제곱 오류치

Fig. 5. MSE of the noise power estimator corresponding to the number of subcarriers for proposed modulation scheme in OFDM systems.

우에 채널 부호화 과정을 수행하고 인터리빙을 하게 되면 QPSK 변조 기법의 경우에도 다이버시티 이득을 가지게 되며, 제안 기술 또한 다이버시티 이득을 얻지 못했던 나머지 8가지 경우의 심볼들에 대해서도 다이버시티 이득을 얻을 수 있게 된다. 일반적으로 다이버시티 이득의 경우, 차수 증가에 따른 성능 개선은 줄어들며 차수가 무한히 커지면 포화 상태에 이르게 된다. 그러므로 QPSK, DCM, 제안 기술의 성능차가 채널 부호화 수행 전 보다 줄어들게 된다.

그림 5에서는 제안 변조 기법의 전송시 부반송파의 개수에 따른 잡음 전력 추정값의 평균 제곱 오류치 (Mean Square Error : MSE) 에 대해 성능을 분석하였다. 그림 5에서 표기된 Normalized MSE는 다음을 의미한다.

$$E\left[\left(\frac{\hat{\sigma}_N^2 - \sigma_N^2}{\sigma_N^2}\right)^2\right]. \tag{4}$$

길쌈 부호 사용시 16비트의 CRC 부호를 삽입하여, OFDM 심볼 복호 후 Null 부반송파가 사용된 위치를 찾아내어 이를 이용해 잡음 전력을 추정하였다. 앞장에서 언급하였듯이 제안 기법의 경우, 통계적으로 잡음 전력을 추정하기 위해 필요로 하는 Null 부반송파의 개수는 $N/4$ 이므로 추정 성능은 N 에 비례하며, N 이 커질수록 추정 성능은 향상하게 된다. 실험 결과로부터 제안 기술 경우에는 추가적인 Null 부반송파 전송없이

잡음 전력 및 간섭 전력을 측정할 수 있으므로 효과적으로 데이터 전송 효율을 향상시킬 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서 제안된 기술은 주파수 선택적 채널 하에서 채널 상황이 다른 부반송파들에 할당되는 심볼들을 그룹화한 후 제안된 변조 기법을 통해 전송함으로써 다이버시티 획득을 가능하게 한다. 제안 기술은 OFDM 시스템에서 안테나 및 대역폭 추가 없이 다이버시티 획득이 가능하도록 한다. 또한 추가적인 Null 부반송파의 전송없이, 데이터 전송시 이용하는 Null 부반송파를 이용하여 신호 대 잡음비 또는 신호 대 간섭비를 측정할 수 있게 함으로서 데이터 전송효율을 높일 수 있다. 더불어 주파수 오프셋, 다중 기지국 환경에서의 간섭 완화에 적용할 수 있을 것으로 기대되며, 추후 이에 대해 연구하고자 한다.

참 고 문 헌

- [1] K. Fazel, S. Kaiser, "Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems: From OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMAX", 2nd Edition, John Wiley & Sons, 2008, ISBN 978-0-470-99821-2.
- [2] M. Morelli, C. C. J. Kuo, M. O. Pun "Synchronization Techniques for Orthogonal Frequency Division Multiple Access A Tutorial Review", *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 7, pp. 1394-1428 July 2007.
- [3] S. M. Alamouti, "Simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, vol 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [4] V. Tarokh, H. Jafarkhani, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, Jul. 1999.
- [5] V. Tarokh, N. Seshadri, A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance analysis and code construction", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744 - 765, Mar. 1998.
- [6] MultiBand OFDM Alliance (MBOA) Special Interest Group (SIG) /WiMedia Alliance, Inc. (WiMedia), "MultiBand OFDM Physical Layer Specification," Release 1.0, April 27, 2005.
- [7] R. Yang and R. S. Sherratt, "An Improved DCM Soft Demapper for the MB-OFDM UWB Platform Exploiting Channel State Information," *IEEE/IET Signal Processing for Wireless Comm.*, London, 6-8 June 2007.
- [8] Z. Wang, W. Li, L. G. Yeo, Y. Yan, Y. Ting and T. M, "A Technique for Demapping Dual Carrier Modulated UWB Signals with Improved performance," *Vehicular Technology Conference, 2005.*, vol. 1, pp. 38-42 Sept., 2005.

저 자 소 개



강 재 원(학생회원)
 2003년 연세대학교 기계전자
 공학부 학사졸업
 2005년 연세대학교 전기전자
 공학과 석사졸업
 2005년 3월~현재 연세대학교
 전기전자공학과 박사과정
 <주관심분야 : 이동통신, 채널 추정 기법,
 OFDM>



박 진 배(학생회원)
 2006년 연세대학교 기계전자
 공학부 학사졸업
 2008년 연세대학교 전기전자
 공학과 석사졸업
 2008년 3월~현재 연세대학교
 전기전자공학과 박사과정
 <주관심분야 : 협력통신, MU-MIMO, 무선자원
 관리>



황 해 광(학생회원)
 2005년 연세대학교 기계전자
 공학부 학사졸업
 2007년 연세대학교 전기전자
 공학과 석사졸업
 2007년 3월~현재 연세대학교
 전기전자공학과 박사과정
 <주관심분야 : 이동통신, 다중 안테나 시스템>



김 광 순(평생회원)
 1994년 한국과학기술원 전기 및
 전자공학과 학사졸업
 1996년 한국과학기술원 전기 및
 전자공학과 석사졸업
 1999년 한국과학기술원 전기 및
 전자공학과 (공학박사)
 1999년~2000년 Dept. ECE, UC San Diego,
 박사후연구원
 2000년~2004년 한국전자통신연구원 선임연구원
 2004년~2009년 연세대학교 전기전자공학부
 조교수
 2009년~현재 연세대학교 전기전자공학부 부교수
 2006년~현재 한국통신학회 논문지 편집위원
 한국통신학회, 대한전자공학회 평생회원,
 IEEE 준석학회원
 <주관심분야 : 이동통신, 변복조 방식, 다중 안테
 나 시스템, 채널부호, 계층간 최적화>