

# 다중밴드를 사용하는 MIMO-OFDM에 적합한 연산효율적 훈련심볼의 설계

준회원 김 병 찬\*, 정회원 전 태 현\*<sup>o</sup>, 정 민 호\*\*

## Computationally-Efficient Design of Training Symbol for Multi-Band MIMO-OFDM System

Byungchan Kim\* *Associate Member*, Taehyun Jeon\*<sup>o</sup>, Minho Cheong\*\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문은 MIMO-OFDM 시스템을 기반으로 한 Gbps급 차세대 무선전송 시스템에서 m-sequence를 이용하여 효율적으로 훈련심볼을 설계하는 방법을 제안한다. 계산량을 고려하지 않는 일반적인 훈련심볼 설계방법에는 랜덤한 시퀀스에 대하여 시스템 요구사항을 하나하나 비교해가며 모든 사항이 만족되었을 때 훈련심볼로 채택하는 방법이 존재한다. 본 논문에서는 상관관계 특성이 우수하여 대역확산 통신 방식 등에서 사용하는 m-sequence를 기반으로 제한된 탐색공간 내에서 효율적인 MIMO-OFDM 시스템을 위한 훈련심볼의 단계별 설계 및 검증방법을 논의한다. 제안된 방법은 패킷 기반 MIMO-OFDM 무선통신 시스템에서 자동이득제어, 타이밍 동기, 주파수 및 시간오프셋 추정, MIMO 채널추정 등을 포함한 시스템에서 요구하는 조건을 만족시키는 훈련심볼 설계를 목표로 한다.

**Key Words** : Preamble, Training-field, M-sequence, PAPR, MIMO-OFDM

### ABSTRACT

In this paper, an efficient training symbol design with m-sequence is proposed for the MIMO-OFDM based next generation wireless transmission system which supports gigabits per second data rate. In the traditional brute force method, the preamble design is based on the case by case comparison with the system requirements. This paper discusses a training symbol design methodology for the MIMO-OFDM system based on the m-sequence which has been widely used in the spread spectrum communication areas due to its good correlation characteristics. Also the step-by-step design and performance verification method within the limited search space is discussed. The proposed method targets the design of the training symbol which satisfies system requirements for the packet based MIMO-OFDM wireless communication system including automatic gain control(AGC), timing synchronization, frequency and sampling offset estimation, and MIMO channel estimation.

### I. 서 론

최근 가정 및 기업 혹은 핫스팟 환경에서 고속의

무선 데이터 전송에 대한 수요가 늘어감에 따라 수백 Mbps 및 Gbps급 이상의 데이터 전송속도를 지원할 수 있는 새로운 기술에 대한 연구개발 및 포

\*서울산업대학교 전기공학과 (bckim@snu.ac.kr), (thjeon@snu.ac.kr)<sup>o</sup>: 교신저자, \*\* 한국전자통신연구원 (minho@etri.re.kr)  
논문번호: KICS2008-03-131, 접수일자: 2008년 3월 17일, 최종논문접수일자: 2008년 4월 17일

준화 활동이 활발히 진행되고 있다<sup>[1],[2]</sup>. 한정된 주파수 및 시간 자원 내에서는 수백 Mbps급 이상의 데이터 전송속도를 지원하는 것이 어렵기 때문에 최근에는 송수신단에서 공간분할을 통하여 데이터 전송률의 증대를 목적으로 하거나 다이버시티 기술을 이용하여 데이터 전송의 신뢰도 혹은 커버리지를 높이기 위하여 MIMO(Multi Input Multi Output) 기술을 사용한다. MIMO 기술은 일반적으로 OFDM 방식과 함께 사용되는데 OFDM은 데이터를 병렬로 처리함으로써 고속의 데이터 스트림을 저속으로 분할하고 이를 부반송파를 사용하여 동시에 전송한다. 저속의 병렬 부반송파를 사용함으로써 심볼구간이 증가하며 이로 인하여 상대적인 심볼간 간섭(ISI, InterSymbol Interference)의 정도가 줄어들게 된다. 또한 OFDM 기법이 오류정정부호와 함께 결합될 경우, 주파수 선택적 페이딩에 대하여 강인한 시스템이 설계될 수 있다. 이러한 OFDM 시스템의 특징은, MIMO 시스템이 고속 전송 시 발생하는 심볼간의 간섭 및 주파수 선택적 페이딩에 대하여 약하다는 단점을 극복해주므로 MIMO 기술과 OFDM 방식이 일반적으로 함께 결합되어 사용된다.

본 논문에서는, 이러한 복수개의 다중안테나를 사용하는 OFDM 변조방식의 Gbps급 고속 무선전송 시스템에서 효율적인 훈련심볼을 설계하는 방법을 제안한다. 기존의 훈련심볼을 설계하는 방법에서는 훈련심볼 상의 PAPR을 줄이는 기술<sup>[3]</sup>과 심볼 동기 등의 최적화된 훈련심볼을 설계하는 방법<sup>[4]</sup> 등이 제안되었다. 그러나 위의 방법들은 편향적으로 하나의 요구사항에 대하여만 해결을 위해 노력한다. 제안된 기법은 다중밴드를 사용하는 MIMO-OFDM 시스템에서 제한된 탐색공간으로 PAPR(Peak to Average Power Ratio) 및 시퀀스의 자기 및 교차상관성을 이용한 타이밍 동기를 복합적으로 고려한다. 이 방법은 또한 다중밴드를 사용하는 모든 MIMO 시스템에서 적용이 가능하다. 일반적으로 OFDM 변조방식을 사용하는 시스템에서 부반송파의 수가 증가한다면 훈련심볼 제작을 위한 탐색공간은 그 수의 지수적으로 증가하게 되며, 주어진 탐색공간에서 얻은 모든 시퀀스를 대상으로 위에서 언급한 특성에 대한 검증이 요구되기 때문에 이것은 현재의 시뮬레이션 장비로서는 거의 불가능한 일이다. 본 논문에서는 기본적으로 자기상관특성 및 교차상관특성이 매우 우수한 m-sequence를 사용하며 소용되는 심볼의 탐색공간의 크기를 비약적으로 감소시켜 적은 연산량으로 효율적인 훈련심볼을 설

계하는 방법을 제안한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저, II절에서는 m-sequence의 생성방법 및 Gbps급 무선전송 시스템의 구조에 대하여 설명하고, III절에서는 m-sequence를 이용한 짧은 훈련심볼 및 긴 훈련심볼에 대한 효율적인 설계 방법에 대하여 논의한다. IV절에서는 생성한 훈련심볼의 성능검증을 위한 시뮬레이션 결과를 분석하고, 마지막으로 결론은 V절에서 논의된다.

## II. 시스템 구조 및 m-sequence 생성방법

본 절에서는 제안된 훈련심볼이 사용되는 Gbps급 무선전송 시스템의 구조 및 심볼 설계의 기본이 되는 m-sequence의 생성방법에 대해 설명한다. Gbps급의 전송률을 갖는 무선전송 시스템의 파라미터 설정은 아래의 내용을 기반으로 하였다. 일반적으로 전송률을 높이는 기법에는 주파수 대역폭 및 성상도 크기의 확장, 그리고 송수신 안테나의 수를 증가시키는 방법이 존재한다. 본 논문에서 고려하는 Gbps급 무선전송 시스템은 수백 Mbps급 무선LAN 표준인 IEEE 802.11n<sup>[5]</sup>을 확장한 개념을 사용한다. IEEE 802.11n과 Gbps급 무선 전송 시스템의 파라미터는 표 1과 같다. 시스템 설계시 어느 하나의 파라미터만을 편향적으로 확장하는 방법은 주파수 자원문제, 송수신단 구현문제, RF 구현기술의 한계, 부반송파간 간섭문제가 존재하므로 이들을 동시에 고려한 파라미터간 최적화가 필요하다. 성상도의 경우 현재 RF 시스템의 기술적인 한계를 고려하여 64QAM을 최대 성상도로 가정한다. 부반송파의 수는 256을 사용한다. 이 이상을 사용할 경우 부반송파 간격이 너무 좁아지게 되어 위상잡음 같은 간섭들에 대해서 강건하지 못하게 되어 시스템에서 요구하는 요구치를 만족시키기 어렵게 된다. 대역폭은, IEEE 802.11n에서 요구하는 40MHz 대역폭을 정수배로 확장하여 사용할 수 있는데, 만약 사용 주파수 대역을 5GHz UNII (Unlicensed National Information Infrastructure) 대역으로 가정할 경우 cell planning 을 위해서는 3~4 채널의 서로 다른 주파수 대역이 요구되며 주어진 UNII대역의 전체 550MHz를 함께 고려할 경우 채널 당 120MHz가 적정한 사용 가능 대역폭이 된다. 마지막으로 고려되어야 할 요소는 안테나의 개수이다. 현재 IEEE 802.11n에서는, 2개의 송신안테나, 128개의 부반송파, 반송파 당 최대 64QAM의 변조방식 및 채널 당 40MHz의 대역폭을 가정할 때 300Mbps정도의

표 1. IEEE 802.11n와 Gbps급 무선전송시스템을 위한 부반송파 매핑 규칙

Parameter	IEEE 802.11n	Gbps급 시스템	Unit
FFT Size	128	256	-
Sampling Frequency	40	40	MHz
Channel bandwidth	40	120	MHz
Subcarrier Spacing	312.5	156.25	KHz
OFDM Time	3.2	6.4	us
OFDM symbol duration	3.6	7.2	us
Pilot Subcarrier	4	4	-
Guard Subcarrier	11	21	-
DC Subcarrier	1	3	-
Data Subcarrier	112	228	-

데이터 전송률을 지원한다. 본 논문에서는 동일 주파수 대역폭(40MHz) 당 Gbps급 전송속도를 지원하는 시스템을 위하여, 반송파 당 최대 64QAM 변조방식과 함께 8개의 송신 안테나를 사용하는 시스템을 가정한다. 만약 3배 확장된 (120MHz) 대역폭을 사용할 경우 3Gbps급 데이터 전송속도를 지원하는 시스템을 설계할 수 있다. 이러한 시스템은 기존의 IEEE 802.11a/g 시스템에서 지원하는 50Mbps급 시스템에 비교하여서는 60배 정도의 전송률을 지원한다.

다음으로, 본 시스템에서 훈련심볼을 설계하기 위해 사용하는 m-sequence의 생성을 위한 블록 다이어그램이 그림 1에 나타나 있다<sup>[6]</sup>. 위에서 가정된 Gbps급 무선전송 시스템에서 40MHz당 할당되는 부반송파의 수가 256이며 실제 할당되는 부반송파의 수는 가드밴드 및 DC를 제외하면 이보다 작아지므로 긴 훈련심볼을 설계하기 위해 기반이 되는 m-sequence는 길이가 255인 시퀀스를 선택한다. 길이가 255인 m-sequence를 생성할 수 있는 다항식은 총 34가지가 존재한다<sup>[7],[8]</sup>. 그림 1은 이중 서론에서 언급한 4가지 특성들에 대하여 가장 우수한 성능을 나타내어 채택된 다항식  $x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$ 에 해당한다. 설계단계에서 고려되는 m-sequence는 기본적으로  $2^m - 1$ 의 길이를 갖게 된다. 여기서 m은 다항식의 차수를 의미하며, 본 시스템에서 짧은 훈련심볼은 31개의 데이터가 할당되며 긴 훈련심볼에서는 228개의 데이터가 할당되므로, 짧은 훈련심볼

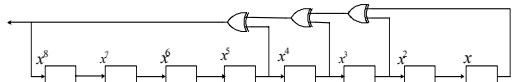


그림 1. 다항식이  $x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$ 인 m-sequence를 생성하기 위한 블록 다이어그램

에서는 5, 긴 훈련심볼에서는 8로 설정한다. 그림 1에서 볼 수 있듯이 긴 훈련심볼의 경우 m-sequence의 생성은 초기 레지스터 값은 전부 1로 설정한 후에,  $1, x^2, x^3$ 의 XOR 연산 결과값과,  $x^4$ 의 값을 XOR연산을 수행하여 출력으로 내보내고 또한 가장 왼쪽에 위치한 쉬프트 레지스터의 입력으로 넣어 주어서 우측으로 쉬프트 시키는 과정을 필요한 시퀀스의 길이만큼 반복하여 얻는다.

### III. m-sequence를 사용한 효율적인 훈련심볼의 설계

MIMO-OFDM을 사용하는 Gbps급 무선전송 시스템에서 훈련심볼은 신호 검출, 자동 이득조정, 심볼 동기 등을 위하여 사용되며 이러한 목적을 위하여 설계단계에서 요구되는 사항은 다음과 같다<sup>[5]</sup>.

- MIMO 채널추정이 가능한 구조
- 주파수 오프셋 추정을 위한 주기적 반복성
- 제한된 PAPR 특성
- 심볼동기를 위한 우수한 자기 및 교차 상관성

먼저, Gbps급 무선전송 시스템의 MIMO 채널추정을 위한 방법 중 하나는, 각 안테나별로 서로 다른 시간슬롯을 사용하여 MIMO 채널추정을 위한 긴 훈련심볼을 전송하는 것이다. 이 때, MIMO 채널추정을 위한 긴 훈련심볼의 안테나별 전송방법에는 크게 두 가지가 존재한다. 첫번째는, 각 시간슬롯에서 송신 안테나 하나로만 전송을 하는 방법이며, 이 경우 각 안테나별로 전송되는 훈련심볼은 송신전력을 송신안테나 개수만큼(본 시스템의 경우 8배) 증가하게 된다. 두번째는 첫번째 결과에 안테나 확산기법 및 순환지연 다이버시티를 적용하여 모든 안테나에서 모든 시간슬롯동안 훈련심볼이 전송되는 방법이다<sup>[5]</sup>. 첫 번째 방법을 사용할 경우 PAPR값에 대한 제한이 송신안테나 개수의 함수로 감소하기 때문에 설계시 유의하여야 한다.

훈련심볼을 설계하는 방법 중 랜덤 찾기를 통하여 훈련심볼을 찾을 경우 OFDM 변조방식을 사용하는 시스템에서 부반송파의 개수가 증가한다면 탐색공간은 그 개수에 지수적으로 증가하게 되며, 게다가 훈련심볼에서 요구되는 여러 가지 사항들을 동시에 맞추어 찾는 것은 더욱 힘든 문제가 된다. 본 논문에서는 훈련심볼을 설계하는 과정에서 상관관계 특성이 매우 우수하게 보장되는 m-sequence로

후보군을 제한하여 탐색공간을 줄이는 방법을 채택한다.

본 시스템에서 효율적인 훈련심볼을 얻기 위한 방법은 다음과 같다. 먼저, 긴 훈련심볼을 가정할 때, 길이가 255인 m-sequence는 (1)과 같이 주어진다.

$$mseq_A = [a_0, a_1, a_2, \dots, a_{255}] \quad (1)$$

위 시퀀스는 본 시스템의 부반송파 매핑 규칙에 의하여 순차적으로 228개의 데이터가 매핑된다. OFDM 변조방식을 사용하는 시스템에서, 실제 사용되는 시간영역의 훈련심볼을 얻기 위하여 IFFT 연산 수행 후 변환된 영역에서 PAPR이 증가할 수 있는데 이 경우 전송시 송신단에서 클리핑의 영향으로 데이터가 손실되기 때문에, PAPR의 크기를 반드시 감소시켜 주어야 한다. PAPR을 낮추기 위한 방법 중 첫번째는 m-sequence의 순환 이동이 있다. m-sequence는 순환이동을 수행하여도 기본적인 상관관계의 특성은 그대로 보존이 된다. 본 시스템에서 m-sequence의 순환이동은 아래 (2)의 과정을 따른다.

$$\begin{aligned} & \text{for } g = 1 : \text{length}(mseq_A) \\ & \quad mseq_A = [a_{(g+1:\text{length}(mseq_A))} \ a_{(1:g)}] \\ & \quad \text{end} \end{aligned} \quad (2)$$

여기서  $g$ 는 순환이동의 횟수를 나타내며 순환이동의 횟수는 시스템이 갖는 FFT의 크기에 의존한다. (2)와같이 순환이동을 함으로 인하여 FFT(Fast Fourier Transform) 연산의 버터플라이 입력이 바뀌게 되는데, 이로 인하여 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform) 출력단에서 PAPR이 감소하게 되는 효과를 얻을 수 있다. IFFT를 위한 과정은 (3)과 같다. 위와 같이 IFFT를 수행하게 되면 입력값의 순서에 의하여 PAPR의 결과값은 다르게 출력된다.

$$\begin{aligned} X(k_1 + 2k_2) &= \sum_{n_2=0}^{N/2-1} \sum_{n_1=0}^1 x\left(\frac{N}{2}n_1 + n_2\right) W_2^{n_1 k_1} W_N^{n_1 k_2} W_{N/2}^{n_2 k_2} \\ &= \sum_{n_2=0}^{N/2-1} B(n_2, k_1) W_N^{n_2 k_1} W_{N/2}^{n_2 k_2} \\ B(n_2, k_1) &= x(n_2) + (-1)^{k_1} x(n_2 + \frac{N}{2}) \end{aligned} \quad (3)$$

그러나 이 방법으로는 PAPR측면에서 다소 이득을 볼 수는 있지만 요구사항을 만족할 만큼 큰 이득을 얻을 수는 없다. 원하는 요구조건을 만족시키기 위

하여 사용하는 방법으로는, 40MHz를 기준으로 생성한 길이가 255인 시퀀스를 3개의 부대역(40MHz)에서 동일하게 사용하고, 120MHz의 총 대역 중 10~60MHz사이의 주파수 블록별로 위상변화를 준다. 이것은, PTS(Partial Transmit Sequence) PAPR 감소 기법을 활용한 것<sup>[9],[10]</sup>으로 PTS 기법이 시간영역에서 가중요소를 곱하는 반면, 본 시스템에서는 주파수 영역에서 가중요소를 적용하는 방법으로 응용한다. 동일한 시퀀스를 반복해서 사용하는 본 시스템의 특성상 주파수 블록별로 위상변화를 수행하면 IFFT를 위한 버터플라이 단계에서 동위상의 값이 지속적으로 더해지는 것을 피할 수 있기 때문에 PAPR의 수치를 크게 낮출 수 있다. PTS 방법을 활용한 PAPR 감소 기법은 다음과 같다. 부반송파 매핑 규칙에 맞추어 매핑된 시퀀스를  $X$ 라고 하고, 이를  $M$ 개의 부 블록으로 나누었을 때, 각 부 블록을  $S_m$ 이라고 하면,  $X$ 는 다음과 같다.

$$X = [S_0, S_1, S_2, \dots, S_M] \quad (4)$$

여기서,  $M$ 개의 부 블록은 서로 크기가 동일하다고 가정한다. PTS 기법의 목적은  $M$ 개의 블록에 적절한 위상변환을 통하여 PAPR을 감소시키는 것이 목적이며, 위상변환을 통한 부 블록은 다음과 같이 표현된다.

$$S'_m = b_m S_m \quad (5)$$

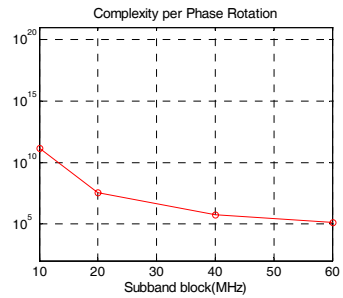
여기서,  $S_m$ 은 입력신호의 벡터이며,  $b_m$ 은 PAPR을 감소시키기 위한 위상 가중치,  $m$ 은 부 블록 인덱스를 의미한다. Gbps급 무선전송 시스템에서 확장된 결과의 시퀀스는 총 120MHz의 대역폭에서 10, 20, 40, 60MHz 단위로 위상변환과 시퀀스 자체의 순환이동을 사용하여 최적의 PAPR특성을 얻는다. 본 시스템에서의 위상변화는 설계시의 후보수를 줄이기 위하여 0, 90, 180, 270도의 위상변화만을 가정한다. 긴 훈련심볼 설계를 위한 랜덤탐색과 제한한 방법에 대한 계산량은 다음과 같다. 먼저, 랜덤 탐색의 경우의 계산량은  $2^{n \times \text{band}}$ 로 표현할 수 있다. 여기서  $n$ 은 사용하는 데이터 부반송파의 수이며,  $\text{band}$ 는 사용하는 부대역의 수이다. 본 시스템을 기준으로 랜덤 탐색을 할 경우 총 계산량은  $2^{232 \times 3}$ 로 나타낼 수 있다. 제한한 방법에 따른 계산량은 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$complexity = sequm \times length(seq) \times phase - rotate^{freq - blk} \quad (6)$$

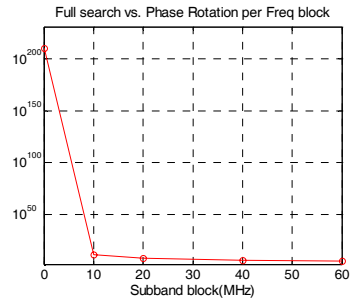
여기서,  $sequm$ 은 다항식의 수를 의미하며,  $length(seq)$ 은 시퀀스의 길이로서 가능한 순환확장의 수를 의미한다.  $phase - rotate^{freq - blk}$ 은 위상변환 및 주파수 블록수로서 위상변화의 조합의 주파수 블록수를 지수승으로 계산량을 표현한다. 위의 수식에 따른 랜덤 탐색과 제안한 방법과의 계산량 비교는 그림 2에 나타난다. 본 시스템에서는 20MHz의 위상변환만으로도 시스템 요구치를 충분히 만족시킬 수 있는데, 이 경우 모든 탐색의 경우와 비교하여 계산량은 매우 작아지게 되고 제한된 시간내의 시뮬레이션만으로도 시스템 요구사항에 맞는 훈련심볼의 설계가 가능해진다. 짧은 훈련심볼도 위와 마찬가지로의 과정을 따른다. 짧은 훈련심볼은 길이가 31인 m-sequence를 사용하며, 길이가 31인 m-sequence를 생성할 수 있는 다항식은 6개이다. 또한, 이 경우 순환확장의 경우의 수도 31로 줄어들게 되므로 짧은 훈련심볼의 계산량은 긴 훈련심볼에 비해서 더욱 감소하게 된다.

#### IV. 시뮬레이션 결과

본 절에서는 m-sequence를 사용하여 설계한 훈련심볼의 성능을 시뮬레이션을 통하여 검증한다. 훈련심볼의 설계는 긴 훈련심볼의 설계 및 짧은 훈련심볼의 설계방법이 기본적으로 같기 때문에 긴 훈련심볼 한가지의 경우에 대해서만 설명한다. 첫번째로, III절에서 언급한 길이가 255인 m-sequence의 다항식 중 하나를 선택한 후, 40MHz 부대역의 부반송파 매핑순서에 맞추어 232개의 데이터를 매핑한다. 두번째로, 10~60MHz 단위의 주파수 블록 별로 위상변화를 준 후, IFFT를 통하여 시간영역에서 PAPR의 성능을 확인한다. 이런 조합으로 시스템 요구사항을 만족하지 못할 경우 m-sequence를 한 샘플 순환이동한 결과를 가지고 위의 과정을 반복한다. 이에 따른 각 시퀀스, 위상조합, 순환이동에 대하여 최적의PAPR 성능 결과가 표 2와 표 3에 나타난다. 또한, 표 3의 다항식 1에 대하여 최적의 조합된 결과와 순수 m-sequence를 매핑한 상태에서의 IFFT 후 신호의 전력에 따른 PAPR 비교결과는 그림 3과 같다. 본 시스템에서 긴 훈련심볼 및 짧은 훈련심볼의 최종 PAPR 성능의 목표치는 5dB 미만으로 가정하며, 20MHz 단위의 위상변화에서



(a) 주파수 블록별 위상변환에 따른 계산량



(b) 모든 탐색 공간을 고려한 계산량 비교 vs. 주파수 블록별 위상 변환.

그림 2. 긴 훈련심볼 생성을 위한 계산량 비교

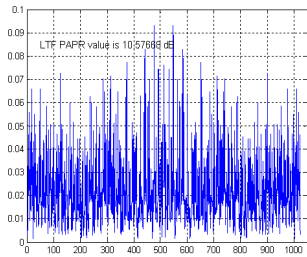
시스템의 요구사항을 만족하므로 탐색공간을 20MHz 단위로 제한하였다. 또한, 심볼 동기의 성능은 RMS(Root Mean Square) 다중경로 지연확산 값이 100ns인 채널환경에서 SNR (Signal to Noise Ratio)이 10dB일 때, OFDM 심볼의 순환확장 구간 내에서 동기를 이룰 확률이 10<sup>-4</sup>인 것을 설계 요구사항으로 가정한다. 시스템에서 사용할 시퀀스의 선정 조건은 다음을 따른다. m-sequence의 상관관계 특성은 255개의 데이터를 전체를 사용할 때 최대가 된다. 그러나 Gbps 급 무선전송 시스템에서는 보호구간 및 DC 부반송파의 삽입으로 시퀀스를 최대로 사용하지 못하며, 긴 훈련심볼의 경우에는 255개중 232개의 데이터를, 짧은 훈련심볼의 경우에는 31개 중 28개를 사용하게 된다. 그러므로 상관관계의 특성이 시퀀스 전체를 사용하는 것에는 미치지 못하지만 그 특성이 대부분 유지가 된다. 또한, 각 시퀀스 별로 위상변환 및 순환이동에 따라서 특성이 차이가 나기 때문에 PAPR 성능이 시스템의 요구사항을 만족시키면서 타이밍 동기 성능이 그 중 가장 우수한 시퀀스를 채택한다. 표 2와 표 3에 나타난 결과와 같이 긴 훈련심볼의 경우에는 표 3의 다항식 1, 2와 짧은 훈련심볼에서는 표 2의 다항식 1, 2의 PAPR 성능이 가장 우수하게 나타난다. 그 중

표 2. 짧은 훈련심볼의 순환확장 및 위상조합에 따른 PAPR 성능결과.

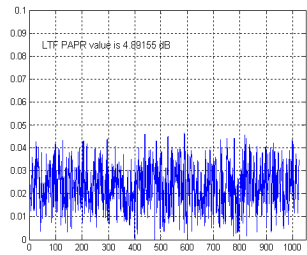
seq.num	Polynomial	Optimum Circular shift	Optimum Phase Rotation	PAPR (dB)
1	$x^5 + x^3 + 1$	6	[1 1 j -1 j j]	3.42
2	$x^5 + x^3 + x^2 + x + 1$	23	[1 1 -j 1 j j]	3.42
3	$x^5 + x^2 + 1$	6	[-1 j 1 j j 1]	3.71
4	$x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$	23	[1 j j 1 j -1]	3.71
5	$x^5 + x^4 + x^3 + x + 1$	1	[1 1 j -1 j j]	3.76
6	$x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$	28	[1 1 j 1 -j -j]	3.76

표 3. 긴 훈련심볼의 순환확장 및 위상조합에 따른 PAPR 성능결과.

seq.num	Polynomial	Optimum Circular shift	Optimum Phase Rotation	PAPR (dB)
1	$x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$	203	[1 -j -j 1 j -1]	4.89
2	$x^8 + x^6 + x^5 + x^4 + 1$	42	[1 j -1 j j -1]	4.89
3	$x^8 + x^6 + x^5 + x + 1$	7	[1 -j -j 1 j -1]	5.01
4	$x^8 + x^7 + x^3 + x^2 + 1$	238	[-1 -j 1 -j -j 1]	5.01
5	$x^8 + x^9 + x^3 + x^2 + 1$	49	[1 j -1 -1 j -1]	5.07
6	$x^8 + x^6 + x^5 + x^3 + 1$	196	[1 j -1 -1 j -1]	5.07
7	$x^8 + x^7 + x^6 + x^3 + x^2 + x + 1$	29	[1 1 j 1 -1 -1]	5.08
8	$x^8 + x^7 + x^6 + x^5 + x^2 + x + 1$	216	[1 1 j -1 j j]	5.08
9	$x^8 + x^7 + x^5 + x^3 + 1$	58	[-1 -j -1 1 1 -j]	5.13
10	$x^8 + x^5 + x^3 + x + 1$	187	[1 -j -j j 1 j]	5.13



(a) 순수 m-sequence를 매핑한 후의 PAPR 결과



(b) 최적의 조합에 따른 PAPR 결과

그림 3. 긴 훈련심볼을 위한 PAPR 결과 비교

긴 훈련심볼은 심볼 동기 성능 검증이 가장 우수한 표 3의 다항식 1에 해당하는 시퀀스를 사용하고, 짧은 훈련심볼의 경우에는 표 2의 다항식 1을 채택한다.

두 종류의 훈련심볼이 연이어 전송되는 Gbps급 무선전송 시스템에서 심볼 동기 방법 중의 하나에서는 짧은 훈련심볼의 CP(Cyclic Prefix)와 긴 훈련심볼의 CP가 슬라이딩 윈도우로서 훈련심볼 구간에서 상관관계를 구하며 긴 훈련심볼의 상관관계 값을 짧은 훈련심볼의 마지막 상관관계의 피크값으로 기대되는 지점으로 이동하여 짧은 훈련심볼의 상관관계 값과 긴 훈련심볼의 상관관계 값의 곱을 이용하여 타이밍 동기를 구하는 기법을 사용한다<sup>[11]</sup>. 짧은 훈련심볼과 긴 훈련심볼의 곱을 이용하여 타이밍 동기를 구하기 때문에 선택된 시퀀스에 대하여 자기 상관관계와 긴 훈련심볼, 짧은훈련심볼간의 교차상관관계의 특성을 확인하는 것은 필수적이다. 찾아낸 시퀀스를 바탕으로 긴 훈련심볼, 짧은 훈련심볼 각각의 자기상관관계 및 서로간의 교차상관관계 특성은 그림 4, 5 및 6과 같다. Gbps급 무선전송 시스템은 총 120MHz 대역을 40MHz의 부대역 3개로 나누어서 사용하며 수신 디지털 전처리단에서 각 40MHz대역으로 나누어서 신호를 처리함을 가정하기 때문에 심볼 동기도 120MHz전체가 아닌 40MHz씩 나누어서 처리함을 가정한다. 그러므로 하부, 중앙, 상부 3개의 대역 각각의 상관관계 특성을 확인해야 한다. 그림 4, 5, 및 6에서 볼 수 있듯이 상관관계 특성은 우수하게 나타난다. 또한, 그림

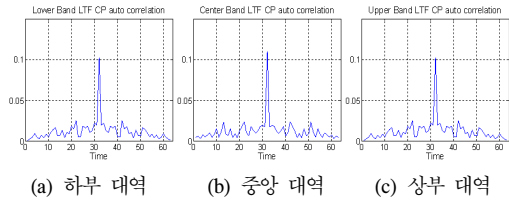


그림 4. 긴 훈련심볼의 자기 상관관계 특성.

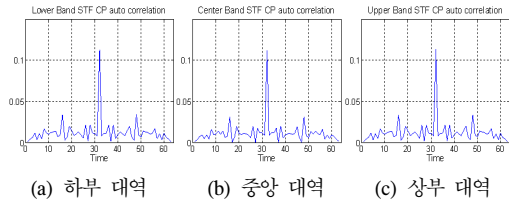


그림 5. 짧은 훈련심볼의 자기 상관관계 특성.

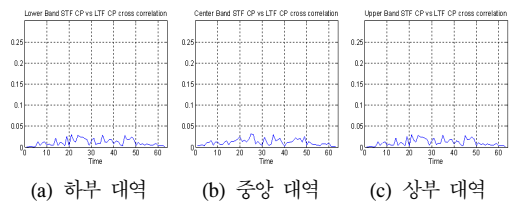


그림 6. 긴 훈련심볼과 짧은 훈련심볼간의 교차상관관계 특성.

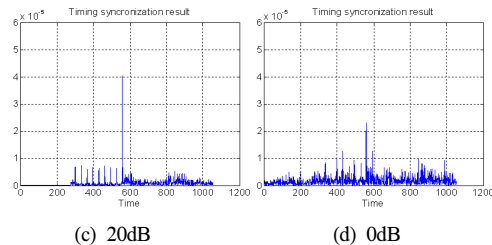


그림 7. RMS 지연 확산이 100ns일 때 심볼 동기 성능.

4~6에서 나타난 상관관계의 결과를 기반으로 RMS 지연 확산이 100ns이고 0dB, 20dB의 SNR에서 타이밍 동기의 결과는 그림 7과 같다. 결과 그림에 나타난 최고 피크값은 패킷동기의 기준 시간으로 사용되며 SNR이 낮은 상황에서도 다른 주변 피크 값과 차별되어 나타남을 볼 수 있다<sup>[11]</sup>. 마지막으로 SNR에 따른 심볼 동기의 성능 분석을 위한 시뮬레이션 결과는 그림 8와 같다. 다중경로 페이딩 채널 환경하에서는 채널의 영향으로 인하여 상관관계의 피크값이 원래 심볼의 시작점을 기준으로 이동하게 된다. 그러나 OFDM 시스템에서는 CP라는 보호구간을 갖기 때문에 CP구간내에 심볼 동기를 이루게 된다면 성능을 보장받을 수 있다.

본 Gbps급 무선전송 시스템에서 CP는 32 샘플

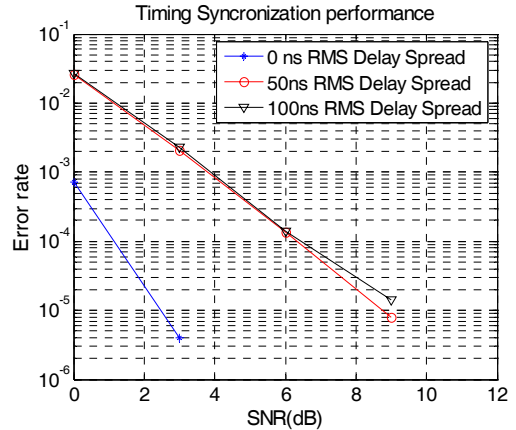


그림 8. 다중경로 채널에서의 심볼 동기 성능 결과.

임을 가정한다. 그림 8에서는 다중경로채널의 지연 확산의 정도에 따라 CP 구간내에 심볼 동기에 실패할 확률을 비교하였는데, 다중경로 페이딩 환경하에서 CP 구간내에 심볼 동기를 달성하지 못할 확률은 SNR = 10dB 까지는  $10^{-4}$  미만이다.

## V. 결론

본 논문에서는 패킷 단위의 고속 무선 통신 시스템에서 필수적으로 사용되는 훈련심볼을 효율적으로 설계할 수 있는 방법을 제안하였다. 또한 Gbps급 시스템에 적용한 설계단계별 방법을 관련 시뮬레이션 결과와 함께 논하였다. 훈련심볼을 설계함에 있어서, 한가지 특성만을 편향적으로 해결하려 하는 종래의 방법 및 랜덤탐색을 통한 비효율적인 설계방식 대신에 상관관계 특성이 보장되는 m-sequence를 사용하여 탐색공간을 비약적으로 줄이면서 m-sequence의 순환 이동과 주파수 블록별 위상변화의 조합으로 PAPR 및 타이밍 동기 등 시스템에서 요구하는 특성을 복합적으로 만족시키는 방법에 대하여 설명하였다. 시뮬레이션 결과를 통하여 40MHz 대역에서 256개의 부반송파를 사용하는 본 Gbps급 시스템에서 m-sequence를 이용하여 훈련심볼을 제작할 때에  $x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$ 의 시퀀스와  $x^5 + x^3 + 1$ 의 시퀀스가 최적이라는 것을 확인하였다. 이 방법의 다른 장점은 다중밴드를 사용하는 MIMO-OFDM 변조방식을 사용하는 모든 시스템에 적용이 가능하다는 점과 대역폭이 넓은 시스템의 경우 길이가 짧은 하나의 시퀀스를 반복적으로 사용하여 간단하게 PAPR 특성 및 타이밍 동기 성능을 만족하는 훈련심볼을 제작할 수 있다는 점이다.



참 고 문 헌

- [1] G. Fettweis, "System Concept for 1 Gbit/s and Beyond," *Tutorial IEEE 802 Plenary*, Vancouver, November, 2005.
- [2] K. Higuchi, H. Kawai, N. Maeda, and M. Sawahashi, "Adaptive Selection of Surviving Symbol Replica Candidates Based on Maximum Reliability in QRM-MLD for OFCDM MIMO Multiplexing," *IEEE Globecom*, Dec. 2004.
- [3] M. Driberg, Y. Kuan Min and V. Jeoti, "Low PAPR Preamble for IEEE 802.16a OFDM System," *IEEE ICN*, Nov. 2005
- [4] A. Shaw, S. Srivastava, "A Novel preamble structure for robust timing synchronization in OFDM system," *TENCON 2007*, Nov. 2007
- [5] IEEE 802.11n/D3.0, Wireless LAN Medium MAC and PHY Spec, Standard, *IEEE*, 2007
- [6] R. McEliece, "Finite Fields for Computer Scientists and Engineers," *Kluwer*, 1987.
- [7] S. B. Wicker, "Error Control System for Digital Communication and Storage," *Prentice Hall*, 1995.
- [8] S. Lin and D. Costello Jr. "Error Control Coding: Fundamentals and Applications," *Prentice Hall*, 1983.
- [9] S. H. Muller and J. B. Huber, "OFDM with Reduce Peak-to-Average Power Ratio by Optimum Combination of Partial Transmit Sequences," *Electron. Lett.* Vol.33, No.5, pp.368 - 369, Feb. 1997.
- [10] L. J. Cimini, Jr. and N. R. Sollenberger, "Peak-to-Average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal Using Partial Transmit Sequences," *IEEE Trans. on Comm., Lett.* Vol.4, No.3, pp86-88, March 2000.
- [11] 전태현, 유희정, 김명순, 최은영, 이석규, 류득수, "심벌 동기 검출 방법 및 그 장치," 10-0702456, 대한민국특허청, 2007.

김 병 찬 (Byungchan Kim)

준회원



2006년 서경대학교 전자공학 학사  
2006년~현재 서울산업대학교 전  
기공학과 석사과정

<관심분야> OFDM, MIMO-OFDM, 디지털 통신,  
Gigabit 무선전송시스템

전 태 현 (Taehyun Jeon)

정회원



1989년 연세대학교 전기공학 학사  
1993년 U. of Minnesota, MS in  
Electrical Eng.  
1997년 U. of Minnesota, Ph.D.  
in Electrical Eng.  
1997년~1998년 Motorola, San  
Jose, Staff Engineer

1998년~2001년 Texas Instruments, San Jose, Member  
of Technical Staff  
2002년~2005년 한국전자통신연구원 선임연구원  
2005년~현재 서울산업대학교 전기공학과 교수  
<관심분야> OFDM, MIMO-OFDM, 디지털 통신,  
Gigabit 무선전송시스템

정 민 호 (Minho Cheong)

정회원



1995년 서울대학교 전자공학 학사  
1997년 서울대학교 전기공학 석사  
2004년 서울대학교 전기공학 박사  
2004~2008년 ETRI, Senior  
Member of Technical Staff

<관심분야> OFDM, MIMO-OFDM, 디지털 통신,  
Gigabit 무선전송시스템