

논문 2016-53-6-2

위상 신호에 대한 부가 정보가 없는 SLM 기반 OFDM 시스템을 위한 동기식 위상 신호 검출 방식

(A Coherent Phase Sequence Detection Scheme for
SLM-based OFDM Systems without Side Information)

류 창 수*, 주 정 석**

(Chang Su Ryu and Jung Suk Joo[©])

요 약

OFDM 시스템을 위한 PAPR (peak-to-average power ratio) 저감 기법 중 하나인 SLM (selective mapping) 방식은 구현이 간단하고 전송 신호에 왜곡이 생기지 않는 매우 유용한 PAPR 저감 기법이다. 본 논문에서는 위상 신호에 대한 부가 정보 (side information)를 전송하지 않는 SLM 기반 OFDM 시스템에 적용 가능한 동기식 위상 신호 검출 방식을 제시하고자 한다. 우선 동기식 합(coherent summation)에 기반하여 위상 신호를 검출할 수 있도록 하기 위해, 위상 신호의 일부를 직교 부호로 대체시키는 새로운 위상 신호 설계 방법을 제안한다. 또한 새로이 제안된 위상 신호에 기초하여 부가 정보가 필요 없는 동기식 위상 신호 검출 기준(detection criterion)을 제안한다. 컴퓨터 모의실험을 통해, 제안된 방식이 SLM 기반 OFDM 시스템에서 정상적으로 동작함을 보이고, 위상 신호 검출에 사용되는 부반송파 간 채널의 변화가 적은 환경에서 기존 방식보다 위상 신호 검출 성능이 우수함을 보이고자 한다.

Abstract

In this paper, we consider selective mapping (SLM) based OFDM systems without side information, where SLM is one of the promising peak-to-average power ratio (PAPR) reduction techniques due to its simplicity and no distortion in the transmitted signal. First, we construct a new phase sequence where a part of phase sequence is replaced by an orthogonal sequence. Based on the proposed phase sequence, we propose a new scheme for detecting coherently the index of the phase sequence used in transmitter without side information. Computer simulation shows that the proposed detection scheme performs well in SLM-based OFDM systems, and specifically outperforms the existing ones when channel variation is relatively small between sub-carriers used in phase sequence detection.

Keywords : OFDM, selective mapping (SLM), phase sequence design, coherent detection

I. 서 론

OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 시스템은 주파수 선택적 페이딩 환경에 강한 특징이 있어 광대역 무선 통신에 많이 사용되고 있다. 그러나 많은 반송파 신호들이 시간 영역에서 합쳐져서 만들어지

는 OFDM 신호는 상대적으로 PAPR (peak-to-average power ratio)이 커지는 단점이 있다. 이와 같은 단점을 보완하기 위해 PAPR 저감 기법에 대한 연구가 활발히 진행되어 오고 있다^[1-4]. 이들 PAPR 저감 기법들 중에서도 구현이 간단하고 전송 신호에 왜곡이 생기지 않는 다중 시그널링(multiple signaling) 방식이 자주 고려된다. 대표적인 다중 시그널링 방식으로는 SLM (selective mapping) 방식과 PTS (partial transmit sequence) 방식이 있다.

다중 시그널링에 기반한 PAPR 저감 기법이란 U 개의 위상 신호(phase sequence)로 구성된 위상 신호 집합(phase sequence set)을 정해 놓은 다음, 원래 전송하

* 학생회원, ** 정회원, 한국외국어대학교 전자공학과 (Hankuk University of Foreign Studies)

© Corresponding Author (E-mail: jjs@hufs.ac.kr)

※ 본 연구는 2015학년도 한국외국어대학교 교내 학술 연구비의 지원으로 이루어진 것이다.

Received : January 7, 2016 Revised : May 23, 2016

Accepted : May 30, 2016

고자 하는 OFDM 심볼에 각각의 위상 신호를 곱하여 U 개의 후보 신호(candidate signal)를 만들고, 이 중 PAPR이 가장 작은 후보 신호를 선택하여 전송하는 방식이다. 참고로, OFDM 시스템의 전송단에서 N -point IFFT (N -point inverse fast Fourier Transform)를 수행하기 이전 신호에 위상 신호를 곱하는 방식이 SLM 방식이며, IFFT를 수행하기 이전 신호를 여러 개의 부분블럭(sub-block)으로 나눈 다음 각각의 부분블럭에 대해 IFFT를 수행한 결과 신호에 위상 신호를 곱하는 방식이 PTS 방식이다^[1-2].

다중 시그널링 방식을 사용할 경우, 여러 개의 위상 신호 중 실제로 전송단에서 사용한 위상 신호의 인덱스 값을 수신단에 알려줘야 한다. 이 인덱스 값에 대한 정보를 다중 시그널링 방식의 부가 정보(side information)라고 하며, 이 부가 정보를 특정 부반송파(sub-carrier)에 실어 직접 전송하게 되면 OFDM 시스템의 주파수 효율성이 나빠지는 단점이 있다. 이와 같은 단점을 보완하기 위해, 수신단에서 부가 정보 없이 전송단에 사용된 위상 신호의 인덱스 값을 찾아내는 방식이 제안되어 왔다^[3-4].

본 논문에서는 SLM 기반 OFDM 시스템을 고려하며, 위상 신호에 대한 부가 정보 없이 전송단에서 사용한 위상 신호를 찾는 새로운 동기식 위상 신호 검출 방식을 제안한다. 우선 동기식 합(coherent summation)에 기반하여 위상 신호 인덱스 값을 검출할 수 있도록 하기 위해, 위상 신호 검출에 사용되는 파일럿 부반송파에는 직교 부호(orthogonal sequence)를 적용하는 새로운 위상 신호 설계 방법을 제안한다. 또한 수신 신호와 직교 부호들 간의 동기식 상관값(coherent correlation value)에 기반하여 전송단에서 사용된 위상 신호를 검출하는 동기식 위상 신호 검출 기준(detection criterion)을 제안한다. 컴퓨터 모의실험을 통해, 제안된 방식이 SLM 기반 OFDM 시스템에서 정상적으로 동작할 수 있음을 보이고, 직교 부호가 적용된 파일럿 부반송파 사이의 채널 변화가 적은 환경에서 기존 방식의 위상 신호 검출 성능을 향상시킬 수 있음을 보이고자 한다.

II. SLM 기반 OFDM 시스템

SLM 기반 OFDM 시스템은 U 개의 위상 신호로 구성된 위상 신호 집합을 정해 놓은 다음, 원래 전송하고자 하는 OFDM 심볼에 각각의 위상 신호를 곱하여 U 개의 후보 신호를 만들고, 이 중 PAPR이 가장 작은 후

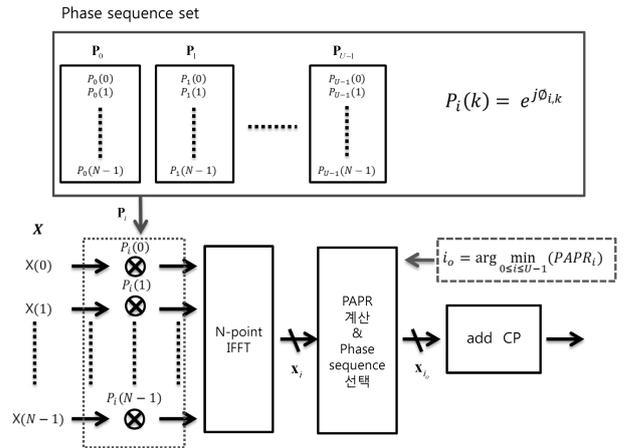


그림 1. SLM 기반 OFDM 시스템의 전송단 구조

Fig. 1. Block diagram of the SLM-based OFDM system (transmitter side).

보 신호를 선택하여 전송하는 방식이다. 전체 부반송파의 개수가 N 인 SLM 기반 OFDM 시스템의 전송단 구조는 그림 1과 같다.

길이가 N 이고 각 성분 값의 크기는 1인 U 개의 위상 신호를 정의하며, 정해진 위상 신호는 전송단과 수신단이 모두 알고 있다고 가정한다. 즉, i 번째 위상 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{P}_i = [P_i(0) P_i(1) \cdots P_i(N-1)]^T \quad (1)$$

식 (1)에서 $P_i(k) = e^{j\theta_{i,k}}$ ($i = 0, 1, \dots, U-1, k = 0, 1, \dots, N-1$) 이다. i 번째 위상 신호를 OFDM 심볼, $\mathbf{X} = [X(0) X(1) \cdots X(N-1)]^T$ 와 동일 위치의 성분끼리 곱한 다음 IFFT를 수행하면 i 번째 후보 신호, $\mathbf{x}_i = [x_i(0) x_i(1) \cdots x_i(N-1)]^T$ 를 얻을 수 있으며, \mathbf{x}_i 에 대해 PAPR은 다음과 같이 계산된다.

$$PAPR_i = \frac{\max_{0 \leq n \leq N-1} [|x_i(n)|^2]}{E[|x_i(n)|^2]} \quad (2)$$

동일한 방법으로 U 개의 위상 신호 각각에 대해 PAPR 값, $\{PAPR_i, i = 0, 1, \dots, U-1\}$ 을 계산하고, 이 중 PAPR 값이 가장 작은 위상 신호를 선택한다. 즉, 선택되는 위상 신호의 인덱스 값, i_0 는 다음과 같다.

$$i_0 = \arg \min_{0 \leq i \leq U-1} [PAPR_i] \quad (3)$$

최종적으로, 선택된 i_o 에 해당되는 후보 신호 \mathbf{x}_{i_o} 를 전송한다. 이와 같은 과정이 매 OFDM 심볼마다 반복된다.

따라서 OFDM 심볼마다 적용되는 위상 신호의 인덱스 값은 변하게 되며, 수신단에서는 OFDM 심볼 각각에 대해 전송단에서 사용한 위상 신호를 알아야 올바른 데이터 검출이 가능하다.

III. 부가 정보가 없는 SLM 기반 OFDM 시스템에서 위상 신호 검출

본 논문에서는 위상 신호에 대한 부가 정보를 추가로 보내주지 않는 SLM 기반의 OFDM 시스템을 고려한다. 따라서 수신된 OFDM 심볼에 적용된 위상 신호의 인덱스 값을 수신단에서 부가 정보 없이 찾아내야 하며, 이 과정을 위상 신호 검출이라 한다.

수신단에서 N-point FFT를 거친 출력 신호는 다음과 같이 표현된다^[4].

$$Y(k) = H(k)P_{i_o}(k)X(k) + \Lambda(k) \quad (4)$$

위 식에서 k ($k = 0, 1, \dots, N-1$)는 OFDM 시스템의 부반송파 인덱스이며, $H(k)$ 는 k 번째 부반송파가 겪는 채널 응답(channel response)이다. $P_{i_o}(k)$ 는 전송단에서 k 번째 부반송파에 적용한 위상 신호 값을 나타내며, $X(k)$ 는 k 번째 부반송파에 실린 데이터 값을 나타낸다. 또한 $\Lambda(k)$ 는 k 번째 부반송파에 대한 백색 가산성 가우시안 잡음(additive white Gaussian noise: AWGN)을 나타낸다.

설명의 편의를 위하여, 실제 정보 데이터가 실리는 데이터 부반송파의 인덱스 집합을 I_d 로 정의하고, 채널 추정 등을 위해 보내 주는 파일럿 데이터가 실리는 파일럿 부반송파의 인덱스 집합을 I_p 로 정의하기로 한다.

3.1 ML 기반의 검출 방식^[3]

전송단에서 사용한 위상 신호의 인덱스 값, i_o 를 수신단에서 알고 있는 경우, 위상 신호의 영향을 없애는 과정은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Y(k)P_{i_o}^*(k) &= H(k)|P_{i_o}(k)|^2X(k) + \Lambda(k)P_{i_o}^*(k) \\ &= H(k)X(k) + \bar{\Lambda}(k) \end{aligned} \quad (5)$$

참고로 위상 신호는 크기가 1인 상수 값이므로, 식 (5)의 $\bar{\Lambda}(k)$ 도 $\Lambda(k)$ 와 분산이 동일한 백색 가산성 가우시안 잡음이 된다.

ML (maximum likelihood) 방식은 식 (5)에 기반하여 i_o 값을 추정한다. 우선 파일럿 부반송파에 실려 오는 파일럿 데이터를 사용하여 채널 응답에 대한 추정치, $\hat{H}(k)$ 를 얻는다. 가능한 U 개의 위상 신호 각각에 대해, $Y(k)P_{i_o}^*(k)$ ($k \in I_d$)를 계산하고, 이 값과 식 (5)의 $Y(k)P_{i_o}^*(k)$ 에 대한 추정치, $\hat{H}(k)\hat{X}(k)$ 와의 차이가 가장 작아지는 위상 신호의 인덱스 값을 i_o 값으로 선택한다. 이 때 $\hat{X}(k)$ ($k \in I_d$)로는 가능한 모든 데이터 심볼 값을 고려한다. 즉, ML 방식에 의한 위상 신호 인덱스 검출은 다음과 같다.

$$\hat{i}_o = \underset{0 \leq i \leq U-1}{\arg \min} \left[\sum_{k \in I_d} \min_{\hat{X}(k) \in Q} |Y(k)P_i^*(k) - \hat{H}(k)\hat{X}(k)|^2 \right] \quad (6)$$

여기서 Q 는 데이터 부반송파에 실릴 수 있는 가능한 모든 데이터 심볼 값의 집합을 나타내며, Q 는 사용되는 디지털 변조 방식에 따라 정해진다.

3.2 파일럿 부반송파만을 이용한 검출 방식^[4]

우선 약속된 값의 파일럿 데이터가 실려 있는 파일럿 부반송파를 채널 응답 추정에 사용할 것과 위상 신호 검출에 사용할 것으로 나눈다. 편의상, 채널 응답 추정에 사용할 파일럿 부반송파의 인덱스 집합을 $I_{p,1}$ 라 하고, 위상 신호 검출에 사용할 파일럿 부반송파의 인덱스 집합을 $I_{p,2}$ 라 하자($I_p = I_{p,1} \cup I_{p,2}$).

전송단에서는 $I_{p,2}$ 에 해당되는 파일럿 부반송파에는 파일럿 데이터에 위상 신호를 정상적으로 곱해서 전송하고, $I_{p,1}$ 에 해당되는 파일럿 부반송파에는 수신단에서의 채널 추정을 위해 파일럿 데이터에 위상 신호를 곱하지 않고 전송한다(논문^[4]의 식 (6) 참고).

논문^[4]의 방식도 식 (6)에 기초하여 위상 신호의 인덱스를 검출한다. 다만, ML 방식과의 차이점은 $I_{p,1}$ 에 해당되는 파일럿 부반송파만을 이용하여 채널 응답의 추정치 $\hat{H}(k)$ 를 얻고, $I_{p,2}$ 에 해당되는 부반송파만을 식 (6)에 적용한다는 점이다. 논문^[4]의 위상 신호 인덱스 검출 방식을 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\hat{i}_o = \arg \min_{0 \leq i \leq U-1} \left[\sum_{k \in I_{p,2}} |Y(k)P_i^*(k) - \hat{H}(k)X(k)|^2 \right] \quad (7)$$

여기서 $\{X(k), k \in I_{p,2}\}$ 는 위상 신호 검출에 사용되는 파일럿 부반송파에 실려 오는 알고 있는 값의 파일럿 데이터를 의미한다.

IV. 제안하는 위상 신호 검출 방식

제안하는 방식에서도 논문^[4]의 방식과 동일하게, $I_{p,1}$ 에 속하는 파일럿 부반송파를 사용하여 채널 응답을 추정하며, $I_{p,2}$ 에 속하는 파일럿 부반송파를 사용하여 위상 신호를 검출한다.

4.1 위상 신호 설계

$I_{p,2}$ 에 속하는 부반송파의 개수를 M 이라고 할 경우, 길이가 M 인 U 개의 직교 부호, $\{Q_i, i = 0, 1, \dots, U-1\}$ 를 아래와 같이 정의한다.

$$Q_i = [Q_i(0) \ Q_i(1) \ \dots \ Q_i(M-1)]^T$$

$$\text{with } \sum_{m=0}^{M-1} Q_i(m)Q_j^*(m) = \begin{cases} M, & \text{if } i=j \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (8)$$

직교 부호도 위상 신호와 동일하게 각 항의 크기는 항상 1이 되도록 한다($|Q_i(m)| = 1$, for all i and m). M 값이 2의 거듭 제곱(power of two)인 경우는 직교 부호로 왈시 부호(Walsh code)를 사용할 수 있으며, M 값이 2의 거듭 제곱이 아니고 U 개의 직교 부호를 찾기 힘든 경우에는 부호 간의 상관값이 작은 부호를 선택한다.

동기식 위상 신호 검출이 가능하도록 하기 위하여 본 논문에서는 다음과 같은 새로운 형태의 위상 신호를 정의한다.

$$\overline{P}_i(k) = \begin{cases} P_i(k), & k \in I_d \\ 1, & k \in I_{p,1} \\ Q_i(s(k)), & k \in I_{p,2} \end{cases} \quad (9.1)$$

$$\quad \quad \quad (9.2)$$

$$\quad \quad \quad (9.3)$$

논문^[4]에서와 마찬가지로, 데이터 부반송파에 실리는 정보 데이터에는 기존의 위상 신호를 그대로 적용하고(식 (9.1)), 수신단에서의 채널 추정을 위해 $I_{p,1}$ 에 해당되는 파일럿 부반송파에는 위상 신호를 곱하지 않고 전송한다(식 (9.2)). 다만, $I_{p,2}$ 에 해당되는 파일럿 부반송파에는 기존의 위상 신호 대신 식 (8)에서 정의한 직교 부호를 적용한다(식 (9.3)).

식 (9.3)에서 $s(k)$ 는 $I_{p,2}$ 에 속하는 파일럿 부반송파의 인덱스 값, $\{k \in I_{p,2}\}$ 을 오름차순으로 정렬했을 경우, 작은 값부터의 순서를 나타낸다. 예로 $M=4$ 이고 $I_{p,2} = \{8, 40, 72, 104\}$ 인 경우, $s(8) = 0$, $s(40) = 1$, $s(72) = 2$, $s(104) = 3$ 이다. 즉 $I_{p,2}$ 에 속하는 파일럿 부반송파 중 인덱스 값이 작은 부반송파부터 직교 부호가 순차적으로 적용된다.

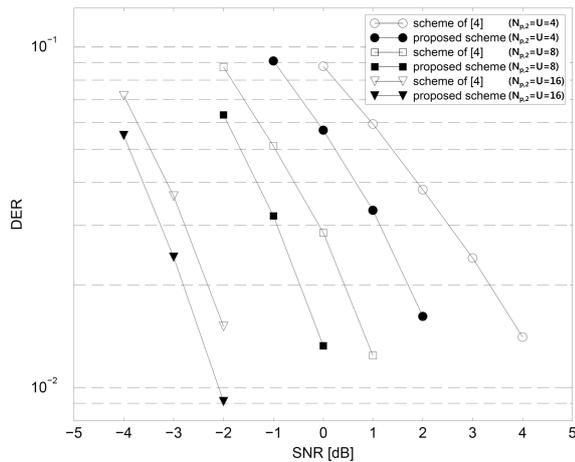
4.2 동기식 위상 신호 검출 방식

본 논문에서는 $I_{p,2}$ 에 해당되는 파일럿 부반송파에 적용된 직교 부호의 직교성을 이용한 동기식 위상 신호 검출 방식을 제안한다. 제안하는 방식의 위상 신호 인덱스 검출 기준(decision criterion)은 다음과 같다.

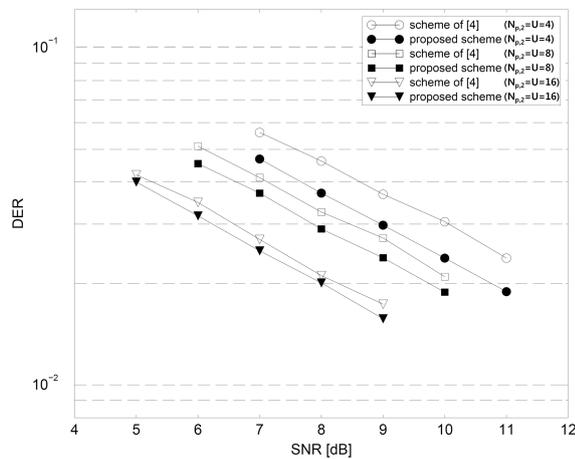
$$\hat{i}_o = \arg \max_{0 \leq i \leq U-1} \left[\left| \sum_{k \in I_{p,2}} [Y(k)X^{-1}(k)\hat{H}^*(k)] Q_i^*(s(k)) \right|^2 \right] \quad (10)$$

식 (7)에서와 마찬가지로, 채널 응답 추정치, $\hat{H}(k)$ 는 $I_{p,1}$ 에 해당되는 파일럿 부반송파를 사용하여 얻어지며, 위상 신호 검출에는 $I_{p,2}$ 에 해당되는 파일럿 부반송파만이 사용된다.

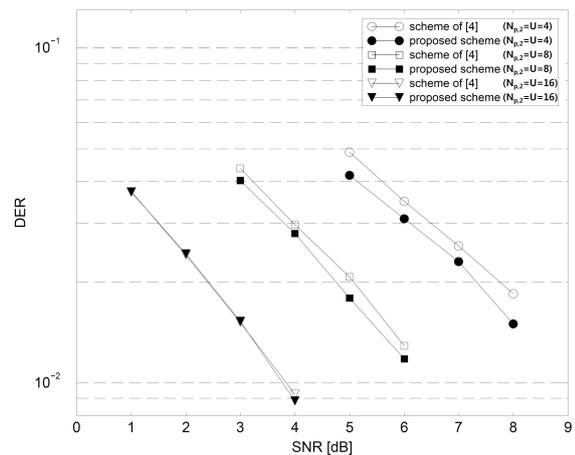
식 (6)과 식 (7)은 비동기식 합(non-coherent summation)에 기반한다. 즉, 매 k 값에 대한 추정 오차를 먼저 제공한 다음에 더해준다. 반면에 식 (10)은 동기식 합을 먼저 계산한 다음에 제곱을 해준다. 식 (10)에서의 동기식 합은 수신 신호와 직교 부호와의 상관값을 나타내며, 상관값이 최대가 되는 위상 신호를 검출해 낸다. 수신 신호와 직교 부호들 간의 직교성이 유지되는 환경, 즉 $I_{p,2}$ 에 해당되는 파일럿 부반송파 간 채널 변화가 적은 환경에서는 제안하는 동기식 방식이 기존의 방식들보다 우수한 검출 성능을 보일 것으로 기대된다.



(a) AWGN 채널



(b) 단일 경로 페이딩 채널



(c) 다중 경로 페이딩 채널

그림 2. 채널 환경에 따른 위상 신호 검출 성능 비교
Fig. 2. Comparison of phase sequence detection performances according to channel environments.

V. 컴퓨터 모의실험 결과

식 (6)을 사용하는 ML 기반의 위상 신호 검출 방식과 식 (7)을 사용하는 논문^[4]의 검출 방식 간의 여러 채널 환경에서의 성능 비교는 논문^[4]에 제시되어 있다. 논문^[4]의 검출 방식이 계산 복잡도를 많이 줄이면서도 ML 방식과 거의 유사한 검출 성능을 보인다. 또한 일반적으로 고속 데이터 전송을 위해 정보 데이터에는 고차의 디지털 변조 방식(예, 16 QAM, 64 QAM)이 적용되고 정교한 채널 추정을 위해 파일럿 데이터에는 낮은 차수의 디지털 변조 방식(예, BPSK)이 적용되는데, 이 경우 파일럿 데이터만을 사용하는 논문^[4]의 검출 방식이 정보 데이터를 사용하는 ML 방식보다 더 우수한 검출 성능을 보이기도 한다^[4]. 따라서 본 장의 성능 비교에서는 제안하는 방식과 논문^[4]의 검출 방식만을 고려한다.

전체 부반송파의 개수가 $N = 256$ 이고, 파일럿 부반송파의 개수가 $N_p = 32$ 인 OFDM 시스템을 고려하였으며, 파일럿 데이터와 정보 데이터에 대한 디지털 변조 방식으로는 각각 BPSK와 QPSK를 사용하였다. 논문^[4]의 방식과 제안하는 방식 모두에 대해 채널 추정 오차는 없다고 가정하였으며, 위상 신호의 개수와 위상 신호 검출에 사용되는 파일럿 부반송파의 개수가 동일한 경우를 고려하였다($U = N_{p,2} \in \{4, 8, 16\}$). 또한 전체 부반송파 중 $N_{p,2}$ 개의 파일럿 부반송파가 등 간격으로 분포되어 있는 경우를 가정하였으며, 제안하는 방식에서의 직교 부호로는 Walsh 부호를 사용하였다. 채널 환경으로는 AWGN 채널과 OFDM 심볼 주기로 정규화한 도플러 주파수(Doppler frequency)가 0.01인 레일리 페이딩(Rayleigh fading) 채널을 고려하였다($f_D T_{OFDMsym} = 0.01$). 다중 경로 페이딩 채널의 경우, 경로 수는 8로 고정하였고 지연-전력 프로파일(delay-power profile)로는 IEEE 802.11에서 사용하는 지수 채널 모델(exponential channel model)^[5]을 적용하였다.

그림 2는 논문^[4]의 방식과 제안하는 방식의 위상 신호 검출 오류 확률(detection error probability: DER)을 비교한 것이다. 위상 신호 검출에 사용되는 $N_{p,2}$ 개의 파일럿 부반송파가 겪는 채널 응답이 모두 동일한 AWGN 채널과 단일 경로 페이딩 채널의 경우, 수신 신호와 직교 부호 간의 직교성이 유지되므로 동기식 검출 방식인 제안된 방식이 비동기식 방식인 논문^[4]의 방식

보다 우수한 검출 성능을 보였다. 구체적으로는 $N_{p,2} (= U)$ 값이 작을수록 동기식 검출에 의한 성능 이득이 컸으며, $N_{p,2} = 4$ 를 사용하면 $DER = 0.03$ 에서 AWGN 채널의 경우 약 1.5 dB, 단일 경로 페이딩 채널의 경우 약 1 dB의 성능 이득을 얻을 수 있었다. 다만 다중 경로 페이딩 채널에서는 부반송파들이 서로 독립적인 채널을 겪게 되어 수신 신호와 직교 부호와의 직교성이 유지되지 못해 상대적으로 성능 이득이 줄어 든다.

VI. 결 론

본 논문에서는 부가 정보를 전송하지 않는 SLM 기반 OFDM 시스템을 위한 새로운 위상 신호 검출 방식을 제안하였다. 구체적으로는 위상 신호 검출에 사용하는 파일럿 부반송파에 직교 부호를 적용하는 새로운 위상 신호 설계 방법을 제안하였으며, 수신 신호와 직교 부호들 간의 동기식 상관값이 최대가 되는 위상 신호를 검출해 내는 동기식 검출 기준을 제안하였다. 컴퓨터 모의실험을 통해, 직교부호가 적용된 파일럿 부반송파 사이의 채널 변화가 적은 환경에서 논문^[4]의 방식보다 제안된 방식의 위상 신호 검출 성능이 우수함을 보였다.

REFERENCES

- [1] S. H. Han and J. H. Lee, "An overview of peak-to average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission," *IEEE Wireless Communi.*, pp. 56-65, April 2005.
- [2] Y. Rahamatallah and S. Mohan, "Peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems: a survey and taxonomy," *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, vol. 15, no. 4, pp. 1567-1591, 2013.
- [3] A. D. S. Jayalath and C. Tellambura, "SLM and PTS peak-power reduction of OFDM signals without side information," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, pp. 2006-2013, Sep. 2005.
- [4] J. Park, E. Hong and D. Har, "Low Complexity Data Decoding for SLM-Based OFDM Systems without Side Information" *IEEE Commun. Letters*, pp. 611-613, June 2011.
- [5] N. Chayat, "Tentative criteria for comparison of modulation methods," *Doc: IEEE P802.11-97/96*, Sep. 1997.

저 자 소 개



류 창 수(학생회원)
2013년 한국외국어대학교
전자공학전공 학사 졸업.
2016년 한국외국어대학교 전자정
보공학과 석사 졸업.
2016년~현재 (주)텔리언 연구원
<주관심분야: 이동통신, 신호처리>



주 정 석(정회원)
1994년 한국과학기술원 전기 및
전자공학과 학사 졸업.
1996년 한국과학기술원 전기 및
전자공학과 석사 졸업.
2001년 한국과학기술원 전자전산
학과 박사 졸업.
2001년~2003년 삼성전자(책임연구원)
2003년~현재 한국외국어대학교 전자공학과 교수
<주관심분야: 이동통신, 신호처리>