

PAPR과 ICI의 동시 저감을 위한 개선형 CI/OFDM 시스템 설계와 성능 평가

정회원 유 흥 균*

Design and Performance Evaluation of an Advanced CI/OFDM System for the Reduction of PAPR and ICI

Heung-Gyoon Ryu* *Regular Member*

요 약

OFDM(orthogonal frequency division multiplexing)은 PAPR(peak-to-average power ratio) 문제를 가지고 있다. 이런 PAPR 문제를 해결하는 CI/OFDM(carrier interferometry OFDM) 시스템 등이 제시되었으나, 이것은 위상 잡음이 존재할 경우 CI 위상 오프셋 불일치로 인해 ICI(inter channel interference) 문제가 발생한다. 이 논문에서는 낮은 PAPR을 유지하면서 ICI를 저감하기 위한 A-CI/OFDM(advanced-CI/OFDM)을 제안한다. 이 방식은 CI 확산 과정에서 CI 위상 코드들이 조밀하게 갖는 위상 오프셋에 마진을 줌으로써 국부 발진기에서 발생하는 위상 잡음에 대한 성능 저하를 감소시키면서, 낮은 PAPR을 유지한다. 위상 잡음에 대한 영향을 줄이기 위해 제안된 방식은 종전의 CI/OFDM보다 PAPR 성능 면에서 손실이 발생하는데, 이를 방지하기 위하여 PAPR 저감 방법 중 PTS를 이 시스템에 적용한다. 그러므로 제안한 방식은 기존의 CI/OFDM 시스템보다 위상 잡음의 영향을 저감하고 PAPR 측면에서도 이득이 있어 전체적인 BER 성능을 향상 시킨다. 시뮬레이션을 통해서 일반 OFDM과 CI/OFDM, A-CI/OFDM 시스템의 성능을 비교한다.

Key Words : OFDM, PAPR, ICI, Phase noise, CI/OFDM

ABSTRACT

OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) has serious problem of high PAPR (peak-to-average power ratio). Recently, CI/OFDM (carrier interferometry OFDM) system has been proposed for the low PAPR. However, CI/OFDM system shows another problem of ICI because of phase offset mismatch due to the phase noise. In this paper, to simultaneously reduce the PAPR and ICI effects, we propose an A-CI/OFDM (advanced-CI/OFDM). This method improves the BER performance by use of the margin of phase offset at CI codes. Propose system to reduce the effect the phase noise, even though it shows a little bit higher PAPR than conventional CI/OFDM, so we apply the PTS among the PAPR reduction techniques to proposed system to mitigate this problem. Therefore, it improves the total BER performance because the proposed method can decrease the effect of phase noise and get the gain in PAPR reduction performance. From the simulation results, we can show the performance comparison between the conventional OFDM, CI/OFDM and A-CI/OFDM.

※ 이 논문은 2007학년도 충북대학교 학술연구지원사업의 연구비지원에 의하여 연구되었음(This work was supported by the research grant of the Chungbuk National University in 2007).

* 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부(ecomm@cbu.ac.kr)

논문번호 : KICS2008-02-077, 접수일자 : 2008년 2월 11일, 최종논문접수일자 : 2008년 5월 19일

I. 서 론

OFDM 시스템은 높은 데이터 전송률과 고속의 데이터 통신이 필요한 WLAN(wireless local area network)인 IEEE 802.11a, 802.11g, HIPERLAN2 과 DVB-T나 DAB 시스템의 표준으로 채택되었다. 또한 4세대 이동통신 시스템의 주요 기술로 각광 받고 있다^[1].

그러나 OFDM 시스템은 단일 반송파를 갖는 시스템들과 달리 높은 PAPR과 심각한 ICI 문제가 발생하는 단점이 있다. PAPR은 시간 영역에서 OFDM 신호의 불안정한 진폭 변화로 인해 발생되고, 이 때 각각의 직교신호가 동위상으로 더해질 경우 피크 전력을 갖게 된다. 이 피크 전력 신호는 송신기의 전력 증폭기의 선형영역을 벗어나게 되어 송신 신호의 비선형 왜곡을 일으키게 된다. 그러므로 OFDM 시스템은 송신기에서 높은 선형 증폭기를 요구하거나, 많은 back-off 인하여 HPA (high power amplifier)의 비효율을 가져온다. 이러한 이유로 PAPR은 OFDM에서 통신 성능을 좋게 하기 위한 하나의 결정 기준이 된다. 그래서 PAPR 문제를 해결하기 위하여 clipping, block coding, selective mapping(SLM), partial transmit sequence(PTS)이 제안되었다^{[2][3][4][5][6]}. 하지만 이러한 방법들은 PAPR이 감소되는 반면에 BER에 영향을 미치거나 시스템의 복잡도를 증가시키는 문제점을 갖고 있다. Clipping은 일정한 문턱 값 이상의 신호 크기를 자르기 때문에 전력 효율은 좋지만 신호의 in/out 밴드에 왜곡이 발생되어 BER 성능이 저하된다^[3]. 반면, 블록 코딩이나 PTS, SLM 들은 시스템의 복잡도가 증가하거나, 수행시간이 길어지고, 추가 정보를 전송해야 하는 단점들이 있다^{[2][3][4][5][6][7]}. OFDM 시스템에서 위상 잡음이나 주파수 오프셋으로 인해 더욱 증가되는 ICI 문제는 각 부반송파 사이에 직교성을 깨뜨리기 때문에 매우 심각한 성능 열화를 가져온다^{[8][9][10][11]}.

최근 PAPR 문제를 해결하면서 다이버시티 효과로 인해 채널 상황에 더욱 강건함과 동시에 대역 효율이 좋은 CI/OFDM, 등이 각광 받고 있다. CI/OFDM 시스템은 CI 위상 코드를 이용하여 PAPR 저감과 BER 향상을 동시에 만족시킬 수 있는 방법으로 Carl R. Nassar에 의해 제안되었다^{[13][14][15]}. 이 시스템은 기존의 OFDM에서 각 정보 심볼을 직교 CI 확산 코드를 사용한 N개의 sub-carrier로 나누어 확산시켜 주파수 다이버시티 효과를 얻게 되고, 이로 인해 채널

환경의 변화에 따른 BER 성능 손실을 줄인다. 하지만 CI/OFDM 시스템은 랜덤 한 위상 잡음이 발생하는 경우 CI 위상 코드들의 위상 오프셋이 불일치 하게 되므로 기존의 OFDM 시스템보다 ICI로 인한 성능 저하가 크게 일어난다.

본 논문에서는 PAPR과 ICI 문제를 동시에 해결하기 위해 CI/OFDM 시스템에서 위상잡음의 영향을 분석하고, 낮은 PAPR을 유지하면서 ICI 문제를 보상하기 위한 A-CI/OFDM (advanced-CI/OFDM)을 제안한다. 이 시스템은 기존의 CI/OFDM의 위상 오프셋에 보다 마진을 주기 위한 방법으로 서브 블록 기법을 사용한다. 전체 CI 위상 코드들과 곱해질 데이터를 서브 블록 매핑 방법에 따라 몇 개의 서브 블록으로 나누면 그에 곱해질 위상 코드들의 수가 줄어들게 되고 그로 인해 위상 오프셋에 마진이 생긴다. 하지만 위상 오프셋에 대한 마진을 주어 기존의 CI/OFDM 시스템 보다 위상 잡음의 영향을 덜 받게 되지만 확산 이득이 줄어들게 되어 오히려 PAPR이 증가하게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 PTS의 반복수행을 적용하여 PAPR을 저감 시킨다. 이렇게 저감된 PAPR은 서브 블록의 수가 4일 경우 기존의 CI/OFDM의 PAPR 보다 추가의 1dB 정도의 저감 성능 이득을 보인다. 마지막으로, 이 논문에서는 이 세가지 시스템들의 성능 분석 비교를 보인다. 시뮬레이션 환경을 조성하고, 이에 대한 세 시스템의 성능을 분석하고 논의한다.

II. OFDM 시스템과 PAPR, 위상 잡음

OFDM의 기본원리는 고속 전송률을 갖는 데이터 열을 낮은 전송률을 갖는 많은 수의 데이터 열로 나누고 이들을 다수의 부반송파를 사용하여 동시에 전송하는 것이다. 또한, 보호구간에 OFDM신호의 일부를 복사하여 심볼의 시작부분에 배치하면 OFDM 심볼은 순환적으로 확장되어 부호간 간섭을 피할 수 있다.

입력 데이터가 mapper로 들어가 QPSK나 QAM 과 같은 복소 데이터심볼이 되고 직렬로 들어온 데이터를 부반송파 수인 N만큼 병렬로 변환하여 IFFT 한다. X_n 을 복소 데이터심볼, N은 부반송파의 수, T_s 는 OFDM 심볼구간이라고 하면, 복소 기저대역 OFDM 심볼은 다음과 같이 표현된다.

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi f_k t} = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kt / NT_s} \quad (1)$$

여기서 N 은 총 부반송파의 개수, T_s 는 심볼 주기, $f_k = k/NT_s$, X_k 는 k 번째 부반송파의 데이터 심볼이다. 또한, $t = nT_s$ 이므로 기저대역에서 OFDM 시스템의 복소 신호는

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\frac{2\pi}{N}kn}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (2)$$

병렬/직렬 변환된 신호는 보호구간이 삽입된 다음, HPA를 거쳐 전송된다. 수신기에서는 송신기에서의 역 과정을 거쳐 데이터를 복원한다.

2.1 PAPR

시간영역에서 OFDM 시스템의 최대-평균 전력비는 다음과 같다.

$$PAPR \equiv 10 \log_{10} \frac{P_{peak}}{P_{av}} \quad [dB] \quad (3)$$

$$PAPR_{max} = \frac{N^2 P_0}{NP_0} = N \quad (4)$$

$$PAPR_{max} = 10 \log_{10} N \quad [dB] \quad (5)$$

여기서 P_0 는 하나의 부반송파에 대한 실효 전력으로써 $P_0 = \frac{1}{2} A_0^2$ 이다.

2.2 위상 잡음

위상 잡음은 송수신 시 업/다운 컨버전을 위해 사용되는 국부 발진기로 인해 발생하고 이는 전체 시스템에 영향을 끼치게 된다. 국부 발진기의 영향을 받은 OFDM 신호는 자신의 부반송파 신호에 영향을 주는 성분과 인접 부반송파 신호에 영향을 주는 성분을 가지게 된다. 전자의 경우는 일반적으로 공통위상에러 (CPE: common phase error)로 신호의 정상점을 회전시키는 작용을 하며, 후자의 경우는 일반적으로 인접 부반송파간 간섭 성분으로 OFDM 신호의 직교성을 저해하게 된다.

$s(t)$ 는 송신기 국부 발진기에 의해 업 컨버전 되고, 수신기 국부 발진기에 의해 다운 컨버전 된다.

$$r(t) = \{s(t) \cdot e^{j\phi_{TX}(t)} + n(t)\} \cdot e^{j\phi_{RX}(t)} \quad (6)$$

$n(t)$ 는 복소 Gaussian 잡음이고 $\phi_{TX}(t)$ 와 $\phi_{RX}(t)$ 는 각각 송수신기 국부 발진기에서 발생하는 시변 위상 잡음 프로세스이다. 수신기에서 FFT 연산을 거친 후의 k 번째 부반송파 정보 신호는 식(2)이다.

$$\begin{aligned} Y_k &= \sum_{m=0}^{N-1} r[m] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}km} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X_l \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\phi[m]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)m} + N_k \\ &= \sum_{l=0}^{N-1} X_l \cdot PN_{l-k} + N_k \end{aligned} \quad (7)$$

N_k 는 수신기 국부 발진기에서 위상 잡음이 추가된 AWGN의 샘플 된 FFT 형태이고, σ_n^2 의 분산 값을 가진다. 그리고 랜덤 위상 잡음 프로세스 $\phi[m]$ 은 $\phi_{TX}[m] + \phi_{RX}[m]$ 이다. 여기서 PN_k 는 다음과 같다.

$$PN_k = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\phi[m]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}km} \quad (8)$$

위상 잡음 선형 근사 방법을 이용하여, 신호와 잡음 성분을 구분하기 위해 $\phi[n]$ 은 매우 작다고 가정하고, 따라서 $e^{j\phi[m]}$ 은 $1 + j\phi[m]$ 로 근사화 될 수 있다^[9]. 이를 기반으로 하여 k 번째 부반송파에서 복조된 신호는 다음과 같이 고려한다.

$$Y_k = X_k \cdot PN_0 + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X_l \cdot PN_{l-k} + N_k \quad (9)$$

여기서 세 항은 각각 위상 잡음의 CPE, ICI 성분과 잡음으로 구분된다.

OFDM 시스템에서 국부 발진기 위상 잡음의 영향으로 발생하는 성능 저하를 평가하기 위해 감소 계수 (DF: degradation factor)를 사용한다^[11].

$$DF = 10 \log \frac{(S/N)_{without\{\phi\}}}{(S/N)_{with\{\phi\}}} \quad (10)$$

위상 잡음을 고려한 신호 대 잡음 비는 다음과 같다.

$$(S/N)_{with\{\phi\}} = \frac{P_s}{P_p + P_n} \quad (11)$$

여기서 P_s 는 유용한 신호의 평균 전력, P_n 는 AWGN의 전력, 그리고 P_p 는 위상잡음에 의한 방해 신호 전력으로 전력 P_{CPE} 와 인접 부반송파 사이의 간섭 전력 P_{ICI} 로 나눈다.

위상 잡음이 있는 경우 신호 대 잡음 비는 식(12)와 같이 구해지고, 각 전력이 구해지는 과정은 [11]에서 자세히 다루고 있다.

$$\begin{aligned} (S/N)_{with\{\phi\}} &= \frac{P_s}{(P_{CPE} + P_{ICI}) + P_n} = \frac{P_s}{\frac{1}{N}(1 - e^{-4\sigma_n^2}) \cdot \{1 + (N-1)\}} \\ (S/N)_{with\{\phi\}} &= \frac{P_s}{(P_{CPE} + P_{ICI}) + P_n} = \frac{P_s}{\frac{1}{N}(1 - e^{-4\sigma_n^2}) \cdot \{1 + (N-1) \cdot P_s\} + P_n} \end{aligned} \quad (12)$$

III. CI/OFDM 시스템 구성과 특성 분석

CI/OFDM은 동일한 반송파로 변조된 데이터를 분리하기 위해 각 k 번째의 반송파에 위상 오프셋을 적용한다. 특히 k 번째 입력 데이터에 대한 i 번째 반송파에 대한 위상 오프셋은 $i\Delta\theta_k$ 이다. k 번째의 부반송파에 적용될 전체 위상 시퀀스들은 $(e^{j0}, \dots, e^{j\Delta\theta_k}, \dots, e^{j(N-1)\Delta\theta_k})$ 이며 이를 k 번째 입력 데이터에 대한 확산 부호라 할 수 있다. CI/OFDM에 사용되는 위상 오프셋은 입력 데이터 사이에 직교하는 성질을 갖도록 하며, $\Delta\theta_k = (2\pi/N)k$ 와 같다. k 번째 입력 데이터에 대한 전송 신호는 다음과 같다.

$$X_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} a_k \cdot \exp(i\Delta\theta_k) \quad (13)$$

$$\begin{aligned} x(n) &= \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_k \cdot e^{j\Delta\theta_k} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \end{aligned} \quad (14)$$

여기서 $j = \sqrt{-1}$, a_k 는 k 번째 입력 데이터이고, X_k 는 CI 위상 오프셋들이 곱해진 후의 데이터이다. k 번째 데이터에 대한 i 번째 부반송파에 위상 오프셋 $i\Delta\theta_k$ 을 추가하는 것은 수신기가 각 반송파의 동일 위치에 배치된 N 개의 데이터를 분리할 수 있도록 하기 위한 것이다. CI/OFDM의 전체 전송 신호는 다음과 같다^{[12][13][14]}.

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi f_c t} e^{j2\pi f_i t} e^{i\Delta\theta_k} \quad (15)$$

CI/OFDM 시스템은 하나의 데이터를 모든 부반송파와 서로 직교하는 CI 위상 성분에 나누어 전송하는데, 이러면 하나의 부반송파에는 일정한 위상 오프셋을 갖는 모든 데이터가 포함되어 상호 간에 전력을 상쇄시켜 피크 전력을 제거하게 되므로 PAPR

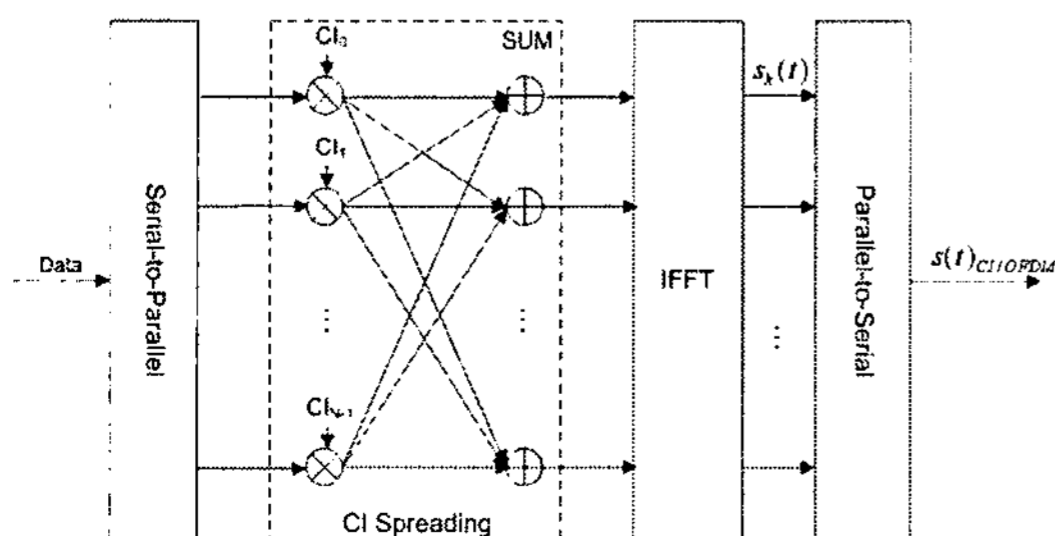


그림 1. CI/OFDM 송신기 블록 구성도
Fig. 1. Block diagram of CI/OFDM transmitter

을 감소시킨다.

CI/OFDM은 동일한 데이터가 모든 반송파로 전송되기 때문에 수신기에서는 채널에 대한 최대 주파수 다이버시티 이득을 이용할 수 있다. 수신신호는 다음과 같다.

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} (a_k e^{j2\pi f_c t} e^{j2\pi f_i t} e^{i\Delta\theta_k}) + n(t) \quad (16)$$

$$r(n) = x(n) \otimes h(n) + v(n) \quad (17)$$

여기서 $n(t)$, $v(n)$ 는 AWGN 성분이다. 수식적인 분석을 간단히 하기 위해 채널 응답 $h(n)=1$, 위상 동기가 완전히 이루어진 것으로 가정한다.

k 번째 입력 데이터를 검출하기 위한 CI/OFDM 수신기는 그림 2과 같다. 여기서, 수신된 신호는 N 개의 직교하는 부반송파로 분리된다. cyclic prefix를 제거하고, FFT를 통과한 후 k 번째 부반송파에서 신호는

$$\begin{aligned} Y_k &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n \in K} r[n] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= X_k + N_k \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} a_k \cdot e^{i\Delta\theta_k} + N \end{aligned} \quad (18)$$

여기서 s 는 부반송파 인덱스($s, i, k \in K$)이며, K 는 서브 브랜치 세트르 정의한다. X_k 는 $x(n)$ 의 주파수 영역에서의 표현이다. 마지막으로, FFT 과정을 거친 후 송신된 심볼 a_k 을 복조 하는 과정은 식 (19)과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{a}_k &= \sum_{s=0, s \neq i}^{N-1} Y_k \cdot e^{-s\Delta\theta_k} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} a_l \cdot \sum_{s=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}(i-s)l} + N \end{aligned}$$

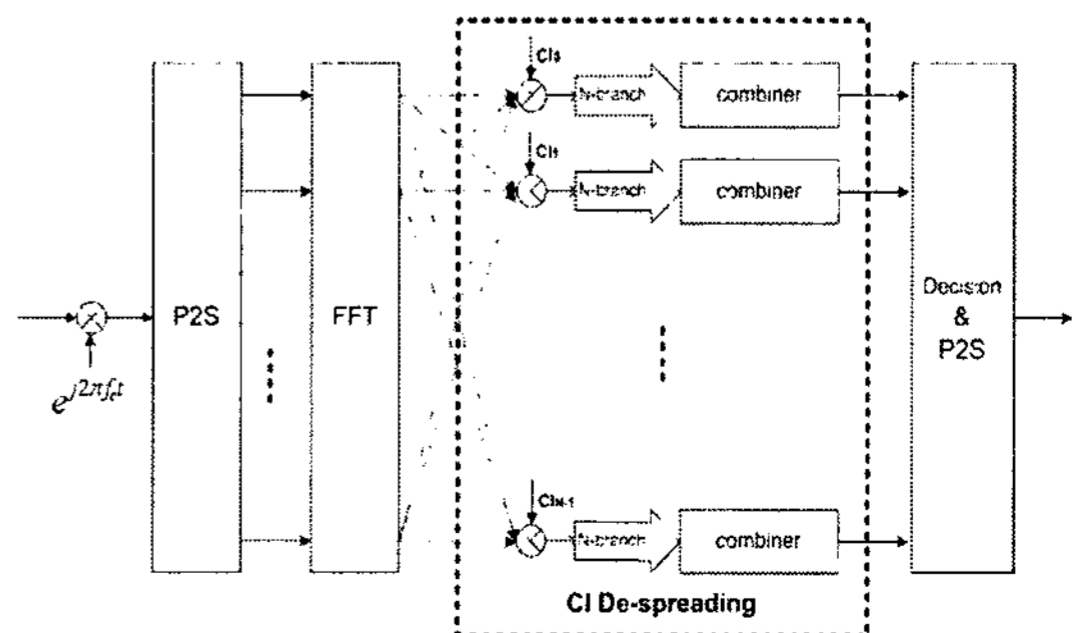


그림 2. CI/OFDM 수신기 블록 구성도
Fig. 2. Block diagram of CI/OFDM receiver

$$\begin{aligned}
 &= \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot \delta(i-s) + N \\
 &= a_k + N
 \end{aligned} \tag{19}$$

3.1 PAPR

CI/OFDM의 경우 모든 비트들은 모든 반송파로 동시에 전송되며, 고유의 위상 오프셋으로 수신기는 각 비트들을 분리해 낸다. 이 위상오프셋은 최대 전력을 줄여주는 특성을 갖는다. 따라서 OFDM의 최대전력보다 CI/OFDM의 최대전력이 작게 나타나며, CI/OFDM의 PAPR은 다음과 같이 표현된다.

$$PAPR_{CI-OFDM} = \frac{\frac{1}{2}(\max_{0 < t < T_s} |s(t)|^2)}{NP_0} \ll N \tag{20}$$

3.2 위상 잡음

CI/OFDM 시스템은 랜덤 한 위상 잡음이 발생하는 경우 CI 위상 코드들의 위상 옵셋이 불일치 하게 되므로 기존의 OFDM 시스템보다 ICI로 인한 성능 저하가 크게 일어난다. 위상 잡음이 존재할 경우 수신되는 CI/OFDM 신호는 다음과 같다.

$$r(n) = [x(n) \otimes h(n) + v(n)] \cdot e^{j\theta(n)} \tag{21}$$

cyclic prefix를 제거하고, FFT를 통과한 후 k번째 부반송파에서 복조된 신호는

$$\begin{aligned}
 Y_k &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n \in K} r[n] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\
 &= \sum_{f \in K} X_f \cdot H_f \cdot Q_{f-k} + N_k \\
 &= \sum_{f \in K} X_f \cdot Q_{f-k} + N_k
 \end{aligned} \tag{22}$$

여기서 $n, f, k, K \in N$ 이며, Q_{f-k} 는 위상 잡음 성분이다. 수식적인 분석을 간단히 하기 위해 채널 응답 $H=1$ 로 가정한다

다음의 과정을 통해 위상 잡음이 발생할 경우 CI/OFDM 시스템의 송신 심볼 a_k 를 구한다.

$$\begin{aligned}
 \hat{a}_k &= \sum_{i=0}^{S-1} Y_k \cdot e^{-j\theta_i} = \sum_{i=0}^{S-1} Y_k \cdot e^{-j\frac{2\pi}{S}ik} \\
 &= \sum_{i=0}^{S-1} \left(\sum_{f \in K} X_f \cdot Q_{f-k} + N_k \right) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{S}ik} \\
 &= \frac{1}{N \cdot S} \sum_{n=0}^{S-1} \sum_{f \in S} \sum_{l \in S} \sum_{j \in S} a_l \cdot e^{j\left[2\pi \left(\frac{f \cdot n}{S} + \frac{(h-k) \cdot n}{S} + \frac{l \cdot n}{S} \right) \right]} + N_k \\
 &= \frac{1}{S} a_k \cdot Q_0 + \frac{1}{S} a_k \cdot \sum_{f \in S, f \neq 0, f \neq k} \sum_{l \in S} Q_{f-k} \cdot e^{j\frac{2\pi}{S}(f-k)l} + \frac{1}{S} \sum_{l \in S} \sum_{f \neq k} a_l \cdot Q_0 \cdot e^{j\frac{2\pi}{S}(k-l)l} \\
 &\quad + \frac{1}{S} a_k \cdot \sum_{f \in S, f \neq 0, f \neq k} \sum_{l \in S, l \neq 0, l \neq k} a_l \cdot Q_l \cdot e^{j\frac{2\pi}{S}(k-l)l} + N_k
 \end{aligned} \tag{23}$$

여기서 1번째 성분은 CPE를 포함하고 있는 원래 데이터 a_k 와 관련된 항이고, 2번째는 다른 부반송파에서 원래의 데이터 a_k 에 의해 발생하는 ICI 성분이다. 3번째 성분은 같은 반송파에서 원래의 데이터 a_k 와 겹쳐지는 다른 데이터 성분이 SCI이고, 4번째는 다른 부반송파에서 다른 데이터들에 의해 생성되는 ICI 성분이다. 위의 수식적인 분석에도 보여지듯이 CI/OFDM 시스템은 CI 확산 과정에서 위상 옵셋 불일치로 인해 일반 OFDM 시스템보다 ICI에 영향이 크다.

IV. 제안된 A-CI/OFDM 시스템의 구성과 특성

A-CI/OFDM 시스템은 기존의 CI/OFDM의 위상 옵셋에 보다 마진을 주기 위한 방법으로 partition 기법을 사용한다. 전체 CI 위상 코드들과 곱해질 데이터를 partition 방법에 따라 몇 개의 서브 블록으로 나누면 그에 곱해질 위상 코드들의 수가 줄어들게 되고 그로 인해 위상 옵셋에 마진이 생긴다. 서브 블록을 나누는 방식에는 adjacent 방식, pseudo-random 방식, interleaved 방식이 있는데, 이 시스템에서는 인접 채널간의 간섭을 최소화 하기 위해 interleaved 방식을 채택한다. 입력 신호는 S/P 컨버터를 통과한 후 M개의 서브 블록으로 나뉜다. 이렇게 되면 종전의 CI/OFDM 방식에서 위상 옵셋 간격이 $\Delta\theta_k = (2\pi/N)k$ 에서 $\Delta\hat{\theta}_k = (2\pi M/N)k$ 으로 변하게 되고, 이로 인해 위상 잡음에 대해 마진이 생기게 된다. 그러므로 M 번째 블록에서 k번째 부반송파의 전송 신호는 다음과 같다.

$$X_k^{(m)} = \frac{1}{\sqrt{N/M}} \sum_{i=0}^{N/M-1} a_k \cdot \exp(i\Delta\hat{\theta}_k) \tag{24}$$

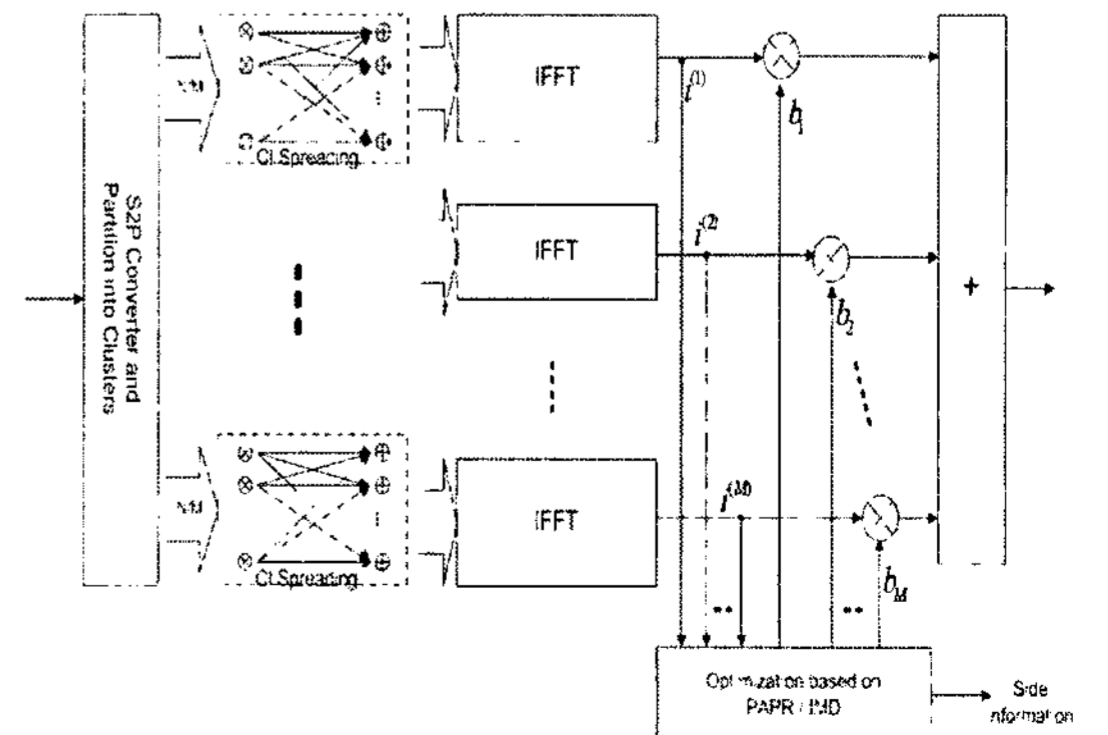


그림 3. A-CI/OFDM 시스템의 송신기 블록 구성도
Fig. 3. Transmitter block diagram of A-CI/OFDM system

여기서 비트 k 는 interleaved 방식의 서브 블록이므로 $k = mM + q$ 의 순서로 정해진다($m = 0, \dots, N/M - 1$, $q = 0, \dots, M - 1$). m 는 서브 블록의 부반송파 인덱스이고, q 는 서브 블록의 인덱스이다. 서브 블록의 데이터들은 기존의 CI/OFDM 방식과 마찬가지로 CI 확산 과정을 거치고 난 후의 데이터를 정보 벡터 i 라고 하면, M (zero padded)개의 서로 다른 서브 블록의 정보벡터는 $i^{(q)}$ ($q = 0, \dots, M - 1$)이고, $I = i^{(0)} + i^{(1)} + \dots + i^{(M-1)}$ 과 같다.

그리고 각각의 서브 블록은 위상 회전 factor $b_{(a)} = e^{j\theta_a}$ 와 곱해진다. 여기서 θ_a 은 하드웨어 구현이 효과적인 $\{0, \pi\}$ 이나 $\{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ 으로 한다. 따라서 송신 A-CI/OFDM 심볼은 다음과 같다.

$$s = \min \left(\sum_{a=0}^{M-1} b_{(a)} IFFT[I^{(a)}] \right) = \min \left(\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{N/M-1} X_k \cdot e^{j \frac{2\pi}{N} km} \right) = \min \left(\sum_{m=1}^M b_m i^{(m)} \right) \quad (25)$$

4.1 PAPR

위상 옵셋에 마진을 주기 위해 CI 위상 코드의 수를 줄임으로써 확산 이득이 줄어들게 된다. 기존의 CI/OFDM 시스템은 하나의 데이터를 모든 부반송파와 서로 직교하는 CI 위상 성분에 나누어 전송하고 이것이 다시 합쳐지는 과정에서 일정한 위상 옵셋을 갖는 모든 데이터가 하나의 부반송파에 포함되어 상호 간에 전력을 상쇄시켜 피크 전력을 제거하게 되는 방식이다. 종전의 CI/OFDM 방식이 CI 확산 과정에서 $N \times N$ 의 길이로 확산을 하였다면, 제안한 방식은 $L \times L$ 길이로 확산 하게 된다. 여기서 $L = \frac{\text{부반송파 수}(N)}{\text{서브블록 수}(M)}$ 이다. 그러므로 확산 길이가 줄어들게 되면, CI 확산 과정 후 합쳐지는 과정에서 서로 상쇄되는 전력의 크기가 작아지고, 기존의 CI/OFDM 시스템보다 PAPR 저감 효과가 떨어진다. 이런 문제로 인해 발생하는 PAPR 증가를 경감하기 위해 이 논문에서는 PAPR 저감 방식 중 PTS를 적용하여 가장 작은 PAPR 값을 갖는 신호를 전송한다. 이 방식은 가장 작은 PAPR 값을 전송하므로 기존의 CI/OFDM 보다 1dB 정도의 PAPR 성능 개선을 보인다. 하지만 제안된 방식은 반복 수행으로 인한 시스템 처리 시간 증가와 추가 정보의 전송 등의 문제점을 갖고 있어 종전의 CI/OFDM 시스템의 장점을 약간 손상 시킨다. 이런 문제들은 flipping 기법이나 추가 정보를 전송하지 않는 기법들을 이용하여 비용을 최소화 할 수 있다. 하지만

이런 단점에도 불구하고 시스템에서 불규칙 하게 발생하는 위상 잡음에 대한 영향을 크게 받는 CI/OFDM 시스템의 단점을 보완한다.

4.2 위상 잡음

제안한 A-CI/OFDM 시스템은 CI/OFDM 시스템과 마찬가지로 랜덤 한 위상 잡음이 발생하는 경우 CI 위상 코드들의 위상 옵셋이 불일치 하게 되지만, 기존의 CI/OFDM 시스템보다 ICI 크기가 작아지고 간섭 성분이 덜 작용하기 때문에 위상 잡음에 덜 민감하다.

$$r(n) = [x(n) \otimes h(n) + v(n)] \cdot e^{j\phi(n)} \quad (26)$$

cyclic prefix를 제거하고 FFT를 통과한 후 k 번째 부반송파에서 복조 된 신호는

$$Y_{m-k} = \frac{1}{K} \sum_{n \in L} r[n^{(m)}] \cdot b^{(m)} \cdot e^{-j \frac{2\pi}{K} nk} = \sum_{f \in L} X_f \cdot Q_{f-k} + N_k \quad (27)$$

여기서 m 은 서브 블록 인덱스 이고, b 는 송신기에서 전송한 위상 회전 벡터, L 은 한 서브 블록의 부반송파 개수이다. $n, f, k \in L$ ($0 \leq L \leq N/M - 1$)이며, X_f 는 $x(n)$ 의 주파수 영역에서의 표현이고, Q_{f-k} 는 위상 잡음 성분이다. 수식적인 분석을 간단히 하기 위해 채널 응답 $H=1$ 로 가정한다. A-CI/OFDM 시스템의 송신 심볼 a_k^m 는 얻기 위한 복조 과정은 식 (28)에 수식적으로 보인다.

$$\begin{aligned} \hat{a}_k^{(m)} &= \sum_{i=0, i \in S'}^{K-1} Y_i \cdot e^{-j\theta_i} = \sum_{i=0}^{K-1} Y_i \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} i} \\ &= \sum_{i=0}^{K-1} \left(\sum_{f \in L} X_f \cdot Q_{f-k} + N_k \right) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} i} \\ &= \sum_{i=0}^{K-1} \left(\sum_{j \in S'} \sum_{l \in S'} a_l^{(m)} \cdot e^{j \frac{2\pi}{N} i l} \cdot Q_{j-k} \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} i} \right) + N_k \\ &= \frac{1}{N \cdot S'} \sum_{n \in S'} \sum_{f \in S'} \sum_{l \in S'} a_l^{(m)} \cdot e^{j \left\{ 2\pi \cdot \frac{(f-l)n}{K} + \frac{(l-k)}{S'} \cdot \frac{2\pi n}{S} \right\}} + N_k \\ &= \underbrace{\frac{1}{S'} a_k^{(m)} \cdot Q_0}_{1} + \underbrace{\frac{1}{S'} a_k^{(m)} \cdot \sum_{f \in S', f \neq k} \sum_{l \in S'} Q_{f-k} \cdot e^{j \frac{2\pi}{N} (f-l)}}_2 + \underbrace{\frac{1}{S'} \sum_{l \in S'} \sum_{f \in S'} a_l^{(m)} \cdot Q_0 \cdot e^{j \frac{2\pi}{N} (l-k)}}_3 \\ &\quad + \underbrace{\frac{1}{S'} \sum_{j \in S', j \neq k} \sum_{l \in S'} \sum_{f \in S'} a_l^{(m)} \cdot Q_{f-k} \cdot e^{j \frac{2\pi}{N} (kl-l)}}_4 + N_k \end{aligned} \quad (28)$$

여기서 s 는 한 서브블록의 부반송파 인덱스 ($s, i, k \in S'$)이며, m 은 서브 블록의 인덱스, K 는 한 서브 블록의 부반송파 개수, S' 은 한 서브 블록의 브랜치 세트로 정의한다. CI/OFDM 시스템과 마찬가지로 제안된 시스템도 복원된 데이터에 위상 잡음으로 인하여 CPE 성분과 ICI 성분이 발생한다. 다만 A-CI/OFDM 시스템은 위 식의 2, 3, 4번 째

ICI 성분이 합해지는 항 수 S' 또는 K 개로 작아지기 때문에 위상 잡음의 크기가 작아져서 성능 저하를 방지 할 수 있다. 또한 비트 k 는 interleaved 방식의 서브 블록이므로 $k = m \times M + a$ 의 순서로 정해지기($m = 0, \dots, N/M - 1, a = 0, \dots, M - 1$) 때문에 인접 부반송파에 대한 간섭을 줄일 수 있다.

V. 시뮬레이션 결과와 논의

시뮬레이션을 위해 각 시스템의 시뮬레이션 조건은 기본적으로 QPSK 맵핑 신호를 사용하고, 동일하게 $T = 4\mu s, T_{CP} = 0, N = 64, M = 4$, AWGN 채널로 고려한다. 또한 BER 성능을 위해 비선형 HPA인 SSPA를 사용하고, 모든 시뮬레이션에서 백오프(back-off)는 0dB로 한다.

그림 4는 세 시스템의 PAPR 성능에 대한 CCDF (complementary cumulative distribution function)이다. CI/OFDM 시스템은 일반 OFDM 시스템보다 3dB 이상의 PAPR 저감 성능을 보인다. 이는 CI/OFDM 시스템이 CI 확산 과정에서 CI 코드들에 하나의 데이터를 모든 부반송파에 확산하고 이것이 다시 합쳐지는 과정에서 상호 간에 전력을 상쇄시켜 피크 전력을 제거하게 되기 때문이다. 제안된 A-CI/OFDM 시스템은 기존의 CI/OFDM 시스템보다 1dB 정도 PAPR 성능 이득이 나타난다. 이것은 제안한 시스템이 위상 잡음의 영향을 줄이기 위해 CI 위상 코드에 마진을 주기 때문에 기존의 CI/OFDM 시스템의 확산 길이가 N (부반송파 개수)에서 L 개로 줄어들어 PAPR이 증가하지만, 이를 PTS 기법을 사용하여 가장 낮은 PAPR 값을 갖는 신호를 전송하기 때문에 기존의 CI/OFDM 시스템과 비교하였을

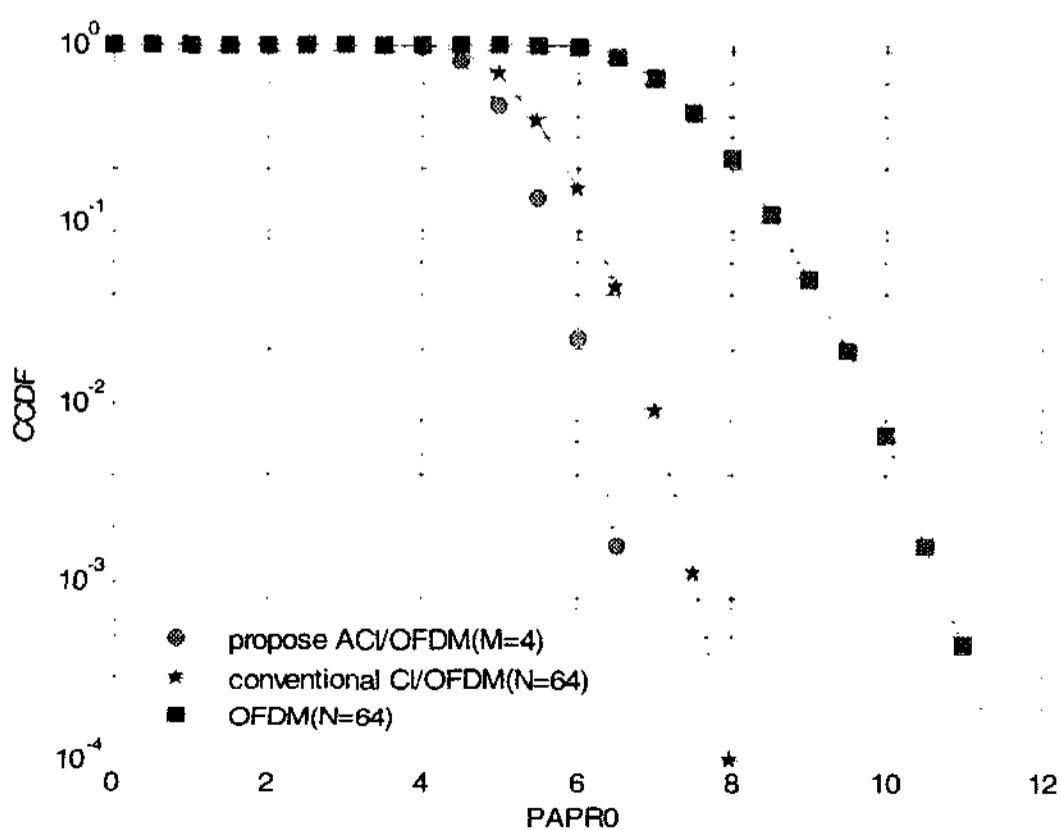


그림 4. PAPR 비교
Fig. 4. PAPR comparison

때 오히려 PAPR 성능이 더 좋아지는 것을 알 수 있다. 여기서 L 은 $\frac{\text{부반송파 수}(N)}{\text{서브블록 수}(M)}$ 이다. 이 시뮬레이션에서 A-CI/OFDM 시스템의 서브 블록 수는 4로 하였다.

그림 5은 증폭기를 사용하지 않았을 때 비교한 BER 성능이다. 이 시뮬레이션에서 위상 잡음의 분산 값은 0.05이다. 시뮬레이션 결과에서도 보이듯이, CI/OFDM 시스템은 불규칙적인 위상 잡음이 발생하는 경우 CI 위상 코드들의 위상 오프셋이 불일치하게 되므로 기존의 OFDM 시스템보다 ICI로 인한 성능 저하가 크게 일어나는 것을 알 수 있다. 제안된 A-CI/OFDM 시스템은 위상 잡음에 대한 영향을 줄이기 위해 서브 블록으로 나누어 위상 오프셋에 마진을 주고, 인접 채널간의 간섭을 최소화 하기 위해 서브 블록 구성을 interleaved 방식을 채택함으로써 위상 잡음에 대한 성능을 좋게 한다. 그림 5의 시뮬레이션 결과에서 A-CI/OFDM 시스템은 일반 OFDM이나 CI/OFDM 보다 위상 잡음에 대한 BER 성능이 매우 좋다.

그림 6은 SSPA를 사용하고, 위상 잡음이 존재할 경우 각 시스템의 BER 성능이다. 이 시뮬레이션에서는 PAPR 특성에 대한 영향을 보이기 위해 백오프 0dB이고, 위상 잡음의 분산 값은 0.05이다. SSPA를 사용할 경우 일반 OFDM 시스템과 기존의 CI/OFDM 시스템은 거의 비슷한 성능을 보인다. 하지만 A-CI/OFDM 시스템은 기존의 CI/OFDM 시스템보다 위상 잡음과 비선형 문제에 대한 성능 이득을 가짐으로 5dB 이상의 성능 개선을 보인다.

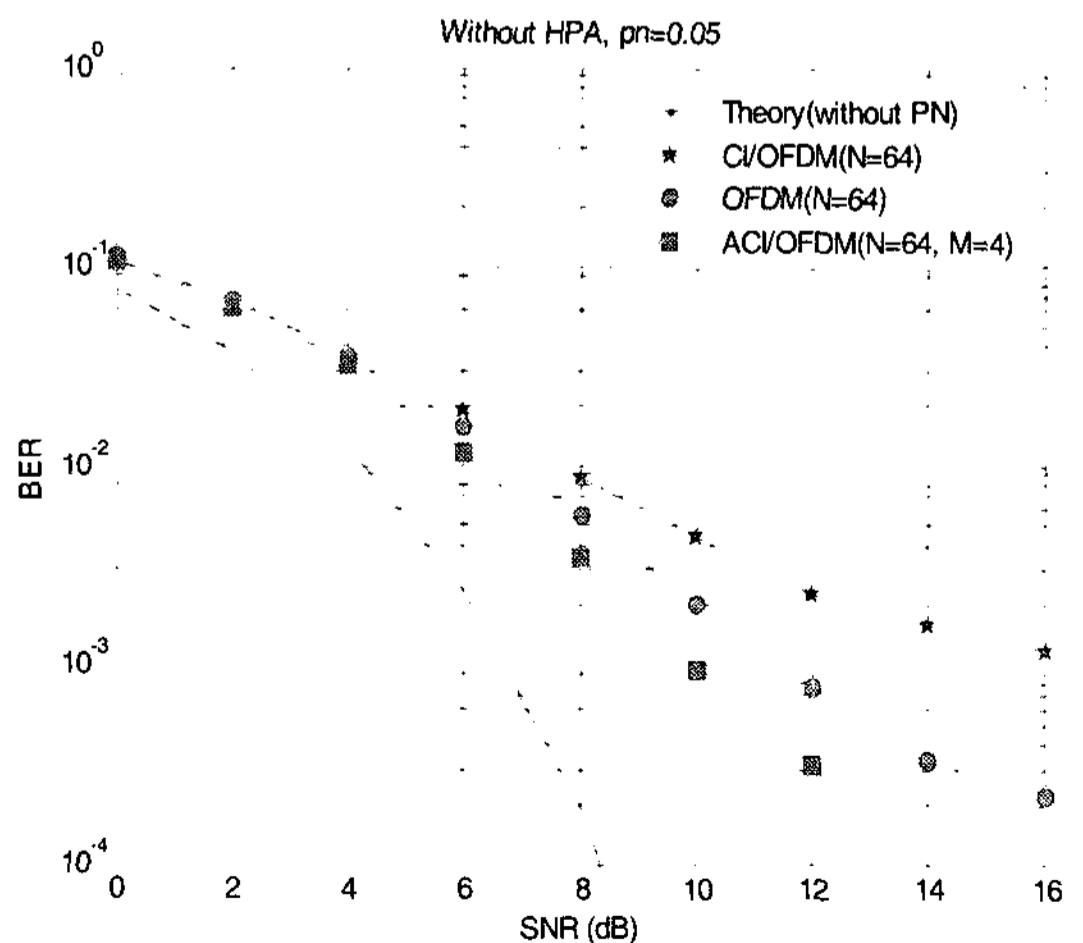


그림 5. 증폭기를 사용하지 않았을 때 BER 성능
Fig. 5. BER Performances without HPA.

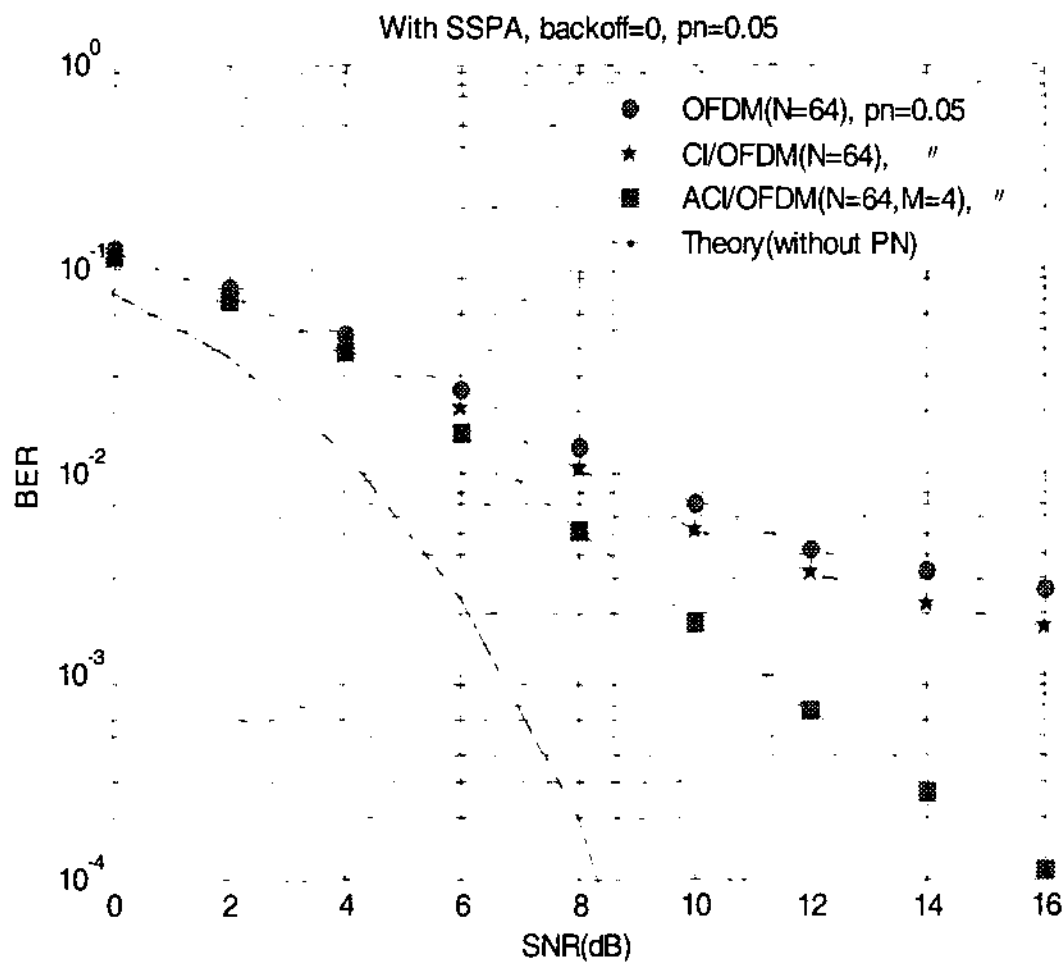


그림 6. SSPA를 사용할 때 BER 성능(back-off=0)
Fig. 6. BER performances with SSPA(back-off=0)

VI. 결 론

이 논문에서는 PAPR과 ICI 문제를 동시에 해결하기 위해 우선적으로 일반 OFDM, CI/OFDM 시스템의 송수신 단 국부 발진기에서 발생하는 위상 잡음의 영향을 분석하고, 낮은 PAPR을 유지하면서 ICI 문제를 보상하기 위한 A-CI/OFDM을 제안하였다. 제안된 시스템은 위상 잡음에 대한 영향을 줄이기 위해 위상 옵셋이 마진을 줌으로써 발생하는 PAPR 증가를 경감하고자 PTS 기법을 적용하여 1dB 정도의 성능 이득을 보였다. 특히, 비선형 문제와 위상 잡음을 동시에 고려할 경우, A-CI/OFDM 시스템은 기존의 CI/OFDM 시스템보다 위상 잡음과 비선형 문제에 대한 성능 이득을 가짐으로 5dB 이상의 성능 개선을 보인다.

참 고 문 헌

[1] R. van Nee and R. Prasad. *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Norwood, MA: Artech House, 2000.
 [2] H. Ochiai and H. Imai, "Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.50, pp.89-101, Jan. 2002.
 [3] X. Li and L. J. Cimini, Jr., "Effect of Clipping and Filtering on the Performance of OFDM," *IEEE Commun. Lett.*, Vol.2, Issue 5, pp.131-133, May 1998.
 [4] K. Patterson, "Generalized Reed-Muller Codes

and Power Control in OFDM Modulation," *IEEE Trans. Info. Theory*, Vol.46, Issue 1, pp.104-120, Jan. 2000.

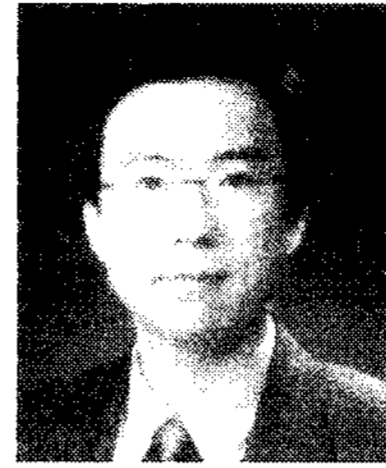
[5] L. J. Cimini, Jr., and N. R. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences," *IEEE Commun. Lett.*, Vol.4, pp.86-88, Mar. 2000.
 [6] L. J. Cimini, Jr., and N. R. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences with embedded side information," *Proc. IEEE GLOBECOM*, Vol.2, pp.746-750. Nov. 2000.
 [7] H. G. Ryu, K. J. Youn, "A new PAPR reduction scheme: SPW (subblock phase weighting)," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol.48, Issue 1, pp.81-89, Feb. 2002.
 [8] Claus Muschallik, "Influence of RF Oscillators on an OFDM signal," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol.41, no.3, pp.592-603, Aug. 1995.
 [9] Ana Garcia Armada, "Understanding the effects of phase noise in OFDM," *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol.47, no.2, pp.153-159, June 2001.
 [10] H. G. Ryu and H. S. Lee, "Analysis and minimization of phase noise of the digital hybrid PLL frequency synthesizer," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol.48, no.2, May 2002.
 [11] H. G. Ryu and Y. S. Li, "Phase noise analysis of the OFDM communication system by the standard frequency deviation," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol.49, no.1, pp.41-47, Feb. 2003.
 [12] Armstrong, "Analysis of new and existing methods of reducing intercarrier interference due to carrier frequency offset in OFDM," *IEEE Transactions on Communications*, Vol.47, no.3, pp.365-369, Mar. 1999.
 [13] D. A. Wiegandt and C. R. Nassar, "High-performance OFDM via carrier interferometry," in *Proc. IEEE Int. Conf. 3rd-Generation Wireless and Beyond, 3G wireless'01*, San Francisco, CA, 2001, pp.404-409.
 [14] D. A. Wiegandt and C. R. Nassar, and Z. Wu,

“Overcoming peak-to-average power ratio issues in OFDM via carrier interferometry codes,” in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf.*, Atlantic City, NJ, 2001, pp.660-663.

- [15] B. Natarajan, C. Nassar, S. Shattil, M. Michelini, and Z. Wu, “High performance MC-CDMA via carrier interferometry codes,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol.50, pp.1344-1353, Nov. 2001.
- [16] C. Rapp, “Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting system,” *Proc. 2nd European Conference on a Satellite Communications*, pp.179-184, Oct. 1991.

유 흥 균 (Heung-Gyoon Ryu)

정회원



1988년~현재 충북대학교 전자공학과 교수

2002년 3월~2004년 2월 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장

1999년~현재 IEEE, IET 논문 심사위원

2002년 한국전자과학회 학술상 수상

<관심분야> 이동 통신 시스템, MIMO, OFDM, 3G/4G 시스템, 통신회로 설계 및 통신 신호 처리