

위상잡음에 의한 ICI를 제거하기 위한 OFDM 신호 설계

A Design of OFDM Signal for Reducing the ICI Caused by Phase Noise

이영선 · Nguyen Thanh Hieu · 유흥균 · 정영호* · 함영권*

Yingshan Li · Nguyen Thanh Hieu · Heung-Gyo Ryu · Young-Ho Jeong* · Young-Kwon Hahm*

요 약

고속 데이터 전송을 목표로 하는 다중 반 송파 시스템인 OFDM 통신 시스템에서는 송수신단의 발진기에서 발생하는 위상잡음이 인접 채널간 간섭(ICI: Inter-sub-carrier-interference)을 야기시켜 통신성능에 악영향을 끼친다. 본 논문에서는 ICI 영향을 효과적으로 줄일 수 있는 새로운 data-conjugate 형식의 ICI 제거방법을 제안하고, 위상잡음 선형 근사화 기법을 이용하여 위상잡음에 의해 발생하는 CPE(common phase error), ICI 그리고 CIR(carrier to interference ratio)를 분석한다. 그리고 원래의 OFDM, 기존의 data-conversion 형식의 ICI 제거방법과 비교하였을 때의 위상잡음에 의한 성능 개선 효과를 분석한다. 결과적으로 ICI 제거방법을 사용하였을 때 성능 개선 효과를 얻을 수 있으며, 종전에 연구된 data-conversion 형식의 ICI 제거방법보다 본 연구에서 제안한 data-conjugate 형식의 ICI 제거방법을 사용하였을 때 더 좋은 통신 성능을 얻을 수 있다.

Abstract

In the multi-carrier OFDM communication system for the high data rate transmission, the ICI caused by phase noise of transceiver local oscillator may degrade the system performance seriously. In this paper, a new ICI self-cancellation scheme using data-conjugate method is proposed to reduce the ICI caused by phase noise effectively. Then, the CPE, ICI and CIR are derived by the phase noise linear approximation method. Besides, to analyze the efficiency of system performance improvement, the proposed method is compared with the original OFDM and the conventional ICI self-cancellation scheme using data-conversion method. As results, the performance degradation caused by ICI can be mitigated effectively in the OFDM system with ICI self-cancellation scheme, and more performance improvement can be achieved by the proposed ICI self-cancellation scheme using data-conjugate method than the conventional ICI self-cancellation scheme using data-conversion method when phase noise exists.

Key words : OFDM, ICI, Data-Conjugate, Data-Conversion, ICI Self-Cancellation, Phase Noise

I. 서 론

OFDM 시스템은 대용량 고속 전송과 높은 대역효율 그리고 다중경로 간섭에 강한 특성으로 현재 광대역 무선 이동 통신 시스템에서 가장 적합한 전송 기술로 사용되고 있다. 또한, OFDM 기술은 DAB/DVB

(digital audio and video broadcasting), 고속 전송의 무선 LAN 즉 IEEE802.11x, HIPERLAN/2, MMAC(multimedia mobile access communications)의 표준으로 채택되고 있다. 그러나 다중 반송파 시스템의 단점인 높은 PAPR(peak to average power ratio), ICI 등 결점도 가진다. 특히 위상잡음, 주파수 읍셋 등의 원인으

*충북대학교 전자공학과 및 컴퓨터정보통신연구소(Dept. of Electronic Engineering and Research Institute of Computer, Information & Communication, Chungbuk National University)

*한국전자통신연구원 디지털방송연구단 방송시스템연구그룹(Broadcasting System Research Group, Digital Broadcasting Research Division, ETRI)

· 논문 번호 : 20041228-166

· 수정완료일자 : 2005년 2월 14일

로 나타나는 ICI 현상은 시스템 성능에 커다란 악영향을 끼친다. 본 논문에서는 주로 위상잡음에 의해 발생하는 ICI를 최소화하여 통신 성능을 개선할 수 있는 방법을 제안하고 그 특성을 분석한다.

위상잡음과 ICI에 대한 많은 기존의 연구가 있었다. 1995년에 C. Muschallik는 국부 발진기로 사용되는 PLL에서의 위상잡음에 대한 분석을 통하여 OFDM 통신 시스템에서 위상회전과 ICI 영향을 연구하였다^[1]. 1999년, Jean Armstrong은 OFDM 통신 시스템에서 캐리어 주파수 음셋에 의해 발생하는 ICI를 감소시키는 방법을 제안하고 성능을 분석하였다^[3]. 여기에서 주파수 음셋에 의하여 발생하는 ICI를 최소화하는 방법에 대하여 연구하였다. 2001년 A. G. Armada는 OFDM 통신 시스템에서 위상잡음의 영향을 분석하였다^[2]. 위의 연구에서는 OFDM 통신 시스템에서 위상잡음에 의해 발생하는 CPE, ICI 등의 영향을 상세히 분석하였으나, 위상잡음에 의해 발생하는 성능 저하를 개선하거나 최소화하는 방법에 대해 언급하지 않았다. 2001년, Yuping Zhao와 Sven-Gustav Haggman은 OFDM 이동 통신 시스템에서 ICI 제거기법을 제안하고 분석하였다^[4]. 그들은 OFDM 시스템에서 주파수 음셋에 의해 발생하는 ICI 성분을 제거하기 위한 방법으로서 data-conversion 형식의 ICI 제거 기법을 제안하고 기존의 OFDM과 비교하면서 대응하는 CIR, BER 등을 비교 분석하였으나 위상잡음에 의해 발생하는 ICI에 대해서는 연구하지 않았다. 2002년, Yu Fu, Seog Geun Kang과 Chi Chung Ko는 OFDM 통신 시스템에서 ICI를 저감하는 다른 방법을 제기하였다^[5]. 여기에서는 주파수 음셋에 의해 발생하는 ICI를 최소화하는 data-conjugate 형식의 ICI 제거방법을 제안하고 data-conversion 형식의 ICI 제거방법보다 PAPR를 줄일 수 있다는 것에 대해 분석하였으나 위상잡음에 의해 발생하는 ICI에 대한 연구는 하지 않았다. 2003년, Jinwen Shentu, Kusha Panta, Jean Armstrong은 Yuping Zhao와 Sven-Gustav Haggman이 제기한 data-conversion 형식의 ICI 제거 기법을 이용하여 OFDM 통신 시스템에서 위상잡음에 의한 영향을 분석하였다^[6]. 여기에서 그들은 data-conversion 전송형식을 이용한 ICI 제거 기법을 이용하여 위상잡음에 의해 발생하는 ICI를 제거할 수 있다는 것을 제안하였다. 그러나 data-conjugate 형식의

ICI 제거 기법에 대해서는 연구하지 않았다.

ICI를 제거하는 data-conversion 형식과 data-conjugate 형식의 방법은 최초에 주파수 음셋에 의해 발생하는 ICI를 줄이기 위하여 제안되었으나, 본 연구에서는 발진기의 위상잡음에 의해 발생하는 ICI를 최소화하고자 한다. 그러므로 본 논문에서는 Yu Fu, Seog Geun Kang과 Chi Chung Ko가 제기한 data-conjugate 전송형식을 이용한 ICI 제거방법을 이용하여 위상잡음의 영향에 의한 ICI를 분석하여 기존의 OFDM 전송방식, data-conversion 전송형식의 ICI 제거 기법 그리고 data-conjugate 전송형식의 ICI 제거 기법 등 세 가지 방식을 사용하였을 때 위상잡음에 의해 발생한 오차 확률을 비교한다. 동시에 위상잡음 선형 균사화 기법을 이용하여 위상잡음에 의해 발생하는 CPE, ICI 그리고 CIR를 새로이 유도하고 비교 분석한다.

II. Data-Conjugate 형식의 신호 구성

Data-conjugate 형식의 ICI 제거방법을 사용한 OFDM 시스템의 간단한 블록도는 그림 1과 같다. 분석의 편리를 위하여 먼저 채널이 AWGN 채널이라고 가정한다. 고속의 정보 데이터는 직병렬 변환기를 통하여 $N/2$ 개의 병렬 데이터로 변환된다. 다음 ICI 제거를 위하여 N 개의 서브 캐리어를 가진 병렬 데이터로 변환된다. 변환기법은 아래와 같다. 먼저 직·병렬 변환된 정보신호는 $X'_{2k} = X_k$, $X'_{2k+1} = -X_k^*$ 형식으로 재배열된다. 여기에서 X_k 는 k 번째 병렬신호이고 X'_i 는 ICI 제거 기법으로 매핑된 후의 i 번째 부반송파의 정보신호이다. 즉 매개의 정보신호는 각각 한 쌍의 인접한 부반송파에 conjugate 형식으로 매핑되어 전송되며 $N/2$ 개의 병렬신호가 N 개의 캐리어의

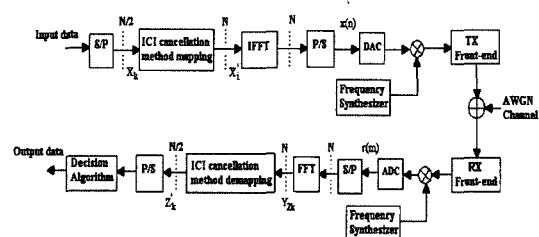


그림 1. 제안하는 OFDM 시스템 블록도
Fig. 1. Proposed OFDM block diagram.

정보신호로 매핑된다. 그러므로 두 개 인접 캐리어를 이용하여 동일한 데이터를 전송한다. 실제적으로 매개의 심볼은 다중경로 지연 확산에 대처하기 위하여 cyclic prefix를 추가한다. 이 cyclic prefix는 수신 단에서 제거되기 때문에 본 연구에서는 고려하지 않는다. 수신단에서 직·병렬 변환기(S/P)를 통하고 FFT된 N 개의 캐리어에 실린 정보신호는 data-conjugate 형식의 ICI 제거방법을 거쳐 $N/2$ 개의 병렬신호로 변환된다. 즉 $Z'_k = (Y_{2k} - Y_{2k+1}^*)/2$ 을 이용하여 두 개의 인접한 부반송파 신호를 이용하여 원 신호에 대응하는 신호를 찾는다. 여기에서 Y_{2k} 는 FFT된 후의 $2k$ 번째 부반송파 신호이고 Z'_k 는 data-conjugate 형식의 ICI 제거 기법으로 찾아낸 k 번째 병렬신호이다. 다음 병직렬변환기(P/S)를 거치고 정보신호를 검출한다. 그러므로 송신단에서의 복소 기저대역 OFDM 신호는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} x(n) &= \sum_{i=0}^{N-1} X'_i \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}in} \\ &= \sum_{k=0}^{N/2-1} \left[X_k \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}2kn} - X_k^* \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}(2k+1)n} \right] \text{ for } 0 \leq n < N \end{aligned} \quad (1)$$

여기에서 $j = \sqrt{-1}$, N 는 전체 부반송파수, X_k 는 k 번째 병렬 데이터 심볼이고 X'_i 는 data-conjugate 형식의 ICI 제거 기법으로 매핑된 후의 i 번째 부반송파의 데이터 심볼이다. $x(n)$ 는 송신단에서 발진기의 위상잡음이 추가되어 AWGN 채널을 경과한 후 수신단에서 위상잡음이 추가된다. 그리하여 수신신호는 다음과 같이 표현된다.

$$r(t) = \{x(t) \cdot e^{j\phi_{TX}(t)} + n(t)\} \cdot e^{j\phi_{RX}(t)}, \quad (2)$$

여기에서 $n(t)$ 는 복소 가우시안 잡음이고, $\phi_{TX}(t)$ 와 $\phi_{RX}(t)$ 는 송수신단의 발진기에서 발생한 시변 위상잡음 프로세스이다. 성능 분석의 편리를 위하여 $\phi_{TX}(t) = \phi_{RX}(t) = \phi(t)$, 그리고 또한 $\phi_{tot}(t) = \phi_{TX}(t) + \phi_{RX}(t) = 2\phi(t)$ 이라 가정한다.

ICI 제거방법이 적용되지 않은 기존의 OFDM일 경우, 수신단에서 FFT 처리한 후의 k 번째 부반송파 신호는 아래와 같다.

$$Y_k = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} r[m] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}km}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} X'_i \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}im} \cdot e^{j\phi_{tot}(m)} + n(m) \cdot e^{j\phi_{tot}(m)} \right\} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}km} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X'_i \sum_{m=0}^{N-1} e^{\left(j\frac{2\pi}{N}(i-k)m + \phi_{tot}(m)\right)} + N_{2k} \end{aligned} \quad (3)$$

한편, ICI 제거방법이 적용된 경우 직병렬변환된 병렬신호는 $X'_{2k} = X_k$, $X'_{2k+1} = -X_k^*$ 형식으로 재배열된다. 그러므로 수신단에서 FFT 처리를 한 후의 $2k$ 번째 서브 캐리어 신호는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} Y_{2k} &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} r[m] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}2km} \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N/2-1} \left[X_i \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}2im} - X_i^* \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}(2i+1)m} \right] \cdot e^{j\phi_{tot}(m)} + n(m) \cdot e^{j\phi_{tot}(m)} \right\} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}2km} \\ &= \sum_{i=0}^{N/2-1} \left[\frac{1}{N} \cdot X_i \sum_{m=0}^{N-1} e^{\left(j\frac{2\pi}{N}(2i-2k)m + \phi_{tot}(m)\right)} - \frac{1}{N} \cdot X_i^* \sum_{m=0}^{N-1} e^{\left(j\frac{2\pi}{N}(2i+1-2k)m + \phi_{tot}(m)\right)} \right] + N_{2k} \\ &= \sum_{i=0}^{N/2-1} [X_i Q_{2i-2k} - X_i^* Q_{2i+1-2k}] + N_{2k} \end{aligned} \quad (4)$$

여기에서

$$Q_L = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{\left(j\frac{2\pi}{N}Lm + \phi_{tot}(m)\right)}, \quad (5)$$

여기에서 N_{2k} 는 복소 가우시안 잡음이 수신단 발진기에서 발생한 위상잡음과 곱해진 후의 FFT된 형태이다. 그리고 랜덤 위상잡음 프로세스 $\phi_{tot}[m]$ 는 $\phi_{TX}[m] = \phi_{RX}[m]$ 와 같다.

동일한 방법으로 여기에서 $2k+1$ 번째 부반송파 신호는 아래와 같다.

$$Y_{2k+1} = \sum_{i=0}^{N/2-1} [X_i Q_{2i-2k-1} - X_i^* Q_{2i-2k}] + N_{2k+1} \quad (6)$$

위의 두식 (4), (6)에서 $i=k$ 인 경우는 원래 신호에 대응하는 부분이고 $i \neq k$ 인 경우는 ICI에 해당하는 부분이다. 수신단에서 k 번째 심볼에 대한 결정변수 Z'_k 는 ICI 영향을 받은 한 쌍의 인접 부반송파 신호의 차이를 사용하여 구한다. $Z'_k = (Y_{2k} - Y_{2k+1}^*)/2$ 을 이용하여 즉 두 개의 인접 부반송파 신호를 이용하여 원 신호에 대응하는 신호를 찾아낸다.

$$\begin{aligned} Z'_k &= (Y_{2k} - Y_{2k+1}^*)/2 \\ &= \frac{1}{2} \left\{ \sum_{i=0}^{N/2-1} [X_i Q_{2i-2k} - X_i^* Q_{2i+1-2k}] + N_{2k} \right\} \\ &\quad - \left[\sum_{i=0}^{N/2-1} [X_i Q_{2i-2k-1} - X_i^* Q_{2i-2k}] + N_{2k+1} \right] \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{2} \sum_{l=0}^{N/2-1} \left\{ X_l [Q_{2l-2k} + Q_{2l-2k}^*] - X_l^* [Q_{2l+1-2k} + Q_{2l-2k-1}^*] \right\} + N_k \quad (7)$$

여기에서 $N_k = \frac{1}{2}(N_{2k} - N_{2k+1})$ 로서 수신단에서 원 신호에 대응하는 k 번째 병렬신호에 대응하는 백색 가우시안 잡음이다. 위상잡음 선형 근사화 기법을 이용하여 $e^{j\phi_{tot}(m)}$ 을 $1 + j\phi_{tot}(m)$ 으로 근사화 하여 분석한다. 그러므로

$$Q_L = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N} Lm} \cdot (1 + j\phi_{tot}(m)) \quad (8)$$

식 (7)에서 $2l-2k=0$ 일 경우:

$$Q_0 = 1 + \frac{j}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \phi_{tot}(m) \quad (9)$$

$$Q_1 = \frac{j}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N} m} \cdot \phi_{tot}(m) \quad (10)$$

$$Q_{-1} = \frac{j}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi}{N} m} \cdot \phi_{tot}(m) \quad (11)$$

$2l-2k \neq 0$ 일 경우:

$$Q_{2l-2k} = \frac{j}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N} (2l-2k)m} \cdot \phi_{tot}(m) \quad (12)$$

그러므로

$$\begin{aligned} Z_k &= \frac{1}{2} \sum_{l=0}^{N/2-1} \left\{ X_l [Q_{2l-2k} + Q_{2l-2k}^*] - X_l^* [Q_{2l+1-2k} + Q_{2l-2k-1}^*] \right\} + N_k \\ &\approx X_k - \frac{1}{2} X_k^* (Q_1 + Q_{-1}^*) \\ &+ \frac{1}{2} \sum_{l=k}^{N/2-1} \left\{ X_l [Q_{2l-2k} + Q_{2l-2k}^*] - X_l^* [Q_{2l+1-2k} + Q_{2l-2k-1}^*] \right\} + N_k \\ &\approx X_k + CPE + ICI + N_k. \end{aligned} \quad (13)$$

아래에 CPE와 ICI 성분을 각각 분석한다.

a) $l=k$ 인 경우는 CPE가 섞인 유용한 신호이다. 여기에서

$$CPE = -\frac{1}{2} X_k^* [Q_1 + Q_{-1}^*] = 0 \quad (14)$$

Data-conjugate 전송방식을 사용한 결과 CPE는 0이고 원래 신호성분만 존재한다. 한편 종전의 data-conversion 전송방식의 경우에 CPE는 $\frac{j2X_k}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \sin^2\left(\frac{\pi m}{N}\right) \phi_{tot}(m)$ 이며 일정한 값이 존재한다^[6].

b) $l \neq k$ 인 경우는 다른 부반송파들에서 k 번째 반송파 신호에 대한 ICI 성분이다.

$$\begin{aligned} Z_{k2} &= \frac{1}{2} \sum_{l=k}^{N/2-1} \left\{ X_l [Q_{2l-2k} + Q_{2l-2k}^*] - X_l^* [Q_{2l+1-2k} + Q_{2l-2k-1}^*] \right\} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{l=k}^{N/2-1} \sum_{m=0}^{N-1} \sin\left(\frac{4\pi}{N}(l-k)m\right) \cdot \left[X_l^* \cdot e^{j\frac{2\pi}{N} m} - X_l \right] \cdot \phi_{tot}(m) \end{aligned} \quad (15)$$

위의 부분은 다른 부반송파에서 k 번째 부반송파 신호에 주는 ICI 영향으로서 k 번째 부반송파 신호에 추가되며 가우시안 잡음형태로 나타나 신호의 직교성을 깨뜨린다. 한편 data-conversion 전송방식에서

ICI는 $\frac{2j}{N} \sum_{l=k}^{N/2-1} X_l \sum_{m=0}^{N-1} \sin^2\left(\frac{\pi m}{N}\right) \cdot \exp\left(\frac{j4\pi m(l-k)}{N}\right) \phi_{tot}(m)$ 이다^[6].

III. CPE, ICI, CIR 분석

3-1 기존의 OFDM

기존의 OFDM 시스템일 경우 수신단에서 FFT 변환을 한 후의 k 번째 부반송파 신호는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} Y_k &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} r[m] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N} km} \\ &= \sum_{l=0}^{N-1} X_l \cdot Q_{l-k} + N_k \\ &= X_k + X_k [Q_0 - 1] + \sum_{l=0}^{N-1} X_l \cdot Q_{l-k} + N_k \\ &= X_k + CPE + ICI + N_k \end{aligned} \quad (16)$$

k 번째 부반송파의 유용한 수신신호 전력:

$$E[|Y_{k1}|^2] = E[|X_k Q_0|^2] \quad (17)$$

ICI 전력:

$$E[|Y_{k2}|^2] = E\left[\left|\sum_{l=k}^{N/2-1} X_l Q_{l-k}\right|^2\right] \quad (18)$$

송신신호가 평균이 0이고 통계적으로 독립적인 신호라고 가정한다. 그러므로 기존의 OFDM 방식을 사용하였을 경우 CIR은 아래와 같다.

$$CIR = \frac{|Q_0|^2}{\sum_{l=k}^{N/2-1} |Q_{l-k}|^2} = \frac{|Q_0|^2}{\sum_{l=1}^{N-1} |Q_l|^2} \quad (19)$$

3-2 종전의 Data-Conversion 형식의 ICI 제거 기법

Data-conversion 형식의 ICI 제거기법을 사용하면 직·병렬변환된 병렬신호는 $X'_{2k} = X_k$, $X'_{2k+1} = -X_k$ 형식으로 재 배열된다^[4]. 그러므로

$$\begin{aligned} Y_{2k} &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} r[m] \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} 2km} \\ &= \sum_{l=0}^{N/2-1} X_l [Q_{2l-2k} - Q_{2l+1-2k}] + N_{2k} \end{aligned} \quad (20)$$

동일한 방법으로 여기에서 $2k+1$ 번째 부반송파 신호는 아래와 같다.

$$Y_{2k+1} = \sum_{l=0}^{N/2-1} X_l [Q_{2l-2k-1} - Q_{2l-2k}] + N_{2k+1}. \quad (21)$$

수신단에서 $Z'_k = (Y_{2k} - Y_{2k+1})/2$ 을 이용하여 즉 두 개의 인접 부반송파 신호를 이용하여 원 신호에 대응하는 신호를 찾는다.

$$\begin{aligned} Z'_k &= (Y_{2k} - Y_{2k+1})/2 \\ &= X_k + \frac{1}{2} X_k [-Q_{-1} + 2(Q_0 - 1) - Q_1] \\ &\quad + \frac{1}{2} \sum_{l=k}^{N/2-1} X_l [-Q_{2l-2k-1} + 2Q_{2l-2k} - Q_{2l-2k+1}] + N_k \\ &= X_k + CPE + ICI + N_k \end{aligned} \quad (22)$$

그러므로

$$\begin{aligned} CIR &= \frac{|-Q_{-1} + 2Q_0 - Q_1|^2}{\sum_{l=0}^{N/2-1} |-Q_{2l-2k-1} + 2Q_{2l-2k} - Q_{2l-2k+1}|^2} \\ &= \frac{|-Q_{-1} + 2Q_0 - Q_1|^2}{\sum_{l=1}^{N/2-1} |-Q_{2l-1} + 2Q_{2l} - Q_{2l+1}|^2}. \end{aligned} \quad (23)$$

3-3 제안하는 Data-Conjugate 형식의 ICI 제거 기법

마찬가지로 data-conjugate 형식의 ICI 제거 기법을 사용하였을 때의 CIR은 아래와 같다.

$$CPE = 0,$$

$$ICI = \frac{1}{2} \sum_{l=k}^{N/2-1} \left\{ X_l [Q_{2l-2k} + Q_{2l-2k}] - X_l^* [Q_{2l+1-2k} + Q_{2l-2k-1}] \right\},$$

$$\begin{aligned} CIR &= \frac{E[|X_k|^2]}{\frac{1}{4} \cdot E \left[\left| \sum_{l=k}^{N/2-1} \{ X_l [Q_{2l-2k} + Q_{2l-2k}] - X_l^* [Q_{2l+1-2k} + Q_{2l-2k-1}] \} \right|^2 \right]} \\ &= \frac{4}{\sum_{l=1}^{N/2-1} [|Q_{2l} + Q_{2l-1}|^2 + |Q_{2l+1} + Q_{2l-2}|^2]}. \end{aligned} \quad (24)$$

IV. 시뮬레이션 결과와 성능분석

종전의 OFDM 방식, 기존의 data-conversion 형식의 ICI 제거방법, 제안하는 data-conjugate 형식의 ICI 제거방법을 각각 사용하였을 경우, 발진기에서 발생하는 위상잡음이 통신 성능에 미치는 영향을 BER 특성으로 분석한다. QPSK 변조방식과 16-QAM 방식을 각각 사용하고 over-sampling을 4배로 하고 OFDM 시스템에서의 부 반송파 수는 64 혹은 1024로 정의한다. 여러 확률은 요구 송신 신호전력 대 노이즈 전력비 $E_b / C_r N_o$ (C_r 는 코딩 효율로서 표 1과 같고 N_o 는 가우시안 백색잡음의 전력 스펙트럼 밀도이다)에 근거하여 고려하였다. AWGN 채널을 가정하고 위상잡음 모델로 PLL 주파수 합성기를 사용한다. PLL 주파수 합성기의 위상잡음 모델은 참고논문 [7]을 이용한다. OFDM 시스템의 대역을 고려하여 주파수 합성기의 위상잡음의 분산을 계산하면 아래와 같다.

$$\sigma_\phi^2 = \int_{-B/2}^{B/2} S_\phi(f) df = 2 \cdot \int_0^{B/2} S_\phi(f) df \quad (25)$$

여기에서 σ_ϕ^2 (그림 2-5에서 pn.var로 표현하였음.)은 수신단 주파수 합성기의 위상잡음 $\phi_{IN}(t)$ 혹은 $\phi_{RF}(t)$ 의 분산이며, $S_\phi(f)$ 는 위상잡음의 전력 스펙트럼 밀도이며 주파수 합성기의 수학적 위상 등가모델^[7]을 이용하는 이론적 방법으로 얻을 수 있고, B 는 OFDM 대역이다.

표 1. 코딩 효율 비교

Table 1. Coding efficiency comparison.

Method	Coding efficiency(C_r)
Original OFDM method	1
Data conversion method	1/2
Data conjugate method	1/2

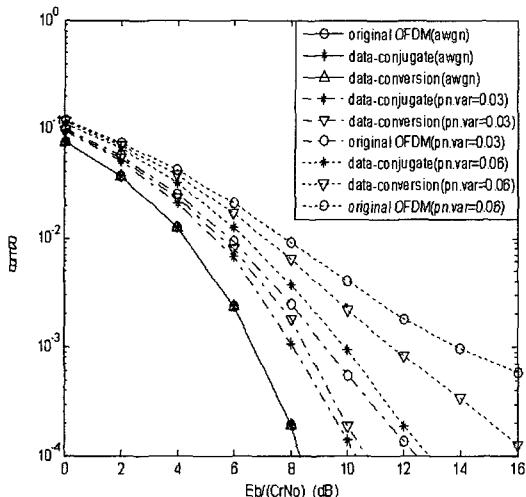


그림 2. 3가지 방식의 BER 비교(QPSK 변조방식, $N=64$)

Fig. 2. BER comparison of 3 system(QPSK, $N=64$).

그림 2는 QPSK 변조방식을 사용하고 위상잡음 분산이 각각 0.03, 0.06일 때 세 가지 전송방식에서의 에러 확률을 나타낸 것이다. 그림 3은 16-QAM 변조방식을 사용하고 위상잡음 분산이 각각 0.01, 0.03일 때의 에러 확률을 비교한 것이다. 그림 4는 부반송파수가 1024일 경우 16-QAM 변조방식에서의 에러 확률을 보인다. 그림 5는 SNR를 10 dB로 고정하였을 경우 위상잡음 분산에 따른 에러 확률을 나타낸 것이다.

그림 2에서 보듯이 AWGN 환경에서 위상잡음 분산이 0.03일 경우 $BER=10^{-3}$ 에서 data-conjugate 전송방식에서는 data-conversion 전송방식보다 0.4 dB, 기존의 OFDM보다 2.25 dB SNR 이득을 가지며 위상잡음 분산이 0.06일 경우 $BER=10^{-3}$ 을 만족하기 위하여 data-conjugate 전송방식에서는 10.1 dB 정도의 SNR이 요구되지만 data-conversion 전송방식에서는 약 11.9 dB 정도의 SNR이 요구되며 기존의 OFDM 전송방식에서는 error floor가 발생한다. 즉 data-conjugate 전송방식에서 제일 우수한 통신성능을 얻을 수 있다.

그림 3에 보듯이 AWGN 채널환경에서 16-QAM 변조방식을 사용하고 위상잡음 분산이 0.01일 경우, $BER=10^{-2}$ 에서 data-conjugate 전송방식에서는 data-conversion 전송방식보다 0.44 dB, 기존의 OFDM보다 0.8 dB 정도의 SNR 이득을 가진다. 위상잡음 분산이

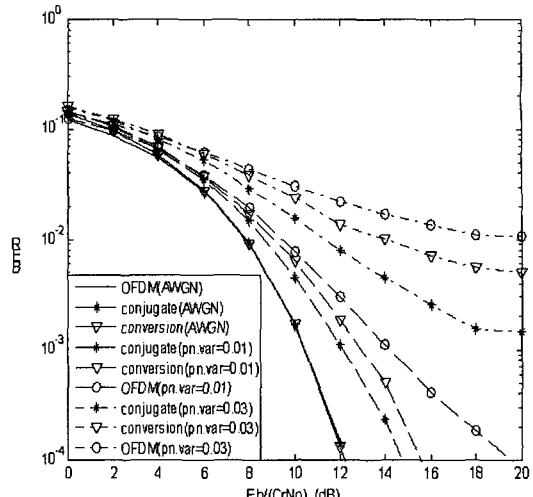


그림 3. BER 비교(16-QAM 변조방식, $N=64$)

Fig. 3. BER comparison(16-QAM, $N=64$).

0.03일 경우, $BER=10^{-2}$ 을 만족하기 위하여 data-conjugate 전송방식에서는 11.4 dB 정도의 SNR이 요구되지만 data-conversion 전송방식에서는 약 14.1 dB 정도의 SNR이 요구되며 기존의 OFDM 전송방식에서는 error floor가 발생한다. 즉 16-QAM 전송방식에서도 data-conjugate 전송방식이 가장 우수하다는 것을 알 수 있다.

그림 4에서 보듯이 부 반송파수가 1024로 증가하였을 경우에도 data conjugate 전송방식이 가장 우

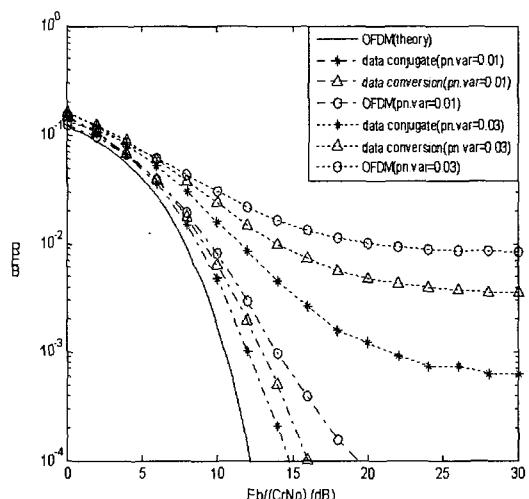


그림 4. BER 비교(16-QAM 변조방식, $N=1024$)

Fig. 4. BER comparison(16-QAM, $N=1024$).

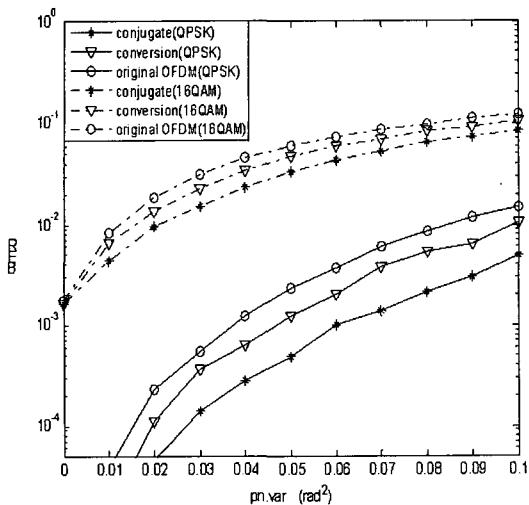


그림 5. 위상잡음 분산 (σ_{ϕ}^2)에 따른 BER(SNR=10 dB, N=64)

Fig. 5. BER v.s. phase noise variance (σ_{ϕ}^2)(SNR=10 dB, N=64).

수한 통신 성능을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

또한 그림 5에서 보듯이 data-conversion 전송방식과 data-conjugate 전송방식을 사용하였을 때 기존의 OFDM보다 현저한 성능 개선 효과를 얻을 수 있으며 data-conjugate 전송방식에서 제일 좋은 개선 효과를 얻을 수 있다. 추가적으로 참고문헌 [5]에서 설명하였듯이 data-conjugate 전송방식을 사용하면 data-conversion 전송방식의 높은 PAPR 문제도 해결할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 ICI 영향을 효과적으로 줄일 수 있는 data-conjugate 형식의 새로운 ICI 제거 기법을 이용하여 위상잡음에 의한 성능 저하 현상을 분석하고 기존의 OFDM, 그리고 data-conversion 형식의 ICI 제거기법과 비교한다.

- 1) Data-conjugate 형식의 ICI 제거 기법을 사용하였을 경우 위상잡음의 영향으로 나타나는 CPE와 ICI를 분석하였다. 분석 결과 CPE 성분은 0이다.
- 2) 기존의 OFDM 방식, data-conversion 방식의 ICI 제거기법, data-conjugate 방식의 ICI 제거 기법을 각각 사용하였을 경우 주파수 합성기에서 발생하는 위상잡음이 통신성능에 미치는 영향을 BER 특성으로 분석하였다. 결과적으로 ICI 제

거기법을 사용하였을 때 ICI에 의한 성능 손실을 효과적으로 줄일 수 있으며 data-conversion 형식의 ICI 제거기법보다 data-conjugate 형식의 ICI 제거기법을 사용하였을 때 더 좋은 통신 성능을 확보할 수 있다.

본 연구에서 제안하는 ICI 제거 기법은 시스템의 대역효율을 1/2로 감소시켜 데이터 전송량이 감소되는 단점이 존재한다. 하지만 위상잡음과 PAPR의 관점에서, data-conjugate 형식의 ICI 제거방법을 이용한 OFDM 시스템은 PAPR, CIR, BER 등 여러 가지 면에서 기존의 OFDM과 기존의 data-conversion 형식의 ICI 제거방법보다 더 우수한 통신 성능을 기대할 수 있다. 위의 결과는 통신성능을 제고하기 위한 ICI 최소화하는 기법의 설계에 매우 유용하게 사용될 것이다.

참 고 문 헌

- [1] Claus Muschallik, "Influence of RF Oscillators on an OFDM signal", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 41, no. 3, pp. 592-603, Aug. 1995.
- [2] Ana Garcia Armada, "Understanding the effects of phase noise in OFDM", *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 47, no. 2, pp. 153-159, Jun. 2001.
- [3] J. 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.
- [4] Yuping Zhao, S. G. Haggman, "Intercarrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 7, pp. 1185-1191, Jul. 2001.
- [5] Yu Fu, Seog Geun Kang, and Chi Chung Ko, "A new scheme for PAPR reduction in OFDM systems with ICI self-cancellation", *Proceedings of VTC 2002-Fall, 2002 IEEE 56th Vehicular Technology Conference*, vol. 3, pp. 1418-1421, Sep. 2002.
- [6] J. Shentu, K. Panta, and J. Armstrong, "Effects of

- phase noise on performance of OFDM systems using an ICI cancellation scheme", *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 49, no. 2, pp. 221-224, Jun. 2003.
- [7] H. G. Ryu, 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.
- [8] S. Sampei, *Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications*, Prentice-Hall, 1997.
- [9] Rodger E. Ziemer, William H. Tranter, *Principles of Communications*, Fifth Edition, Wiley 2002.
- [10] John G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 2000.

이영선



1992년 9월~1997년 7월: 중국북경 청화대학교 자동화계 (공학사)
2002년 9월~2004년 8월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)
1997년 8월~2002년 8월: 연변대학교 전자공학과 교원
2004년 9월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정

[주 관심분야] 디지털 통신, 통신회로 설계, OFDM 통신 시스템 등

Nguyen Thanh Hieu



1999년 6월: 베트남 하노이 국립대학 전자통신공학과 (공학사)
2003년 6월: 베트남 하노이 국립대학 전자통신공학과 (공학석사)
2000년 1월~2004년 6월: 베트남 하노이 국립대학 전자통신공학과 강사

2004년 9월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정

[주 관심분야] 디지털 통신, OFDM 통신 시스템 등

유홍균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 정교수
1999년~현재: IEEE 논문 심사위원
2002년: 한국전자파학회 학술상 수상
2002년 3월~2004년 2월: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장

[주 관심분야] 디지털 통신 공학, 이동/위성 통신 시스템, 통신 회로 설계

정영호



1992년 2월: 전북대학교 전자공학과 (공학사)
1994년 2월: 전북대학교 전자공학과 (공학석사)
2001년 9월~현재: 충남대학교 전자공학과 박사과정
1994년 3월~현재: 한국전자통신연구원 디지털방송연구단 방송시스템 연구그룹 이동멀티미디어방송연구팀 선임연구원

[주 관심분야] 디지털 방송시스템, 디지털 이동멀티미디어시스템, 디지털신호처리

함영권



1980년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
1996년 8월: 연세대학교 전자공학과 (공학박사)
1984년 3월~현재: 한국전자통신연구원 디지털방송연구단 방송시스템 연구그룹 책임연구원

[주 관심분야] 디지털 방송시스템, 디지털 이동멀티미디어시스템