

ICI를 Data Conversion 방식으로 상쇄하는 OFDM 통신시스템과 성능분석

Performance Analysis of OFDM Communication System Cancelling the ICI by Data Conversion Method

허근재 · 이영선 · 유흥균 · 정두영*

Keun Jae Heo · Ying Shan Li · Heung-Gyoon Ryu · Doo-Young Jung*

요 약

무선 통신 시스템에서 고속 데이터 전송에 효율적인 다중 반송파 시스템인 OFDM 통신 시스템에서는 송수신 단의 오실레이터에서 발생하는 위상잡음이 인접채널간 간섭(Inter-carrier-interference: ICI)을 야기시켜 통신 성능에 악영향을 끼친다. 본 논문에서는 ICI영향을 효과적으로 줄일 수 있는 새로운 data-conversion 형식의 ICI 제거 방법을 제안하고 위상잡음을 선형 근사화하여 위상잡음에 의해 발생하는 common phase error(CPE), ICI 그리고 carrier to interference power ratio(CIR)를 분석한다. 그리고 data-conversion 형식의 위상잡음에 의한 성능 개선 효과를 분석하기 위해서 기존의 OFDM과 비교하였다. 이때 부반송파수 64의 조건 하에서 위상 잡음 분산 0.3의 QPSK 변조방식과 위상 잡음 분산 0.1의 16 QAM 변조방식의 경우, $BER=10^{-3}$ 에서 각각 0.6 dB, 1.5 dB의 SNR 이득을 가짐을 볼 수 있다. 결과적으로 ICI 제거방법을 사용하였을 때 기존의 OFDM system에 비하여 ICI에 의한 성능손실을 효과적으로 줄일 수 있다.

Abstract

In the multi-carrier OFDM communication system, the inter-carrier-interference(ICI) produced by phase noise in the transceiver local oscillator makes a severe influence on the system performance. In this paper, a new ICI self-cancellation scheme in the data-conversion type is proposed to reduce effectively the ICI. Also, the common phase error(CPE), ICI and carrier to interference power ratio(CIR) are found by the linear approximation of the phase noise. Then, the proposed method is compared with the conventional OFDM to analyze the efficiency of system performance improvement. When the number of subcarriers is 64, there are respectively the SNR gain of 0.6 dB in the phase noise variance of 0.3 with QPSK and 1.5 dB in the phase noise variance of 0.1 with 16 QAM at $BER=10^{-3}$. As a result, the performance degradation by ICI can be effectively lowered in the proposed system with ICI self-cancellation scheme, compared with the conventional OFDM system.

Key words : OFDM, ICI, Dta-Conversion, CIR and CPE

I. 서 론

Orthogonal frequency-division multiplexing(OFDM)

시스템은 대용량 고속 전송과 높은 대역효율 그리고 다중 경로 간섭에 강한 특성으로 현재 광대역 무선 이동 통신(broadband wireless mobile communication)

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

*충북대학교 정보통신공학과(Dept. of Information & Communication, Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 20030811-114

· 수정완료일자 : 2003년 10월 13일

시스템에서 가장 적합한 전송기술로 사용되고 있다. 또한, OFDM기술은 digital audio and video broadcasting(DAB/DVB), 고속 전송의 무선 로컬 네트워크(WLANs-wireless local area networks) 즉, IEEE-802.11x, HIPERLAN II, multimedia mobile access communications(MMAC)의 표준으로 채택되고 있다. 그러나 다중 반송파 시스템의 단점인 높은 PAPR, inter-carrier-interference(ICI) 등 결점도 가진다. 특히 위상잡음, 주파수 오프셋 등의 원인으로 나타나는 ICI 현상은 시스템 성능에 커다란 악영향을 끼친다. 본 논문에서는 주로 위상잡음에 의해 발생하는 ICI를 최소로 하여 통신성능을 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 통신시스템에서 위상회전과 ICI 영향을 연구하였다^[1]. 2001년 A. G. Armada는 OFDM 통신시스템에서 위상잡음의 영향을 분석하였다^[2]. 위의 연구에서는 OFDM 통신시스템에서 위상잡음에 의해 발생하는 common phase error(CPE), ICI 등의 영향을 상세히 분석하였으나, 위상잡음에 의해 발생하는 성능저하를 개선하거나 최소화하는 방법에 대한 연구는 없었다. 1999년, Jean Armstrong은 OFDM 통신시스템에서 캐리어 주파수 오프셋에 의해 발생하는 ICI를 감소시키는 방법을 제안하고 성능을 분석하였다^[3]. 2001년, Yuping Zhao와 Sven-Gustav Haggman은 OFDM 통신시스템에서 ICI self-cancellation 방법을 제안하고 분석하였다^[4]. 이러한 연구에서는 OFDM 시스템에서 주파수 오프셋에 의해 발생하는 ICI성분을 제거하기 위한 방법으로서 ICI self-cancellation 방법을 제안하고 기존의 OFDM과 비교하면서 대응하는 carrier to interference ratio(CIR), bit error probability(BER) 등을 비교 분석하였으나 위상잡음에 의해 발생하는 ICI에 대해서는 연구하지 않았다.

ICI를 줄이기 위한 data-conversion 형식의 방법은 최초로 주파수 오프셋에 의해 발생하는 ICI를 줄이기 위하여 제안되었으나, 본 연구에서는 오실레이터에서의 위상잡음에 의해 발생하는 ICI를 최소화하고자 한다. 그러므로 본 논문에서는 Yuping Zhao와 Sven-Gustav Haggman가 제기한 전송효율은 1/2로 감소하

지만 ICI를 효과적으로 줄일 수 있는 data-conversion 형식의 ICI 제거방법을 제안하여 위상잡음의 영향에 의한 ICI를 분석하고 기존의 OFDM 전송방식과 data-conversion 전송형식의 ICI 제거기법에 대해 위상잡음에 의해 발생한 에러 확률을 비교한다. 동시에 위상잡음 선형 근사화 기법을 이용하여 위상잡음에 의해 발생하는 CPE, ICI 그리고 CIR를 비교 분석한다.

II. Data-Conversion 형식의 ICI 제거 기법

Data-conversion 형식의 ICI 제거방법을 사용한 OFDM 시스템의 간단한 블록도는 그림 1과 같다. 분석의 편의를 위하여 먼저 채널이 AWGN 채널이라고 가정한다. 고속의 정보데이터는 직/병렬 변환기(serial-to-parallel converter)를 통하여 $N/2$ 개의 병렬 데이터로 변환된다. 다음 ICI self cancellation을 위하여 N 개의 부반송파를 가진 병렬데이터로 변환된다. 변환기법은 아래와 같다. 먼저 직병렬 변환된 정보신호는 $X'_{2k} = X_k, X'_{2k+1} = -X_k$ 형식으로 재배열된다. 여기에서 X_k 는 k 번째 병렬신호이고 Z_k 는 ICI cancellation method로 매핑된 후의 i 번째 부반송파의 정보 신호이다.

즉, 정보신호는 각각 한 쌍의 인접한 부반송파에 conversion 형식으로 매핑되어 전송되며 $N/2$ 개의 병렬신호가 N 개의 부반송파의 정보신호로 매핑된다. 그러므로 두 개의 인접 부반송파를 이용하여 동일한 데이터를 전송한다. 실제적으로 각각의 심볼은 다중 경로 지연확산에 대처하기 위하여 cyclic prefix를 추가한다. 이 cyclic prefix는 수신단에서 소거되기 때문에 본 연구에서는 고려하지 않는다. 수신단에서는 직/병렬 변환기(S/P)를 통하고 FFT된 N 개의 부반송

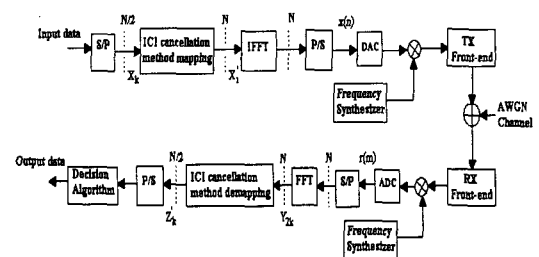


그림 1. 제안하는 전체 OFDM 시스템 블록도
Fig. 1. Proposed OFDM system block diagram.

파에 실린 정보신호는 data-conversion형식의 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 찾아낸다. 여기에서 Y_{2k} 는 FFT된 후의 $2k$ 번째 부반송파 신호이고 Z'_k 는 data-conversion형식의 ICI self cancellation 방법을 통하여 찾아낸 k 번째 병렬신호이다. 다음 병/직렬변환기(P/S)를 거치고 정보신호를 검출한다.

그러므로 송신단에서의 복소 기저대역 OFDM 신호는 아래와 같다.

$$x(n) = \sum_{i=0}^{N-1} X'_i \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}in}$$

$$= \sum_{k=0}^{N/2-1} \left[X_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}2kn} - X_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(2k+1)n} \right] \text{ for } 0 \leq n < N \quad (1)$$

여기에서 $j = \sqrt{-1}$, N 는 전체 부반송파수, X_k 는 k 번째 병렬 데이터 심볼이고, X'_i 는 data-conversion형식의 ICI self cancellation 방법으로 매핑된 후의 i 번째 부반송파의 데이터심볼이다. $x(n)$ 는 송신단에서 TX 오실레이터의 위상잡음이 추가되며 AWGN 채널을 경과한 후 수신단에서 RX 오실레이터의 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 잡음(complex Gaussian noise)이고, $\phi_{TX}(t)$ 와 $\phi_{RX}(t)$ 는 송수신단의 오실레이터에서 발생한 시변 위상잡음 프로세스(time-varying phase noise process)이다. 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 fast Fourier transform(FFT) 처리한 후의 k 번째 부반송파신호는 아래와 같다.

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

$$= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \left[\sum_{l=0}^{N-1} X_l \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}lm} \cdot e^{j\phi_{TX}(m)} + n(m) \cdot e^{j\phi_{RX}(m)} \right] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}km}$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X_l \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\left(\frac{2\pi}{N}(l-k)m + \phi_{tot}(m)\right)} + N_k \quad (3)$$

한편, ICI제거방법이 적용된 경우 직렬별 변환된 병렬신호는 $X'_{2k} = X_k$, $X'_{2k+1} = -X_k$ 형식으로 재배열된다. 그러므로 수신단에서 fast Fourier transform (FFT) 처리를 한 후의 $2k$ 번째 부반송파 신호는 아래와 같이 표현할 수 있다.

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

$$= \sum_{l=0}^{N/2-1} \left[\frac{1}{N} \cdot X_l \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\left(\frac{2\pi}{N}(2l-2k)m + \phi_{tot}(m)\right)} - \frac{1}{N} \cdot X_l \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\left(\frac{2\pi}{N}(2l+1-2k)m + \phi_{tot}(m)\right)} \right] + N_{2k}$$

$$= \sum_{l=0}^{N/2-1} [X_l Q_{2l-2k} - X_l Q_{2l+1-2k}] + N_{2k} \quad (4)$$

여기에서

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

여기에서 N_{2k} 는 복소 AWGN이 RX 로컬 오실레이터에서 발생한 위상잡음과 곱해진 후의 FFT 버전이다. 그리고 랜덤 위상 잡음 프로세스 $\phi_{tot}[m]$ 는 $\phi_{TX}[m] + \phi_{RX}[m]$ 와 같다.

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

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

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

$$Z'_k = (Y_{2k} - Y_{2k+1})/2$$

$$= \frac{1}{2} \left[\sum_{l=0}^{N/2-1} [X_l Q_{2l-2k} - X_l Q_{2l+1-2k}] + N_{2k} - \left[\sum_{l=0}^{N/2-1} [X_l Q_{2l-2k-1} - X_l Q_{2l-2k}] + N_{2k+1} \right] \right]$$

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

여기에서 $N_k = \frac{1}{2}(N_{2k} - N_{2k+1})$ 로서 수신단에서 원 신호에 대응하는 k 번째 병렬 신호에 대응하는 AWGN이다. 만약 $e^{j\phi_{tot}(m)}$ 에서 $\phi_{tot}(m)$ 의 값이 작을 때 $1 + j\phi_{tot}(m)$ 으로 근사화할 수 있다. 즉, 위상잡음 선형 근사화 기법을 이용하여 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

$$\begin{aligned} Z'_k &= \frac{1}{2} \sum_{l=0}^{N/2-1} \{ X_l [-Q_{2l-2k-1} + 2Q_{2l-2k} - Q_{2l-2k+1}] \} + N_k \\ &= \frac{1}{2} X_k [-Q_1 + 2Q_0 - Q_1] + \frac{1}{2} \sum_{l \neq k}^{N/2-1} X_l [-Q_{2l-2k-1} + 2Q_{2l-2k} - Q_{2l-2k+1}] + N_k \\ &= X_k + \frac{1}{2} X_k [-Q_1 + 2Q_0 - Q_1] + \frac{1}{2} \sum_{l \neq k}^{N/2-1} X_l [-Q_{2l-2k-1} + 2Q_{2l-2k} - Q_{2l-2k+1}] + N_k \\ &= X_k + CPE + ICI + N_k \end{aligned} \quad (13)$$

아래에 CPE와 ICI성분을 각각 분석한다.

a) $l = k$ 인 경우는 common phase error(CPE)가 섞인 유용한 신호이다. 여기에서

$$\begin{aligned} CPE &= \frac{1}{2} X_k [-Q_1 + 2(Q_0 - 1) - Q_1] \\ &= \frac{j2X_k}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \sin^2\left(\frac{\pi m}{N}\right) \phi_{tot}(m) \end{aligned} \quad (14)$$

으로서 일정한 값이 존재한다.

b) $l \neq k$ 인 경우는 다른 부반송파들에서 k 번째 반송파 신호에 대한 inter-carrier interference(ICI)성분이다.

$$\begin{aligned} Z'_{k2} &= \frac{1}{2} \sum_{l \neq k}^{N/2-1} X_l [-Q_{2l-2k-1} + 2Q_{2l-2k} - Q_{2l-2k+1}] \\ &= \frac{2j}{N} \sum_{l=0}^{N/2-1} X_l \sum_{m=0}^{N-1} \sin^2\left(\frac{\pi m}{N}\right) \cdot \exp\left(\frac{j4\pi m(l-k)}{N}\right) \phi_{tot}(m) \end{aligned} \quad (15)$$

위의 부분은 다른 부반송파에서 k 번째 부반송파 신호에 주는 ICI 영향으로서 k 번째 부반송파 신호에 추가되며 가우시안 잡음형태로 나타나 신호의 직교성을 깨뜨린다. 즉 기존의 OFDM에서 CPE와 ICI 성분은 위상잡음의 독립적인 스펙트럼과 관계되지만 ICI self-cancellation 방법에서는 위상잡음 스펙트럼의 일정한 조합과 관계된다.

III. CPE, ICI 및 CIR 분석

기존의 OFDM과 여기서 제안한 방식의 CPE, ICI, CIR를 분석한다.

3-1 기존의 OFDM

기존의 OFDM시스템일 경우 수신단에서 fast Fourier transform(FFT) 변환을 한 후의 k 번째 부반송파신호는 아래와 같다.

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

k 번째 부반송파의 유용한 수신신호전력:

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

ICI전력:

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

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

$$CIR = \frac{|Q_0|^2}{\sum_{l=0}^{N-1} |Q_{l-k}|^2} = \frac{|Q_0|^2}{\sum_{l=1}^{N-1} |Q_l|^2} \quad (19)$$

3-2 제한한 Data-Conversion형식의 ICI 제거기법

ICI 제거 기법을 사용하면 직병렬 변환된 병렬신호는 $X'_{2k} = X_k, X'_{2k+1} = -X_k$ 형식으로 재배열된다^[4]. 그러므로 앞 절에서 살펴본 것과 같이 이에 따른 $2k, 2k+1$ 번째 부반송파 신호는 각각 식 (4), (6)과 같이 표현할 수 있고 수신단에서 $Z'_k = (Y_{2k} - Y_{2k+1})/2$ 을 이용하여 찾아낸 신호는 (13)과 같다. 즉,

$$\begin{aligned} Z'_k &= X_k + \frac{1}{2} X_k [-Q_{-1} + 2(Q_0 - 1) - Q_1] \\ &+ \frac{1}{2} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N/2-1} X_l [-Q_{2l-2k-1} + 2Q_{2l-2k} - Q_{2l-2k+1}] + N_k \\ &= X_k + CPE + ICI + N_k. \end{aligned} \quad (20)$$

그러므로

$$CIR = \frac{|Q_{-1} + 2Q_0 - Q_1|^2}{\sum_{l \neq k}^{N/2-1} |Q_{2l-2k-1} + 2Q_{2l-2k} - Q_{2l-2k+1}|^2} = \frac{|Q_{-1} + 2Q_0 - Q_1|^2}{\sum_{l=1}^{N/2-1} |Q_{2l-1} + 2Q_{2l} - Q_{2l+1}|^2} \quad (21)$$

IV. 시뮬레이션 결과와 성능분석

기존의 OFDM 방식과 제안하는 data-conversion형식의 ICI 제거방법의 OFDM 방식에서, 오실레이터에서 발생하는 위상잡음이 통신성능에 미치는 영향을 분석한다. QPSK 변조방식과 16-QAM 방식을 각각 사용하고 oversampling을 4로 하고 OFDM 시스템에서의 부반송파수는 64로 가정한다. 분석의 편의를 위하여 AWGN 채널환경을 사용하고 위상잡음모델로 PLL(phase locked loop) 주파수 합성기를 사용한다. PLL 주파수합성기의 위상잡음모델은 참고논문 [5]를 이용하고 OFDM 대역은 10 MHz로 가정한다.

OFDM 시스템의 대역을 고려하여 주파수 합성기의 위상잡음의 분산을 계산하면 아래와 같다.

$$\sigma_\phi^2 = \int_{-B/2}^{B/2} S_\phi(f) df = 2 \cdot \int_0^{B/2} S_\phi(f) df \quad (22)$$

여기에서 $S_\phi(f)$ 는 위상잡음의 PSD(전력 스펙트럼 밀도)이고 B 는 OFDM 대역이며 $S_\phi(f)$ 는 주파수 합성기의 수학적 위상 등가 모델^[5]을 이용하는 이론적 방법으로 얻을 수 있다. 아래에 위의 위상잡음이 존재할 때 각각의 통신방법에서의 에러확률을 분석한다. 또한 시뮬레이션은 전송 효율이 1/2로 준다는 것을 감안하여 동일 SNR을 기준으로 짝수 부반송파의 데이터 반복에 의한 코딩 효과를 고려하지 않고 부반송파수가 64일 때의 에러확률을 분석하였다.

그림 2는 QPSK 변조 방식을 사용하고 위상잡음 분산이 각각 0.03, 0.06일 때 2가지 방식에서의 에러확률을 구한 것이다. 그림 3은 16 QAM 변조 방식을 사용하였을 때이다.

그림 2에서 보듯이 AWGN 환경에서 위상잡음이 존재하지 않을 경우 BER 성능은 동일하다. 하지만 위상 잡음 분산이 0.03일 경우 $BER=10^{-3}$ 을 만족하기 위한 요구 SNR은 기존의 OFDM의 경우 약 10 dB이고 data-conversion 전송방식에서는 약 8.5 dB로 1.5 dB의 SNR 이득을 가지며 위상잡음분산이 0.06일 경우 $BER=10^{-3}$ 을 만족하기 위하여 data-conversion 전송 방식에서는 약 12 dB 정도의 SNR이 요구되지만 기존의 OFDM의 경우 error floor가 발생한다. 즉 data-conversion 전송방식이 더 좋은 통신 성능을 가짐을 알 수 있다.

그림 3에서 16 QAM 변조방식을 사용하였을 경우, AWGN 채널 환경에서 QPSK 변조방식과 마찬가지로 위상잡음이 없을 때 BER 성능은 동일하게 나타난다. 그러나 위상잡음분산이 0.01일 경우 $BER=10^{-3}$ 에서 data-conversion 전송방식에서는 기존의 OFDM

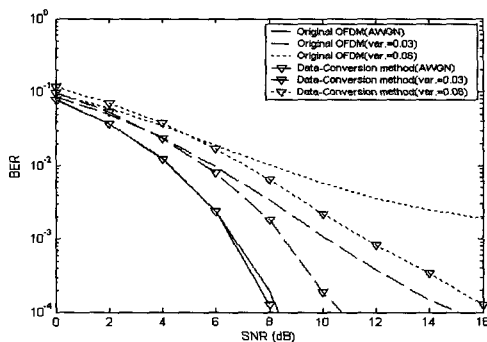


그림 2. BER 비교(QPSK 변조방식, N=64)
Fig. 2. BER comparison(QPSK modulation, N=64).

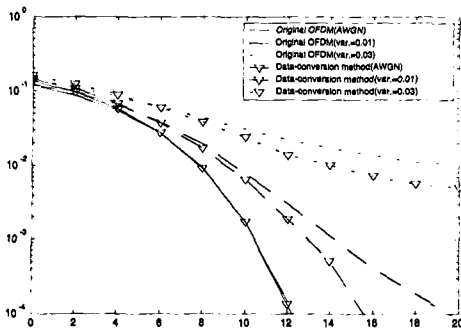


그림 3. BER 비교(16 QAM 변조방식, N=64)
Fig. 3. BER comparison(16 QAM modulation, N=64).

보다 약 0.6 dB 정도의 SNR 이득을 갖는다. 또한 위상잡음분산이 0.03일 경우 $BER=10^{-2}$ 를 만족하기 위하여 data-conversion 전송방식에서는 14 dB 정도의 SNR이 요구되지만 기존의 OFDM 전송방식에서는 error floor가 발생한다. 즉 16 QAM 전송방식에서도 data-conversion 전송방식의 시스템 성능이 개선된 것을 확인할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 ICI 영향을 효과적으로 줄일 수 있는 data-conversion 형식의 ICI 제거 기법을 제안하여 위상잡음에 의한 성능 악화를 개선시키고 기존의 OFDM과 비교하였다.

1) 먼저 Data-conversion 형식의 ICI 제거 기법을 사용하였을 경우 위상잡음의 영향으로 나타나는 CPE와 ICI를 이론적으로 분석하였고 CIR을 유도하였다.

2) 다음 기존의 OFDM방식, data-conversion방식의 ICI제거기법을 각각 사용하였을 경우 오실레이터에서 발생하는 위상잡음이 통신성능에 미치는 영향을 BER을 통해 분석하였다. 부반송파수 64의 조건 하에서 위상 잡음 분산 0.3의 QPSK 변조방식과 위상 잡음 분산 0.1의 16 QAM 변조방식의 경우, $BER=10^{-3}$ 에서 각각 0.6 dB, 1.5 dB의 SNR 이득을 가짐을 볼 수 있다. 즉 ICI 제거방법을 사용하였을 때 기존의 OFDM system에 비하여 ICI에 의한 성능손실을 효과

적으로 줄일 수 있다.

그러므로 data-conversion 형식의 ICI 제거 방법을 이용한 OFDM시스템은 CIR, BER측면에서 기존의 OFDM보다 더 우수한 통신성능을 기대할 수 있다.

또한 data-conversion 형식은 frequency offset의 영향 또한 줄일 수 있기 때문에 AWGN 채널 환경 뿐 아니라 mutipath fading 환경에서의 도플러 효과의 영향도 줄일 수 있을 것으로 예상되므로 추후 연구를 진행하고자 한다.

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, Issue: 3, pp. 365-369, Mar. 1999.
- [4] Yuping Zhao, S.-G. Haggman, "Inter-carrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, Issue: 7, pp. 1185-1191, Jul. 2001.
- [5] 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.
- [6] S. Sampei, *Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications*, Prentice Hall, 1997.
- [7] Rodger E. Ziemer, William H. Tranter, *Principles of Communications*, Fifth Edition, Wiley.
- [8] John G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 2000.

허 근 재



2003년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학사)
2003년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 석사과정
[주 관심분야] OFDM 통신시스템, 주파수합성기 설계, 확산 스펙트럼 시스템 등

유 홍 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 정교수
2002년 3월~현재: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장
[주 관심분야] 디지털 통신 공학, 이동/위성 통신 시스템, 통신 회로 설계 및 통신 신호 처리

이 영 선



1997년 7월: 중국 북경 칭화대학교 자동화계 (공학사)
1997년 8월~2002년 8월: 연변대학교 전자공학과 교원
2002년 9월~현재: 충북대학교 전자공학과 석사과정
[주 관심분야] 디지털 통신, 통신회로 설계, OFDM 통신시스템 등

정 두 영



1987년~현재: 충북대학교 정보통신과 교수
[주 관심분야] 디지털 및 데이터 통신, 데이터망, 이동통신시스템, 멀티미디어 통신