

# 위상 잡음 보상과 PAPR 저감을 고려한 DFT-Spread OFDM 통신 시스템 설계와 성능 평가

## Design and Performance Evaluation of the DFT-Spread OFDM Communication System for Phase Noise Compensation and PAPR Reduction

이영선 · 김남일 · 김상우 · 유흥균

Yingshan Li · Namil Kim · Sang-Woo Kim · Heung-Gyoon Ryu

### 요 약

최근에 PAPR(Peak to Average Power Ratio)을 저감하기 위하여 DFT-Spread OFDM(Discrete Fourier Transform-Spread Orthogonal Frequency Division Multiplexing)이 많이 연구되고 있다. 그러나 DFT-Spread OFDM 시스템에서는 발진기에서 발생하는 위상 잡음에 의한 DFT 확산 코드의 위상 오프셋 불일치로 인하여 기존 OFDM 시스템에 비하여 상대적으로 더 많은 간섭 즉 ICI(Inter-sub-Carrier-Interference)와 SCI(Self-Channel-Interference) 성분이 발생하여 성능이 나빠진다. 본 논문에서는 먼저 DFT-Spread OFDM 시스템의 위상 잡음에 의한 통신 성능의 영향을 분석한다. 그리고 위상 잡음 보상을 위한 기존의 ICI 제거 기법(ICI self-cancellation method)을 검토하고, 2가지 새로운 ICI 제거 기법을 제안한다. 또한, PAPR을 저감하고 동시에 위상 잡음에 의해 간섭을 제거하기 위하여, 기존 방법과 새로이 제안한 ICI 제거 기법을 사용하는 새로운 시스템을 구성하고 그 성능을 비교·분석한다. 분석 결과, DFT-Spread OFDM 시스템에 ICI 제거 기법을 적용한 새로운 시스템은 낮은 PAPR 특성을 유지하면서 위상 잡음에 의한 성능 악화를 최소화할 수 있다. 그 중에서 data-conjugate 기법과 새로 제안한 symmetric data-conjugate 기법을 적용한 DFT-Spread OFDM 시스템이 제일 우수하여 DFT-Spread OFDM보다 크게 성능이 개선되며, data-conjugate 기법을 적용한 DFT-Spread OFDM이 좀 더 우수하다.

### Abstract

Recently, the DFT-Spread OFDM has been studied for the PAPR reduction. However, the DFT-Spread OFDM produces more ICI and SCI problems than OFDM because phase offset mismatch of the DFT spreading code results from the random phase noise in the oscillator. In this paper, at first, phase noise influence on the DFT-Spread OFDM system is theoretically analyzed in terms of the BER performance. Then, the conventional ICI self-cancellation methods are discussed and two kinds of ICI self-cancellation methods are newly proposed. Lastly, a new DFT-Spread OFDM system which selectively adopts the ICI self-cancellation technique is proposed to resolve the interference problem and PAPR reduction simultaneously. Proposed new DFT-Spread OFDM system can minimize performance degradation caused by phase noise, and still maintain the low PAPR property. Among the studied methods, DFT-Spread OFDM with data-conjugate method or newly proposed symmetric data-conjugate method show the significant performance improvements, compared with the DFT-Spread OFDM without ICI self-cancellation schemes. The data-conjugate method is slightly better than symmetric data-conjugate method.

Key words : DFT-Spread OFDM, Phase Noise, ICI, Data-Conjugate, Symmetric Data-Conjugate

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

· 논문 번호 : 20060421-046

· 수정완료일자 : 2006년 6월 19일

## I. 서 론

최근 들어 EUTRA(Evolved Universal Terrestrial Radio Access) 업 링크에서 SC-FDMA(Single-Carrier Frequency Division Multiple Access) 기술이 크게 각광을 받고 있다<sup>[1],[2]</sup>. 특히 SC-FDMA 기술 중 하나인 DFT-Spread OFDM 기술은 높은 대역 효율과 같은 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기술의 장점을 공유하는 반면, PAPR은 매우 낮으므로 보다 큰 주목을 받고 있다. 그러나 OFDM 기반의 DFT-Spread OFDM 시스템은 랜덤한 위상 잡음이 존재할 경우 DFT 확산 과정에서의 위상 오프셋 불일치로 인해 ICI와 SCI와 같은 간섭들이 발생할 것으로 예상되며, 이들의 영향으로 시스템 성능 감소 또한 크게 발생할 것이다.

예로부터 위상 잡음 그리고 ICI에 대한 많은 기존 연구가 있었다<sup>[3]~[10]</sup>. 기존 논문에서는 위상 회전 벡터 CPE(Common Phase Error) 및 인접 채널간 간섭(ICI) 성분에 대한 자세한 분석을 다루었다. 또한 ICI 영향을 추정하고 보상하기 위하여 data-conversion 혹은 data-conjugate 형식의 ICI 제거 방법이 거론되었다.

본 논문에서는 먼저 DFT-Spread OFDM 시스템에서 송·수신단의 발진기에서 발생하는 위상 잡음에 의한 영향을 연구·분석한다. 다음 위상 잡음 보상을 위한 기존의 ICI 제거 기법을 소개하며, 이를 토대로 두 가지 새로운 ICI 제거 기법을 제안한다. 나중에 DFT-Spread OFDM 시스템에서 PAPR 특성에 대한 고려와 동시에 위상 잡음에 의해 발생한 간섭을 제거하기 위하여 위의 ICI 제거 기법들을 선택적으로 적용하는 새로운 시스템을 제안·분석하고 그 성능을 비교·분석한다. 분석 결과 DFT-Spread OFDM 시스템에서는 랜덤 위상 잡음에 의한 DFT 확산 코드의 위상 오프셋 불일치로 인하여 OFDM 시스템에 비하여 상대적으로 더 많은 간섭(ICI와 SCI) 성분이 발생하며 나아가 더 많은 성능 감쇠가 발생한다. 다행히 DFT-Spread OFDM 시스템에 ICI 제거 기법을 적용한 새로운 시스템은 낮은 PAPR 특성을 보존하면서 위상 잡음에 의한 성능 감쇠를 최소화할 수 있다.

## II. DFT-Spread OFDM 시스템과 위상 잡음 영향

### 2-1 위상 잡음

위상 잡음은 오실레이터에서 발생하며 캐리어와 동일한 주파수상에서 발생하는 잡음 그리고 DC 성분과 비슷한 낮은 주파수상에서 발생하는 잡음 및 cross product 성분 등으로 구성된다. 위상 잡음은 보통 평균이 0인 연속적인 Brownian motion process로 모델링할 수 있으며 스펙트럼 관점에서 분산이  $2\pi f_{3dB}t$ 인 finite-power Wiener process로도 정의된다. 여기에서  $f_{3dB}$ 는 오실레이터의 3 dB two-sided 대역을 의미한다. 이론상에서 PLL(Phase Locked Loop)의 정규화된 위상 잡음 power spectral density는 전력이 1이며 캐리어 주파수  $f_c$ 를 중심으로 좌우 대칭의 Lorentzian 모델로 볼 수 있다. 일정한 오프셋 주파수 범위( $\pm b$ )에서 음분산은 아래와 같다<sup>[4],[5],[10]</sup>.

$$\sigma_{\phi}^2 = \int_{-b}^{+b} \left( \frac{N_{op}}{C} \right)_f df = \int_0^b \left( \frac{2N_{op}}{C} \right)_f df \quad \text{rads}^2, \quad (1)$$

여기에서  $\sigma_{\phi}^2$ 는 위상 잡음의 분산이고  $(N_{op}/C)_f$  [dBc]는 일정한 오프셋 주파수  $f$ 에서 위상 잡음의 PSD 대 캐리어 비이다. 일반적으로  $(N_{op}/C)_f$ 는 스펙트럼 분석기 혹은 PLL의 수학적 위상 등가 모델을 이용하는 이론적 분석 방법으로 얻을 수 있다<sup>[5],[6]</sup>.

위상 잡음은 송수신 과정에 주파수 편차를 야기시킨다. 주파수 편차는 신호의 직교성을 깨뜨리며 통신 시스템 성능에 악영향을 끼친다<sup>[3]~[5]</sup>.

### 2-2 DFT-Spread OFDM 시스템

DFT-Spread OFDM은 주파수 도메인 처리를 하는 SC-FDMA의 일종이다. DFT-Spread OFDM에서 매  $S$ 개의 데이터 심볼  $d_{\xi}, \xi=0, \dots, S-1$ 은 하나의 DFT-Spread OFDM 심볼을 구성한다. 구성 과정은 아래와 같다. 먼저  $S$ 개의 데이터 심볼  $d_{\xi}$ 은  $S$  포인트 DFT 확산(DFT spreading) 과정을 거치고 다음 서브 캐리어 매핑을 거쳐 나중에  $N$  포인트 IFFT 처리 즉 OFDM 변조 과정을 거치게 된다. 여기에서 DFT 확산 코드는 주파수 다이버시티 특징을 가지며 1로 정규화 되어 있다. DFT 확산 코드는 DFT 연산을 통하여 생성되며 PAPR 저감 효과를 가진다.

먼저  $S$ 개의 데이터 심볼을 아래와 같이 정의한다.

$$c = [d_0, d_1, \dots, d_{S-1}]. \quad (2)$$

위의 데이터는 DFT 확산 코드  $p_{\tilde{s}, \tau}$ 에 의하여  $S$ 개의 병렬 브랜치에 확산된다. 확산 과정은 아래의 수식과 같다.

$$p_{\tilde{s}, \tau} = \frac{1}{S} e^{-j2\pi\tilde{s} \tau / S}, \quad \tau = 0, \dots, S-1 \quad (3)$$

$$X'_{\tilde{s}} = \sum_{\tau=0}^{S-1} d_{\tau} \cdot p_{\tilde{s}, \tau} = \frac{1}{S} \sum_{\tau=0}^{S-1} d_{\tau} \cdot e^{-j2\pi\tilde{s} \tau / S} \quad (4)$$

서브 캐리어에 각각 매핑된 후 OFDM 변조를 거친 후 아래와 같다.

$$\begin{aligned} x(n) &= \sum_{k \in S} X_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{N} kn} = \sum_{k \in S} X'_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{N} kn} \\ &= \sum_{k \in S} \sum_{\tau=0}^{S-1} d_{\tau} \cdot p_{k, \tau} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N} kn}, \end{aligned} \quad (5)$$

여기에서  $X_k = X'_k = \sum_{\tau=0}^{S-1} d_{\tau} \cdot p_{k, \tau}$ ,  $k = f(\tilde{k})$ ,  $S, S$ 는 데이터 전송에 할당된 서브 브랜치와 서브 캐리어 집합이다. IFFT 입력에서 서브 캐리어 인덱스는  $s = f(\tilde{s})$ 로 정의할 수 있으며  $f(\cdot)$ 는  $\tilde{s}$ 와  $s$ 의 1대1의 일정한 대칭 관계를 의미한다.

채널을 거쳐 위상 잡음의 영향을 받은 수신 신호는 아래와 같다.

$$r(n) = [x(n) \otimes h(n) + v(n)] \cdot e^{j\phi(n)}, \quad (6)$$

여기에서  $x(n)$ ,  $h(n)$ ,  $v(n)$ ,  $r(n)$ 는 각각 송신 신호, 채널의 임펄스 응답, 복소 가우시안 노이즈 및 수신 신호이고  $\phi(n)$ 는 송수신 과정에 추가된 위상 잡음 프로세스이다.

수신단에서 FFT한 후의  $k$ 번째 서브 캐리어의 복조 신호는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} Y_k &= \frac{1}{N} \sum_{n \in S} r[n] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N} nk} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n \in S} [x(n) \otimes h(n) + v(n)] \cdot e^{j\phi[n]} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N} nk}. \end{aligned} \quad (7)$$

위상 잡음 영향만 주로 분석하기 위하여  $H=1$ 이라 가정하며  $Q_i$ 는 아래와 같이 정의한다.

$$Q_L = \frac{1}{N} \sum_{n \in S} e^{j\left[\frac{2\pi}{N} L_n + \phi[n]\right]}. \quad (8)$$

그러므로  $Y_k$ 는 아래와 같이 간단히 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_k &= \sum_{i \in S} X_i \cdot H_i \cdot Q_{i-k} + N_k \\ &= \sum_{i \in S} X_i \cdot H_i \cdot Q_{i-k} + N_k, \end{aligned} \quad (9)$$

여기에서  $i, k \in S$ ,  $X_i$ 와  $H_i$ 는  $x(n)$ ,  $h(n)$ 의  $i$ 번째 서브 캐리어의 주파수 도메인상의 표현이다. 송신 심볼  $d_k$ 의 DFT-Spread OFDM 복조는 DFT 역확산 과정으로 이루어진다.

$$\begin{aligned} \hat{d}_k &= \sum_{s=0}^{\tilde{S}-1} Y'_s \cdot e^{j2\pi k \tilde{s} / \tilde{S}} = \sum_{s=0}^{\tilde{S}-1} Y_s \cdot e^{j2\pi k \tilde{s} / \tilde{S}} \\ &= \sum_{s=0}^{\tilde{S}-1} \left( \sum_{i \in S} X_i \cdot Q_{i-s} + N_s \right) \cdot e^{j2\pi k \tilde{s} / \tilde{S}} \\ &= \underbrace{\frac{1}{\tilde{S}} d_k \cdot Q_0}_I + \underbrace{\frac{1}{\tilde{S}} d_k \cdot \sum_{i \in S, i \neq s} \sum_{s=0, s \neq i}^{\tilde{S}-1} Q_{i-s}}_{II} \cdot e^{\frac{j2\pi k}{\tilde{S}} (\tilde{s}-i)} \\ &\quad + \underbrace{\frac{1}{\tilde{S}} \sum_{s=0}^{\tilde{S}-1} \sum_{v=0, v \neq k}^{\tilde{S}-1} d_v \cdot Q_0 \cdot e^{\frac{j2\pi s}{\tilde{S}} (k-v)}}_M \\ &\quad + \underbrace{\frac{1}{\tilde{S}} \sum_{i \in S, i \neq s} \sum_{s=0, s \neq i}^{\tilde{S}-1} \sum_{v=0, v \neq k}^{\tilde{S}-1} d_v \cdot Q_{i-s}}_{IV} \cdot e^{\frac{j2\pi s}{\tilde{S}} (k-s-i)} + N_k \\ &\quad \tilde{v}, \tilde{s} = 0, \dots, \tilde{S}-1 \end{aligned} \quad (10)$$

여기에서 성분 I은 CPE를 포함하는 원 신호  $d_k$  성분이고 성분 II는 인접 서브 캐리어상에 있는 원 신호  $d_k$ 에 의하여 발생하는 ICI 성분이다. 성분 III은  $d_k$ 와 동일한 서브 캐리어상에 원 신호  $d_k$ 와 중첩으로 존재하는 다른 신호 성분에 의해 발생하는 SCI 성분이다. 마지막으로 성분 IV는 인접 서브 캐리어상에 있는 다른 신호성분에 의해 발생하는 ICI 성분을 의미한다.

DFT-Spread OFDM 형식의 전송시스템은 그림 1과 같이 간단히 표현할 수 있다. DFT-Spread OFDM 시스템은 DFT 확산 코드의 위상 오프셋 불일치로

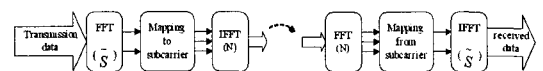


그림 1. DFT-Spread OFDM 송수신 과정  
Fig. 1. DFT-Spread OFDM transceiver block diagram.

인하여 OFDM 시스템보다 랜덤한 위상 잡음에 더 민감하며 나아가 더 많은 간섭 성분(ICI와 SCI)을 발생시킨다.

### III. 위상 잡음 보상을 위한 몇 가지 ICI 제거 기법

여러 가지 ICI 보상 기법이 존재하는데 본 연구에서는 주로 송신 데이터 코딩 형식의 ICI 제거 기법에 대하여 논하기로 한다. 기존의 ICI 제거 기법에 대하여 간단히 소개하고, 2가지 새로운 ICI 제거 기법을 제안한다. 그림 2는 ICI 제거 기법을 적용한 DFT-Spread OFDM 시스템의 블록도이다.

#### 3-1 기존의 Data-Conversion 기법

Data-conversion 형식의 ICI 제거 기법에서 고속의 정보 데이터는 먼저 직 병렬 변환기를 거쳐  $S/2$ 개의 브랜치의 병렬 데이터로 변화된다. 다음 data-conversion 형식의 ICI 제거 기법에 의하여 즉  $d'_{2s} = d_s, d'_{2s+1} = -d_s^*$ 의 형식으로  $S$ 개의 브랜치의 병렬 데이터로 매핑된다. 여기서  $d_s$ 는  $s$ 번째 브랜치의 병렬 데이터이고  $d'_{2s}$ 는 ICI 제거 기법을 통해 매핑된  $2s$ 번째 브랜치의 병렬 데이터이다. 위의 방법으로  $S/2$ 개의 브랜치 데이터는  $S$ 개의 병렬 브랜치에 실리게 되며 두 개의 인접한 병렬 브랜치가 하나의 동일한 데이터를 전송하게 된다.

수신단에서 FFT, 서브 캐리어 역매핑, DFT 역 확산을 거친 후  $S$ 개의 병렬 브랜치 신호는 data-conversion 형식의 ICI 제거 기법을 통하여 다시  $S/2$ 개의 병렬 브랜치 신호로 변화한다. 즉  $a_s = (a'_{2s} - a'_{2s+1})/2$ 를 이용하여 두 개의 인접한 병렬 브

랜치 신호로부터 원 신호를 복조할 수 있다. 여기서  $a'_{2s}$ 는 DFT 역 확산 이후의  $2s$ 번째 병렬 브랜치 데이터이고  $a'_{2s+1}$ 는 data-conversion 형식의 ICI 제거 기법으로 역매핑을 거친 후의  $s$ 번째 브랜치의 검출 데이터이다.

#### 3-2 기존의 Data-Conjugate 기법

Data-conjugate 형식의 ICI 제거 기법에서는  $S/2$ 개의 브랜치의 병렬 데이터가  $d'_{2s} = d_s, d'_{2s+1} = -d_s^*$ 의 형식으로  $S$ 개의 브랜치의 병렬 데이터로 매핑된다. 수신단에서 FFT, 서브 캐리어 역매핑, DFT 역 확산을 거친 후  $S$ 개의 병렬 브랜치 신호는 data-conjugate 형식의 ICI 제거 기법을 통하여 다시  $S/2$ 개의 병렬 브랜치 신호로 변화한다. 즉  $a_s = (a'_{2s} - (a'_{2s+1})^*)/2$ 를 이용하여 인접한 두 개 병렬 브랜치 신호로부터 원 신호를 복조할 수 있다.

#### 3-3 제안하는 Symmetric Data-Conversion 기법

기존 방법에서는 모두 두 개의 인접된 캐리어를 이용하여 하나의 데이터를 전송한다. 여기에서 ICI 성분은 완전히 제거되지 못하고 일정한 값을 보유하게 된다. 우리는 시스템에 따라 하나의 데이터에 해당하는 두 개의 서브캐리어를 선택적으로 부동한 방식으로 할당함으로써 최적으로 ICI 값을 감소시킬 수 있다. 그러므로 두 개의 서브캐리어를 전체 대역에 대칭적으로 할당하는 것도 하나의 가능한 방법이라 할 수 있다. 아래에 하나의 데이터 전송을 위한 두 개의 서브캐리어를 대칭적으로 할당시키는 ICI 제거 기법을 제안한다.

Symmetric data-conversion 기법은 아래와 같다.

$S/2$ 개 브랜치의 병렬 데이터는 symmetric data-conversion 기법에 의하여 즉  $d'_s = d_s, d'_{s-1-s} = -d_s^*$ 의 형식으로  $S$ 개 브랜치의 병렬 데이터로 매핑된다. 여기서  $d_s$ 는  $s$ 번째 브랜치의 병렬 데이터이고  $d'_s$ 는 symmetric data-conversion 기법을 통해 매핑된 후의  $s$ 번째 브랜치의 병렬 데이터이다. 즉  $S/2$ 개 브랜치의 데이터는  $S$ 개의 병렬 브랜치에 실리게 되며 두 개의 대칭 위치에 있는 병렬 브랜치가 하나의 동일한 데이터를 전송한다.

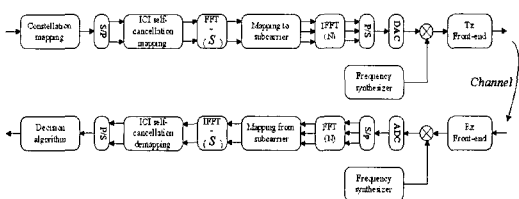


그림 2. ICI 제거 기법을 적용한 DFT-Spread OFDM 시스템

Fig. 2. DFT-Spread OFDM system with ICI self-cancellation block.

수신단에서 FFT, 서브 캐리어 역매핑, DFT 역 확산을 거친 후  $S$ 개의 병렬 브랜치 신호는 symmetric data-conversion 형식의 ICI 제거 기법을 통하여 다시  $S/2$ 개의 병렬 브랜치 신호로 변화한다. 즉  $\alpha_s = (\alpha'_s - \alpha'_{S-1-s})/2$ 을 이용하여 서로 대칭 위치에 있는 두 개 병렬 브랜치 신호로부터 원 신호를 복조할 수 있다. 여기서  $\alpha'_s$ 는 DFT 역 확산 이후의  $s$ 번째 병렬 브랜치 데이터이고  $\alpha'_s$ 는 symmetric data-conversion 형식의 ICI 제거 기법으로 역매핑을 거친 후의  $S$ 번째 브랜치의 검출 데이터이다.

### 3-4 제안하는 Symmetric Data-Conjugate 기법

Symmetric data-conjugate 기법에서는 직 병렬 변환 후에 전송 데이터가  $d_s = d'_s, d'_{S-1-s} = -d'^*_s$ 의 형식으로 매핑된다. 수신단에서는 FFT, 서브 캐리어 역매핑, DFT 역 확산을 거친 후에 역시 symmetric data-conjugate 형식의 ICI 제거 기법을 거쳐  $S$ 개 병렬 브랜치의 신호가  $S/2$ 개 병렬 브랜치의 신호로 변화한다. 즉  $\alpha_s = (\alpha'_s - (\alpha'_{S-1-s})^*)/2$ 을 이용하여 두 개의 대칭되는 위치의 병렬 브랜치 신호로부터 원 신호를 얻을 수 있다.

## IV. DFT-Spread OFDM 시스템의 위상 잡음 보상

본 연구에서는 ICI 제거 기법을 선택적으로 적용하는 DFT-Spread OFDM 시스템을 제안한다. 먼저 data-conjugate 기법을 적용한 DFT-Spread OFDM 시스템에 대하여 분석하기로 한다.

$S/2$ 개 브랜치의 병렬 정보 데이터는 data-conjugate 기법에 의하여  $d'_{2s} = d_s, d'_{2s+1} = -d'^*_s$ 의 형식으로  $S$ 개 브랜치의 병렬 데이터로 매핑된다. 그러므로 복소 기저대역 DFT-Spread OFDM 신호는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} x(n) &= \sum_{k \in S} X_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= \sum_{k \in S} \sum_{l=0}^{S-1} d'_l \cdot p_{\kappa, l} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= \sum_{k \in S} \left[ \sum_{l=0}^{S/2-1} (d_l \cdot p_{\kappa, 2l} - d'^*_l \cdot p_{\kappa, 2l+1}) \right] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \end{aligned}$$

$$\text{for } 0 \leq n < N \quad (11)$$

FFT한 후의  $k$ 번째 서브 캐리어 복조 신호는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} Y_k &= \frac{1}{N} \sum_{n \in S} r[n] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \\ &= \sum_{l \in S} X_l \cdot H_l \cdot Q_{l-k} + N_k \end{aligned} \quad (12)$$

AWGN 채널이라 가정하면 서브 캐리어 역매핑, DFT 역 확산을 거쳐서 송신 신호  $d'_{2k}$ 는 아래와 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} d'_{2k} &= \sum_{s=0}^{S-1} Y'_s \cdot e^{j2\pi k s / S} = \sum_{s=0}^{S-1} Y_s \cdot e^{j2\pi \cdot 2k s / S} \\ &= \sum_{l \in S} \sum_{s=0}^{S-1} \left[ \sum_{v=0}^{S/2-1} (d_v \cdot p_{\bar{i}, 2v} - d'^*_v \cdot p_{\bar{i}, 2v+1}) \right] \cdot Q_{l-s} \cdot e^{j2\pi \cdot 2k s / S} + N_{2k} \end{aligned} \quad (13)$$

동시에 송신신호  $d'_{2k+1}$ 는 아래와 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} d'_{2k+1} &= \sum_{s=0}^{S-1} Y'_s \cdot e^{j2\pi(2k+1)s/S} \\ &= \sum_{s=0}^{S-1} Y_s \cdot e^{j2\pi \cdot (2k+1)s/S} \\ &= \sum_{l \in S} \sum_{s=0}^{S-1} \left[ \sum_{v=0}^{S/2-1} (d_v \cdot p_{\bar{i}, 2v} - d'^*_v \cdot p_{\bar{i}, 2v+1}) \right] \cdot Q_{l-s} \cdot e^{j2\pi \cdot (2k+1)s/S} + N_{2k+1} \end{aligned} \quad (14)$$

$k$ 번째 병렬 브랜치의 결정변수  $\alpha_k$ 는 data-conjugate 기법에 의하여 즉  $\alpha_s = (\alpha'_{2s} - (\alpha'_{2s+1})^*)/2$ 을 이용하여 인접한 두 브랜치 검출 데이터의 차이로부터 얻어진다.

$$\begin{aligned} \hat{d}_k &= (\hat{d}'_{2k} - (\hat{d}'_{2k+1})^*)/2 \\ &= \frac{1}{2S} d_k \cdot (Q_0 + Q_0^*) - \frac{1}{2S} d_k \cdot \sum_{s=0}^{S-1} (Q_s \cdot e^{-j\frac{2\pi s}{S}} + Q_s^* \cdot e^{j\frac{2\pi s}{S}}) \\ &\quad + \frac{1}{2S} \sum_{l \in S, l \neq s} \sum_{s=0}^{S-1} \left[ d_k (Q_{l-s} \cdot e^{j\frac{4\pi k(s-l)}{S}} + Q_{l-s}^* \cdot e^{-j\frac{2\pi(2k+1)(s-l)}{S}}) \right. \\ &\quad \left. - d_k \cdot (Q_{l-s} \cdot e^{j\frac{2\pi[2k(s-l)-l]}{S}} + Q_{l-s}^* \cdot e^{-j\frac{2\pi[2k(s-l)+s]}{S}}) \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{1}{2\tilde{S}} \sum_{\tilde{s}=0}^{\tilde{S}-1} \sum_{v=0, v \neq \tilde{k}}^{\tilde{S}-1} [d_v \cdot (Q_0 \cdot e^{\frac{j4\pi\tilde{s}(k-v)}{\tilde{S}}} + Q_0^* \cdot e^{\frac{-j4\pi\tilde{s}(k-v)}{\tilde{S}}}) \\
 & \quad \underbrace{\hspace{10em}}_{III} \\
 & - d_v^* \cdot (Q_0 \cdot e^{\frac{j2\pi\tilde{s}(2\tilde{k}-2v+1)}{\tilde{S}}} + Q_0^* \cdot e^{\frac{-j2\pi\tilde{s}(2\tilde{k}-2v+1)}{\tilde{S}}}) \\
 & \quad \underbrace{\hspace{10em}}_{II} \\
 & + \frac{1}{2\tilde{S}} \sum_{\substack{\tilde{s} \in S_{\text{data}} \\ \tilde{s}=0, \tilde{s} \neq \tilde{k}}} \sum_{v=0, v \neq \tilde{k}}^{\tilde{S}-1} [d_{v-s} \cdot (Q_{v-s} \cdot e^{\frac{j4\pi\tilde{s}(k-i-v)}{\tilde{S}}} + Q_{v-s}^* \cdot e^{\frac{-j4\pi\tilde{s}(k-i-v)}{\tilde{S}}}) \\
 & \quad \underbrace{\hspace{10em}}_{IV} \\
 & - d_{v-s}^* \cdot (Q_{v-s} \cdot e^{\frac{j2\pi\tilde{s}(2\tilde{k}-i(2v+1))}{\tilde{S}}} + Q_{v-s}^* \cdot e^{\frac{-j2\pi\tilde{s}(2\tilde{k}-i(2v+1))}{\tilde{S}}}) \\
 & \quad \underbrace{\hspace{10em}}_{IV} + N_k \\
 & = \frac{1}{\tilde{S}} d_k + II + III + IV + N_k, \\
 & \tilde{v}, \tilde{s} = 0, \dots, \tilde{S}-1
 \end{aligned} \tag{15}$$

여기에서  $N_k = \frac{1}{2}(N_{2k} - N_{2k+1}^*)$ 는  $k$ 번째 병렬 브랜치 데이터에 존재하는 AWGN 성분이며 성분 I은 CPE가 0인 원 신호  $d_k$  성분이고 성분 II는 인접 서브 캐리어상에 있는 원 신호  $d_k$ 에 의해 발생하는 ICI 성분이다. 성분 III은  $d_k$ 와 동일한 서브 캐리어상에 원 신호  $d_k$ 와 중첩적으로 존재하는 다른 신호 성분에 의해 발생하는 SCI 성분이다. 마지막으로 성분 IV는 인접 서브 캐리어상에 있는 다른 신호 성분에 의해 발생하는 ICI 성분을 의미한다.

기타 세 가지 기법 즉 data-conversion 기법, symmetric data-conversion 기법 및 symmetric data-conjugate 기법을 적용한 DFT-Spread OFDM 시스템에서 위상 잡음이 미치는 영향에 대한 분석도 위의 data-conjugate 형식의 ICI 제거 기법을 사용한 DFT-Spread OFDM 시스템과 동일한 형태로 분석할 수 있다.

### V. 성능 분석과 검토

시뮬레이션 파라미터는 무선 LAN을 기본 대상으로 하였다. QPSK 변조 방식을 사용하고 OFDM 전체 캐리어수는 64, 그 중 데이터 캐리어수는 52, DC 캐리어수는 1, 보호 구간수는 13으로 정한다. Back-off가 0 dB인 SSPA 비선형 증폭기를 사용하고 위상 잡음 분산은  $0.06 \text{ rad}^2$ 으로 정하고 채널은 AWGN 채널로 가정한다. BER은 요구 송신 신호 대 노이즈 비  $E_b/C_r N_0$ 을 고려하여 분석한다. 여기에서  $C_r$ 는 각 시

표 1. 코딩 효율 비교

Table 1. Comparison of coding efficiency.

방식	효율
Original OFDM method	1
DFT-Spread OFDM	1
DFT-Spread OFDM with data conversion	1/2
DFT-Spread OFDM with data conjugate	1/2
DFT-Spread OFDM with symmetric data-conversion	1/2
DFT-Spread OFDM with symmetric data-conjugate	1/2

스템의 코딩 효율(표 1과 같음)이며  $N_0$ 는 AWGN의 스펙트럼 밀도이다.

먼저 DFT-Spread OFDM 신호의 PAPR과 PICR을 아래와 같이 정의한다.

$$PAPR \equiv \max_{0 \leq t < T} \frac{|x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]}, \tag{16}$$

$$PICR = \max_{0 \leq n \leq N-1} \left\{ \frac{|I_k|^2}{|C_k|^2} \right\}, \tag{17}$$

여기서  $C_k$ 는  $k$ 번째 부반송파 요구 성분이고  $I_k$ 는  $k$ 번째 부반송파의 간섭 성분이다.

그림 3은 위상 잡음이 존재할 경우, 기존의 OFDM과 DFT-Spread OFDM에서의 BER 성능을 그린 것이다. DFT-Spread OFDM은 기존의 OFDM보다 더 많은 성능 감소를 일으킨다. 위상 잡음 분산이  $0.03 \text{ rad}^2$ 일 경우 DFT-Spread OFDM은 BER= $10^{-4}$ 에서 기존의

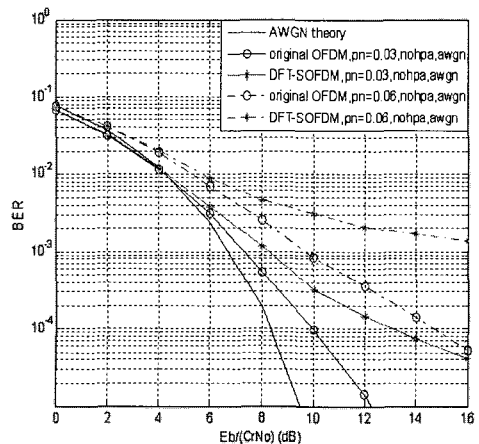


그림 3. 위상 잡음을 고려한 BER  
Fig. 3. BER with phase noise.

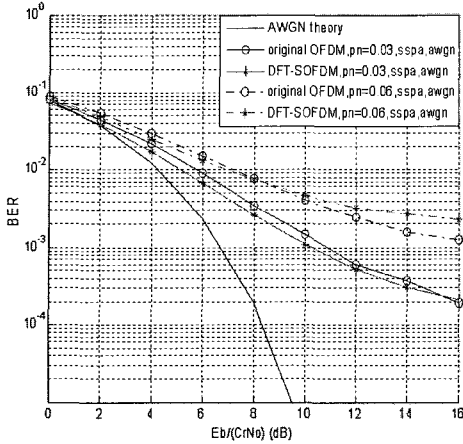


그림 4. 위상 잡음과 SSPA(backoff=0)를 고려한 BER  
Fig. 4. BER with phase noise and SSPA(backoff=0).

OFDM보다 3.2 dB 정도의 SNR 손실을 더 일으킨다. 위상 잡음 분산이  $0.06 \text{ rad}^2$  일 경우에 DFT-Spread OFDM은 심지어 기존의 OFDM과 달리  $\text{BER}=10^{-3}$  보다 높은 error floor를 발생시킨다.

그림 4는 위상 잡음과 backoff가 0 dB인 SSPA 비선형 증폭기가 존재할 경우의 BER 성능이다. DFT-Spread OFDM은 기존의 OFDM에 비하여 성능 제고가 미미한 것으로 나타난다. 심지어 위상 잡음이  $0.06 \text{ rad}^2$  이고  $E_b/C_r N_0$ 이 8 dB보다 큰 경우에는 기존의 OFDM보다 약간의 성능 감퇴가 나타난다. 즉 위상 잡음이 존재할 경우에는 DFT-Spread OFDM의 낮은 PAPR 특성에도 불구하고 기존의 OFDM에 비하여 BER 성능 제고가 뚜렷하지 않으므로 위상 잡음 보상이 필요하다.

그림 5는 DFT-Spread OFDM 시스템에서 여러 가지 ICI 제거 기법을 적용하였을 경우의 PAPR 특성이다. Data-conjugate 형식의 ICI 제거 기법을 적용한 DFT-Spread OFDM 시스템이 제일 좋은 PAPR 특성을 가진다. 그 다음 symmetric data-conjugate, symmetric data-conversion 기법 순으로 PAPR 특성이 점점 못해지지만 기존의 DFT-Spread OFDM보다는 좀 나은 특성을 가지며 data-conversion 기법은 많이 나빠져 높은 PAPR 문제를 일으킨다.

그림 6은 위상 잡음 분산이  $0.06 \text{ rad}^2$  일 때 DFT-Spread OFDM에서 ICI 제거 기법을 적용하였을 경우의 PICR 특성을 보인다. PICR 특성은 data-conjugate

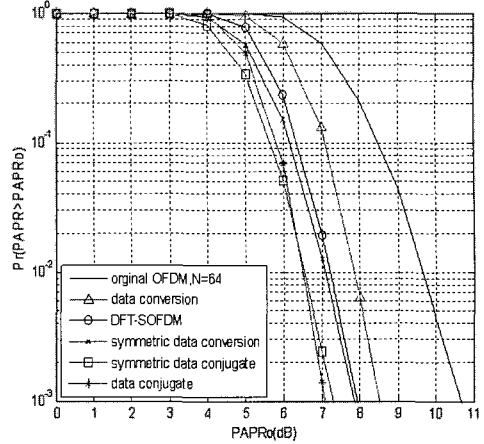


그림 5. ICI 제거 기법을 적용한 시스템의 PAPR 특성  
Fig. 5. PAPR in the system with ICI self-cancellation scheme.

기법, symmetric data-conjugate 기법, symmetric data-conversion 기법, data-conversion 기법 순으로 나빠지지만 모두 DFT-Spread OFDM보다 상당한 PICR 성능 향상이 있음을 알 수 있다.

위의 분석에 근거하여 우리는 data-conjugate 기법과 symmetric data-conjugate 기법을 선택하여 DFT-Spread OFDM 시스템에 적용하고 위상 잡음이 존재할 경우의 성능을 추가로 비교 분석한다.

그림 7은  $E_b/C_r N_0$ 이 10 dB로 고정인 경우 BER이다.

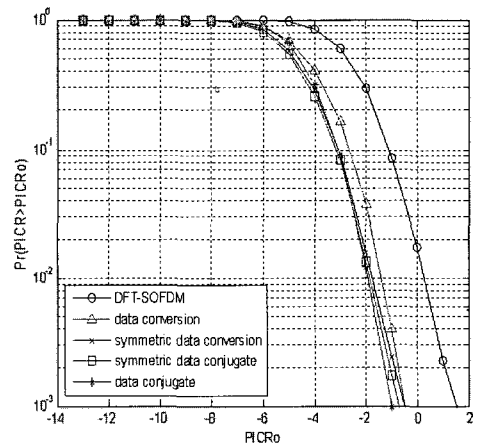


그림 6. ICI 제거 기법을 적용한 시스템의 PICR 특성  
Fig. 6. PICR in the system with ICI self-cancellation scheme.

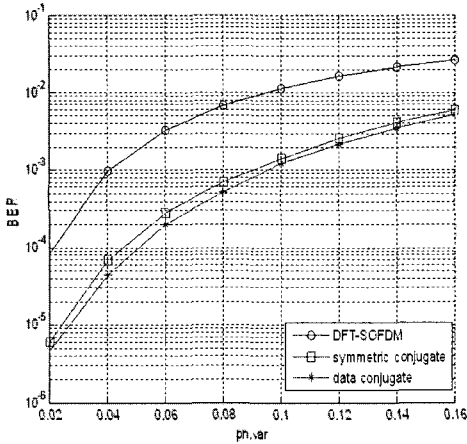


그림 7. 위상 잡음 분산 대 BER( $E_b/C_r N_0=10$  dB)  
Fig. 7. Phase noise variance v.s. BER( $E_b/C_r N_0=10$  dB).

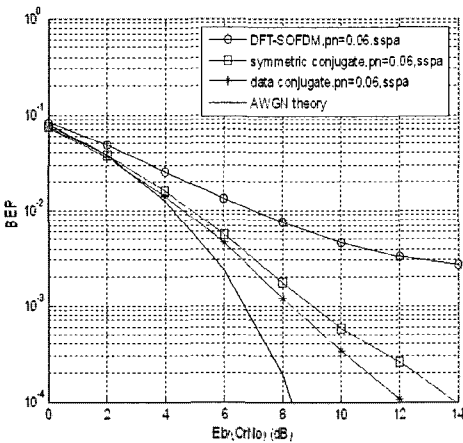


그림 8. 위상 잡음과 SSPA(backoff=0)를 고려한 BER  
Fig. 8. BER with phase noise and SSPA(backoff=0).

BER= $10^{-3}$ 을 만족하기 위하여 symmetric data-conjugate 기법을 적용한 DFT-Spread OFDM과 data-conjugate 기법을 적용한 DFT-Spread OFDM에서는 기존의 DFT-Spread OFDM보다 각각 약  $0.05 \text{ rad}^2$ ,  $0.055 \text{ rad}^2$  정도의 위상 잡음 분산을 더 허용할 수 있다. data-conjugate ICI 제거 기법이 symmetric data-conjugate ICI 제거 기법보다 위상 잡음에 조금 더 강인하다.

그림 8은 위상 잡음이  $0.06 \text{ rad}^2$ 이고 backoff가 0 dB인 SSPA를 사용한 경우이다. BER= $10^{-3}$ 에서 data-conjugate 기법을 적용한 DFT-Spread OFDM과 symmetric

data-conjugate 기법을 적용한 DFT-Spread OFDM에서는 AWGN 이론치보다 각각 약 1.8 dB, 2.6 dB의  $E_b/C_r N_0$  손실만 발생하는 반면 기존의 DFT-Spread OFDM에서는 error floor가 발생한다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 DFT-Spread OFDM 시스템에서 PAPR 특성 고려와 위상 잡음에 의해 간섭 제거하기 위하여 위의 ICI 제거 기법들을 선택적으로 적용하는 새로운 시스템을 제안하고 그 성능을 비교·분석하였다.

- 1) DFT-Spread OFDM 시스템에 ICI 제거 기법을 적용한 새로운 시스템은 낮은 PAPR 특성을 보 존하면서 위상 잡음에 의한 성능 감쇠를 최소화 할 수 있다.
- 2) DFT-Spread OFDM 시스템에서 간섭 제거 성능은 data-conjugate 기법, symmetric data-conjugate 기법, symmetric data-conversion 기법, data-conversion 기법 순으로 점점 나빠지며 data-conjugate 기법, symmetric data-conjugate 기법 및 symmetric data-conversion 기법 등 세 가지 기법은 미세한 차이만 존재한다. 또한 PAPR 특성은 data-conjugate 기법, symmetric data-conjugate 기법, symmetric data-conversion 기법, data-conversion 기법의 순으로 점점 더 나빠지며 data-conjugate 기법과 symmetric data-conjugate 기법은 미세한 차이만 존재한다.
- 3) Data-conjugate 기법과 symmetric data-conjugate 기법을 선택적으로 적용한 새로운 DFT-Spread OFDM 시스템의 BER 특성을 비교한 결과 두 기법 모두 DFT-Spread OFDM만 사용한 경우보다 현저한 성능 향상을 가져오며 data-conjugate 기법을 적용한 DFT-Spread OFDM 시스템이 조금 더 우수하다.

## 참 고 문 헌

[1] R1-050702, "DFT-spread OFDM with pulse shaping filter in frequency domain in evolved UTRA up-link", *NTT DoCoMo, NEC, SHARP*.



- [2] 3GPP R1-050712, "Single carrier uplink options for E-UTRA: IFDMA/DFT-SOFDM discussion and initial performance results", *Motorola*.
- [3] Ana Garcia Armada, "Understanding the effects of phase noise in OFDM", *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 47, no. 2, pp. 153-159, Jun. 2001.
- [4] 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.
- [5] H. G. Ryu, 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.
- [6] 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.
- [7] Yuping Zhao, S. G. Haggman, "Inter-carrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 7, pp. 1185-1191, Jul. 2001.
- [8] J. Panta, K. 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.
- [9] Hsiao-Chun Wu, Xiaozhou Huang, "Joint phase/amplitude estimation and symbol detection for wireless ICI self-cancellation coded OFDM systems", *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 50, pp. 49-55, 2004.
- [10] H. -G. Ryu, Y. Li, and J. -S. Park, "An improved ICI reduction method in OFDM communication system", *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol. 51, Issue 3, pp. 395-400, Sep. 2005.

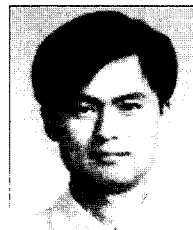
이 영 선



1992년 9월~1997년 7월: 중국 북경 칭화대학교 자동화계 (공학사)  
 1997년 8월~2002년 8월: 중국 연변대학교 전자공학과 교원  
 2002년 9월~2004년 8월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)

2004년 9월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정  
 [주 관심분야] 디지털 통신, 통신회로 설계, OFDM 통신시스템 등

김 남 일



1996년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학사)  
 1998년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2002년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정  
 1999년~현재: 한국전자통신연구원

이동통신연구단 이동패킷전송연구팀 선임연구원  
 [주 관심분야] 3GPP Long Term Evolution 시스템, OFDM 통신시스템, 이동 통신 및 통신신호처리기술 등

김 상 우



2003년 2월: 한밭대학교 전자공학과 (공학사)  
2003년 3월~2005년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)  
2005년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정  
[주 관심분야] OFDM 통신시스템, UWB 통신 및 무선 LAN 등

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 정교수  
1999년~현재: IEEE 논문 심사위원  
2002년: 한국전자과학회 학술상 수상  
2002년 3월~2004년 2월: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장  
[주 관심분야] 디지털 통신 공학, 이동/위성 통신 시스템, 통신 회로 설계 및 통신 신호 처리