

# PAPR 감소와 주파수 다이버시티 효과를 갖는 FD-CI-OFDM 시스템의 성능 평가

## Performance Evaluation of FD-CI-OFDM System with PAPR Reduction and Frequency Diversity Effects

김 선 애 · 이 일 진 · 유 흥 균

SeonAe Kim · Il-Jin Lee · Heung-Gyoon Ryu

### 요 약

높은 데이터 전송 속도를 갖는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 통신 시스템은 시간 영역에서 높은 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)이 발생하는 중요한 단점이 있다. 이 때문에 송신 신호의 비선형 왜곡을 일으켜 통신 성능을 매우 나쁘게 된다. CI(Carrier Interferometry) - OFDM 시스템은 각각 병렬 데이터를  $N$ 개의 모든 부반송파와 서로 직교하는 위상 성분에 실어 전송함으로써 첨두값이 낮추는 효과를 얻는다. 또한, 한 데이터를  $N$ 개의 부반송파에 나누어 전송하기 때문에 주파수 다이버시티(FD: Frequency Diversity) 효과를 얻는다. 그러므로 CI-OFDM은 PAPR 저감과 BER 개선에 우수한 성능을 보인다. 그러나 CI-OFDM을 실제로 구현할 때, 송신기에서 모든 데이터마다 각각 다른 위상 성분들과 반송파에 실려 동시에 전송되기 때문에 수신기에서 독립적인 위상 성분들을 차례로 보상할 수 있는가가 매우 중요한 문제점이 된다. 이 논문에서는 Walsh Hadamard 시퀀스를 사용하여 각 병렬 데이터를 구분하고, 동시에 기존 CI-OFDM의 특성을 갖는 개선된 CI-OFDM, 즉 FD-CI-OFDM 시스템을 제안하고 성능을 평가한다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 그 성능이 기존 OFDM이나 CI-OFDM보다 개선됨을 보인다.

### Abstract

Orthogonal frequency division multiplexing(OFDM) that is very useful for the high-speed communication system has serious problem of high peak-to-average power ratio(PAPR) in time domain. Because of this, the non-linear distortion can be produced and system performance gets worse. CI-OFDM system can get the peak power lowered. In this CI-OFDM system, each parallel data is distributed into  $N$  all sub-carriers and conveyed by the orthogonal phase factor. Also, CI-OFDM shows frequency diversity effect. Therefore, CI-OFDM system is better than ordinary OFDM system in terms of BER performance and the PAPR reduction. When it is implemented, however, there is a serious problem whether it can separate and compensate the phase factor in order in the receiver. Because all bits are transmitted simultaneously over all subcarriers and each other phase factors in transmitter. In this paper, we propose and evaluate a FD-CI-OFDM system that is a version of improved CI-OFDM. This is designed by use of the Walsh Hadamard sequence. The FD-CI-OFDM shows better performance than ordinary OFDM and CI-OFDM system.

Key words : OFDM, Carrier Interferometry, PAPR, Walsh Code, Frequency Diversity

### I. 서 론

OFDM 시스템은 높은 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)을 갖는 중요한 단점이 있다. OFDM 신호는

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

· 논문 번호 : 20080116-008

· 수정완료일자 : 2009년 4월 13일

각 부반송파에 의해 직교성을 유지하면서 송신되는데, 각각의 부반송파들이 시간 영역에서 불안정한 포락선을 나타내며, 이것이 동위상으로 더해질 경우 첨두값이 나타나게 되어 높은 PAPR이 발생하게 된다. PAPR 문제를 해결하기 위한 방법들이 많은 연구에 의해 제안되었다. 이런 방법들 중 clipping, block coding, selective mapping(SLM), partial transmit 시퀀스(PTS) 등이 대표적이다. 하지만 이러한 방법들은 PAPR이 감소되는 반면에 BER에 영향을 미치거나 시스템의 복잡도를 증가시키는 문제점을 갖고 있다. Clipping은 일정한 문턱값 이상의 신호 크기를 자르기 때문에 전력 효율은 좋지만 신호의 in/out 밴드에 왜곡이 발생되어 BER 성능이 저하된다. 반면, 블록 코딩이나 PTS, SLM들은 시스템의 복잡도가 증가하거나, 수행시간이 길어지고, 추가 정보를 전송해야 하므로 데이터율이 낮아지는 등의 단점들이 있다. PAPR 문제 이외에도 OFDM 시스템은 채널에서 다중 경로로 인한 시간 지연이 발생하게 되거나 협대역 간섭이 작용하게 되면 직교성을 유지하지 못하고 통신 성능이 매우 나빠진다. 그래서 높은 PAPR을 저감시키고 채널에 보다 강력한 OFDM의 응용기술들이 제안되고 있다.

CI-OFDM 시스템은 CI(Carrier Interferometry) 위상 코드를 이용하여 PAPR 저감과 BER 향상을 동시에 만족시킬 수 있는 방법으로 Carl R. Nassar에 의해 제안되었다<sup>[4]</sup>. 이 시스템은 기존의 OFDM에서 각 정보 심볼을 직교 CI 확산 코드를 사용한  $N$ 개의 sub-carrier로 나누어 확산시킨다. 그러므로 주파수 다이버시티 효과를 얻게 되므로 채널 환경의 변화에 따른 BER 성능 손실을 줄이게 된다. 특히, 주파수 선택적 페이딩 채널에 대하여 매우 좋은 성능을 보인다. 또한, CI-OFDM은 하나의 데이터를 모든 부반송파와 직교성이 있는 서로 다른 CI 위상 성분에 나누어 전송한다. 이렇게 되면 하나의 부반송파에는 일정한 위상 옵셋을 갖는 모든 데이터가 포함되어 상호 간에 전력을 상쇄시켜 첨두값을 제거하게 되므로, OFDM과는 평균 전력이 같으면서 첨두 전력이 낮아지게 되어 PAPR을 감소시킨다. 그리고 SLM이나 PTS처럼 위상 코드에 대한 추가 정보를 전송하지 않으므로 데이터 효율이 증가한다. 그러나 CI-OFDM 시스템의 데이터 복원을 위해 실제 수신기를 설계한

다면, 송신기에서 전송한 각 병렬 단위 데이터마다 각기 다른 위상 성분들을 모두 합하여져 있어서 수신기에서 각 병렬 데이터 간의 구분과 직교성을 유지하면서 독립적인 위상 성분들을 차례로 보상할 수 있는가가 매우 중요한 문제점이 된다.

본 논문에서는 Walsh Hadamard 시퀀스를 이용하여 CI-OFDM의 각 병렬 데이터간의 구분과 직교성을 유지시켜 주고, 동시에 PAPR도 저감할 수 있는 FD-CI-OFDM 시스템을 제안한다. FD-CI-OFDM은 orthogonal Hadamard 시퀀스를 사용하여 송신기에서 직교성과 데이터 간의 구분을 유지하므로 실제 수신기의 민감도를 줄인다. 또한 Walsh 코드로 인해 증가되는 PAPR을 저감함으로써 CI-OFDM의 PAPR과 성능을 유지하고 향상시킨다.

## II. CI-OFDM 시스템

### 2-1 CI-OFDM 송신기

일반 OFDM에서 출력 신호는 IFFT를 거쳐 변조된 후 채널로 송신된다. 일반 OFDM의 송신 신호는 다음과 같다.

$$s(t)_{OFDM} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j(2\pi f_c t + 2\pi f_k t)} \quad (1)$$

여기서  $a_k$ 는  $k$ 번째의 QPSK 심볼이다. 그리고  $f_k = k\Delta f$  이고  $\Delta f = 1/T_b$  는 반송파 주파수이며, 반송파들은 직교성을 갖고 있다.

그림 1은 CI-OFDM의 송신기 모델이다. CI-OFDM에서 데이터가 S/P converter를 거친 후, 각 bit는  $N$ 개의 반송파로 변조되고 다시 선택된 위상 옵셋을 갖는 CI 코드와 곱해진다.  $k$ 번째의 CI 코드는  $c_k(t) = \sum_{j=0}^{N-1} \beta_k^j e^{j2\pi\theta_k^j t}$  이다. 여기서 확산 시퀀스  $\beta_k^j = e^{j\theta_k^j}$  이고, 위상옵셋  $\theta_k^j = \frac{2\pi}{N} k$  이다. 그러므로,  $k$ 번째 bit의 위상 확산 시퀀스는 식 (3-1)이다.

$$\begin{aligned} \{\beta_k^0, \beta_k^1, \dots, \beta_k^{N-1}\} &= \{e^{j\theta_k^0}, e^{j\theta_k^1}, \dots, e^{j\theta_k^{N-1}}\} \\ &= \{e^{j(2\pi/N) \cdot 0 \cdot k}, e^{j(2\pi/N) \cdot 1 \cdot k}, \dots, e^{j(2\pi/N) \cdot (N-1) \cdot k}\} \end{aligned} \quad (2)$$

각 bit는 식 (1)의 위상 옵셋을 갖고 그림 1처럼 CI 코드가 생성되며 서로 다른 것과 직교성을 보인다.  $N$ 개의 반송파와 위상 코드로 나누어진 각 bit는 송신

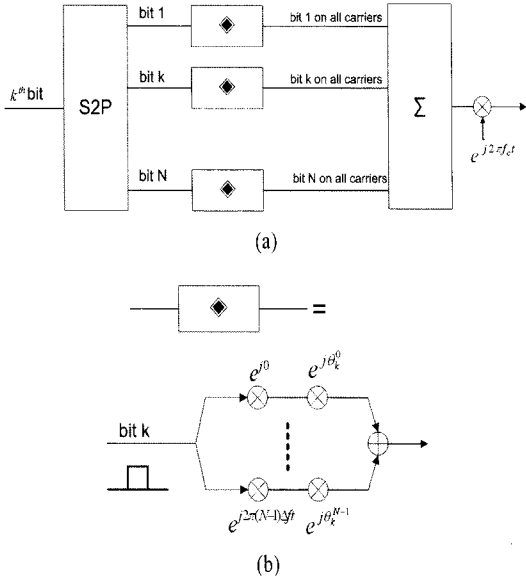


그림 1. (a) CI-OFDM 송신기 블록 구성도, (b) \$k\$번째 비트의 CI 위상 코드  
Fig. 1. (a) Block diagram of CI-OFDM transmitter, (b) CI phase codes of \$k^{th}\$ bit.

되기 전 다시 합쳐지는 과정을 거치면서 최고 전력은 \$N-1\$개의 낮은 전력들에 의해 상쇄되는 효과를 갖는다. 그러므로, PAPR 문제를 해결하는 방안이 될 수 있다.

$$s_k(t)_{CI/OFDM} = \frac{1}{\sqrt{N}} a_k \sum_{i=0}^{N-1} e^{j\theta_k^i} e^{j2\pi i \Delta f t} e^{j2\pi f_c t}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} a_k \times \exp\left(j2\pi f_c t + j2\pi f_i t + \frac{2\pi}{N} i \cdot k\right)$$

(3)

$$s(t)_{CI/OFDM} = \sum_{k=0}^{N-1} s_k(t)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_k \times \exp\left(j2\pi f_c t + j2\pi f_i t + \frac{2\pi}{N} i \cdot k\right)$$

(4)

여기서 \$a\_k\$는 \$k\$번째 QPSK 심볼이고, \$f\_i = i\Delta f\$ (\$i = 1, \dots, N\$, \$\Delta f = 1/T\_b\$는 반송파 주파수이며, 이때 \$T\_b\$는 S/P 변환 후 bit rate이다. 각각의 반송파들은 직교성을 유지한다. \$\frac{2\pi}{N} i \cdot k\$는 \$k\$번째 비트의 \$i\$번째 반송파를 갖는 데이터의 위상 옵셋이다.

### 2-2 CI-OFDM 수신기

주파수 선택적 페이딩 채널 혹은 협대역 간섭 잡

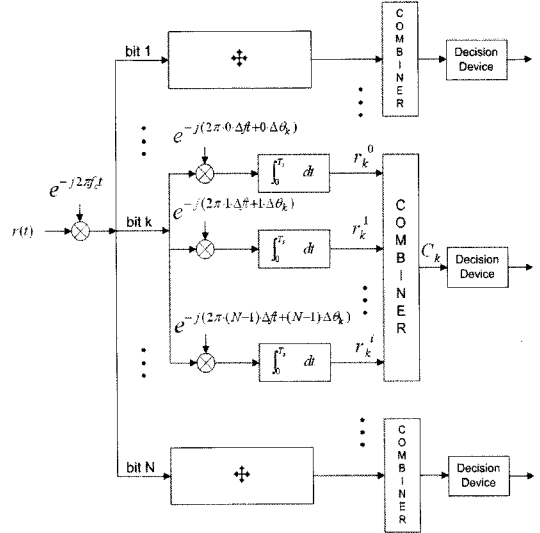


그림 2. CI-OFDM의 수신기 구성도  
Fig. 2. Block diagram of CI-OFDM receiver.

음 채널을 거친 후 수신되는 신호는 식 (5)이다.

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i a_k \times \exp\left(j2\pi f_c t + j2\pi f_i t + \frac{2\pi}{N} i \cdot k + \phi_i\right) + n(t)$$

(5)

여기서 \$\alpha\_i\$와 \$\phi\_i\$는 각각 페이딩 파라미터와 위상 옵셋이다. \$n(t)\$는 AWGN(Additive White Gaussian Noise)이다.

그림 2는 \$k\$번째 비트를 복원하기 위한 CI-OFDM 수신기 구성도이다. 수신된 신호 \$r(t)\$는 다운 컨버터를 거친 후 \$N\$개의 각 직교 반송파와 CI 위상 코드에 의해 분리된다. 각 반송파로부터 \$k\$번째 비트의 페이딩에 의한 위상 옵셋이 되었다면, 최종적인 \$k\$번째 비트의 \$i\$번째 복원 신호 \$r\_k^i\$는 다음과 같다.

$$r_k^i = (r_k^0, r_k^1, r_k^2, \dots, r_k^{N-1}),$$

$$i = 0, 1, \dots, N-1.$$

(6)

$$r_k^i = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \alpha_i \cdot a_k + \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{j=0, j \neq k}^{N-1} \alpha_j a_j \cdot \exp(i(\Delta \theta_k - \Delta \theta_j)) + n_i$$

(7)

여기서 두 번째 항은 \$k\$번째 비트에 대한 간섭 성분으로 작용하는 나머지 비트들의 항이다. \$\Delta \theta\_k\$을 적절하게 선택하여 비트간의 직교성이 유지된다면 간

섭성분으로 작용하는 두 번째 항은 0이 된다. Combiner은 심볼 스트림 간에 직교성의 복원을 도와주기 위한 것이다. 그러면 주파수 다이버시티 효과를 최대화하고 잡음을 최소화한다. AWGN이나 플랫 페이딩 채널에서는  $\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_n$ 로 되는 EGC (Equal Gain Combining)이 최적 결합이 된다. 즉,  $C_k$ 는 코드 간에 직교성을 제공하고, 잡음을 최소화한다. 하지만, 협대역 간섭 채널을 거치는 경우에는 비트 사이의 직교성이 부분적으로 손상을 입으므로 두 번째 항이 존재한다. 그런 경우에는 페이딩 파라미터와 더해져서 통신 성능을 더욱 나빠지게 한다.

### III. FD-CI-OFDM 시스템

#### 3-1 FD-CI-OFDM의 송신기

FD-CI-OFDM 시스템은 CI-OFDM의 문제점인 수신기에서의 반송파와 위상의 독립적인 보상을 보완하기 위한 시스템이다.

그림 3은 FD-CI-OFDM의 송신기 블록 구성도이다. 입력된 데이터는 S/P 컨버터에 의해 병렬 데이터로 나누어지고, 각 부반송파의 대역 효율 1/8에는 Walsh Hadamard 시퀀스에 의해 증가되는 PAPR을 줄이기 위한 control bit(CB)를 삽입한다. 생성된 병렬 데이터  $x_q$ 는 Walsh 시퀀스  $W_q = [w_{q,0}, w_{q,1}, \dots, w_{q,N-1}]$ 에 의해 구분되고 확산된다. Walsh 시퀀스에 의해 생성되는  $X_{q,k}$ 의 확산된 신호와 행렬은 식 (8)이다.

$$X_{q,k} = x_q w_{q,k} = \alpha_q w_{q,k} + j\beta_q w_{q,k} \quad \text{for } k = 0, \dots, N'-1 \quad (8)$$

이 중 대역효율의  $N/8$  bit( $N=4$ 는 제외)는 CB로 확산된 신호  $X_{q,k}$ 에 포함되어 CI-OFDM의 처리과정을 거친다. 확산 신호  $X_k$ 의  $k$ 번째 bit는 다시  $N$ 개의 CI 코드  $c_k(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \beta_k^i e^{j2\pi i \Delta f t}$ 로 나누어지고, 여기서 확산 시퀀스  $\beta_k^i = e^{j\theta_k^i}$ 이고, 위상오프셋  $\theta_k^i = \frac{2\pi}{N} \cdot k$ 이다. 그러므로, FD-CI-OFDM의  $k$ 번째 bit의 확산 시퀀스는 CI-OFDM의 확산 시퀀스 식 (2)와 같다.  $1/\sqrt{N}$ 은 정규화된 비트 에너지라 가정한다. Hadamard 시퀀스로 확산된 후의 신호  $X_k$ 의  $k$ 번째 bit의

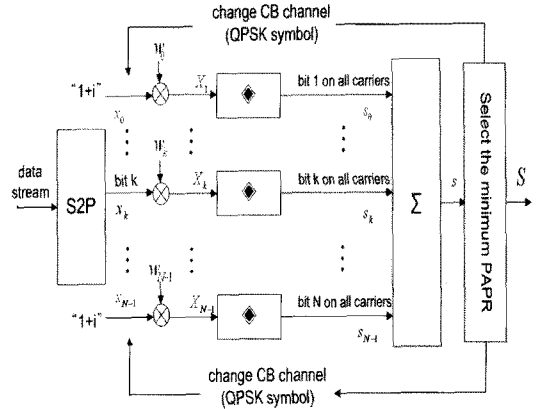


그림 3. FD-CI-OFDM 송신기 구성도  
Fig. 3. Block diagram of FD-CI-OFDM receiver.

송신 신호와  $X_k$ 가  $N$  bit를 갖는 FD-CI-OFDM 송신 신호는 각각 식 (9), (10)으로 표현된다.

$$s_k(t)_{FD-CI-OFDM} = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot X_k \sum_{i=0}^{N-1} e^{j\theta_k^i} e^{j2\pi i \Delta f t} e^{j2\pi f_c t} \\ = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} X_k \times \exp\left(j2\pi f_c t + j2\pi f_i t + \frac{2\pi}{N} i \cdot k\right) \quad (9)$$

$$s(t)_{FD-CI-OFDM} = \sum_{k=0}^{N-1} s_k(t) \\ = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} X_k \times \exp\left(j2\pi f_c t + j2\pi f_i t + \frac{2\pi}{N} i \cdot k\right) \quad (10)$$

FD-CI-OFDM은 CI 과정을 거친 후 다시 CB를 변경하여 CI 과정을 반복한 후, CB의 영향으로 가장 작은 PAPR을 갖는 송신 신호  $S$ 가 수신단으로 전송된다.

$$D_N = \begin{bmatrix} x_0 & x_0 & \dots & x_0 \\ x_1 & x_1 & \dots & x_1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{N-1} & x_{N-1} & \dots & x_{N-1} \end{bmatrix} \begin{matrix} \leftarrow w_0 \\ \leftarrow w_1 \\ \dots \\ \leftarrow w_{N-1} \end{matrix} \\ \begin{matrix} \uparrow & \uparrow & \dots & \uparrow \\ f_0 & f_1 & \dots & f_{N-1} \end{matrix} \quad (11)$$

Walsh 시퀀스는 병렬 데이터를 구분하지만, 식 (11)에 보이듯이 모든 OFDM frequency bin 또는  $f(i=0, \dots, N-1)$ 는 모든 데이터 bit를 포함한다. 그리고 orthogonal Hadamard 시퀀스  $W_q = [w_{q,0}, w_{q,1},$

...,  $w_{g, N'-1}$ ]에 의해서 각각 구별된다. 이것은 각각의 data bit의 전력이 확산되었다는 것을 의미한다. 하지만 각 비트들은 작은 chip으로 확산된 후 같은 Walsh 시퀀스끼리 합이 발생하면서 확산 이득이 발생하게 되어 높은 첨두값들을 갖는다. 이런 값들은 CI 과정을 거치더라도 이미 큰 값들을 갖고 있어서 서로 상쇄되는 부분이 작아 높은 PAPR을 발생시킨다.

CB(Control Bit)는 병렬 데이터에 부반송파의 1.8 대역효율을 사용함( $N=4$ 일 경우 제외)으로써 확산후의 불안정한 데이터 중 가장 평균적으로 안정된 데이터를 찾는 것이 목적이다. 예를 들어, QPSK이고  $N$ 이 4일 때 신호를 표 1에 보인다.  $N=4$ 일 경우는 1/4의 대역효율을 사용한다.

CB를 첨가하면 4가지 경우 중 가장 안정적인 데이터를 선택하는데, 표 1에서는 CB가 QPSK 심볼 중  $5\pi/4$ 일 때 가장 평균적으로 안정된 데이터를 발생한다. 그러면 그림 3에서  $X_k$ 는 표 1에서 선택된 데이터를 갖고 CI 과정을 수행했을 때 가장 낮은 PAPR을 갖고 수신기로 전송된다.  $N=4$ 일 경우 CB가 1 bit이고 QPSK 심볼이면 4번 과정을 수행하지만, CB가  $L$  bit이고 QPSK 심볼을 갖는 경우는  $4^L$  과정을 수행하게 된다.

### 3-2 FD-CI-OFDM 수신기

주파수 선택적 페이딩 채널에서 OFDM, CI-OF-

DM, FD-CI-OFDM 수신 신호에는 AWGN 성분 이외에도 페이딩에 의한 성분과 간섭에 의해 발생된 성분이 존재한다. 이는 CI-OFDM의 수신기의 민감도가 매우 좋아야 하는 이유가 된다.

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i X_k \times \exp(j2\pi f_c t + j2\pi f_i t + \frac{2\pi}{N} i \cdot k + \phi_i) + n(t) \quad (12)$$

여기서  $r(t)$ 는 FD-CI-OFDM 송신기에서 가장 작은 PAPR을 선택하여 전송했을 경우 수신단에서 수신된 신호이다.  $\alpha_i$ 와  $\phi_i$ 는 각각 페이딩 파라미터와 위상 옵셋이다. 협대역 간섭 채널이 있을 경우에는  $\phi_i$ 에 더 많은 성분이 존재하게 된다.  $n(t)$ 는 AWGN이고, 수식을 간략하게 표현하기 위해 송수신기간의 위상 동기는 완전히 이루어진 것으로 가정한다.

수신된 신호  $r(t)$ 는 다운 컨버터를 거친 후의 신호이고, 그림 4는  $k$ 번째 bit를 복원하기 위한 FD-CI-OFDM 수신기 구성도이다. 수신된 신호  $r(t)$ 는  $N$ 개의 각 직교 반송파와 CI 위상 코드에 의해 분리된다. 송신기에서 CB 첨가되어도 CB는 수신단에서 Walsh 시퀀스를 복원한 후 제거하게 되면 시스템에 아무런 영향을 주지 않으므로 CI-OFDM의 수신신호와 같은 처리 과정을 거친다. 각 반송파로부터  $k$ 번째 비트의 페이딩에 의한 위상 옵셋이 되었다면, 최종적인  $k$ 번째 비트의  $i$ 번째 복원신호  $r_k^i$ 는 다음과 같다.

$$r_k^i = (r_k^0, r_k^1, r_k^2, \dots, r_k^{N-1}), \quad i = 0, 1, \dots, N-1. \quad (13)$$

$$r_k^i = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \alpha_i \cdot a_k + \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{j=0, j \neq k}^{N-1} \alpha_j a_j \cdot \exp(i(\Delta\theta_k - \Delta\theta_j)) + n_i. \quad (14)$$

여기서 두 번째 항은  $k$ 번째 비트에 대한 간섭 성분으로 작용하는 나머지 비트들의 항이다.  $\Delta\theta_k$ 을 적절하게 선택하여 비트간의 직교성이 유지된다면 간섭성분으로 작용하는 두 번째 항은 0이 된다. FD-CI-OFDM은 이미 송신단에서 Walsh 시퀀스를 이용하여 각 병렬 데이터끼리 구분을 하여서, 서로 직교를 유지하면서 독립적인 복원을 하게 된다. CI 복원 과정을 거친 후 다시 Walsh 시퀀스를 이용하여 데이

표 1.  $N$ 일 때 CB(Control Bit) 첨가시 데이터 변화  
Table 1. Data change at CB addition.

	송신 데이터	CB 1 bit	Walsh 변환 후 데이터
CB를 사용하지 않는 경우	$1+i, 1+i, 1-i, -1-i$	없음	$2, 2, 2, 4i, -2i$
CB를 사용하는 경우	$1+i, 1+i, 1-i$	$1+i$	$4+2i, -2i, 2i, 2i$
	$1+i, 1+i, 1-i$	$1-i$	$4+i, 0, 4i, 0i$
	$1+i, 1+i, 1-i$	$-1+i$	$2+2i, 2-2i, 2+2i, -2+2i$ (선택)
	$1+i, 1+i, 1-i$	$-1-i$	$2i, 2i, 2+4i, -2$

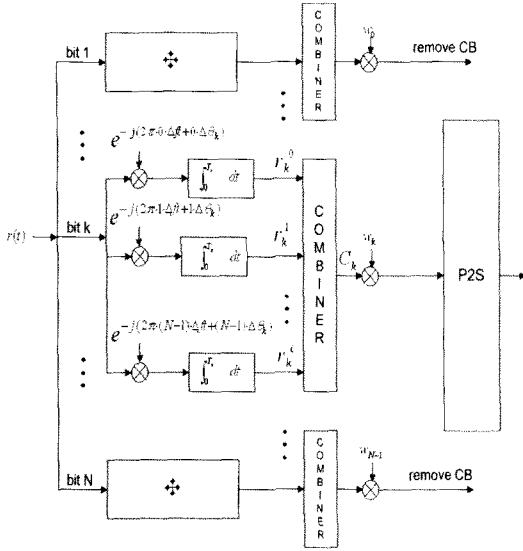


그림 4. FD-CI-OFDM의 수신기 블록 구성도  
Fig. 4. Block diagram of FD-CI-OFDM receiver.

터를 구분해 내면, 데이터 판별을 하기 전에 삽입했던 CB를 제거하고 데이터를 판별한다. PAPR이 저감된 FD-CI-OFDM 신호는 송신 전력 증폭기의 영향을 적게 받아 비선형 왜곡에 의한 성능 열화를 줄여서 BER 성능이 좋아진다.

#### IV. 시뮬레이션 결과와 논의

##### 4-1 PAPR 비교

CI-OFDM의 경우, 모든 비트들은 모든 반송파로 동시에 전송되며, 고유의 위상 옵셋으로 수신기는 각 비트들을 분리해 내게 되므로 이 위상 옵셋이 최대 전력을 줄여주므로 최대 전력이 OFDM의 최대 전력보다 작게 된다. 즉, 사용자  $k$ 가 최대 전력이면 사용자  $j$ 의 전력은 최소값이거나 매우 작은 값이다(단,  $k \neq j$ ). 그러므로 CI-OFDM의 PAPR은 다음과 같다.

$$PAPR_{CI-OFDM} = \frac{1}{2} \frac{(\max_{0 < t < T_s} |s(t)|^2)}{NP_0} \ll N \quad (15)$$

FD-CI-OFDM의 경우, 역시 평균 전력은 OFDM이나 CI-OFDM와 같다. 하지만 최대 전력은 CI-OFDM의 특징을 그대로 가지고 있으면서 control bit에 의해 Walsh 시퀀스를 삽입함으로써 증가되는 PAPR을

조절하기 때문에 control bit의 개수에 따라 CI-OFDM보다 PAPR이 더 증가하고 감소한다. 하지만, FD-CI-OFDM이 Walsh 시퀀스로 인해 확산 이득이 증가하여도 CI-OFDM과 같은 처리 과정을 거치면 위상 옵셋으로 인해 최대 전력이 상쇄되어 OFDM과 같거나 작은 최대전력을 갖는다.

$$PAPR_{FD-CI-OFDM} = \min \left\{ \frac{1}{2} \frac{(\max_{0 < t < T_s} |s(t)|^2)}{NP_0} \right\} \quad (16)$$

PAPR 시뮬레이션 결과 그래프는 CCDF(Complementary Cumulative Distribution Function)에 대한 결과 파형이다. CDF는 임의의 문턱값  $PAPR_0$ 보다 더 큰 PAPR 값을 나타낼 때의 확률로 나타내고 식 (17)과 같다. CCDF는 CDF의 보수의 값이므로 식 (18)이다.

$$\Pr(PAPR > PAPR_0) = (1 - \exp(-PAPR_0))^{aN} \quad (17)$$

$$\Pr(PAPR > PAPR_0) = 1 - (1 - \exp(-PAPR_0))^{aN} \quad (18)$$

PAPR 결과, 파형은  $10^{-4}$ 까지 결과를 알기 위하여 30,000개의 심볼을 전송하고,  $N$ 은 각각 16과 32이다. 변조는 QPSK이므로, control bit의 심볼은  $\left[\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4}\right]$ 이다. Control bit의 대역효율은  $\frac{1}{8}$ 이므로,  $N=16$ 일 때 CB는 2 bit를,  $N=32$ 일 때 CB는 4 bit이다.

그림 5는 FD-CI-OFDM 시스템에서  $N=16$ ,  $CB=2$ 일 때,  $N=16$ 의 CI-OFDM과 일반적인 OFDM의 PAPR 결과 파형이다. FD-CI-OFDM에 CB가 부반송파의 대역 효율에 1/8을 차지하면 CI-OFDM과 비슷한 PAPR 성능을 보인다. PAPR은 증폭기의 효율과 비선형 왜곡의 영향 정도를 알 수 있다. 결과 파형에서 보듯이 CI-OFDM과 FD-OFDM의 성능 차이가 0.3 dB 이하이므로 FD-CI-OFDM은 CI-OFDM의 문제점을 해결하면서 동시에 CI-OFDM의 장점인 PAPR 성능을 만족한다.

Control bit를  $N=16$ 에서 부반송파에 대한 대역 효율을 1/16 bit, 1/8 bit, 3/16 bit 했을 때의 각각 PAPR 성능 곡선은 그림 6이다. FD-CI-OFDM의 control bit의 첨가 수에 따라 대역효율 차이에 따라 성능곡선의 거의 0.7 dB에서 1.2 dB 사이의 차이를 나타냄을

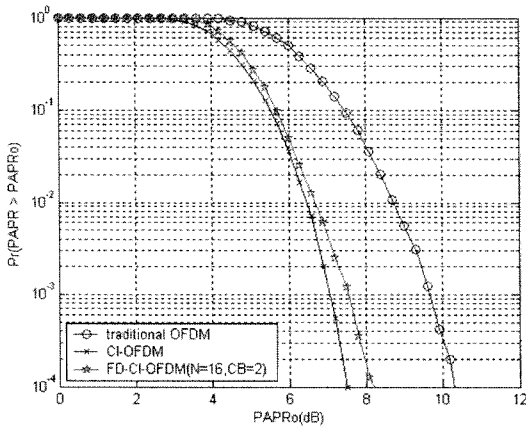


그림 5. PAPR 비교( $N=16, CB=2$ )  
Fig. 5. PAPR comparison( $N=16, CB=2$ ).

알 수 있다. 따라서 FD-CI-OFDM의 control bit가 증가함에 따라 정보 전송률은 떨어지지만 PAPR 저감 효과를 기대할 수 있다. 만약  $N$ 이 16이 아닌 더 많은 부반송파일 경우 정보 전송률은 조금씩 향상되고 그에 따른 PAPR 성능은 더 좋게 나타난다.

그림 7은  $N=32, CB=4$ 일 때, 세 시스템의 PAPR 성능을 비교한 시뮬레이션 결과이다. 파형에서 보면 부반송파의 개수가 늘어날수록 대역효율에 PAPR 성능이 더 좋아진다.  $N=32$ 일 경우 대역효율은 부반송파의 1/8이지만 PAPR은 CI-OFDM 시스템과 거의 같아짐을 알 수 있다.  $N=32$ 이 경우 CI-OFDM은 위상 옵셋의 간격이  $2\pi/N$ 으로 작아져서 수신기가 더욱

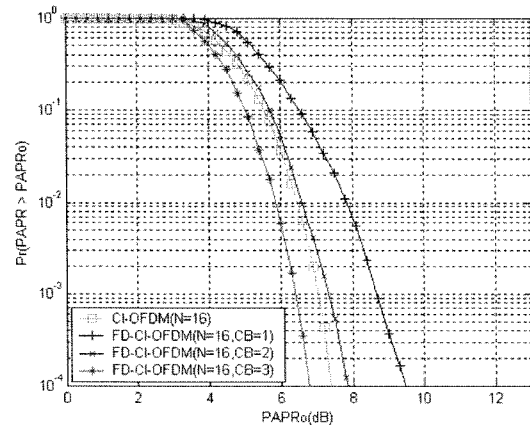


그림 6. Control bit 수에 따른 FD-CI-OFDM의 PAPR 성능  
Fig. 6. PAPR performance of FD-CI-OFDM by control bit number.

미세한 위상 옵셋을 찾아서 독립적으로 복원할 수 있어야 한다. 하지만 FD-CI-OFDM의 경우는  $N$ 이 커질수록 CB의 대역효율이 적어도 CI-OFDM의 PAPR의 성능을 만족할 수 있고, 위상에 관계없이 각 병렬 데이터들의 구분이 가능하고 독립적인 복원이 가능하다.

#### 4-2 BER 비교

그림 8은 일반 OFDM과 CI-OFDM, FD-CI-OFDM의 BER 성능을 비교한 결과이다. 채널 환경은 AWGN이고, HPA는 SSPA이며, 이때 back-off를 2 dB로

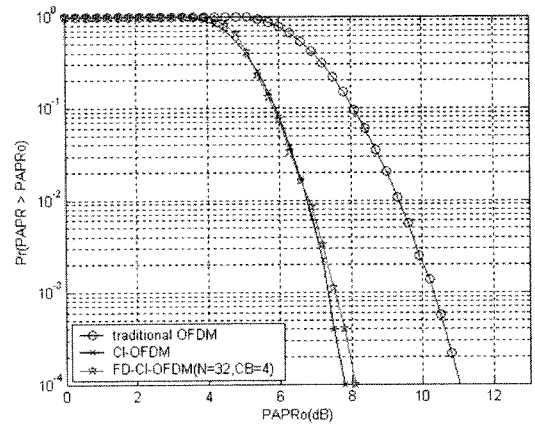


그림 7. OFDM과 CI-OFDM, FD-CI-OFDM의 PAPR 비교( $N=32, CB=4$ )  
Fig. 7. PAPR comparison of traditional OFDM, CI-OFDM, and FD-CI-OFDM( $N=32, CB=4$ ).

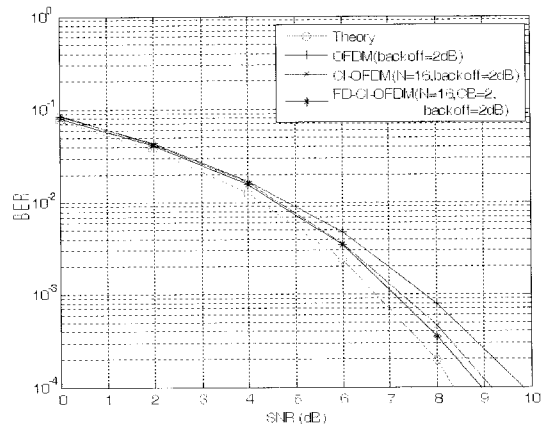


그림 8. AWGN 채널에서의 BER 성능( $N=16, CB=2$ )  
Fig. 8. BER performance in AWGN channel( $N=16, CB=2$ ).

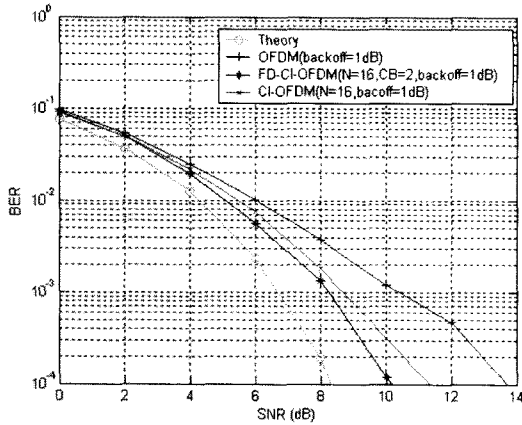


그림 9. 주파수 선택적 채널에서의 BER 성능(N=16, CB=2)

Fig. 9. BER performance in selective fading channel (N=16, CB=2).

하였다. 그림 8은  $N=16$ 이고 160,000개의 심볼을 전송한다. 이때 FD-CI-OFDM의 CB는 부반송파의 1/8인 2 bit을 첨가한다. 그림 8은 그림 5의 PAPR을 갖는 세 시스템의 데이터를 수신기로 전송하였을 때 BER 성능인데, 결과로 보아 FD-CI-OFDM은 CI-OFDM과 거의 비슷한 PAPR을 나타내므로 BER 성능도 CI-OFDM과 거의 차이를 보이지 않는다. 그러므로 FD-CI-OFDM은 일반 OFDM보다 비선형 영향을 덜 받고 증폭기의 효율을 향상시킨다. 또한, CI-OFDM과 같은 성능을 보이면서 실제 시스템 구현에 있어서 문제가 되는 CI-OFDM의 단점을 극복할 수 있는 대안이다.

### V. 결 론

CI-OFDM은 PAPR 저감과 BER 향상을 동시에 만족시킬 수 있는 시스템이다. 하지만 실제 구현에 있어서 수신기에서 각 병렬 데이터 간의 구분과 직교성을 유지하면서 독립적인 위상 성분들을 차례로 보상할 수 있는가가 매우 중요한 문제점이 되었다. 이번 연구에서는 Walsh Hadamard 시퀀스를 이용하여 CI-OFDM의 각 병렬 데이터 간의 구분과 직교성을 유지시켜 주고, 동시에 CI-OFDM과 같은 성능을 보이는 FD-CI-OFDM을 제안하였다. FD-CI-OFDM의 CB는 병렬 데이터에 부반송파의 1/8 대역효율을 사용함으로써 Walsh 변환 후의 불안정한 데이터를 평

균적인 안정된 데이터가 되게 해주어 Walsh 시퀀스로 인해 높아진 PAPR을 감소시켜준다. 또한, FD-CI-OFDM의 control bit가 증가함에 따라 정보 전송률은 떨어지지만 PAPR 저감 효과를 기대할 수 있다. FD-CI-OFDM은 대역효율은 감소되지만, 실제 하드웨어 구현 시 병렬 데이터 간의 구분과 직교성을 유지하는 장점이 있으므로 CI-OFDM의 단점을 극복할 수 있는 대안이다.

### 참 고 문 헌

- [1] T.de Couasnon *et al.*, "OFDM for digital TV broadcasting", *Signal Processing*, vol. 39, pp. 1-32, 1994.
- [2] "Broadband radio access networks(BRAN); High performance radio local area network(HIPERLAN) TYPE2; Requirements and architectures for wireless broadband access", TR 101 031, 1999.
- [3] R. van Nee, A. de Wild, "Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM", in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf.*, pp. 1634-1638, May, 1998.
- [4] H. Ochiai, H. Imai, "Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 89-101, Jan. 2002.
- [5] T. A. Wilkinson, A. E. Jones, "Minimization of the peak-to-mean envelope power ratio in multicarrier transmission schemes by block coding", in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf.*, pp. 825-831, Jul. 1995.
- [6] S. H. Muller, J. B. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences", *Electron. Lett.*, vol. 33, pp. 368-369, Feb. 1997.
- [7] D. A Wiegandt, C. R. Nassar, "High-performance OFDM via carrier interferometry", in *Proc. IEEE Int. Conf. 3<sup>rd</sup>-Generation Wireless and Beyond, 3Gwireless '01*, San Francisco, CA, pp. 404-409, 2001,.
- [8] D. A Wiegandt, C. R. Nassar, and Z. Wu, "Overcoming peak-to-average power ratio issues in OF-

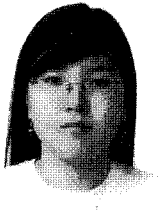


DM via carrier interferometry codes", in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf.*, Atlantic City, NJ, pp. 660-663, 2001.

and Z. Wu, "High performance MC-CDMA via carrier interferometry codes", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, pp. 1344-1353, Nov. 2001.

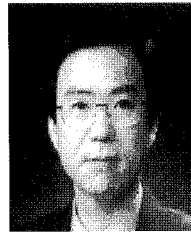
[9] B. Natarajan, C. Nassar, S. Shattil, M. Michelini,

김 선 애



2005년 8월: 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부 (공학사)  
2005년 9월~2007년 8월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)  
2008년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정  
[주 관심분야] 무선 통신 시스템, 위성통신, B3G/4G 이동통신 시스템, 전력선통신, 등

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 교수  
1996년~현재: IEEE, IET 논문 심사위원  
2002년: 한국전자과학회 학술상 수상  
2002년 3월~2004년 2월: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장  
2008년: ICWMC 2008 국제학술대회 "Best Paper Award" 수상  
[주 관심분야] 무선 통신 시스템, 위성통신, B3G/4G 이동통신 시스템, 통신회로 설계 및 통신 신호 처리

이 일 진



1994년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학사)  
1996년 2월: 충북대학교 전자공학과 통신공학전공 (공학석사)  
1996년~1999년: 삼성항공(주) 전임연구원  
1999년~2000년: 삼성전기(주) 전임

연구원  
2000년~현재: 한국전자통신연구원(ETRI) 선임연구원  
2004년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정  
[주 관심분야] VoIP, OFDM 시스템, 디지털 통신, 정보통신시스템