

원형편파특성과 반송파 간섭신호특성을 적용한 OFDM 시스템 성능 개선

정회원 안재성*, 종신회원 하덕호**°

Improvements of the OFDM System Performance By Using the Characteristic of Circularly Polarized Waves and Carrier Interferometry Signals

Je-Sung Ahn* *Regular Member*, Deock-Ho Ha**° *Lifelong Member*

요 약

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)신호는 독립적으로 변조된 다수의 부반송파들이 동위상으로 더해질 경우 신호의 크기가 크게 발생하여 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)이 크게 나타난다. PAPR이 커지면 시스템의 복잡도가 증가하고 RF 전력증폭기의 효율이 감소하므로 시스템의 성능 열화의 요인이 된다. 본 논문에서는, 기존의 OFDM 시스템의 BER 성능과 PAPR 특성을 개선하기 위하여 페이딩 특성에 강인한 효과를 나타내는 원형편파와 반송파 간섭신호를 시스템에 함께 적용하여 컴퓨터 모의실험으로 그 성능을 평가하였다. 그 결과 시스템 BER 특성이 2~3[dB] 정도의 개선효과가 있었으며 PAPR특성도 크게 감소시킬 수 있음을 알 수가 있었다.

Key Words : Circularly Polarized waves, Carrier Interferometry Signals, Improvement of BER and PAPR

ABSTRACT

In this paper, in order to enhance the performance improvements of both BER and PAPR characteristic for the conventional OFDM system, both circularly polarized waves and carrier interferometry signals which shows the robustic fading reduction effect are applied to the system, and then the performance of the proposed system has been evaluated by computer simulation. From the analysis, it can be seen that the system BER performance can be improved by 2 or 3 dB. Furthermore, it can be also seen that the PAPR characteristic can be markedly reduced.

I. 서 론

OFDM은 직렬 입력 데이터를 병렬로 전환하여 직교하는 다중 부반송파로 변조하여 고속으로 데이터를 전송하는 방식으로써 고속 무선LAN은 물론 유럽의 디지털방송과 각종 무선전송시스템의 표준 방식

으로 채택되고 있다^[1]. OFDM 시스템에서는 직렬 변환된 N개의 비트들은 N개의 직교하는 부반송파로 동시에 전송되므로 고속의 데이터 전송이 가능하며 주파수 선택적 채널에서 다중경로에 의한 페이딩에도 매우 강하다. 그러나 OFDM은 부반송파의 직교성을 유지하지 못하는 경우에는 성능이 열화하게 된다.

※ 이 논문은 2004년도 부경대학교발전기금재단의 지원에 의하여 연구되었음.

* 부경대학교 정보통신공학과 (ajs999@pknu.ac.kr), ** 부경대학교 전자컴퓨터정보통신공학부 (hadh@pknu.ac.kr) (° : 교신저자)
논문번호 : KICS2007-03-134, 접수일자 : 2007년 3월 28일, 최종논문접수일자 : 2007년 7월 18일

또한 독립적으로 변조된 다수의 부반송파들이 동 위상으로 합성될 경우 신호 크기가 크게 되어 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)이 크게 나타난다. PAPR이 커지면 시스템의 복잡도가 증가하고 RF 전력증폭기의 효율이 감소하므로 시스템의 성능 열화의 요인이 된다^{2,3}. 이를 개선하기 위해 신호의 최대 크기를 특정레벨로 제한시키는 클리핑 기법이나, 윈도우를 적용하여 다른 신호에 대한 간섭을 줄이는 방식 등 PAPR을 감소시키기 위한 다양한 방법들이 제안되고 있다⁴.

본 논문에서는 원형편파(CP: Circular Polarization)의 전파와 반송파 간섭신호(CI: Carrier Interferometry)가 페이딩에 강한 특성을 이용하여, 이를 기존의 OFDM 시스템에 새롭게 적용하면 BER성능 및 PAPR특성이 훨씬 개선될 수 있음을 컴퓨터 모의실험을 통하여 확인하였다.

II. 시뮬레이션 시스템 구성

2.1 원형편파와 다중파 간섭신호의 페이딩 경감특성

일반적으로 원형편파 전파는 장애물에 의해 반사가 되면, 그 수평편파 성분은 위상이 180도 변하게 되지만 수직편파 성분의 위상은 거의 일정하게 유지되기 때문에 반사할 때마다 선화 방향이 바뀌는 특성이 있다. 실제 실내측정에 의하면, 원형편파로 송신하고 원형편파 안테나로 수신할 경우에는 기수회 반사파는 선화 방향이 반대가 되므로 수신할 수 없게 되어 결과적으로 페이딩을 경감시키는 효과를 가져 올 수 있게 된다^{5,6}. 이와 같은 원형편파의 전파전파특성을 이용하여 기존의 OFDM시스템에 좌선회 원형편파 및 우선회 원형편파를 분리 송수신하는 시스템을 구성하면, 채널의 직교성이 보장되어 BER 성능 개선은 물론 대역폭 효율까지도 높일 수 있다⁷. 이와 같은 원형편파를 사용하는 경우에는 LOS 환경에서 더 좋은 페이딩 경감효과를 나타내지만, NLOS 환경에서는 큰 효과가 없다. 그러나 NLOS 환경의 경우에는 편파 다이버시티 방식에 의해 해결 할 수가 있다. 즉, 원형편파로 송신하고 수신측에서 수직 및 수평편파로 분리 수신하는 원형편파다이버시티를 적용하게 되면, 수직/수평편파 조합에 의한 선형 다이버시티 보다 페이딩 특성을 효과적으로 경감시킬 수 있다⁸.

한편, Carl R. Nassar 의해 제안된 CIMA(Carrier Interferometry Multiple Access)신호를 적용한 OFDM 방식은⁹, CDMA 방식과는 달리 부 반송파에 위상

오프셋을 적용하는 방식으로, 사용자간 간섭을 보다 효과적으로 줄일 수 있는 방식으로 알려져 있다¹⁰. 본 장에서는 상기의 두 신호 특성(CP신호의 편파 다이버시티 효과에 의한 페이딩 경감 특성과, CI신호에 의한 PAPR 개선특성)을 기존의 OFDM 시스템에 적용하여 시뮬레이터를 구성하였다.

2.2 반송파 간섭 신호만을 적용하는 시스템⁽¹⁰⁾

기존의 OFDM 송신기는 그림 1과 같고, 반송파 간섭신호를 적용한 OFDM 시스템(CI-OFDM)의 송신기를 그림 2에 각각 나타내었다. 그림 2에서 알 수 있듯이, 각 비트들이 자신의 반송파로 변조되는 그림 1의 OFDM 과는 달리, CI-OFDM은 각 비트들이 N개의 반송파로 전체가 변조된 후 반송파에 위상 오프셋을 적용한다. 모든 비트들이 동시에 동일 반송파가 부여되므로 전송 비트들의 직교성을 부여하는 위상 오프셋 $\Delta\theta_k$ 의 선택이 매우 중요하다.

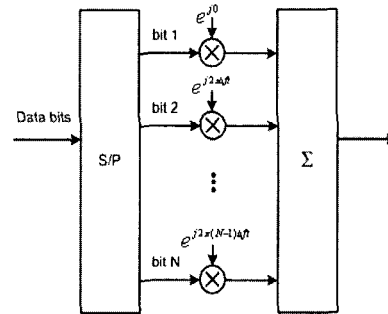


그림 1. OFDM 송신기
Fig. 1 OFDM transmitter.

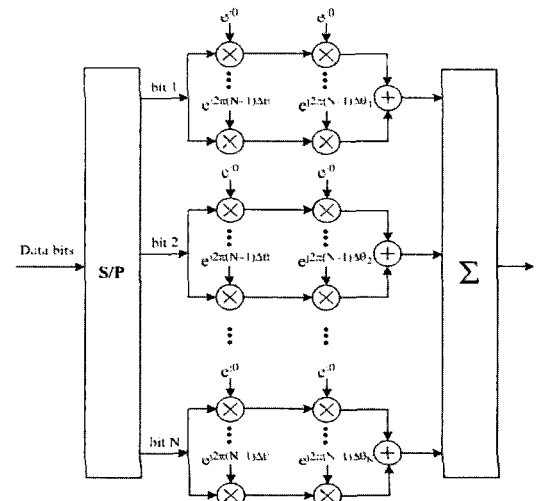


그림 2. CI-OFDM 송신기
Fig. 2 CI-OFDM transmitter.

전체 비트 k 에 대한 n 번째 반송파에 대한 위상 오프셋은 $n\Delta\theta_k$ 이고, 비트 k 의 반송파에 적용될 위상 군은 $(e^{j0}, e^{j\Delta\theta_k}, \dots, e^{j(N-1)\Delta\theta_k})$ 이며 이를 비트 k 에 대한 확산 코드라 한다. 위상 오프셋은 $\Delta\theta_k = (2\pi/N)k$ 와 같이 표현되며, k 번째 비트에 대한 전송 신호는 다음 식 (1)과 같이 표현된다.

$$s_k(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} a_k \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_i t + i\Delta\theta_k) \quad (1)$$

여기서, a_k 는 k 번째 비트이며 +1과 -1의 발생확률이 동일하다. $f_i = i\Delta f$ 이고 $\Delta f = 1/T_b$ (T_b 는 비트 율)으로써 반송파간에 직교성을 부여한다. 위상 오프셋 선택방법은 N 개의 반송파에 대하여 $\Delta\theta_k = (2\pi/N)k$ 가 되도록 하면, 비트 k 의 확산코드를 발생하기 위한 위상 오프셋이 되어 N 개의 비트 간에 직교성을 부여하게 된다. 또한, 비트 k 에 대한 i 번째 반송파에 위상 오프셋 $i\Delta\theta_k$ 를 추가하는 것은 수신기가 각 반송파의 동일 위치에 배치된 N 개의 비트들을 분리할 수 있도록 하기위한 것이다. $1/\sqrt{N}$ 은 정규화된 비트 에너지로 가정한다. CI-OFDM의 전체 전송 신호는 다음 식 (2)와 같다.

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_k \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_i t + i\Delta\theta_k) \quad (2)$$

그림 2의 CI-OFDM 시스템은 부호화를 적용한 형태로도 발전시킬 수가 있다. 일반적으로 부호화된 Coded-OFDM 시스템은 그림 2에서와 같이 직병렬 변환을 하기 전에, 각 i 입력 비트(예를 들어 $i=1$)들은 n 개의 출력 비트(예를 들어 $n=2$)로 부호화된다. 이 방식에서, 1개의 정보비트는 실질적으로 n 개의 반송파로 전송되며, 처리량은 감소하지만 주파수 다이버시티 이득을 갖는다^[11,12].

한편, 수신신호는 다음 식 (3)과 같다.

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_i a_k \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_i t + i\Delta\theta_k + \phi_i) + n(t) \quad (3)$$

여기서, a_i 와 ϕ_i 는 주파수 선택적 Rayleigh 페이딩

채널에 의해 i 번째 반송파에 적용되는 페이드 파라미터와 위상 오프셋이다. 그리고 $n(t)$ 는 AWGN이다. 표현의 간략화를 위해 위상 동기화가 완전히 이루어진 것으로 가정한다. 그림 3에 k 번째 비트를 검출하기 위한 CI-OFDM 수신기를 나타낸다.

그림 3에서, $r(t)$ 는 N 개의 직교 반송파로 분리된다. 각 반송파로부터 k 번째 비트의 위상 오프셋이 제거되어 $\bar{r} = (r_0, r_1, \dots, r_{N-1})$ 이 되고, r_i 는 다음 식 (4)와 같이 표현된다. 식 (4)에서 두 번째 항은 k 번째 비트에 대한 나머지 비트들에 관한 항으로써 비트 간 간섭성분이다.

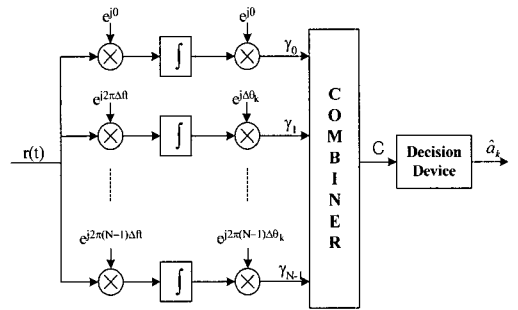


그림 3. k 번째 비트에 대한 CI-OFDM 수신기
Fig. 3 CI-OFDM receiver of k^{th} bit

$$r_i = \frac{1}{\sqrt{N}} \alpha_i a_k + \sum_{j=0, j \neq k}^{N-1} \frac{1}{\sqrt{N}} \alpha_i a_j \cdot \cos(i(\Delta\theta_k - \Delta\theta_j)) + n_i \quad (4)$$

AWGN 채널에서, $\Delta\theta_k$ 를 적절하게 선택하여 비트간 직교성이 유지되었다면 반송파들의 상호 결합 값($C = \sum_{i=0}^{N-1} r_i$)인 두 번째 항은 0이 된다. 그러나 주파수 선택성 채널에서 간단한 결합방식으로는 다른 비트로부터의 간섭 현상치를 추정해 낼 수 없다. 왜냐하면 반송파들은 페이드 α 에 종속적이기 때문이다. 여러 가지 결합방식이 가능하지만, 일반적으로 MMSE 결합방식이 가장 우수한 성능을 나타낸다. 본 논문에서는 MMSE 방식을 적용하여 최대의 주파수 다이버시티 이득을 얻게 하여 비트 간 간섭과 잡음을 최소화하였다. 이러한 결합방식은 아래 식 (5)와 같은 결정 변수(decision variable)로 나타낼 수 있다.

$$C = \sum_{i=0}^{N-1} r_i \cdot \left[\frac{\alpha_i}{N\alpha_i^2 + N_0/2} \right] \quad (5)$$

2.3 원형편파와 반송파 간섭신호를 함께 적용한 시스템

2.2절에서 설명한 PAPR 특성이 대폭 개선되는 CI-OFDM 시스템에, 페이딩 특성에 강한 원형편파 신호를 적용한 CPCI-OFDM 시스템을 그림 4에 나타낸다. 그림 4에서는, 원형편파 다이버시티를 적용한 형태로 우선회 원형편파와 좌선회 원형편파로 분리하여 송수신 하도록 구성하고(분리 송신시 송신전력이 1/2이 되도록 하였음), IFFT 수행 후 보호구간을 삽입하기 이전에 CI신호를 적용하는 방식을 함께 구현하였다. 각각의 전송채널로 수신된 신호는 원형편파의 특성상 기수회 반사파가 거의 수신되지 않으므로 시스템의 성능은 크게 개선될 수 있다. 또한, 다이버시티를 적용하였기 때문에 각각의 전송채널로 수신된 신호의 비상관성으로 수신신호에 대한 신뢰성을 높일 수 있다. 수신된 신호는 부채널의 크기로 직병렬 변환 후 보호대역을 제거한다. 보호대역이 제거된 수신신호는 다시 CI 신호가 부여한 위상 오프셋을 이용하여 데이터를 분리한다. 이렇게 변환된 신호열은 역과정의 신호 매핑과 채널상의 오류를 정정하고 최종 데이터를 판별하여 복원된 데이터를 출력해 낸다.

보호구간 길이를 최소화 하였다.

2.4 시스템의 PAPR 특성

일반적으로 OFDM 심볼에 대한 최대 전력 대 평균전력의 비, PAPR은 일반적으로 다음 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$PAPR = \frac{\max_{0 < t < T_s} |s(t)|^2}{\text{mean}_{0 < t < T_s} |s(t)|^2} \quad (6)$$

N개의 반송파를 사용하는 경우 OFDM과 CPCI-OFDM의 평균 전력은 $P_{\text{mean}} = NP_0$ 이다. 여기서 P_0 는 하나의 반송파에 대한 실효전력으로써

$P_0 = \frac{1}{2} A_0^2$ 이다. 그리고 A_0 는 주어진 반송파의 최대 진폭이다. OFDM은 입력 정보를 직병렬 변환하고 전송하는 각 비트들의 반송파들은 최대 전력으로 나타난다. 반송파의 위상과 동기가 정확할 경우 반송파의 수가 증가함에 따라 최대 전력의 크기도 증가하게 된다. OFDM의 모든 반송파가 동위상으로 겹쳐지는 경우의 최대 전력은 다음 식 (7)과 같다.

$$P_{OFDM, \text{max}} = \left(\sum_{i=1}^N A \right)^2 = (NA)^2 \quad (7)$$

$$= \frac{1}{2} (NA_0)^2 = N^2 P_0$$

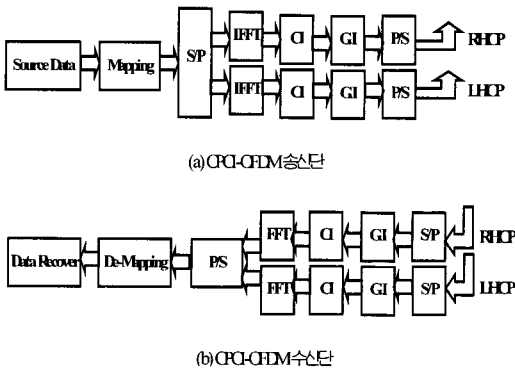


그림 4. CPCI-OFDM 시스템의 블록도
Fig. 4 Block diagram of CPCI-OFDM system.

일반적으로 부 반송파의 개수가 동일한 조건에서, 보호구간 길이를 작게 하면 할수록 대역폭 효율이 증가한다⁷⁾. 보호구간은 수신단에서 프레임 동기를 마치고 난 후 제거되어 사용하지 못하는 부분으로 프레임 동기를 마치고 난 후 제거 된다. 따라서 원형편파를 이용하면 보호구간 길이를 작게 할 수 있다. 기존의 OFDM은 전체 프레임의 약 25%에 해당하며 순수 데이터 길이에 비교하면 33%에 해당한다. 본 CPCI-OFDM 시스템에서는 원형편파를 이용하므로

여기서, A 는 주어진 반송파의 실효진폭이고 N 은 반송파의 수이다. CPCI-OFDM의 경우 모든 비트들은 모든 반송파로 동시에 전송되며, 고유 위상 오프셋으로 수신기는 각 비트들을 분리해 낸다. 이 위상 오프셋은 최대 전력을 줄여주는 특성을 갖기 때문에 CPCI-OFDM 전체 전송신호의 최대전력은 k 번째 비트의 최대 반송파 전력의 합보다 작다. 즉, 사용자 k 가 최대 전력으로 나타날 때 사용자 j (단, $k \neq j$)의 전력은 최소값이나 매우 작은 값으로 나타나기 때문이다. 따라서 OFDM의 최대전력보다 CPCI-OFDM의 최대전력이 작게 나타나며 CPCI-OFDM의 PAPR은 다음 식 (8)과 같이 표현된다. 식 (8)에서 최대 전력이 작게 나타나는 이유는, CP신호와 CI신호가 합성되어 나타나는 결과가 아니라, 부반송파들이 동위상으로 겹쳐지는 현상이 줄어들어 시스템의 PAPR 특성이 개선되는 CI 신호의 고유 특성에 의한 결과이다.

$$PAPR_{CPCI-OFDM} = \frac{\left(\frac{1}{2} \max_{0 < t < T_s} |s(t)|^2\right)}{NP_0} \ll N \quad (8)$$

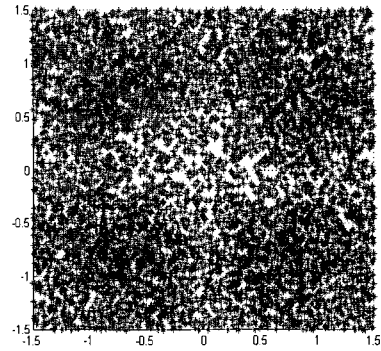
III. 성능 시뮬레이션 결과

시뮬레이션 환경으로는 현재 OFDM 방식을 표준으로 하고 있는 고속 무선 LAN의 IEEE 802.11a 파라미터를 기준으로 하였다^[13]. 64-point IFFT를 사용하였고 보호구간은 16개의 샘플에 해당하는 0.8 μs 로 하였다. 본 CPCI-OFDM 시스템 모의실험에서는 원형편파를 이용하므로 보호구간 길이를 최소화 하는 프레임 구성하였다. 샘플링 주기는 50 ns, 매핑방식은 QPSK로 하였다. CI-OFDM 및 CPCI-OFDM 에서의 직병렬 변환기의 부채널 수는 OFDM 과 동일하게 64개로 하였고, CI-OFDM에서 사용한 CI 신호의 부반송파 수는 16개로 설정하였다. 무선채널은 Rayleigh fading 환경을 적용하였으며, 다중경로 환경으로는 직접파 외에 지연반사파를 5개까지 고려하였으며 반사파에 따른 손실은 3dB, 반사파의 지연시간은 각 1개의 샘플링 시간 차이를 가지는 것으로 하였다. 모의실험은 OFDM과 CI-OFDM 방식을 동일한 조건에서, CI-OFDM 과 CPCI-OFDM 방식을 동일한 조건에서 각각 수행하였다.

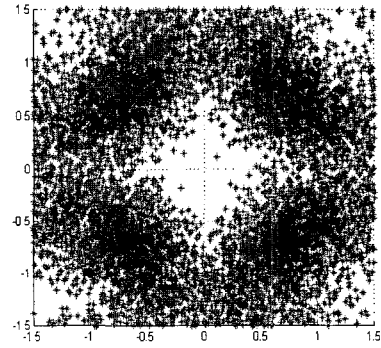
그림 5는 새로이 제안된 CPCI-OFDM의 성능을 확인하기 위하여 다중경로 환경에서 컴퓨터 모의실험에 의하여 얻어낸 신호점 성상도이다. 여기에서 그림 5 (a)는 일반적인 QPSK 매핑을 적용한 기존의 OFDM 시스템 성상도이다. 직접파 외에 첫 번째의 반사파가 6개의 샘플 시간 후에 도래하는 경우를 나타낸 것이다. 그림 5(a)에서 알 수 있듯이 반사파의 간섭이 크게 작용하기 때문에 성능이 그다지 좋지 않음을 알 수가 있다. 그림 5(b)는 그림 5(a)의 경우와 동일한 조건에서 첫 번째 반사파의 도래 시간이 1개 샘플 시간으로 단축되었을 경우의 성능을 나타내는 신호점 성상도이다.

그림 5 (a)와 그림 5(b)로부터 반사파의 시간 지연이 짧은 경우에 신호점의 성상도가 보다 더 분산되지 않고 정확하게 나타나고 있어서 그 성능이 우수하게 됨을 알 수가 있다. 그림 5(c)는 그림 5(b)의 경우와 동일한 다중경로 조건에서 원형편파를 이용하는 CPCI-OFDM에서 기수회 반사파의 수신을 억제한 경우의 신호점 성상도이다. 그림 5(b)와 그림 5(c)의 비교에서 CPCI-OFDM 시스템에서는 기수회 반사파

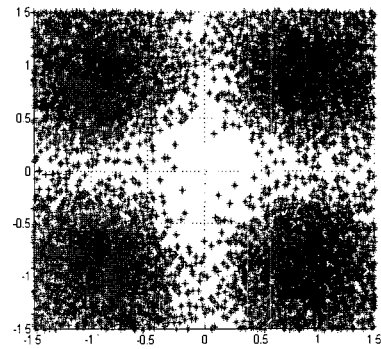
수신을 억제하는 원형편파의 고유 특성으로 인하여 반사파 간섭을 억제하기 때문에 보다 더 좋은 성능을 나타낸다.



(a) 지연시간이 6 에서 10 샘플 시간인 경우 (QPSK-OFDM)



(b) 지연시간이 1 에서 5 샘플 시간인 경우 (QPSK-OFDM)



(c) 원형편파를 적용하여 반사파를 제거한 경우 (QPSK-CPCI-OFDM)

그림 5. 성상도 비교
Fig. 5 Comparison of the signal constellation

그림 6은 Rayleigh 채널환경에서 OFDM 시스템과 CI-OFDM 시스템의 BER 성능을 비교한 것이다. 그

림 6에서 알 수 있듯이 기존의 OFDM 시스템은 직교성이 유지되기 어려운 채널환경이므로 시스템 성능이 열화 되지만, CI-OFDM 시스템의 경우 위상천이 특성이 개선되므로 문헌^[10]에서 밝혀진 바와 같이 동일한 정보가 모든 반송파로 전송되고 수신기에서는 채널에 대한 최대 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있으므로, 기존의 OFDM 시스템보다 성능이 대폭 개선됨을 알 수 있다.

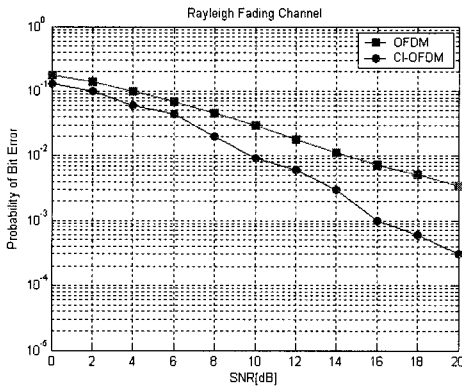


그림 6. Rayleigh 페이딩 채널에서 OFDM과 CI-OFDM 시스템 성능
Fig. 6 Performance of OFDM and CI-OFDM system in Rayleigh fading channel.

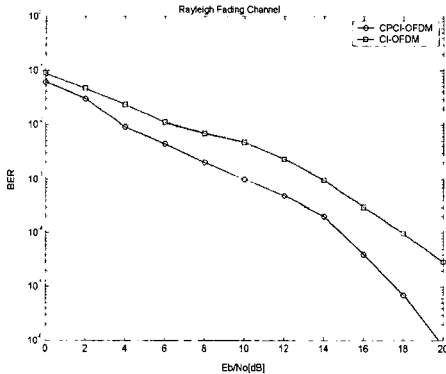


그림 7. Rayleigh 페이딩 채널에서 CPCI-OFDM 시스템의 성능
Fig. 7 Performance of CPCI-OFDM system in Rayleigh fading channel.

그림 7은 CI-OFDM 시스템과 CPCI-OFDM 시스템의 성능을 비교한 것이다. CPCI-OFDM 시스템은 기수회 반사파의 수신을 억제하는 원형편파의 특성으로 인하여 CI-OFDM 시스템 보다도 10^4 BER에서 약 3[dB] 개선되고 있음을 알 수 있다. 이 결과는 송신 전력의 1/2로 분리 송수신되는 점도 고려하여 모의 실험을 수행한 결과이다.

그림 8은 기존의 OFDM과 CPCI-OFDM의 PAPR을 비교한 그림이다. 가로 축은 전송데이터의 수(10000개)를 나타낸 것이고 세로축은 PAPR을 나타내고 있다. 기존의 OFDM의 경우 PAPR의 최대값은 23.55이고 평균값은 8.27이다. PAPR의 최대값과 평균값은 큰 차이를 보이고 있음을 알 수 있다. 반면에 CPCI-OFDM의 경우 PAPR의 최대값은 12이고 평균값은 6.38이다. 이는 앞서 기술한 바와 같이 원형편파의 특성과 CI신호를 적용하게 되면, OFDM의 반송파들이 동위상으로 겹쳐지는 현상이 줄어들어 시스템의 PAPR 특성이 개선되는 것이다. 그림 9는 OFDM과 CPCI-OFDM의 PAPR에 대한 확률 누적분포를 나타낸 것이다. 그림에서 CPCI-OFDM은 전송의 약 90% 이상이 PAPR값이 8이하인 형태를 나타내고 있다. 반면에 OFDM은 약 50%정도만이 PAPR값이 8이하의 값을 나타내고 있다. 따라서 원형편파의 특성과 반송파 간섭신호를 적용한 CPCI-OFDM 시스템이 PAPR특성을 크게 개선함으로써 시스템의 성능이 개선됨을 알 수 있다.

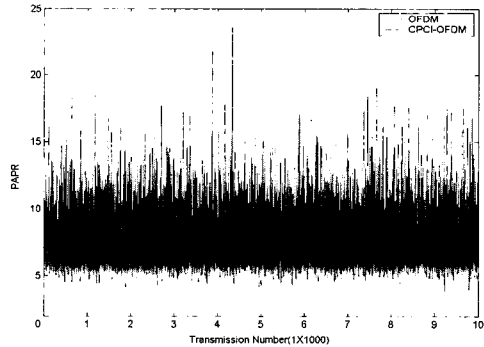


그림 8. OFDM과 CPCI-OFDM의 PAPR
Fig. 8 PAPR of OFDM and CPCI-OFDM

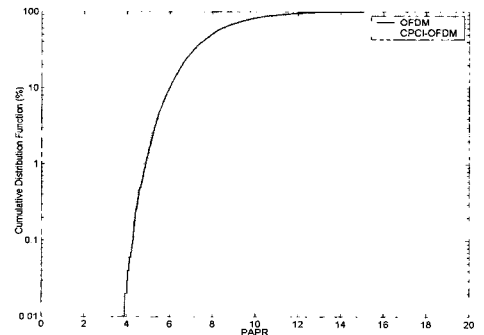


그림 9. 기존의 OFDM과 CPCI-OFDM의 PAPR에 대한 CDF
Fig. 9 PAPR CDF of conventional OFDM and CPCI-OFDM.

IV. 결론

본 논문에서는 원형편파의 반사파가 억제 수신되는 전파특성과 반송파 간섭신호(CI신호)의 레일레이 페이딩환경에서의 강한 직교특성을 이용하여, 기존의 OFDM 시스템 방식에 이들 두 신호를 적용하는 새로운 CP-CI-OFDM 시스템 방식에 대해 연구하였다. 그 결과 Rayleigh 환경에서 기존의 OFDM 시스템보다 성능이 10^4 BER에서에서 2~3[dB] 정도의 개선을 얻을 수 있었다. 또한, CP-CI-OFDM의 PAPR은 기존의 OFDM의 PAPR의 평균값과 최대값을 크게 감소시킬 수 있었다는 것도 시스템 시뮬레이션을 통하여 확인할 수 있었다. 금후 연구과제로서 본 시스템이 각종 디지털 무선전송시스템과 UWB 시스템과 같이 광대역 초고속 전송을 요하는 시스템에 직접 응용하여 그 성능을 검토하는 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

[1] IEEE Std802.11a-1999, "Wireless LAN medium access control(MAC) and physical layer(PHY) specifications : high-speed physical layer in the 5Ghz band," *IEEE-SA standard board*, pp.3-45, Sep. 1999.

[2] S. H. Muller and J. B. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ration by optimum combination of partial transmit sequences," *elec. Letts.*, Vol.33, No.5, pp. 368-369, Feb. 1997.

[3] E. Lawrey and C. J. Kikkert, "Peak to average power ratio reduction of OFDM signals using peak reduction carriers," *Signal processing and its applications, 1999, ISSPA'99, Proceedings of the fifth international symposium on*, Vol.2, pp. 737-740, 1999.

[4] Richard Van Nee, Ramjee Prasad, "OFDM for wireless multimedia communications", *Artech House Publishers*, pp.123-152, 2000.

[5] Jorgen Bach Andersen, Theodore S. Rappaport, and Susumu Yoshida, "Propagation Measurements and Models for Wireless Communications Channels", *IEEE Comm. Mag.*, vol.33 no. 1, pp.42-49, Jan. 1995.

[6] Hee-Chang Jung, Jin-Dam Mock, Deock-Ho Ha, "Analysis of Wideband Propagation Characteristics for The High Transmission Rate in Indoor Radio

Channels", *IEEE Proceedings of The VTC'98*, pp.298~302, May 1998, Ottawa, Canada

[7] Byung-Ok Kim, Deock-Ho Ha, "OFDM System Using Cross-Handed Circular Polarization," *한국통신학회 논문지*, 제26권 제12호, pp.1741-1746, 2001년 12월

[8] Jin-Dam Mok, Young-Hwan Lee, Sung-Woo Jeon, Deock-Ho Ha, "The Optimum Propagation Condition of Polarization Diversity Reception in Indoor Wireless Communications," *한국통신학회 논문지*, 제23권 제3호, pp.507-516, 1998년 3월

[9] Nassar, C.R. Natarajan, B. Shattil, "Introduction of carrier interference to spread spectrum multiple access," *Wireless Communications and Systems, 1999 Emerging Technologies Symposium*, pp4.1-4.5, 1999.

[10] Wiegandt, D.A. Nassar, C.R, "High- performance 802.11a wireless LAN via carrier-interferometry orthogonal frequency division multiplexing at 5 GHz," *Global Telecommunications Conference, 2001. GLOBECOM '01. IEEE*, Vol.6 ,pp. 3579-3582, 2001.

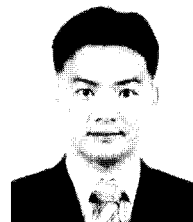
[11] W. Zou, Yiyang Wu, "COFDM: an overview," *IEEE Transactions on Broadcasting*. Vol.41, Issue 1, pp1-8, March 1995.

[12] L. Thibault, Minh Thien Le, "Performance evaluation of COFDM for digital audio broadcasting," *IEEE Transaction on (I) Parametric study Broadcasting*, Vol.43, Issue 1, pp.64-75, March 1997.

[13] IEEE Std802.11a-1999, "Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High-speed Physical Layer in the 5GHz Band," *IEEE-SA Standard Board*, pp. 3-45, Sep. 1999.

안 재 성 (Je-Sung Ahn)

정희원



2002년 2월 : 부산외국어대학교
전자공학과 공학사
2004년 2월 : 부경대학교 정보통신공학과 석사
2004년 3월~현재 : 부경대학교
정보통신공학과 박사과정
<관심분야> OFDM, 이동통신시스템, 실내외 전파특성 모델링

하 덕 호 (Deock-Ho Ha)

중신회원



1972년 3월 ~ 1979년 2월: 한양
대학교 전자공학과 (공학사)

1984년 3월: 일본 Kyoto대학 (공
학석사)

1987년 3월: 일본 Kyoto대학 (공
학박사)

1978년 11월 ~ 1981년 1월: (주)

금성사 중앙연구소 연구원

1990년 8월 ~ 1991년 8월: 캘리포니아 대학(U.C.,
Davis)

2000년 2월 ~ 2001년 2월: 미국 콜로라도주립대학 연
구교수

1987년 9월 ~ 현재: 부경대학 정보통신공학과 정교수
<관심분야> 실내외 전파특성 모델링, 다이버시티 시스
템, 디지털 이동통신방식, UWB, USN/RFID 등