

# 역선회 원편파를 이용한 XCP-OFDM 시스템

## XCP-OFDM System using Cross-handed Circular Polarization

김 병 옥 · 하 덕 호\*

Byung-Ok Kim · Deock-Ho Ha\*

### 요 약

직교주파수분할다중화방식(OFDM)은 부채널간의 직교성을 이용하여 주파수 스펙트럼을 중첩시킴으로써 스펙트럼 효율을 이상적으로 증가시킨 고속의 병렬 변조방식이다. 그러나 OFDM은 부채널간의 스펙트럼이 크게 중첩됨으로 인하여 안정된 채널 환경을 요구하고 있다. OFDM의 경우 채널 환경이 열화하면 부채널간의 직교성이 상실되어 시스템의 큰 성능 저하가 발생한다. 따라서 본 논문에서는 이러한 성능 열화를 개선하기 위하여 서로 역선회하는 원편파를 이용한 다중반송파변조방식인 XCP-OFDM(OFDM using Cross-handed Circular Polarization) 시스템을 제안하였다. XCP-OFDM 시스템은 원편파의 고유 특성인 기수회 반사파 억제 특성과 편파의 식별도가 큰 서로 역선회 하는 2개의 원편파를 사용하여 부채널의 스펙트럼 중첩을 없앴으로써 시스템의 성능을 향상시킬 수 있는 새로운 방식이다. 제안된 시스템의 성능을 이론적인 해석과 더불어 컴퓨터 시뮬레이션을 이용하여 제안 방식의 우수성을 나타내었다.

### Abstract

The Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) is a special case of multicarrier transmission, where a single data stream is divided into many subcarriers and transferred in a parallel way. It reduces the necessary bandwidth using the orthogonality between the subcarriers. Therefore it requires the transmission channel which has stable characteristic. When the delay spread of the channel exceed the guard interval, then the orthogonality of the subcarriers cannot maintain and as a result the system performance degrade. In this paper, the XCP-OFDM(OFDM using cross-handed Circular Polarization) system is newly proposed. This system divides the channel in order to eliminate the overlapping of subcarrier's spectrum by using cross-handed circular polarization. Therefore, the proposed XCP-OFDM system can improve the performance without increasing the guard interval. Both theoretical analysis and simulation results are described.

Key words: XCP-OFDM, OFDM, circular polarization.

### I. 서 론

직교주파수분할다중화(OFDM) 방식은 1960년대 Chang에 의해 이론적 원리가 구축된 것으로서, 직렬로 입력되는 데이터 열을 매핑한 후 매핑된 신호를 병렬로 변환하고 이들을 각각 상호 직교성을 가

지는 다수의 부반송파에 변조시켜 전송하는 다중 부반송파 변조방식이다<sup>[1]</sup>. OFDM은 심볼간 간섭에 강한 특성을 가지고 있을 뿐만 아니라 주파수 효율을 극대화 할 수 있다는 장점 등으로 인해 광대역 고속 멀티미디어 통신 방식으로 많은 연구가 되고 있다. 1971년 Weinstein 등이 OFDM의 변복조 과정

한국해양수산연수원(Korea Institute of Maritime and Fisheries Technology)

\* 부경대학교 정보통신공학과(Dept. of Telecommunications Eng., Pukyong National University)

· 논문 번호 : 20011227-180

· 수정완료일자 : 2002년 2월 14일

을 이산후리에변환(DFT: Discrete Fourier Transform)을 이용하여 구현할 수 있다는 것을 발표함으로써 대역통과 필터를 사용하지 않고도 기저대역 처리만으로 주파수 분할 다중화를 수행할 수 있음을 보였다<sup>[2]</sup>. 이후 DFT 연산을 빠르게 수행하기 위하여 고속후리에변환(FFT: Fast Fourier Transform)이 도입되었고, 반도체 기술의 발전과 더불어 하드웨어적인 구현이 이루어졌으며, 지금은 유럽의 디지털 오디오 방송뿐만 아니라 IEEE 802.11a 고속 무선 LAN의 표준으로도 채택되어 적용되고 있다.

OFDM은 부반송파간의 직교성을 유지하기 위하여 송신단에서 채널의 시간지연확산 보다 긴 보호구간을 삽입하는 방법을 사용하고 있다. 이러한 보호구간은 OFDM 신호의 데이터 구간 일부분을 복사하여 심볼의 앞에 추가하는 Cyclic Prefix 방식을 적용하고 있다. 이 보호구간은 송신 채널을 통과하여 프레임 동기를 맞추고 난 후 수신단에서 제거되어 사용되지 않는 부분이기 때문에 보호구간이 길수록 시스템 효율은 저하된다. 그러나 효율을 증가시키기 위하여 보호구간의 길이를 짧게 할 경우 채널의 지연확산이 OFDM 프레임의 보호구간 길이보다도 길어지게 되면 지연된 심볼이 수신기에서의 복조 과정인 FFT 구간에 들어오게 되므로 부채널간의 직교성이 상실되게 된다. 이로 인하여 채널간 간섭이 발생하고 시스템의 성능 저하를 초래하게 된다<sup>[3]</sup>. 부채널간의 직교성을 유지하기 위하여서는 보호구간의 길이가 채널의 시간지연보다 크게 설정되어야만 한다. 그러나 보호구간의 길이가 늘어나게 되면 불필요한 대역을 차지하게 되어 대역폭 효율도 감소할 뿐 아니라 시스템의 전송 효율도 저하된다.

따라서 본 논문에서는 반사파에 의한 영향을 억제하면서 시간지연확산이 작은 특성을 가지고 있는 원편파를 사용하는 OFDM 시스템인 XCP-OFDM 시스템을 제안하였다. XCP-OFDM은 서로 역선회하는 두 개의 원편파를 이용하여 부반송파의 스펙트럼 중첩을 제거함으로써 직교성의 안정성을 크게 높인 시스템이다. 제안된 시스템 모델에 대하여 다중경로 무선 환경에서의 이론적 해석과 컴퓨터 모의실험을 통하여 그 성능의 우수성을 입증하였다.

## II. 원편파 특성

원편파는 수직편파와 수평편파를 이용하여  $\pm\pi/2$ 의 위상차를 두고 합성함으로써 얻어낼 수 있으며 구성 방법에 따라 우선회 원편파와 좌선회 원편파로 나누어진다<sup>[4]</sup>. 수평편파와 수직편파의 전계를 각각  $\hat{E}_x, \hat{E}_y$  라고 하면 우선회 원편파의 전계  $\hat{E}_{cr}$  는 다음 식과 같다.

$$\hat{E}_{cr} = \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{E}_x - \frac{1}{\sqrt{2}} j \hat{E}_y = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{cr}(\hat{a}_x - j \hat{a}_y) \quad (1)$$

수신점에서 볼 때 우선회 원편파 안테나의 유효 길이는 다음 식과 같이 나타난다.

$$\hat{h}_r = \frac{1}{\sqrt{2}} h_r(\hat{a}_x + j \hat{a}_y) \quad (2)$$

Brewster 각도 이내에서 전파가 반사할 경우 수직편파는 위상이 거의 변하지 않는데 비하여 수평편파의 경우에는 180도 위상반전이 생기게 된다. 따라서 우선회 원편파가 기수회 반사를 하게 되면 좌선회 원편파로 변하게 된다. 우선회 원편파의 기수회 반사파에 대한 식은 다음과 같다.

$$\hat{E}_{cl} = \rho \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{E}_x + \frac{1}{\sqrt{2}} j \hat{E}_y \right\} \quad (3)$$

이 식에서  $\rho$ 는 반사계수의 크기를 나타낸다. 그러므로 우선회 원편파의 기수회 반사파가 우선회 원편파 안테나에 수신되는 경우의 수신 전압은 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$v_{cl} = \hat{E}_{cl} \cdot \hat{h}_r = 0 \quad (4)$$

이 식으로부터 원편파의 경우에는 기수회 반사파가 수신되지 못함을 알 수 있다. 실제 전파환경에서는 수직편파와 수평편파 반사계수의 크기가 서로 다르므로 반사 후 타원편파가 생성됨으로써 기수회 반사파를 억제하는 효과로 나타난다.

## III. XCP-OFDM 시스템

데이터 심볼의 주기가  $T_{ds}$ 이면, 상호 직교성을 가지는 부반송파의 주파수 간격  $\Delta f$ 는  $1/T_{ds}$ 이 된

다. 따라서 병렬로 변환된 데이터 심볼의 수를  $N$ 개라고 할 때 OFDM 심볼의 주기  $T_s$ 는  $NT_{ds}$ 가 된다. 그러므로  $k$ 번째 데이터를 전송하는 OFDM의  $k$ 번째 부반송파는 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$f_k = \frac{k}{NT_{ds}} = \frac{k}{T_s} \quad (5)$$

이 식을 이용하여 OFDM의 기저대역 신호  $s(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,k} e^{j2\pi f_k t} p(t - nT_s) \quad (6)$$

단,  $C$ 는 신호의 전력에 관련된 상수를 나타내며  $d_{n,k}$ 는  $n$ 번째 신호구간  $[nT_s, (n+1)T_s]$ 에서  $k$ 번째 부반송파 채널을 통해 전송되는 데이터 심볼을 나타낸다. 그리고  $p(t)$ 는  $0 \leq t \leq T_s$ 의 구간에서는 1의 값을 갖고, 그 외의 구간에서는 0의 값을 가지는 펄스형함수를 나타낸다. 단일 신호구간  $[nT_s, (n+1)T_s]$ 에서 나타나는 OFDM의 신호를  $s_s(t)$ 라고 하면,  $s_s(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,k} e^{j2\pi f_k t} \quad (7)$$

이 식에서  $nT_s \leq t < (n+1)T_s$ 이다.  $f_k = \frac{k}{NT_{ds}}$ 이므로,  $s_s(t)$ 에 대하여 신호구간  $[nT_s, (n+1)T_s]$  동안 데이터 심볼 주기  $T_{ds}$  구간마다 샘플링을 취하면 샘플링된 신호  $s(m)$ 은 다음과 같다.

$$s(m) = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,k} e^{j2\pi k m / N} \quad (8)$$

이 식에서  $m=0,1,\dots,N-1$ 이다. 식 (8)은  $d_{n,k}$ 를 역이산후리에변환(IDFT)을 취하여 얻은 결과와 동일한 식이다. 이것은  $T_{ds}$  간격의  $N$ 개의 병렬 데이터 심볼들을  $N$ 개의 부반송파에 변조시킨 결과는 역이산후리에변환을 수행하여 얻어낸 결과와 동일하게 나타남을 의미한다.

OFDM 시스템에서는 매핑된 데이터 심볼 중 먼저  $N$ 개의 심볼이 직병렬 변환기에 의해 병렬 형태로 변환되고 이들이  $N$ 개의 부반송파를 변조시키게 된다. 변조된 부반송파들은 다시 더해진 후 주반송

파에 실려 송신 채널로 전송된다. 부반송파를 변조시키는 과정은 IFFT를 이용한다.  $N$ 개의 심볼이 병렬로 변환되기 때문에 OFDM 심볼간의 간격  $T_s$ 는  $NT_{ds}$ 로 길어져서 지연확산으로 인해 발생하는 심볼간 간섭을 경감시킬 수 있다. 부반송파들은 상호 직교성을 가지고 있으므로 채널에서의 왜곡이 없다면 부채널의 각 심볼은 간섭 없이 분리가 가능하다. 따라서 채널에서의 부채널간 직교성을 유지하기 위하여 채널의 시간지연확산보다 긴 보호구간을 사용하게 된다. 이 보호구간은 부반송파 변조된 송신신호의 일부를 복사하여 사용하므로 결국 송신 프레임은 부반송파 변조된 송신신호와 보호구간의 크기에 해당하는 송신신호의 일부의 합으로 구성되게 된다.

채널의 지연시간이 큰 환경에서는 반사파의 간섭이 발생하게 되며 이에 따른 직교성의 상실로 인하여 성능열화가 발생하게 되고 신호대 잡음비를 아무리 높더라도 그 성능이 크게 개선되지 못한다. 이와 같이 열악한 채널 환경에서는 직교성 유지를 위하여 보호구간의 길이를 크게 하지 않을 수 없다. 그러나 보호구간의 길이를 크게 하면 그만큼 불필요한 대역을 차지하게 됨으로써 대역폭 효율과 전송 효율이 떨어지게 된다. 이러한 단점을 극복할 수 있는 것이 본 논문에서 제안하고 있는 XCP-OFDM 시스템이다. XCP-OFDM 시스템은 우선회 원편파(RHCP)와 좌선회 원편파(LHCP)로 채널을 분리함으로써 부반송파의 중첩이 제거되어 직교성이 강화되는 특성을 가지고 있다. 역선회 원편파를 이용한 XCP-OFDM 시스템의 구성 방식과 부반송파의 스펙트럼은 각각 그림 1 및 그림 2와 같다.

우선회 원편파(RHCP)와 좌선회 원편파(LHCP)의 송신신호를 각각  $s_R(t)$ ,  $s_L(t)$ 라고 하면, 각 신호의

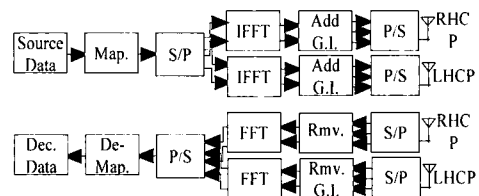


그림 1. XCP-OFDM 구성 방식  
Fig. 1. Structure of the XCP-OFDM.

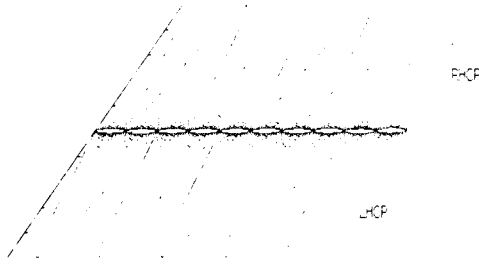


그림 2. XCP-OFDM 부반송파 스펙트럼  
Fig. 2. Subcarrier spectrum of the XCP-OFDM.

기지대역에서의 표현식은 식 (6)으로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$s_R(t) = \sum_n \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,(2k)} e^{j2\pi f_c t} p(t-nT_s) \quad (9)$$

$$s_L(t) = \sum_n \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,(2k+1)} e^{j2\pi f_c t} p(t-nT_s) \quad (10)$$

따라서 우선회 원편파의 신호와 좌선회 원편파의 신호로 분리하면 각 편파 내에서는 부반송파간의 중첩이 없어지기 때문에 직교성이 강화되고 채널간 간섭이 감소하여 성능을 향상시킬 수 있다.

단일 신호구간  $[nT_s, (n+1)T_s]$ 에서 나타나는 우선회 원편파와 좌선회 원편파의 송신 신호를 데이터 심볼 주기로 샘플링을 취한 신호는 각각 다음과 같다.

$$s_R(m) = \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,(2k)} e^{j2\pi(2k)m/N} \quad (11)$$

$$s_L(m) = \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,(2k+1)} e^{j2\pi(2k+1)m/N} \quad (12)$$

위의 식으로부터 각 원편파의 샘플링 신호  $s_R(m)$ 과  $s_L(m)$ 은 데이터  $d_{n,(2k)}$ 와  $d_{n,(2k+1)}$ 을 각각  $N/2$  크기의 역이산후리에변환(IDFT)에 의해 얻어진 결과와 같다. 따라서 우선회 원편파 채널과 좌선회 원편파 채널을 각각 IFFT에 의하여 변조를 행할 수 있다. 각 채널에서 IFFT에 의하여 변조된 신호는 각각의 채널을 통과하여 수신되며 수신된 신호  $r_R(t)$ 와  $r_L(t)$ 는 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_R(t) = h_{11}s_R(t) + ah_{21}s_L(t) + N_R(t) \quad (13)$$

$$r_L(t) = h_{22}s_L(t) + ah_{12}s_R(t) + N_L(t) \quad (14)$$

단,  $h_{ij}$ 는  $i$ 채널 송신 신호가  $j$ 채널로 수신되는 경우의 채널 특성을 나타내며,  $N(t)$ 는 각 해당 채널의 AWGN을 나타낸다. 또한  $a$ 는 역선회 편파에 대한 편파 식별도의 역함수로서 다음과 같다.

$$a = 20 \log_{10} \left| \frac{E_{RL}}{E_{RR}} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{E_{LR}}{E_{LL}} \right| \quad (15)$$

여기에서  $E_{RL}$ 은 우선회 원편파로 송신하여 좌선회 원편파로 수신한 전계강도를 나타내며,  $E_{RR}$ 은 우선회 원편파로 송신하여 우선회 원편파로 수신하는 경우를 나타낸다.  $E_{LR}$ 과  $E_{LL}$ 의 경우에도 같은 형태의 의미를 가지고 있다. 따라서  $n$ 번째 신호구간에서의 우선회 원편파와 좌선회 원편파의 수신 신호는 다음과 같다.

$$r_R(t) = \sum_{N_1} \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,(2k)} \int_{-T/2}^T h_{11}(t) \exp[-j2\pi(2k-2m)t/T] dt + a \sum_{N_2} \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,(2k+1)} \int_{-T/2}^T h_{21}(t) \exp[-j2\pi(2k-2m+1)t/T] dt - \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,(2k)} \int_{-T/2}^T h_{11}(t) dt + \sum_{N_3} \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,(2k)} \int_{-T/2}^T h_{11}(t) \exp[-j2\pi(2k-2m)t/T] dt + a \sum_{N_4} \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,(2k+1)} \int_{-T/2}^T h_{21}(t) \exp[-j2\pi(2k-2m+1)t/T] dt \quad (16)$$

$$r_L(t) = \sum_{N_1} \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,(2k+1)} \int_{-T/2}^T h_{22}(t) \exp[-j2\pi(2k+1-2m)t/T] dt + a \sum_{N_2} \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,(2k)} \int_{-T/2}^T h_{12}(t) \exp[-j2\pi(2k-2m)t/T] dt - \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,(2k+1)} \int_{-T/2}^T h_{22}(t) dt + \sum_{N_3} \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,(2k+1)} \int_{-T/2}^T h_{22}(t) \exp[-j2\pi(2k+1-2m)t/T] dt + a \sum_{N_4} \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,(2k)} \int_{-T/2}^T h_{12}(t) \exp[-j2\pi(2k-2m)t/T] dt \quad (17)$$

이 식에서 첫 번째 항은 해당 채널의 원하는 신호 성분을 나타내고 제 2항은 동일한 채널인 정선회 원편파의 인접채널 간섭성분을 나타낸다. 그리고 제 3항은 역선회 원편파의 인접채널 간섭 성분을 나타내며, 제 4항은 각 편파에 대한 AWGN을 나타낸다.

#### IV. 지연확산과 대역폭 효율

OFDM 시스템에서 심볼의 길이는 부반송파의 수

만큼 길어지게 되므로 부반송파의 수를 늘리면 심볼의 길이도 늘어나게 된다. 만일 채널의 지연시간이 OFDM 프레임의 보호구간의 길이보다도 길어지게 되면, 지연된 심볼은 수신기에서의 복조 과정인 FFT 구간에 들어오게 되므로 부채널간의 직교성이 상실되게 된다. 이로 인하여 심볼간 간섭이 발생하고 시스템의 성능이 급격히 저하된다. 부채널간의 직교성을 유지하기 위하여서는 보호구간의 길이가 채널의 시간지연보다 크게 설정되어야만 한다. 그러나 보호구간의 길이가 늘어나게 되면 불필요한 대역을 차지하게 되어 대역폭 효율도 감소할 뿐 아니라 시스템의 전송 효율도 저하한다.

#### 4.1 시간지연확산

무선통신 시스템에서 채널의 특성을 나타내는 파라미터로서 평균 시간지연과 시간지연확산 등이 있다. 이러한 파라미터들은 채널의 임펄스 응답으로부터 얻어지는 전력 시간지연 프로파일로부터 구해질 수 있다. 그 중에서도 시간지연확산은 시간지연의 표준편차를 나타내는 것으로써 시간축상에서 전송된 신호의 퍼짐 정도를 나타내는 중요한 파라미터이다. 시간  $t=0$ 에서 임펄스  $A\delta(t)$ 가 전송되었다면, 수신신호  $r(t)$ 는 다음 식과 같이 나타내어진다.

$$r(t) = \sum_{i=1}^n A_i \delta(t - T_i) \quad (18)$$

여기에서  $n$ 은 전파의 경로 수를 나타내며,  $A_i$ 는  $i$ 번째 경로에서 수신된 임펄스의 크기를 나타낸다. 그리고  $T_i$ 는  $i$ 번째 경로의 시간지연을 나타낸다. 이 경우 임펄스 수신 지연 시간  $T$ 는 확률밀도함수  $p(T)$ 와 지연 확산인  $\sigma_T$ 에 의하여 그 특성을 나타낼 수 있으며 이들은 각각 다음 식과 같이 나타낸다.

$$p(T) = \frac{1}{T} \exp(-T/\bar{T}), \quad (19)$$

$$\sigma_T = \sqrt{E[T^2] - E^2[T]}, \quad (20)$$

이 식에서  $\bar{T} = E[T] = \int_0^{\infty} T p(T) dT$ 이다. 위의 식으로부터 임펄스의 수신 지연 시간  $T$ 가 작아지거나 확률밀도함수  $p(T)$ 가 작아지면 시간지연

확산  $\sigma_T$ 도 작게 됨을 알 수 있다. 그러므로 기수회 반사파를 제거하여 지연 시간  $T$ 와 확률밀도함수  $p(T)$ 를 작게 만들면 채널의 시간지연확산  $\sigma_T$ 는 작아지게 된다. 이러한 이유로 원편파의 경우에는 기수회 반사파의 수신을 억제함으로써 시간지연확산을 최소화 할 수 있게 된다.

4~6 GHz대의 주파수를 사용하는 경우 하나의 사무실 내에서의 시간지연확산은 평균 약 20 ns 정도로 나타나 있다. 그러나 원편파를 사용할 경우에는 기수회 반사파의 영향을 제거하여 시간지연확산을 일반적인 수직이나 수평편파를 사용하는 경우보다 훨씬 짧은 약 4.5 ns 정도로 감소시킬 수 있는 것으로 나타나 있다<sup>[5][6]</sup>. 이러한 지연 시간은 OFDM에서 하나의 샘플링 주기보다도 훨씬 짧은 것으로서 원편파를 사용할 경우에는 보호구간의 길이를 크게 줄일 수 있음을 의미한다.

#### 4.2 대역폭 효율

M-PSK 방식을 이용한 OFDM의 전송률  $R$ 과 대역폭  $W$ 는 각각 다음 식과 같다.

$$R = \log_2 M \times 1/NT_s \times N \quad (21)$$

$$W = f_{N-1} - f_0 + 2\delta = (N-1)/NT_s + 2\delta \quad (22)$$

따라서 OFDM의 대역폭 효율  $\eta$ 는 보호구간을 고려할 경우 다음과 같이 구할 수 있다.

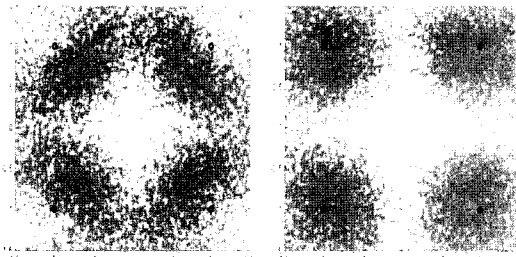
$$\eta = \frac{R}{W} = \frac{\log_2 M}{(1-1/N)T_s + 2\delta T_s + GI} \quad (23)$$

여기에서  $\delta$ 는 부반송파의 단축 대역폭을 나타내는 것으로서  $\delta = (1+\alpha)/2NT_s$ 이고,  $\alpha$ 는 부반송파의 roll-off 인자이며,  $GI$ 는 보호구간의 대역폭 크기를 나타낸다. 위의 식으로부터 보호구간의 길이를 작게 하면 할수록 실질적인 대역폭 효율은 증가함을 알 수 있다. 보호구간은 수신단에서 프레임 동기를 맞추고 난 후 제거되어 사용되지 못하는 부분으로써 크면 클수록 비효율적이 된다. 따라서 원편파를 이용하여 보호구간의 길이를 작게 한다면 대역폭 효율을 증가시킬 수 있게 된다. IEEE 802.11a 무선 LAN 기술 표준의 보호구간은 16개의 부채널의 길이에 해당한다. 따라서 보호구간은 OFDM 전체

프레임의 약 25 %에 해당하며 순수 데이터 길이에 비교하면 33 %에 해당하는 것이다. 그러므로 원편파를 이용하여 보호구간의 길이를 최소화 할 경우 약 6 dB에 해당하는 대역폭 이득을 얻을 수 있다.

### V. 성능 분석 결과

본 논문에서 사용한 컴퓨터 모의실험에서는 다중 경로 무선 환경에서의 기존의 OFDM 방식과 새로 제안한 XCP-OFDM 방식을 동일한 조건에서 서로 비교하였다. 매핑 방식은 QPSK를 사용하였으며, 교차편파 식별도는 10 dB, 부반송파의 수는 64개로 하였다. 그림 3은 제안된 XCP-OFDM의 성능을 확인하기 위하여 다중경로 환경에서 컴퓨터 모의실험에 의하여 얻어낸 정상도이다. 여기에서 그림 (a)는 일반적인 OFDM 시스템의 정상도를 나타내는 것이고 그림 (b)는 동일한 환경에서 원편파를 사용하여 기수회 반사파의 수신을 억제한 XCP-OFDM 시스템



(a) QPSK-OFDM (b) QPSK-CP-OFDM

그림 3. 정상도 비교

Fig. 3. Comparison of the Signal Constellation.

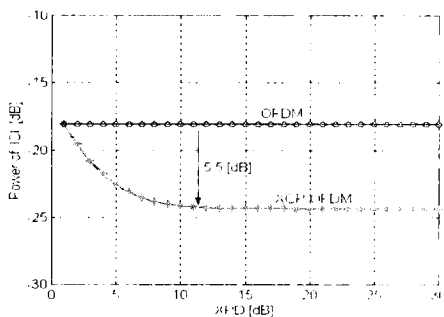


그림 4. XPD에 따른 채널간 간섭 전력

Fig. 4. Power of the ICI due to XPD.

의 정상도를 나타낸 그림이다. 이 그림에서 알 수 있듯이 원편파를 사용한 XCP-OFDM의 경우가 더 좋은 성능을 보임을 알 수 있다. 이것은 원편파를 사용하는 경우에는 기수회 반사파의 수신을 억제함으로써 반사파의 간섭을 최소화하여 부채널간의 직교성을 높임으로써 좋은 성능을 나타내기 때문이다. 그림 4는 기존의 OFDM 시스템과 역선회 원편파를 이용한 XCP-OFDM 시스템에 있어서 교차편파 식별도에 따른 인접채널간의 간섭신호 전력을 비교한 그림이다. 이 그림에서 알 수 있듯이 교차편파 식별도가 0 dB일 경우에는 기존의 OFDM과 동일한 간섭 전력을 보이지만 교차편파 식별도가 10 dB 이상일 경우에는 기존의 OFDM 방식에 비하여 새로운 XCP-OFDM 방식의 간섭신호성분 전력이 약 5.5 dB 정도 감소함을 알 수 있다. 역선회 원편파를 이용한 실내 측정에서는 역선회 원편파에 대한 식별도가 10 dB보다 크게 나타나는데 이것은 역선회 원편파를 이용하여 제안된 시스템을 구성할 경우에는 인접채널의 간섭에 의한 전력을 약 5.5 dB 정도 감소시킬 수 있음을 의미한다. 그림 5는 기존의 OFDM 시스템과 역선회 원편파를 이용한 XCP-OFDM 시스템의 BER 성능을 비교한 그림이다. 이 그림에서 알 수 있듯이 교차편파 식별도가 10 dB 이상 유지될 경우에는 새로 제안한 역선회 원편파를 이용한 다중반송파 변조방식이 기존의 OFDM 방식에 비하여 그 성능이 향상됨을 알 수 있다. 그러나 교차편파 식별도가 유지되지 못할 경우에는 편파간 심한 간섭이 발생하여 기존의 OFDM 방식보다도 성능이 저하됨을 알 수 있다.

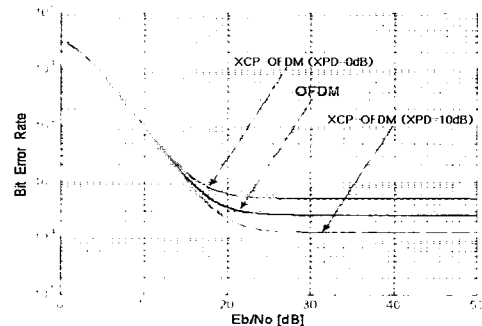


그림 5. BER 성능 비교

Fig. 5. Comparison of the BER performance.

VI. 결 론

본 논문에서는 기존의 OFDM 시스템 성능을 향상시키기 위하여 역선회 원편파를 이용한 XCP-OFDM 시스템을 제안하였다. XCP-OFDM 시스템은 서로 역선회 하는 두 개의 원편파를 이용하여 각각의 채널을 분리함으로써 원편파의 특성을 이용하면서 부반송파간의 중첩을 제거하여 직교성을 강화시킨 시스템이다. XCP-OFDM 시스템은 원편파의 짧은 지연확산 특성과 부채널간의 직교성 강화 특성을 이용하여 지연확산이 큰 채널 환경에서도 시스템의 성능을 향상시킬 수 있음을 확인하였다. 또한 XCP-OFDM 시스템에서는 원편파의 지연확산 특성을 이용하여 보호구간의 길이를 줄일 수 있기 때문에 대역폭 효율도 높일 수 있음을 알 수 있었다. 컴퓨터 모의실험을 통하여 검증한 결과 XCP-OFDM 시스템은 인접채널에 의한 채널간 간섭성분 전력이 기존의 OFDM 방식에 비하여 약 5.5 dB 정도 감소하였으며 이에 따라 시스템의 BER 성능도 향상됨을 확인하였다. 따라서 XCP-OFDM 시스템은 열악한 채널 환경에서 안정된 다중 반송파 시스템 구성을 하는데 활용할 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

[1] R. W. Chang, "Synthesis of Band Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission", *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 45, pp. 1775-1796, Dec. 1966.

[2] S. B. Weinstein and P.M. Ebert, "Data Transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform", *IEEE Trans. Commun. Technol., COMM-19*, no. 5, pp. 628-634, Oct. 1971.

[3] Richard Van Nee, and Ramjee Prasad, "*OFDM for Wireless Multimedia Communications*", Artech House Publishers, pp. 33-50, 2000.

[4] Deock-Ho Ha, Byung-Ok Kim, and Jae-Ho Lee, "An Analysis of the Polarization Characteristics in Indoor Radio Channel", *Proceedings of 2nd CIC (CDMA International Conference)*. vol. II, pp. 144-148, 1997.

[5] Akihiro Kajiwara, "On a Circular Polarization Wave Transmission in LOS Indoor Radio Channels", *PIMRC A2.6*, pp. 156-159, 1994.

[6] Theodore S. Rappaport and Dwayne A. Hawbaker, "Wide-Band Microwave Propagation Parameters Using Circular and Linear Polarized Antennas for Indoor Wireless Channels", *IEEE Trans. on Comm.* vol. 42, no. 2, pp. 240-245, Feb. 1992.

김 병 옥



1983년 2월: 한국항공대학교 항공통신공학과 (공학사)  
 1997년 2월: 부경대학교 전자공학과 (공학석사)  
 1999년 2월: 부경대학교 전자공학과 박사과정 수료  
 현재: 한국해양수산연수원 교수

e-mail : kimbo@post.webkimft.or.kr

[주 관심분야] OFDM, 이동통신시스템, 해상통신

하 덕 호



1979년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)  
 1984년 3월: 일본 Kyoto 대학 (공학석사)  
 1987년 3월: 일본 Kyoto 대학 (공학박사)  
 1990년 8월 ~ 1991년 8월: 캘리포니아 대학 (U.C., Davis) 방문 연구교수

2000년 2월 ~ 2001년 2월: 미국 콜로라도 주립대학 방문 연구교수

1987년 9월 ~ 현재: 부경대학교 정보통신공학과 교수

[주 관심분야] 실내외 전파특성 모델링, 다이버시티 시스템, 디지털 이동통신방식, 채널 코딩 등