

원편파를 이용한 CP-OFDM 시스템

김병옥*, 하덕호**

*한국해양수산연수원, **부경대학교 정보통신공학과

CP-OFDM System using Circular Polarization

Byung-Ok Kim*, Deock-Ho Ha**

* Korea Institute of Maritime and Fisheries Technology

**Dept. of Telecommunications Eng., Pukyong National University

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

ABSTRACT

This paper proposes a CP-OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing using Circular Polarization) system for improving the system performance. The circular polarization has a characteristic that it cannot receive the reflected waves which are reflected by odd times. By reducing the influences of the reflected waves, the circular polarization can reduce the time delay spread and the inter-channel interference. The guard interval needed for the OFDM frame can be minimized and the orthogonality between subchannels can be improved by using circular polarization. Therefore the proposed CP-OFDM system can improve the system performance as well as the spectrum efficiency. Both theoretical analysis and system simulation results are described.

I. 서론

직교주파수분할다중화(OFDM) 방식은 1960년대 Chang에 의해 이론적 원리가 구축된 것으로서, 직렬로 입력되는 데이터 열을 매핑한 후 매핑된 신호를 병렬로 변환하고 이들을 각각 상호 직교성을 가지는 다수의 부반송파에 변조시켜 전송하는 다중 부반송파 변조방식이다[1]. 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 과정을 이산후리에 변환(DFT: Discrete Fourier Transform)을 이용하여 구현할 수 있다는 것을 발표함으로써 대역 통과 필터를 사용하지 않고도 기저대역 처리만으로

주파수 분할 다중화를 수행할 수 있음을 보였다[2]. 이 후 DFT 연산을 빠르게 수행하기 위하여 고속후리에 변환(FFT: Fast Fourier Transform)이 도입되었고, 반도체 기술의 발전과 더불어 하드웨어적인 구현이 이루어졌으며, 지금은 유럽의 디지털 오디오 방송 뿐만 아니라 IEEE 802.11a 고속 무선 LAN의 표준으로도 채택되어 적용되고 있다.

OFDM은 부반송파간의 직교성을 유지하기 위하여 송신단에서 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 동기기를 맞추고 난 후 수신단에서 제거되어 사용되지

않는 부분이기 때문에 보호구간이 길수록 시스템 효율은 나빠지게 된다. 그러나 보호구간의 길이를 짧게 할 경우 채널의 시간지연확산이 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[3]. 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 윈편파를 사용하는 OFDM 시스템인 CP-OFDM 시스템을 제안하였다. 제안된 시스템 모델에 대하여 다중경로 무선 환경에서의 이론적 해석과 컴퓨터 모의실험을 통하여 그 성능의 우수성을 입증하였다.

II. CP-OFDM 시스템

데이터 심볼의 주기가 T_{ds} 이면, 상호 직교성을 가지는 부반송파의 주파수 간격 Δf 는 $1/T_{ds}$ 이 된다. 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.

$$f_k = \frac{k}{NT_{ds}} = \frac{k}{T_s} \quad (1)$$

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

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,k} e^{j2\pi f_k t} p(t-nT_s) \quad (2)$$

단, N 은 데이터 심볼의 수를 나타내며, C 는 신호의 전력에 관련된 상수를 나타낸다. $d_{n,k}$ 는 n 번째 신호 구간 $[nT_s, (n+1)T_s]$ 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 펄스성형함수를

타나낸다. 단일 신호구간 $[nT_s, (n+1)T_s]$ 에서 나타나는 OFDM의 신호를 $s_i(t)$ 라고 하면, $s_i(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_i(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,k} e^{j2\pi f_k t} \quad (3)$$

여기에서 $nT_s \leq t < (n+1)T_s$ 이다. $f_k = \frac{k}{NT_{ds}}$ 이므로, $s_i(t)$ 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.

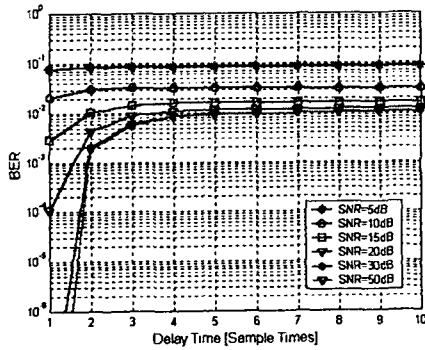
$$s(m) = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{C}{\sqrt{T_s}} d_{n,k} e^{j2\pi km/N} \quad (4)$$

이 식에서 $m=0,1,\dots,N-1$ 이다. 식 (4)는 $d_{n,k}$ 를 역이산푸리에변환(IDFT)을 취하여 얻은 결과와 동일한 식이다. 이것은 T_{ds} 간격의 N 개의 병렬 데이터 심볼들을 N 개의 부반송파에 변조시킨 결과는 고속역이산 푸리에변환(IFFT)을 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 주반송파에 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 가 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 방송 환경에서는 반사파의 간섭과 직교성의 상실로 인하여 성능열화가 발생하게 된다. 다음의 [그림 1]은 반사파의 지연시간에 따른 OFDM 시스템의 BER 성능을 S/N비에 따라 비교한 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 반사파의 지연시간이

길 경우에는 신호대 잡음비를 아무리 높더라도 그 성능이 크게 개선되지 못한다.



[그림 1] 반사파의 지연에 따른 BER 성능

이와 같이 시간지연이 큰 반사파에 의한 영향을 제거하기 위하여서는 보호구간의 길이를 크게 하지 않을 수 없다. 그러나 보호구간의 길이를 크게 하면 그만큼 불필요한 대역을 차지하게 됨으로써 전송 효율이 떨어지게 된다. 이 경우 본 논문에서 제안하는 원편파를 사용한 OFDM 시스템 즉 CP-OFDM 시스템을 이용하면 대역폭 효율과 전송효율을 모두 향상시킬 수 있게 된다.

III. 원편파 특성

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

$$\hat{E}_\alpha = \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{E}_x - \frac{1}{\sqrt{2}} j \hat{E}_y = \frac{1}{\sqrt{2}} E_\alpha (\hat{a}_x - j \hat{a}_y) \quad (5)$$

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

$$\hat{h}_r = \frac{1}{\sqrt{2}} h_r (\hat{a}_x + j \hat{a}_y) \quad (6)$$

Brewster 각도 이내에서 전파가 반사할 경우 수직편파는 위상이 거의 변하지 않는데 비하여 수평편파의 경우에는 180도 위상반전이 생기게 된다. 우선회 원편파가 반사될 경우 원편파를 구성하고 있는 수직편파의 위상은 변하지 않는데 반하여 수평편파의 위상은 180도로 반전하게 되므로 우선회 원편파가 기수회 반사를 하게 되면 좌선회 원편파로 변하게 된다.

따라서 우선회 원편파의 기수회 반사파에 대한 식은 다음과 같다.

$$\hat{E}_{cl} = \rho \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{E}_x + \frac{1}{\sqrt{2}} j \hat{E}_y \right\} \quad (7)$$

이 식에서 ρ 는 반사계수의 크기를 나타낸다. 결과적으로 우선회 원편파의 기수회 반사파가 우선회 원편파 안테나에 수신되는 경우의 수신 전압은 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$v_{rL} = \hat{E}_{cl} \cdot \hat{h}_r = 0 \quad (8)$$

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

IV. CP-OFDM 시스템의

지연분산과 대역폭 효율

OFDM 시스템의 기본 원리는 고속의 직렬 데이터를 병렬로 변환한 다음 다수의 부반송파를 사용하여 동시에 전송하는 것이다. 그러므로 심볼의 길이는 부반송파의 수만큼 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. 보호구간의 길이가 늘어나게 되면 불필요한 대역을 차지하게 되어 대역폭 효율도 감소할 뿐 아니라 시스템의 전송 효율도 저하되게 되는 것이다.

1. 시간지연분산

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 것으로서 시간축상에서 전송된 신호의 퍼짐 정도를 나타내는 중요한 파라미터이다.

시간 $t=0$ 에서 임펄스 $A\delta(t)$ 가 전송되었다면, 수신 신호 $r(t)$ 는 다음 식과 같이 나타내어진다.

$$r(t) = \sum_{i=1}^n A_i \delta(t - T_i), \quad (9)$$

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 분산인 σ_T 에 의하여 그 특성을 나타낼 수 있으며 이들은 각각 다음 식과 같이 나타낸다.

$$p(T) = \frac{1}{T} \exp(-T/\bar{T}), \quad (10)$$

$$\sigma_T = \sqrt{E[T^2] - E^2[T]}, \quad (11)$$

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 분산 σ_T 도 작게 됨을 알 수 있다. 그러므로 기수회 반사파를 제거하여 지연 시간 T 와 확률밀도함수 $p(T)$ 를 작게 만들면 채널의 시간지연분산 σ_T 는 작아지게 된다. 이러한 이유로 원편파의 경우에는 기수회 반사파의 수신을 억제함으로써 시간지연분산을 최소화 할 수 있게된다.

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

2. 대역폭 효율

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

$$R = \log_2 M \times 1/NT_s \times N \quad (12)$$

$$W = f_{N-1} - f_0 + 2\delta = (N-1)/NT_s + 2\delta \quad (13)$$

따라서 OFDM의 대역폭 효율 η 는 보호구간을 고려할 경우 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\eta = \frac{R}{W} = \frac{\log_2 M}{(1-1/N)T_s + 2\delta T_s + GI} \quad (14)$$

여기에서 δ 는 부반송파의 단축 대역폭을 나타내는 것으로서 $\delta = (1+\alpha)/2NT_s$ 이고, α 는 부반송파의 roll-off 인자이며, GI 는 보호구간의 크기를 나타낸다. 위의 식으로부터 보호구간의 길이를 작게 하면 할수록 실질적인 대역폭 효율은 증가함을 알 수 있다. 대부분의 OFDM 시스템에서 보호구간의 길이는 전체 프레임의 약 25%까지 차지하게 된다. 이것은 수신단에서 프레임 동기 맞추고 난 후 제거되어 사용되지 못하는 부분으로써 크면 클수록 비효율적이 된다. 따라서 원편파를 이용하여 보호구간의 길이를 작게 한다면 대역폭 효율을 증가시킬 수 있게 된다.

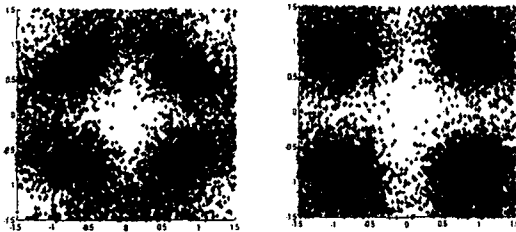
V. 성능 분석

IEEE 802.11a 무선 LAN의 표준에서는 3.2 μ s의 주기를 가지는 64-point IFFT를 사용하고 있으며 샘플링 주기는 50ns이고 16개의 샘플에 해당하는 0.8 μ s의 보호구간을 사용하고 있다. OFDM 총 심볼의 주기는 4 μ s이고 OFDM의 전송대역폭은 20MHz이며 주 반송파의 주파수는 5GHz대를 사용하고 있다. 데이터 전송 속도는 신호의 매핑 방법과 코딩 방법에 따라 6Mbps에서 54Mbps까지 나오게 된다. 본 논문에서 사용한 매핑 방법은 QPSK를 사용하였으며 전송 속도는 12Mbps가 된다. 실내 무선 LAN의 전파환경에서는 송신기와 수신기가 고정되어 있어서 상대적인 이동성이 없기 때문에 도플러 주파수는 고려하지 않았다. 직접파 외에 5개의 지연 반사를 고려하였고, 반사에 따른 손실은 3dB, 반사파의 지연 시간은 각 1개의 샘플링 시간 차이를 가지는 것으로 하여 다중경로 전송환경으로 모델링 하여 모의 실험을 수행하였다.

[그림 2]는 제안된 CP-OFDM의 성능을 확인하기 위하여 QPSK 매핑 방식을 적용하여 다중경로 환경에서 컴퓨터 모의실험에 의하여 얻어낸 성상도이다. 여기에서 그림 (a)는 일반적인 QPSK-OFDM 시스템의 성상도를 나타내는 것이고 그림 (b)는 동일한 환경에서 원편파를 사용하여 기수회 반사파의 수신을 억제한 CP-OFDM 시스템의 성상도를 나타내는 그림이다. 이 그림에서 알 수 있듯이 원편파를 사용한 CP-OFDM의 경우가 더 좋은 성능을 보임을 알 수 있다.

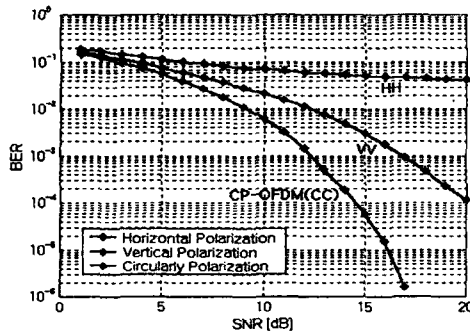
[그림 3]은 적용 편파에 따른 OFDM 시스템의 성능을 나타내는 것이다. 이 그림에서 알 수 있듯이 원편

파를 사용하는 CP-OFDM의 경우가 가장 좋은 BER 성능을 보이고 있으며, 수평편파를 사용하는 OFDM의 경우에 가장 낮은 성능을 나타내고 있다. 이것은 원편파를 사용하는 경우에는 기수회 반사파의 수신을 억제함으로써 반사파의 간섭을 최소화하여 부채널간의 직교성을 높임으로써 가장 좋은 성능을 나타내지만, 수평편파의 경우에는 반사계수의 크기가 매우 높아서 반사파의 영향이 심하게 작용함으로써 부반송파의 직교성 유지가 곤란하여 심한 성능열화를 보이고 있는 것이다. 따라서 OFDM 시스템의 성능을 높이기 위해서는 원편파를 사용하는 것이 가장 알맞다는 것을 알 수 있다.



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

[그림 2] 성상도 비교



[그림 3] BER 성능 비교

VI. 결론

본 논문에서는 기존 OFDM 시스템의 성능을 향상시키기 위하여 원편파를 사용하는 OFDM 시스템인 CP-OFDM 시스템을 제안하였다. CP-OFDM 시스템은 원편파의 특성을 이용하여 기수회 반사된 반사파의 간섭 영향을 줄임으로써 성능 향상을 얻을 수 있었다. 또한 CP-OFDM 시스템은 시간지연분산을 줄임으로써 부채널간의 직교성의 유지를 강화할 수 있

고 지연분산이 큰 채널 환경에서도 시스템의 성능을 향상시킬 수 있음을 확인하였다. CP-OFDM 시스템에서는 원편파의 특성에 따라 보호구간의 길이를 줄일 수 있기 때문에 대역폭 효율도 높일 수 있음을 알 수 있었다. 컴퓨터 모의실험을 통하여 검증한 결과 CP-OFDM 시스템이 기존의 OFDM 시스템에 비하여 10^{-4} 의 BER에서 약 5[dB]의 이득을 얻을 수 있음을 확인하였다.

[참고문헌]

- [1] R.W. Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission", Bell Syst. tech. J., Vo.. 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, Ramjee Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications", Artech House Publishers, pp. 33-50, 2000
- [4] Deock-Ho Ha, Byung-Ok Kim, Jae-Ho Lee, "An analysis of the Polarization Characteristics in Indoor Radio Channel", The 2nd CIC Proceedings Vol. 2, 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. vo.42, No.2, pp. 240-245, Feb. 1992.