

# 직교 주파수 분할 다중화 시스템에서 다중 주파수 오프셋에 의한 채널간 간섭 제거기법

\*원 유 준, \*\*서 보 석  
충북대학교  
\*heracleo@cbnu.ac.kr

## ICI Cancellation of OFDM Systems with Multiple Frequency offsets

\*Yu-Jun Won, \*\*Bo-Seok Seo  
Chungbuk National University

### 요 약

이 논문에서는 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency division multiplexing : OFDM) 시스템의 수신기에서 발생하는 다중 주파수 오프셋의 영향을 제거하는 방법을 제안한다. 다중 주파수 오프셋은 서로 다른 송신기로부터 동일한 신호를 수신할 때, 두 송신기의 발진 주파수가 서로 다르기 때문에 발생한다. 광대역 전송 시스템의 변복조 방식으로 널리 사용하고 있는 OFDM 방식은 대역 효율이 높고 채널 추정이 간단하다는 장점이 있다. 그러나 OFDM 방식은 주파수 오프셋에 매우 민감하다는 단점이 있다. 이 논문에서는 시간 영역에서의 1차적인 주파수 보정과 주파수 영역에서의 2차적인 채널간 간섭 제거방법을 적용하여 다중주파수 오프셋에 의한 영향을 효과적으로 제거하는 방법을 제안한다.

### 1. 서론

오늘날 통신기술이 고도로 발달함에 따라 통신기기를 이용하는 관련 서비스 시장이 급격히 늘어나면서 단순 데이터뿐만 아니라 동영상 데이터와 같은 멀티미디어 서비스도 제공하기 시작하였다. 이에 따라 데이터 전송량이 크게 증가하고 이를 지원할 수 있는 고속 전송 시스템 및 전송 기술이 필요하게 되었다. 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency division multiplexing : OFDM)방식은 이러한 요구를 만족 시킬 수 있는 방식중의 하나이다. OFDM은 보호구간을 삽입하여 다중경로 채널에 의한 심볼간 간섭(intersymbol interference: ISI)의 영향을 제거할 수 있으며, 부채널을 서로 겹쳐서 전송하기 때문에 겹치지 않도록 분리된 FDM(frequency division multiplexing)에 비해 대역효율이 높다는 장점이 있다. 하지만 OFDM은 송신기와 수신기 사이의 발진주파수의 차이나, 송신기 또는 수신기가 이동할 때 나타나는 도플러 효과에 의해 주파수 오프셋이 발생하면 부반송파간의 직교성이 깨어져 인접한 부채널로부터 간섭신호가 들어오는 채널간 간섭(interchannel interference: ICI)이 발생한다. ICI는 OFDM의 성능을 저하시키는 주요한 원인중의 하나이다. 따라서 주파수 오프셋의 영향을

줄이고자 많은 방법들이 연구되었다[1][2].

이 논문에서는 OFDM 시스템에서 여러 개의 송신기로부터 동일한 신호가 동시에 수신되는 환경에서 다중 주파수 오프셋이 발생할 때 나타나는 영향을 시간영역에서의 위상의 보상과, 주파수 영역에서의 ICI 제거를 통해 제거 하는 방법을 제안한다.

### 2. 시스템 모델

#### 2.1 OFDM 변조

변조된 OFDM 신호는 다음과 같은 식으로 표현할 수 있다.

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=-K}^K X_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}}, n = 0, \dots, N-1 \quad (1)$$

여기서 N은 DFT(fast Fourier transform) 크기,  $x_n$ 은 시간영역에서 n번째 신호이고,  $X_k$ 는 k번째 부반송파 심볼을 나타낸다. (1)은 N개의 정보를 IDFT(inverse fast Fourier transform)한 것이다. 수신 신호는 다음과 같다.

$$y_n = \frac{1}{N} \sum_{k=-K}^K X_k H_k e^{j2\pi nk/N} + w_n \quad (2)$$

여기서  $H_k$ 는 k 번째 부반송파의 채널이득을 의미하고,  $w_n$

본 연구는 교육과학기술부와 한국산업기술재단의 지역 혁신인력양성사업으로 수행된 연구결과임.

은 부가성 백색 가우스 잡음(additive white Gaussian noise : AWGN)을 의미한다. 수신신호의 복조는 DFT를 통해 이루어지며 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_k = \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (3)$$

## 2.2 주파수 옵셋

식 (3)에서 주파수 옵셋이 발생한다면 수신신호는 다음과 같이 표현할 수 있다[3].

$$y_n = (1/N) \left[ \sum_{k=-K}^K X_k H_k e^{j2\pi n(k+\epsilon)/N} \right] + w_n \quad (4)$$

$\epsilon$ 은 부반송파 간격에 대한 실제 주파수 옵셋의 비율로써 다음과 같다.

$$\epsilon = \Delta f T_s \quad (5)$$

여기에서  $\Delta f$ 는 실제 주파수 옵셋을 나타내고  $T_s$ 는 OFDM 심볼 길이를 의미한다. DFT 후의 신호는 식 (3)과 식 (4)로부터 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Y_k = (X_k H_k) \frac{\sin \pi \epsilon}{N \sin(\pi \epsilon / N)} e^{j\pi \epsilon (N-1)/N} + I_k + W_k \quad (6)$$

여기에서  $X_k H_k$ 에 곱해지는 부분은 옵셋이 발생하면서  $k$ 번째 부반송파 정보가 왜곡되는 정도를 의미한다.  $I_k$ 는 주파수 옵셋  $\epsilon$ 에 의해  $k$ 번째 부반송파에 혼입되는 ICI를 의미하며 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$I_k = \sum_{\substack{l=-K \\ l \neq k}}^K (X_l H_l) \frac{\sin(\pi \epsilon)}{N \sin(\pi(l-k+\epsilon)/N)} \cdot e^{j\pi \epsilon (N-1)/N} e^{-j\pi(l-k)/N} \quad (7)$$

## 2.3 다중 주파수 옵셋

이번 절에서는 수신기에서 동일한 두 신호를 수신하고, 각각의 신호에 서로 다른 주파수 옵셋이 발생한 경우 다중 주파수 옵셋이 OFDM 시스템에 미치는 영향을 살펴본다. 두 개의 송신기로부터 동일한 신호를 수신하는 경우는 다음과

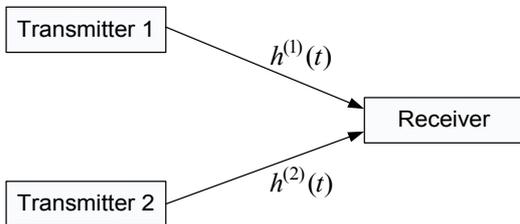


그림 1. 2 개의 송신기를 가지는 구성된 OFDM 시스템

같이 표현할 수 있다. 그림에서  $h^{(1)}(t)$ ,  $h^{(2)}(t)$ 는 각각의 송신기와 수신기 사이의 채널응답이다.

수신기에서 동시에 서로 다른 주파수 옵셋을 가지는 동일한 두 신호를 수신할 때, 수신신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$y_n = y_n^{(1)} e^{j2\pi n \epsilon_1 / N} + y_n^{(2)} e^{j2\pi n \epsilon_2 / N} + w_n' \quad (8)$$

여기에서 위첨자 (1), (2)는 두 신호를 의미하며  $\epsilon_1$ ,  $\epsilon_2$ 는 각각의 신호에 포함된 주파수 옵셋값이다. 서로 다른 두 주파수 옵셋을 가진 신호가 동시에 들어오게 되므로 각각의 주파수 옵셋값을 알고 있더라도 시간영역에서 옵셋을 보상해 줄 수 없다. 왜냐하면 알고 있는 하나의 주파수 옵셋값을 시간영역에서 보상해주더라도 수신된 또 다른 신호의 위상이 그만큼 돌아가는 형태로 나타나기 때문이다.

## 3. 다중 주파수 옵셋 보상

서로 다른 주파수 옵셋 성분을 가지는 신호가 동시에 수신되므로, 수신기에서 다중 주파수 옵셋에 대하여 한번에 보상하는 것은 어렵다. 따라서 이 논문에서는 시간영역에서의 보상과 주파수영역에서의 ICI 제거를 통해 두단계에 걸쳐 다중 주파수 옵셋의 영향을 보상한다.

이 논문에서는 다중 주파수 옵셋에 대하여 ICI를 제거하기 위하여 두 주파수 옵셋과 채널응답을 모두 알고 있다고 가정한다. 다중 주파수 옵셋의 영향을 제거하기 위하여 먼저 알고 있는 주파수 옵셋에 대하여 시간영역에서 보상을 해준다. 일관성을 위하여  $\epsilon_1$ 이  $\epsilon_2$ 보다 크다고 가정한다.  $\epsilon_1$ 을 시간영역에서 보상하면 식 (8)으로부터 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$z_n = y_n^{(1)} + y_n^{(2)} e^{j2\pi n \epsilon_p / N} + w(n)' \quad (9)$$

여기서  $\epsilon_p = \epsilon_2 - \epsilon_1$ 이다. 식 (9)를 DFT한 신호는 다음과 같다.

$$Z_k = X_k H_k^{(1)} + (X_k H_k^{(2)}) \frac{(\sin \pi \epsilon_p)}{N \sin(\pi \epsilon_p / N)} + I_k + W_k \cdot e^{j\pi \epsilon_p (N-1)/N} \quad (10)$$

여기서  $I_{k, \epsilon_p}$ 은  $\epsilon_p$ 에 의해  $y_n^{(2)}$ 로부터 발생한 ICI 성분으로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$I_{k, \epsilon_p} = \sum_{\substack{l=-K \\ l \neq k}}^K (X_l H_l) \frac{(\sin \pi \epsilon_p)}{N \sin(\pi(l-k+\epsilon_p)/N)} \cdot e^{j\pi \epsilon_p (N-1)/N} e^{-j\pi(l-k)/N} \quad (11)$$

또한 식 (11)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_k = X_k (H_k^{(1)} + H_k^{(2)} P) + I_{k, \epsilon_p} + W_k \quad (12)$$

여기서  $P$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P = \frac{(\sin \pi \epsilon_p)}{N \sin(\pi \epsilon_p / N)} e^{j\pi \epsilon_p (N-1)/N}, k = 0, \dots, N-1 \quad (13)$$

$P$ 는  $\epsilon_p$ 와  $N$ 만 알고 있다면 계산이 가능한 값이다. 식 (12)의

양변에  $1/(H_k^{(1)} + H_k^{(2)}P)$ 를 곱해주면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Z'_k = X_k + I_{k,\epsilon_p}' + W_k' \quad (14)$$

식 (13)을 보면  $k$ 번째 부반송파 심볼인  $X_k$ 는 크기와 위상이 보상된 것을 볼 수 있다. 또한 ICI 성분인  $I_{k,\epsilon_p}'$ 는 식 (12)으로부터 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$I_{k,\epsilon_p}' = \frac{1}{H_k^{(1)} + H_k^{(2)}P} \cdot I_{k,\epsilon_p} \quad (15)$$

식 (15)의 우변에서  $I_{k,\epsilon_p}$ 는 주파수 옵셋이  $\epsilon_p$ 인 단일 주파수 옵셋인 경우의 ICI와 동일하므로 기존의 ICI 제거 방법으로 제거할 수 있다. ICI를 제거하기 위하여 DFT후의  $k$ 번째 부반송파 심볼을 판정한다.  $k$ 번째 부반송파 심볼의 판정은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{Z}_k = dec(Y_k) \quad (16)$$

여기서  $dec()$ 는 판정함수를 나타낸다.  $k$ 번째 부반송파에서 주변 부반송파로부터의 간섭성분을 제거하면 다음과 같이 된다.

$$\tilde{X}_k = Z'_k + \sum_{\substack{l=k-a \\ l \neq k}}^{k+a} \hat{Z}_l \alpha_{l,k} \quad (17)$$

여기서  $\alpha_{l,k}$ 는  $l$ 번째 부반송파에서  $k$ 번째 부반송파로의 간섭계수를 의미한다. 수신된 OFDM 심볼의  $k$ 번째 부반송파 데이터를 판정하고 그 값에 간섭계수  $\alpha$ 를 곱하여  $a$ 만큼 떨어진 부반송파에서 제거한다. 따라서  $\tilde{X}_k$ 는 ICI가 제거된 신호를 나타낸다.  $\alpha_{l,k}$ 는 식 (18)과 같이 나타낼 수 있으며,  $\epsilon$ 과  $N$ 을 알고 있으므로 계산해 낼 수 있다.

$$\alpha_{l,k} = \frac{1}{(H_k^{(1)} + H_k^{(2)}P)} \frac{\sin(\pi\epsilon)}{N \sin\left(\frac{\pi(l-k+\epsilon)}{N}\right)} \cdot e^{j\pi\epsilon(N-1)/N} e^{-j\pi(l-k)/N} \quad (18)$$

ICI를 한 번 제거한 신호를 판정한 후 다시 (16)과 (17)을 적용하여 ICI를 제거할 수 있다. 이 경우 판정한  $\tilde{X}_k$ 가

이전 판정값보다 더 정확하므로  $\tilde{X}_k$ 는 ICI가 더 많이 제거된 신호가 된다. 따라서 판정과 ICI 제거를 반복함에 따라  $\tilde{X}_k$ 는 점점 더 ICI가 정확하게 제거되어 전송신호에 근접하게 된다. 제안방법의 전체 블록도는 그림 2와 같다.

#### 4. 모의실험

이 논문에서는 다중 주파수 옵셋이 존재하는 환경에서 OFDM 신호가 받는 영향을 살펴보고, 그것을 제거하기 위한 방법을 제안하였다. 이번 장에서는 AWGN 채널에서 제안한 방법의 오류 성능을 살펴본다. OFDM을 위한 DFT 크기는 1024이고, 유효 심볼길이의 1/4인 256의 보호구간을 가진다. 부반송파 변조방법은 QPSK(quadrature phase shift keying)이다.

그림 3은 AWGN 채널에서 시간영역에서 주파수 옵셋을 보정한 후, 주파수 영역에서 ICI 제거를 위한 판정회환 회수에 따른 제안 방식의 오류 성능을 나타낸다. 그림을 보면 판정회환을 2회, 3회 반복할수록 각각 1dB, 0.5dB의 이득이 발생한다. 3회 반복한 경우 제안한 방법이 기존의 방법인 시간영역에서의 1차적인 보상만을 해준 경우에 비해 약 2dB 정도의 이득이 있는 것을 볼 수 있다.

그림 4는 두 개의 수신된 신호의 수신 전력 또는 채널 이득이 서로 다를 때의 SER 그래프를 나타낸다. 여기서 채널이득의 비율은 다음과 같이 정의한다.

$$r_g = \frac{\sum_{n=0}^{L^{(2)}} |h_n^{(2)}|^2}{\sum_{n=0}^{L^{(1)}} |h_n^{(1)}|^2} \quad (19)$$

여기서  $L^{(1)}, L^{(2)}$ 는 각 채널의 최대 지연 확산(maximum delay spread)를 나타낸다. 그래프는  $r_g$ 가 1에 가까울수록, 즉 두 신호의 수신전력의 크기가 같을수록 더 나은 성능을 나타내는 것을 보여준다.

그림 5는 제안방식을 적용했을 때 두 주파수 옵셋 차이  $\epsilon_p$ 에 따른 SER 결과를 나타낸다. SNR은 20dB이다. 그림을 보면  $\epsilon_p$  값이 약 0.25 이하에서는 제안방식으로 다중 주파수 옵셋의 영향을 제거할 수 있음을 알 수 있다. 즉 두 송신기의 주파수 옵셋의 차이가  $|\epsilon_p| \leq 0.25$  범위에서는 제안방법을 적용할 수 있다.

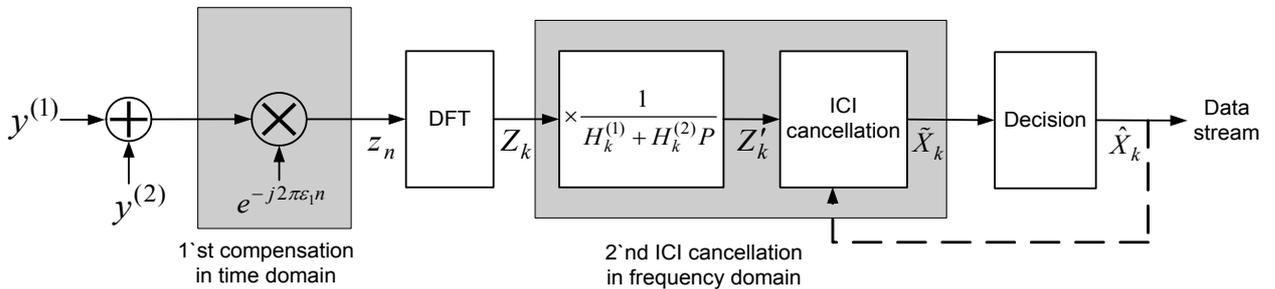


그림 2. 제안한 다중 주파수 옵셋 제거 방법의 블록도

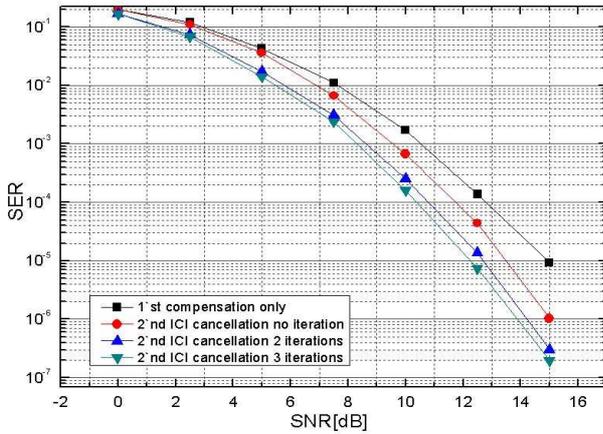


그림 3. 제안한 방법의 심볼 오류 성능,  $\epsilon_p = 0.1$

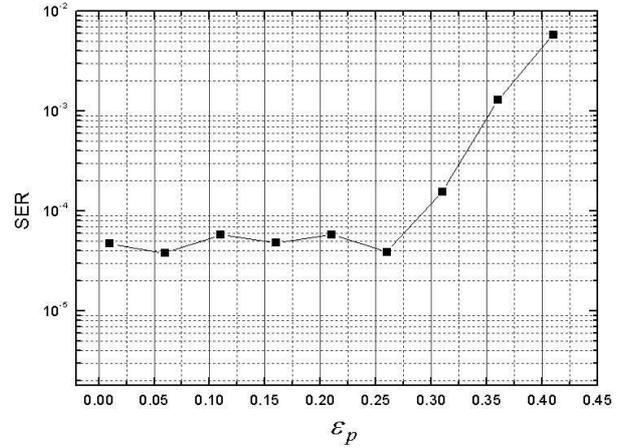


그림 5. 제안 방법의  $\epsilon_p$ 에 따른 심볼 오류 성능, SNR = 20dB

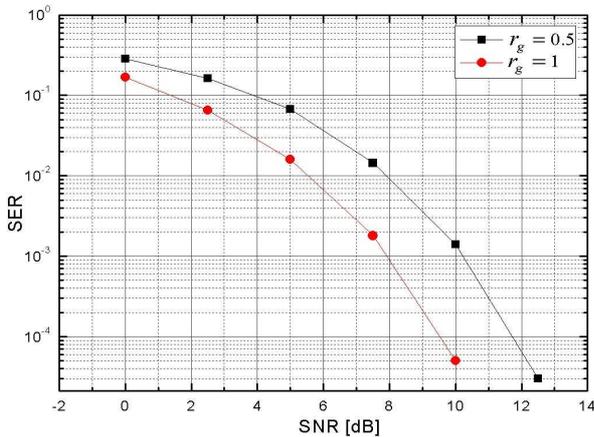


그림 4. 서로 다른 채널이득비  $r_g$ 에 따른 심볼 오류 성능,  $\epsilon_p = 0.1$

## 5. 결론

이 논문에서는 두 개의 송신기가 있는 OFDM 시스템에서 다중 주파수 오프셋의 영향을 제거하는 방법을 제시하였다. 주파수 오프셋은 먼저 시간영역에서의 1차적인 보상을 하고, 이어 주파수 영역에서 두 주파수 오프셋의 차이에 의한 ICI의 영향을 제거한다.

모의실험을 통해 제안한 방법이 다중 주파수 오프셋이 존재하는 환경에서 주파수 오프셋 차이  $\epsilon_p$  가 1/4 이내에 존재한다면 그 영향을 효과적으로 제거할 수 있다는 것을 살펴보았다.

하지만 이 논문에서는 주파수 보정과 ICI를 제거하기 위해 두 주파수 오프셋과 채널을 모두 알고 있다고 가정하였다. 그러나 주파수 오프셋 및 채널정보는 혼련신호를 전송하여 각각 추정해야 한다. 따라서 다음에는 주파수 오프셋 및 추정을 포함한 다중 주파수 오프셋 제거에 관해 연구하고자 한다.

## [참고 문헌]

- [1] Wen-Sheng Hou, Bor-Sen Chen, "ICI cancellation for OFDM communication system in the time-varying multipath fading channels" IEEE Trans. On Wireless communication, volume 4, pp.2100-2110, 2005
- [2] Yuping Zhao; Haggman, S.-G, "Inter-carrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems", IEEE Trans. On communication, volume 49, pp 1185-1191, 2001
- [3] Moose, P. H "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction" IEEE Trans. on communication, volume 42, 1994, pp.2908-2914
- [4] Wen-sheng Hou, Bor-Sen chen, "ICI cancellation for OFDM communication systems in time-varying multipath fading channels" IEEE Trans. On Wireless communications, volume 5, pp 2100-2110, 2005
- [5] Yu-Jun Won, Bo-Seok Seo, Byung-Woo Park, "ICI cancellation for relay communication systems with multiple frequency offsets" IEEE BMSB 2009, pp.1-4, May 2009
- [6] Vien, N. H, Nguyen "On constellation permutations in decode-and-forward relay communications" IEEE ICCE 2008, pp.278 - 281
- [7] Feng Tian, Xiang-Gen Xia "Signal Detection for Space-Frequency Coded Cooperative Communication System with Multiple Carrier Frequency Offsets", IEEE WCNC 2007, pp.1221-1225, 2007
- [8] Bo-Seok Seo, Su-Chang Kim, Jin-Woo park "Fast coarse frequency offset estimation for OFDM systems by using differentially modulated subcarriers" IEEE Trans, Commun, vol. 48, pp.1075-1081, Nov 2002
- [9] Feng Tian, Xiang-Gen Xia, "Signal Detection for Space-Frequency Coded Cooperative Communication System with Multiple Carrier Frequency Offsets", IEEE WCNC 2007, pp.1221-1225, 2007