

특집논문-10-15-2-07

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

원 유 준^{a)}, 서 보 석^{a)‡}

ICI Cancellation of OFDM System with Multiple Frequency offsets

Yu-Jun Won^{a)} and Bo-Seok Seo^{b)‡}

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. OFDM 시스템은 주파수 오프셋에 매우 민감한 특성을 가지므로, 이러한 다중 주파수 오프셋은 시스템 성능에 치명적인 영향을 미친다. 이 논문에서는 시간 영역에서의 주파수 보정과 주파수 영역에서의 채널간 간섭 제거방법을 적용하여 다중 주파수 오프셋에 의한 영향을 효과적으로 제거하는 방법을 제안한다. 컴퓨터 모의실험을 통해 제안한 채널간 간섭 제거방법의 성능을 살펴보았다.

Abstract

In this paper, an interchannel interference (ICI) cancellation method is proposed for multiple frequency offsets in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems. When several same signals are received from different transmitters simultaneously, multiple frequency offsets may occur at the receiver because of the frequency difference of the oscillators of the two transmitters and the receiver. This causes degradation of system performance because OFDM systems are very sensitive to the frequency offsets. In this paper, we propose a method to eliminate the effect of the multiple frequency offsets for OFDM systems. The method is accomplished in two steps: compensation of the frequency offset in the time domain and subsequent cancellation of the ICI in the frequency domain. Through computer simulations, we verify the effectiveness of the proposed ICI cancellation method.

Keyword: OFDM, Multiple frequency offset, ICI cancellation

1. 서 론

직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency division

multiplexing : OFDM) 전송방식은 채널을 여러 개의 부채널로 분할함으로써 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading)의 영향을 보상하는 것이 쉽다. 또 보호구간을 삽입하여 다중경로 채널에 의한 심볼간간섭(intersymbol interference : ISI)의 영향을 제거할 수 있으며 부채널의 스펙트럼을 서로 겹쳐서 전송하기 때문에 대역효율이 높다는 장점이 있다. 그러나 OFDM은 송신기와 수신기 사이의 주파수 오프셋이 발생하면 부반송파간의 직교성이 깨져 인접한

a) 충북대학교 전자정보대학 전자공학과

Department of Electronics Engineering, Chungbuk National University

‡ 교신저자 : 서보석 (boseok@cbnu.ac.kr)

※ 본 연구는 교육과학기술부와 한국산업기술재단의 지역혁신인력양성사업으로 수행된 연구결과임

· 접수일(2009년12월31일), 수정일(2010년3월17일), 게재확정일(2010년3월17일)

부채널로부터 간섭신호가 들어오는 채널간간섭(inter-channel interference : ICI)이 발생한다. 주파수 옵셋은 송신기와 수신기 발전기의 주파수 차이나 송신기 또는 수신기가 이동할 때 나타나는 도플러 효과에 의해 발생한다. OFDM 심볼은 포락선이 구형파이므로 스펙트럼은 sinc 모양이 된다. 따라서 ICI는 sinc 펄스의 비교적 큰 부엽(sidelobe)으로부터 발생하게 되어 OFDM의 성능을 저하시키는 주요한 원인중의 하나이다^[1].

한편 무선 이동 채널에서 주파수 선택적 페이딩으로부터 고속의 데이터 전송을 보장하기 위하여 최근 송신기 및 수신기에 여러 개의 안테나를 이용하는 공간 다이버시티(spatial diversity) 기술에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다. 공간 다이버시티를 구현하기 위해서는 송신기 및 수신기에 여러 개의 안테나가 필요하고, 이것은 송신기 및 수신기의 비용을 높이는 원인이 된다. 이러한 단점을 보완하기 위한 방법으로 송신기와 수신기 사이에 중계기를 설치하여 공간 다이버시티 효과를 내는 협력 중계 통신(cooperative relay communication)시스템이 있다^{[2][3]}.

여러 개의 송신기가 존재하는 협력 중계 통신 시스템에서는 각각의 협력단이 수신기와 서로 다른 주파수 옵셋을 가질 수 있다. 이 경우 각 협력단으로부터의 수신신호는 서로 다른 주파수 옵셋을 가지므로 다중 주파수 옵셋이 발생한다. 다중 주파수 옵셋은 입력되는 신호 각각이 ICI를 유발하므로 기존의 단일 주파수 옵셋 보상 방법을 적용하기 어렵다. 이것은 하나의 주파수 옵셋을 보상하더라도 남아있는 다른 주파수 옵셋이 영향을 미치기 때문이다. Benvenuto는 주파수 영역에서 채널등화시에 다중 주파수 옵셋을 제거하기 위해 Taylor 급수 전개를 적용하고 수신신호와 등화된 신호의 MSE(mean square error)를 최소화하도록 등화기를 설계하는 방법을 제안하였다^[4]. 그러나 이 방법은 등화기의 설계가 복잡하고 전체적인 계산량을 크게 증가시킨다. Li는 OFDM의 보호구간(guard interval) 중 심볼간간섭의 영향이 없는 부분을 이용하는 방법을 제안하였다^[5]. 이 방법은 OFDM의 역 이산 푸리에 변환(inverse discrete fourier transform : IDFT)의 크기가 이용하는 보호구간의 길이만큼 증가하여 스펙트럼 효율이 줄어든다는 단점이 있다.

이 논문에서는 OFDM 수신기의 두 주파수 옵셋의 영향

을 제거하기 위해 시간영역 보상방법과 주파수 영역 ICI 제거 방법을 결합하여 적용하는 방법을 제안한다. 먼저 시간영역에서 수신신호의 위상을 반대로 회전시켜 하나의 주파수 옵셋의 위상을 먼저 보상하고, 남아있는 두 주파수 옵셋의 차에 의한 영향을 주파수 영역에서 판정회환 방법을 적용하여 제거한다. 제안 방법은 계산량이 크게 증가하지 않으면서도 판정회환의 반복횟수를 증가시켜 다중 주파수 옵셋을 효과적으로 제거할 수 있다.

II. 시스템 모델

1. OFDM 변조

변조된 OFDM 신호는 다음과 같은 식으로 표현 할 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 N 은 이산 푸리에 변환(discrete Fourier transform : DFT) 크기, x_n 은 시간영역에서 n 번째 신호이고, X_k 는 k 번째 부반송파 심볼을 나타낸다. 식 (1)은 N 개의 정보영역 이산 푸리에 변환한 것이다. 시간 및 주파수 옵셋이 없는 경우 수신된 OFDM 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

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

여기서 H_k 는 k 번째 부반송파의 채널이득을 의미하고, w_n 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. OFDM 시스템에서의 주파수 오프셋

식 (3)에서 주파수 오프셋이 발생한다면 수신신호는 다음과 같이 표현할 수 있다^[6].

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

ϵ 은 부반송파 간격에 대한 실제 주파수 오프셋의 비율인 상대 주파수 오프셋으로써 다음과 같다.

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

Δf 는 실제 주파수 오프셋을 나타내고 T_s 는 OFDM의 유효 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 오프셋이 발생하면서 k 번째 부반송파 정보가 왜곡되는 형태를 나타낸다. I_k 는 주파수 오프셋 ϵ 에 의해 k 번째 부반송파에 혼입되는 ICI를 의미하며 다음과 같이 표현할 수 있다.

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

3. 다중 주파수 오프셋

이번 절에서는 협력 중계 통신 시스템과 같이 여러 개의 수신기에서 동일한 두 신호를 동시에 수신하고, 각각의 신호에 서로 다른 주파수 오프셋이 발생한 경우 다중 주파수 오프셋이 OFDM 시스템에 미치는 영향을 살펴본다. 두 개의 송신기로부터 동일한 신호를 수신하는 경우는 그림 1과 같이 표현할 수 있다. 그림에서 $h^{(1)}(t)$, $h^{(2)}(t)$ 는 각각의 송

신기와 수신기 사이의 채널응답이다. 수신기에서 동시에 서로 다른 주파수 오프셋을 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 개의 송신기로부터 수신한 신호를 의미하며 ϵ_1 , ϵ_2 는 각각의 신호에 포함된 주파수 오프셋의 크기이다. 서로 다른 두 주파수 오프셋을 가진 신호가 동시에 들어오게 되므로 각각의 주파수 오프셋의 크기를 알고 있더라도 시간영역에서 오프셋을 보상해 줄 수 없다. 왜냐하면 알고 있는 하나의 주파수 오프셋값을 시간영역에서 보상해주더라도 수신된 또 다른 신호와 주파수 오프셋이 발생하기 때문이다.

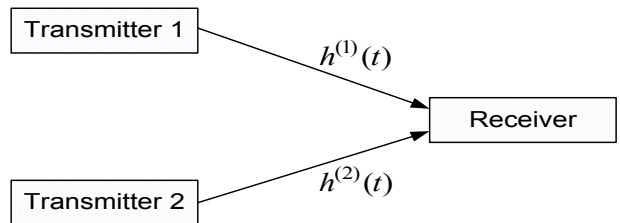


그림 1. 2개의 송신기로부터 신호를 수신하는 OFDM 시스템
Fig. 1. An OFDM system composed of two transmitters and one receiver

III. 다중 주파수 오프셋 보상

서로 다른 주파수 오프셋 성분을 가지는 두 신호가 동시에 수신되므로, 수신기에서 다중 주파수 오프셋에 대하여 한 번에 보상하는 것은 어렵다. 따라서 이 논문에서는 시간영역에서의 보상과 주파수영역에서의 ICI제거의 두 단계를 통해 다중 주파수 오프셋의 영향을 보상한다.

이 논문에서는 다중 주파수 오프셋에 대하여 ICI를 제거하기 위하여 두 주파수 오프셋과 채널응답을 모두 알고 있다고 가정한다. 주파수 오프셋과 채널 추정은 예를 들어 [4]의 방법을 통해 추정할 수 있다. 제안 방법에서는 다중 주파수 오프셋의 영향을 제거하기 위하여 먼저 알고 있는 주파수 오프셋에

대하여 시간영역에서 보상을 해준다. 편의성을 위하여 $\epsilon_1 > \epsilon_2$ 라고 가정한다. 먼저 더 큰 주파수 옵셋 ϵ_1 을 시간 영역에서 보상한다. ϵ_1 을 시간영역에서 보상하면 식 (8)로부터 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.

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

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

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

또한 식 (11)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

여기에서 P 는 주파수 옵셋에 의해 X_k 에 미치는 영향을 나타낸 것으로 다음과 같이 쓸 수 있다.

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

P 는 모든 k 에 대해 동일한 값으로 ϵ_p 와 N 만 알고 있다면 계산이 가능한 값이다. 따라서 계산에 의해 보상을 해 줄 수 있다. 식 (12)의 양변에 $1/(H_k^{(1)} + H_k^{(2)} P)$ 를 곱해주면 다음과 같이 표현할 수 있다.

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

이 계산을 통해 채널등화를 동시에 수행할 수 있다.

식 (13)을 보면 k 번째 부반송파 심볼인 X_k 는 크기와 위상이 보상된 것을 볼 수 있다. 또한 ICI 성분인 I_{k, ϵ_p}' 는 식 (12)로부터 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, ϵ_p} 는 주파수 옵셋이 ϵ_p 인 단일 주파수 옵셋인 경우의 ICI와 동일하므로 기존의 ICI 제거 방법으로 제거할 수 있다. ICI를 제거하기 위하여 DFT후의 주파수 영역에서 판정제한 방법을 적용한다^[1]. k 번째 부반송파 심볼을 판정한 값은 다음과 같이 표현할 수 있다.

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

여기서 $dec()$ 는 판정함수를 나타낸다. 식 (14)에서 ICI 성분을 인접 부반송파의 선형결합으로 이루어져 있다. 따라서 k 번째 부반송파에서 주변 부반송파로부터의 간섭성분을 다음과 같이 제거할 수 있다.

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

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

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

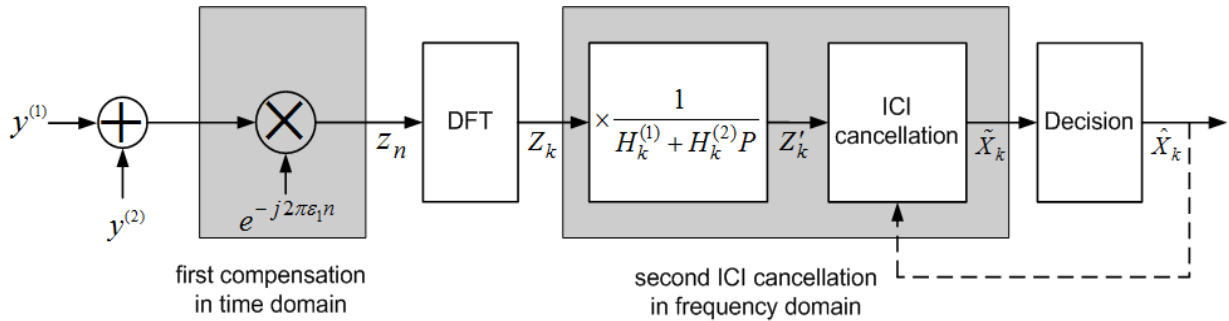


그림 2. 제안한 다중 주파수 오프셋 제거 방법의 블록도
 Fig. 2. Proposed compensation method for multiple frequency offsets

ICI를 한 번 제거한 신호를 판정한 후 다시 식 (17)을 적용하여 ICI를 제거할 수 있다. 이 경우 판정한 \tilde{X}_k 가 이전 판정값보다 더 정확하게 되므로 \tilde{X}_k 는 ICI가 더 정확하게 제거된 신호가 된다. 따라서 판정과 ICI 제거를 반복함에 따라 \tilde{X}_k 는 점점 더 ICI가 정확하게 제거되어 전송데이터에 근접하게 된다. 제안방법의 전체 블록도는 그림 2와 같다.

IV. 모 의 실 험

이 논문에서는 다중 주파수 오프셋이 존재하는 환경에서 OFDM 신호가 받는 영향을 살펴보고, 그것을 제거하기 위한 방법을 제안하였다. 이번 장에서는 AWGN 채널에서 제안한 방법의 오율 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 시간영역 주파수 오프셋을 보정한 후, 주파수 영역에서 ICI의 제거를 위한 판정회환 회수에 따른 제안 방식의 오율 성능을 나타낸다. ϵ_p 의 크기는 부반송파 간격의 0.1이다. 그림을 보면 판정회환을 2회, 3회 반복할수록 1회만 수행한 것에 비해 각각 1dB, 0.5dB의 이득이 발생하는 것을 볼 수 있다. 3회 반복한 경우 제안한 방법이 단일 주파수 오프셋 보상 방법인 시간영역 1차 보상만

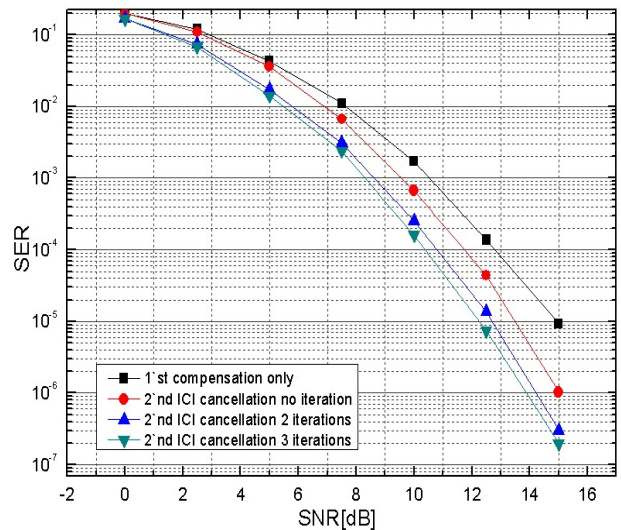


그림 3. 제안한 방법의 심볼 오율 성능, $\epsilon_p = 0.1$
 Fig. 3. The SER performance with the number of iterations of the proposed method when $\epsilon_p = 0.1$

을 해준 경우에 비해 10^{-5} 의 심볼 오율에서 약 2.8dB 정도의 이득이 있는 것을 볼 수 있다. 또한 3회 이상 반복하였을 경우에는 이득이 거의 발생하지 않았다.

그림 4는 두 수신 신호의 채널 이득이 서로 다를 때의 SER 성능을 나타낸다. 여기서 채널이득 비율은 $y_n^{(1)}$ 의 신호 전력 대비 $y_n^{(2)}$ 의 신호 전력비이다. $y_n^{(1)}$ 의 전력이 $y_n^{(2)}$ 보다 크거나 같다고 간주하였다. 수신 전력비 r_y 는 다음과 같이 정의한다.

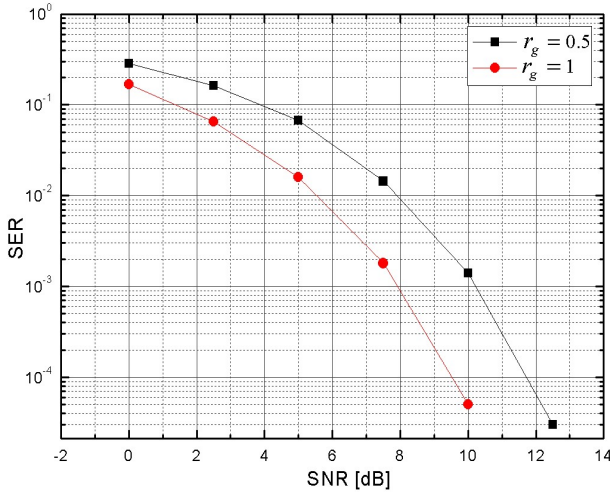


그림 4. 서로 다른 채널 이득비 r_g 에 따른 심볼 오류 성능, $\epsilon_p = 0.1$

Fig. 4. The SER performance when the average powers of the two received signals are different. The number of iteration is 3 and $\epsilon_p = 0.1$

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

$L^{(1)}$, $L^{(2)}$ 는 각 채널의 최대 지연 확산(maximum delay spread)을 나타낸다. 이것은 수신 전력이 큰 $y_n^{(1)}$ 의 주파수 옵셋 ϵ_1 을 기준으로 신호의 전력비를 계산한 것이다. 그리고 두 수신신호의 크기가 같을 경우에는 제안한 방법의 시간 영역 주파수 옵셋 보상을 주파수 옵셋이 큰 ϵ_2 를 기준으로 계산하여도 결과는 같은 것으로 나타났다. 그러나 수신 전력이 서로 다를 경우 전력이 큰 신호를 기준으로 주파수 옵셋을 보상하여야 더 나은 성능이 나타났다. 그림을 보면 r_g 가 1에 가까울수록, 즉 두 신호의 수신 전력의 크기가 유사할수록 더 나은 성능을 나타내는 것을 보여준다. 이것은 다중 주파수 옵셋에 의한 영향은 보상이 되었으므로, $y_n^{(2)}$ 의 전력이 작을수록 수신 신호의 전력이 감소하는 것과 같기 때문이다.

그림 5는 제안방법을 적용했을 때 두 주파수 옵셋 차이 ϵ_p 의 크기에 따른 오류 성능을 나타낸다. 신호 대 잡음 전력비(signal to noise power ratio : SNR)는 20dB이다. 그림을 보면 두 주파수 옵셋 차이 ϵ_p 가 부반송파 간격의 약 1/4보다

더 클 경우, 오류 성능이 선형적으로 감소하는 것을 볼 수 있다. 이것은 ϵ_p 가 커질수록 $y_n^{(2)}$ 의 전력은 작아지고 ϵ_p 에 의해 발생하는 ICI의 크기가 커지기 때문이다. 즉 제안한 방법은 수신 신호의 전력 및 ICI의 크기가 ϵ_p 가 부반송파 간격의 1/4 이내일 때 적용 가능하다.

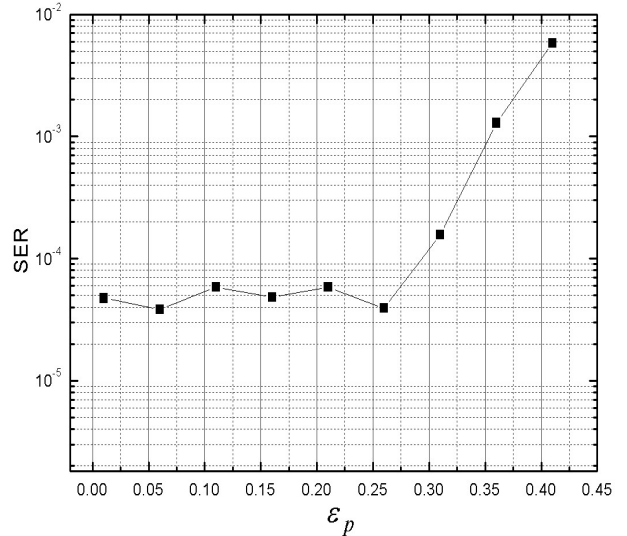


그림 5. 제안 방법의 ϵ_p 에 따른 심볼 오류 성능

Fig. 5. The SER performance with ϵ_p at 20dB of SNR

V. 결론

이 논문은 두 개의 송신기가 있는 OFDM 시스템에서 다중 주파수 옵셋의 영향을 제거하는 방법을 제시하였다. 주파수 옵셋은 먼저 시간영역에서의 1차적인 보상을 하고, 이어 주파수 영역에서 두 주파수 옵셋의 차이에 의한 ICI의 영향을 반복적으로 제거한다. 모의실험을 통해 제안한 방법이 다중 주파수 옵셋이 존재하는 환경에서 다중 주파수 옵셋에 의한 영향을 효과적으로 제거할 수 있다는 것을 살펴보았다. 또한 수신된 두 신호의 크기가 유사할수록 더 나은 성능을 나타낸다. 제안한 방법은 주파수 옵셋 차이 ϵ_p 가 부반송파 간격의 1/4 이내에 존재할 때 효과적으로 적용할 수 있다.

이 논문에서는 주파수 보정과 ICI를 제거하기 위해 두 주

파수 옵셋과 채널을 모두 알고 있다고 가정하였다. 그러나 주파수 옵셋 및 채널정보는 훈련신호를 전송하여 각각 추정해야 한다. 따라서 향후에는 훈련신호를 이용한 주파수 옵셋 및 채널 추정을 고려하여 그 영향을 살펴보고자 한다.

참 고 문 헌

[1] Miin-Jong Hao, "Decision Feedback Frequency Offset Estimation and Tracking for General ICI Self-cancellation Based OFDM Systems," IEEE TBC 2007, vol. 53, pp.560-566, June 2007

[2] J.N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, " Cooperation Diversity on Wireless Networks: efficient protocols and outage behavior," IEEE trans. Info. Theory, vol 50, pp.3062-3080, Dec. 2004

[3] A. Nosratinia, T. E. Hunter, and A. Hedayat, "Cooperative communication in wireless networks," IEEE Commun. Mag., vol. 42, pp. 74-80, Oct.2004

[4] N. Nenevenuto, S.Tomasin, D. Veronesi, "Multiple Frequency Offsets Estimation and Compensation for Cooperative Networks", IEEE WNCN 2007, pp.891-895 , 2007

[5] X.H. Li, Fan Ng, T.W. Han. "Carrier Frequency Offset Mitigation in Asynchronous Cooperative OFDM Transmission," IEEE Transactions on Signal Processing, Vol.56, No. 2, Feb. 2008, pp.675-685

[6] Moose, P. H, "A Technique for Orthogonal Frequency Division

Multiplexing Frequency Offset Correction," IEEE Trans. on communication, volume 42 , pp.2908-2914 ,1994

[7] Wen-Sheng Hou, Bor-Sen Chen, "ICI Cancellation for OFDM Communication System in the Time-varing Multipath Fading Channels," IEEE Trans. On Wireless commun, volume 4, pp.2100-2110, 2005

[8] Yuping Zhao; Haggman, S.-G, "Intercarrier Interference Self-cancellation Scheme for OFDM Mobile Communication Systems," IEEE Trans. On commun, volume 49, pp 1185-1191, 2001

[9] 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

[10] Vien, N .H ,Nguyen "On Constellation Permutations in Decode-and-forward Relay Communications," IEEE ICCE 2008, pp.278 - 281

[11] 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

[12] Bo-Seok Seo, Su-Chang Kim, Jin-Woo park "Fast Coarse Drefrequency Offset Estimation for OFDM Systems by using Differentially Modulated Subcarriers," IEEE Trans, Commun, vol. 48, pp.1075-1081, Nov 2002

[13] 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

저 자 소 개



원 유 준

- 2007년 2월 : 충북대학교 전자공학과(공학사)
- 2009년 2월 : 충북대학교 전자공학과(공학석사)
- 2009년 2월 ~ 현재 : 충북대학교 전자공학과 박사과정
- 주관심분야 : OFDM, 협력통신, 주파수옵셋보상



서 보 석

- 1987년 2월 : 서울대학교 전자공학과(공학사)
- 1989년 2월 : 서울대학교 전자공학과(공학석사)
- 1997년 2월 : 서울대학교 전자공학과(공학박사)
- 1998년 3월 ~ 1999년 8월 : 삼성전자
- 1999년 9월 ~ 2004년 8월 : 고려대학교 연구교수
- 2004년 9월 ~ 현재 : 충북대학교 전자공학과 부교수
- 주관심분야 : OFDM, 디지털 TV, 채널등화