OFDM시스템에서 ICI 감소 기술의 성능해석

장은영* · 변건식*

Performance Analysis of ICI reduction in OFDM system

Jang eun-young* · Byon kun-sik*

요 약

OFDM은 IEEE802.11a와 HiperLAN2와 같은 여러 가지 무선 표준에 적용되고 있는 다중 캐리어 변조 기술이다. OFDM의 문제 중 하나는 송신기와 수신기 캐리어 주파수 사이의 주파수 offset에 민감하다는 것이다. 이러한 주파수 옵셋은 OFDM 심볼에 ICI(Inter-carrier interference)를 유발한다. 본 논문에서는 ICI의 영향을 제거하는 3가지 방법, 즉 ICI self-cancellation(SC), 최대가능도추정(Maximum Likelihood), 확장 칼만 필터(Extended Kalman Filtering) 방법을 제안하고 성능을 비교 평가한다.

ABSTRACT

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) is an emerging multi-carrier modulation scheme, which has been adopted for several wireless standards such as IEEE 802.11a and HiperLAN2. A well-known problem of OFDM is its sensitivity to frequency offset between the transmitted and received carrier frequencies. This frequency offset introduces inter-carrier interference (ICI) in the OFDM symbol. This paper investigates three methods for combating the effects of ICI: ICI self-cancellation (SC), maximum likelihood (ML) estimation, and extended Kalman filter (EKF) method. These three methods are compared in terms of bit error rate performance.

키워드

OFDM, ICI, Frequency offset, EKF

Ⅰ. 서 론

OFDM에서 잘 알려진 문제는 채널에서의 주파수 천이나, 송신기 발진 주파수와 수신기 발진 주파수 사이의 차에 의해 생길 수 있는 송신 신호와 수신 신호 사이의 주파수 옵셋에 민감하다는 것이다. 이러한 캐리어 주파수 옵셋은 서브 캐리어 사이에 직교성을 잃게 만들며, 결과적으로 ICI를 유발한다[3].

본 논문에서는 ICI의 영향을 분석하고 ICI를 극복하는 3가지 방법을 제시한다. 첫 방법은 self-cancellation 방법이며[3], 이는 인접 서브 캐리어 사이의 ICI가 수신기에서 제거되도록 인접 서브 캐리어 상에 리던던시 비트가 전송된다.

다른 두 방법인 ML 추정과 확장 칼만 필터 방법(EKF)은 주파수 옵셋을 통계적으로 추정하고, 수신기에서 추정된 값을 사용하여 옵셋을 정정한다.

* 동아대학교 전자공학과

접수일자 : 2007. 2. 14

Ⅱ. 본 론

2.1. OFDM 시스템

그림1은 전형적인 이산 시간 기저대역 OFDM 트랜시버 시스템이며, OFDM 심볼과 복조된 심볼은 식(1)과 같다.

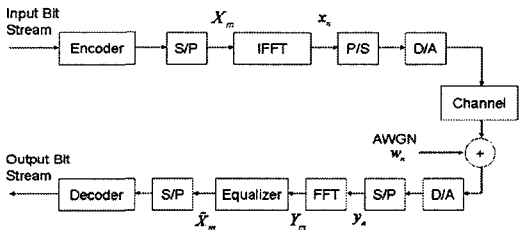

그림 1. 기저대역 OFDM 트랜시버 시스템
Fig. 1.Baseband OFDM transceiver system

$$x(n)=\frac{1}{N}\sum_{m=0}^{N-1}X_m e^{j\frac{2\pi nm}{N}},\ n=0,1,...,N-1$$
$$Y(m)=\sum_{n=0}^{N-1}y(n)e^{-j\frac{2\pi nm}{N}}+W(m) \quad (1)$$

OFDM의 고속화는 각 직교 서브 캐리어에서 저속으로 데이터를 동시 전송함으로서 만들 수 있다. 저속 전송 때문에, 채널의 다중로 지연에 의해 생긴 수신 신호 왜곡은 단일 캐리어 고속 시스템에서 보다 크지 않다. 다중로 왜곡은 인접심볼이 서로 중첩되는 ISI를 유발할 수도 있다. 그러나 이는 연속적인 OFDM 심볼 사이에 cycle prefix를 삽입함으로서 방지할 수 있다[2].

2.2. ICI의 분석

OFDM의 주 단점은 송수신기 사이의 작은 주파수 차에 민감하다는 것이다. 이는 송수신기에서 사용하는 국부 발진기의 주파수 차에 의해 생길 수도 있다. 본 논문에서는, 주파수 옵셋을 그림2와 같이 채널에서 생긴 승산 요소로 모델화하였다.

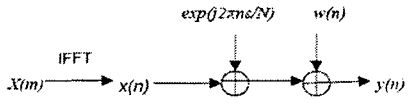

그림 2. 주파수 옵셋 모델
Fig. 2. Frequency Offset Model

수신 신호는 식(2)와 같다.

$$y(n)=x(n)e^{j\frac{2\pi n\epsilon}{N}}+w(n) \quad (2)$$

여기서 ε은 정규화된 주파수 옵셋이며, $\Delta f/NT_s$로 주어진다. Δf는 송수신기 캐리어 주파수 사이의 차이고, T_s는 서브 캐리어 심볼 주기이다. $w(n)$은 채널에서 생긴 AWGN이다.

수신 심볼에서의 이러한 주파수 옵셋의 영향은 식(3)과 같은 k번째 서브캐리어에서의 수신 심볼 $Y(k)$를 생각함으로서 알 수 있다.

$$Y(k)=X(k)S(0)+\sum_{l=0,l\neq k}^{N-1}X(l)S(l-k)+n_k \quad (3)$$
$$,k=0,1,...,N-1$$

여기서 N은 서브 캐리어의 총 수이고, $X(k)$는 k번째 서브 캐리어의 송신 심볼, n_k는 $w(n)$의 FFT (Fast Fourier Transform), $S(l-k)$는 수신 신호에서의 ICI 성분의 복소 계수이다. ICI 성분은 k번째 서브 캐리어가 아닌 서브 캐리어 상에 송신된 간섭 신호이다. 복소 계수는 식(4)와 같이 계산할 수 있다.[3]

$$S(l-k)=\frac{\sin(\pi(l+\epsilon-k))}{N\sin(\pi(l+\epsilon-k)/N)}e^{(j\pi(1-\frac{1}{N})(l+\epsilon-k))} \quad (4)$$

2.3. self-cancellation 기술

self-cancellation 기술은[1] 입력 데이터 심볼을 미리 정의된 계수를 가진 서브 캐리어 그룹 상에서 변조하는 것이다. 이렇게 하면, 그 그룹내에서 발생한 ICI 신호는 서로 제거된다.

$X(1)=-X(0),X(3)=-X(2),...,X(N-1)=-X(N-2)$가 되도록 송신 신호를 구성하고 식(4)를 사용하면, 서브 캐리어 k와 $k+1$의 수신 신호는 식(5)와 같다.

$$Y(k)=\sum_{l=0,l=even}^{N-2}X(l)[S(l-k)-S(l+1-k)]+n_k$$
$$Y(k+1)=\sum_{l=0,l=even}^{N-2}X(l)[S(l-k-1)-S(l-k)]+n_{k+1} \quad (5)$$

그리고 ICI 계수 $S'(l-k)$는 식(6)과 같이 표시된다 [1].

$$S'(l-k) = S(l-k) - S(l+1-k) \tag{6}$$

ICI 변조는 각 서브 캐리어 쌍이 단지 하나의 데이터 심볼만을 송신하기 때문에, 수신 신호에 리던던시가 생긴다. 이러한 리던던시는 대역폭 효율은 줄이지만, 시스템 전력 성능을 개선하기 위해 사용할 수 있다. 이러한 리던던시를 이용하기 위해, $(k+1)$번째(k는 짝수) 서브 캐리어의 수신 신호는 k번째 서브 캐리어에서 감산된다.

수학적 표현은 식(7)과 같다.

$$\begin{aligned} Y''(k) &= Y'(k) - Y'(k+1) \\ &= \sum_{l=0, l=even}^{N-2} X(l)[-S(l-k-1) + \\ &\qquad 2S(l-k) - S(l-k+1)] + n_k - n_{k+1} \end{aligned} \tag{7}$$

이러한 수신 신호에 대한 ICI 계수는 식(8)이 된다.

$$S''(l-k) = -S(l-k-1) + 2S(l-k) - S(l-k+1) \tag{8}$$

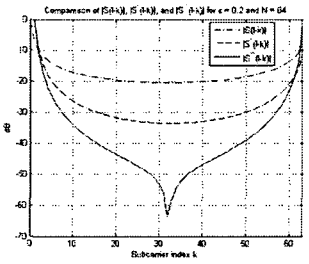

그림 3. $N=64$, $\epsilon=0.4$일 때 $|S(l-k)|$, $|S'(l-k)|$, $|S''(l-k)|$의 비교
Fig. 3. Comparison of $|S(l-k)|$, $|S'(l-k)|$ and $|S''(l-k)|$ for $N=64$, $\epsilon=0.4$

그림3은 $|S'(l-k)|$와 $|S(l-k)|$를 비교한 것이며, $|S'(l-k)| \ll |S(l-k)|$임을 알 수 있다. 따라서, ICI 성분은 식(4)에서 보다 식(6)에서 훨씬 더 작다. 또한, 단지 짝수 서브 캐리어만이 가산에 포함되기 때문에, 간섭 신호의 총 수는 식(4)에 비해 식(6)에서 절반이 된다.

표준 OFDM의 계수 $|S(l-k)|$와 ICI 제거 기술에서의 계수 $|S'(l-k)|$를 비교할 때, $|S''(l-k)|$가 가장 작은 ICI 계수를 가지며, 다음에 $|S'(l-k)|$, 그 다음에 $|S(l-k)|$이다. 이런 합성 변조/복조 방법을 ICI self-cancellation 기술이라 한다.

2.4. 최대 가능도 추정

이 방법은 주파수 옵셋을 처음에 최대 가능도 알고리듬을 이용하여 통계적으로 추정하고, 다음에 수신기에서 제거하는 방법이다[3]. 이 기술은 전송 전에 OFDM 심볼을 복사하고, 연속 심볼 사이의 각 서브 캐리어의 위상을 비교한다.

길이 N의 OFDM 심볼 계열이 복사될 때, 잡음이 없을 때 수신기는 식(9)와 같은 $2N$점 계열 $\{r(n)\}$을 수신한다.

$$\begin{aligned} r(n) &= \frac{1}{N}[\sum_{k=-K}^{K} X(k)H(k)e^{j2\pi n(k+\epsilon)/N} \\ &, \; k=0,1,....,N-1,\; N \geq 2K+1 \end{aligned} \tag{9}$$

여기서 $\{X(k)\}$는 $2K+1$개 서브 캐리어를 변조하기 위해 사용된 $2K+1$개의 복소 변조값이다. $H(k)$는 k번째 캐리어의 채널 전달 함수이고, ϵ은 채널의 정규화된 주파수 옵셋이다.

N심볼의 첫 집합은 계열 $R_1(k)$를 만들기 위해 N점 FFT를 사용하여 복조되고, 두 번째 집합은 계열 $R_2(k)$를 만들기 위해 또 다른 N점 FFT를 사용하여 복조된다. 주파수 옵셋은 $R_1(k)$와 $R_2(k)$ 사이의 위상차이다. 즉 $R_2(k) = R_1(k)e^{j2\pi\epsilon}$이다.

AWGN을 부가하면 식(10)이 된다.

$$\begin{aligned} Y_1(k) &= R_1(k) + W_1(k) \\ Y_2(k) &= R_1(k)e^{j2\pi\epsilon} + W_2(k),\; k=0,1,...,N-1 \end{aligned} \tag{10}$$

정규화된 주파수 옵셋의 최대 가능도 추정은 식(11)과 같다.[3]

$$\hat{\epsilon} = (\frac{1}{2\pi})\tan^{-1}[\frac{(\sum_{k=-K}^{K} Im[Y_2(k)Y_1^*(k)])}{(\sum_{k=-K}^{K} Re[Y_2(k)Y_1^*(k)])}] \tag{11}$$

이와 같이 최대가능도 추정 방법은, 일단 주파수 옵셋이 구해지면, 데이터 심볼의 ICI왜곡은 수신심볼과 주파수 천이의 공액복소를 곱해서 FFT처리를 하는 것이 된다.

2.5. 확장 칼만 필터(EKF:Extended Kalman Filter)

이산 칼만 필터의 상태 공간 모델은 식(12)와 같다.

$$z(n)=a(n)d(n)+v(n) \tag{12}$$

이 모델에서, 관찰 $z(n)$은 희망값 $d(n)$과 선형 관계를 가진다. 이산 칼만 필터를 사용함으로서, $d(n)$은 관찰 $z(n)$에 기초하여 순환적으로 추정될 수 있고, 각 순환에서 갱신된 추정은 MMSE(Minimum Mean Squared Error) 면에서 최적이다.

그림2에서 설명한대로, 수신 심볼은 식(13)과 같다.

$$y(n)=x(n)e^{j\frac{2\pi n'\epsilon(n)}{N}}+w(n) \tag{13}$$

여기서, n'는 주파수 옵셋 영향에 의한 n값이며 관찰 $y(n)$은 희망값 $\epsilon(n)$과 비선형 관계다. 즉

$$\begin{aligned} y(n)&=f(\epsilon(n))+w(n)\\ f(\epsilon(n))&=x(n)e^{j\frac{2\pi n'\epsilon(n)}{N}} \end{aligned} \tag{14}$$

$\epsilon(n)$을 효과적으로 추정하기 위해, 1차 테일러 전개를 사용하여 근사 선형 관계를 형성한다.

$$y(n)\approx f(\hat{\epsilon}(n-1))+f'(\hat{\epsilon}(n-1))[\epsilon(n)-\hat{\epsilon}(n-1)]+w(n) \tag{15}$$

여기서 $\hat{\epsilon}(n-1)$은 $\epsilon(n-1)$의 추정이며 $f'(\hat{\epsilon}(n-1))$은 식 (16)과 같다.

$$f'(\hat{\epsilon}(n-1))=\frac{\partial f(\epsilon(n))}{\partial\epsilon(n)}\Big|_{\epsilon(n)=\hat{\epsilon}(n-1)}=j\frac{2\pi n'}{N}x(n)e^{j\frac{2\pi n'\hat{\epsilon}(n-1)}{N}} \tag{16}$$

다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} z(n)&=y(n)-f(\hat{\epsilon}(n-1))\\ d(n)&=\epsilon(n)-\hat{\epsilon}(n-1) \end{aligned} \tag{17}$$

$$z(n)=f'(\epsilon(n-1))d(n)+w(n)$$

이 식은 식(12)과 같은 형태이며, $z(n)$은 $d(n)$과 선형 관계이다. 따라서, 정규화된 주파수 옵셋 $\epsilon(n)$은 이산 칼만 필터와 유사한 순환 과정으로 추정될 수 있으며 이를 EKF라 한다.

OFDM 프레임에서 EKF를 사용하여 $\epsilon(n)$을 추정하기 위해, 상태 방정식은 식(18)과 같이 세워진다.

$$\epsilon(n)=\epsilon(n-1) \tag{18}$$

즉, 미지 상수 ϵ을 추정하고 있으며 이 상수는 비정상 과정 $x(n)$에 의해 왜곡되며, 관찰신호는 그 프레임에서 데이터 심볼을 앞서는 프리앰블 심볼이다. 관찰 식은 식(13)과 같다.

여기서 $y(n)$은 채널에서 왜곡된 수신 프리앰블 신호, $w(n)$은 AWGN, $x(n)$은 기지의 송신된 프리앰블 $X(k)$의 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)이다. 각 프레임에서 데이터 심볼에 앞서있는 N_p 개 프리앰블은 학습 계열로 사용되며, AWGN $w(n)$의 분산 σ^2은 정상이라고 가정한다. Kalman Filter의 순환루프는 그림 4와 같다[4].

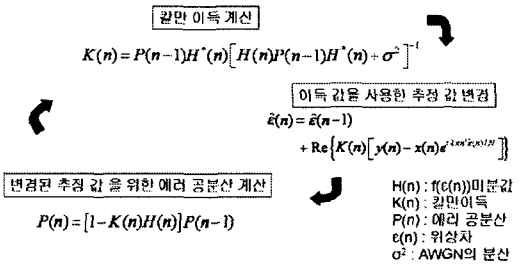

그림 4. Kalman filter 루프
Fig. 4. Kalman filter loop

$\epsilon(n)$과 추정 $\hat{\epsilon}(n)$의 에러가 각 단계에서 계산되고, 다음 단계에서 추정을 조정하기 위해 사용됨을 알 수 있다.

위에서 설명한 순환 반복 과정을 통해, 주파수 옵셋의 추정 $\hat{\epsilon}$이 추정될 수 있다.

Ⅲ. 모의실험 결과

제안 방법의 성능을 평가하기 위해 모의실험을 하였다. 그림5는 ICI를 제거하지 않은 표준 OFDM에서 BPSK와 4-QAM를 이용한 경우 주파수 옵셋에 따른 성능을 평가한 것이다. 주파수 옵셋이 큰 0.30인 경우 BPSK가 4-QAM보다 성능이 우수하지만 주파수 옵셋이 작을때는 4-QAM이 더 우수함을 알 수 있다.

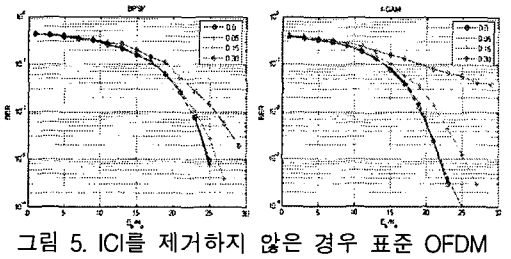

그림 5. ICI를 제거하지 않은 경우 표준 OFDM 시스템의 BER 성능

Fig. 5. BER performance of a standard OFDM system without ICI cancellation.

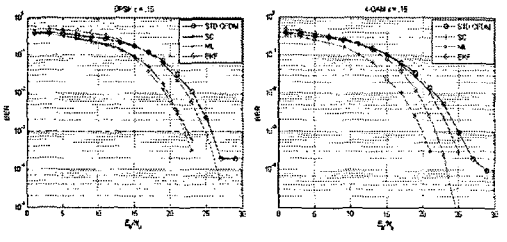

그림 6. $\epsilon = 0.15$일 때 ICI를 제거한 경우의 BER 성능

Fig. 6. BER Performance of ICI Cancellation with ε=0.15

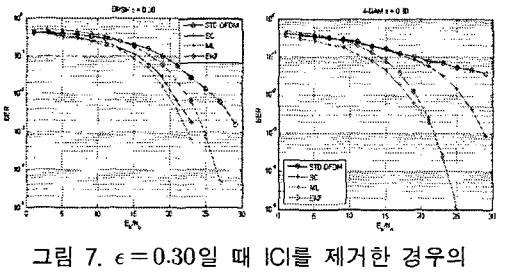

그림 7. $\epsilon = 0.30$일 때 ICI를 제거한 경우의 BER 성능

Fig. 7. BER Performance of ICI Cancellation with ε=0.30

그림6,7은 주파수 옵셋에 따른 각 방법들의 결과를 보여준다. 주파수 offset이 작고 알파벳 크기가 2인 경우, self-cancellation의 성능이 제일 우수하다. 그러나, 알파벳 크기가 크고 주파수 offset이 클 때 self-cancellation은 성능이 우수하지 않으며, ML 방법이 전체적으로 성능이 제일 좋다. 칼만 필터 방법은 주파수 옵셋이 매우 작은 경우, BER 성능은 떨어지지만 옵셋이 클 때 제일 성능이 우수하다.

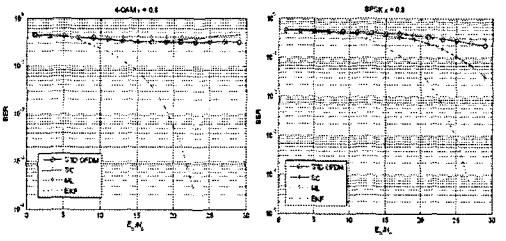

그림 8. $\epsilon = 0.60, \epsilon = 0.80$일 때 ICI를 제거한 경우의 BER 성능

Fig. 8. BER Performance of ICI Cancellation with ε=0.60,ε=0.80

그림 8은 주파수 옵셋의 값이 BPSK의 경우 0.8, 4-QAM의 경우 0.6부터 EKF가 성능이 가장 우수하며 나머지 방법은 추정을 제대로 하지 못했다.

알파벳 크기가 작고(BPSK) 주파수 옵셋이 작을 때, SC와 ML 기술의 BER 성능은 우수하지만, 알파벳의 크기가 크고 주파수 옵셋이 클 경우는 EKF와 ML 기술이 더 성능이 우수하다. 특히 옵셋의 값이 커질수록 EKF방법의 성능이 우수하다. 이는, ML과 EKF 방법은 주파수 옵셋을 매우 정확하게 추정하고, 이와 같이 추정된 값을 사용하여 옵셋을 제거하기 때문이다.

Ⅳ. 결 론

본 논문에서는 OFDM에서 주파수 옵셋에 의한 ICI를 제거하는 세가지 방법을 제안하였다. self-cancellation 방법은 구현 시에 매우 복잡한 하드웨어나 소프트웨어를 필요로 하지 않지만, 각 캐리어에 대해 리던던시가 발생하기 때문에 대역폭 효율이 좋지 않다. ML 방법도 같은 레벨의 리던던시를 가지며, 주파수 옵셋을 정확히 추정하기 때문에 BER 성능은 더 우수하지만, SC 방법보다

더 복잡하다. 반대로, EKF 방법은, 각 OFDM 프레임에서의 데이터 계열의 프리앰블로 주파수 옵셋을 추정할 수 있기 때문에 대역폭 효율을 줄이지 않는다. 그러나 이 방법은 3가지 방법 중 구현이 가장 복잡하고, 주파수 offset을 추정하기 위해, 데이터 심볼 앞에 학습 계열을 전송해야 하는 문제점이 있다.

참고문헌

[1] Y. Zhao and S. Haggman "Inter carrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems", IEEE Trans on communication, vol 49, no 7, pp1185-1191, July 2001

[2] J.Amstrong, "Analysis of new and existing methods reducing intercarrier interference due to ca rrier frequency offest in OFDM," IEEE Transaction on Communications, vol 47,no 3,pp 365-369, March 1999

[3] P. H. Moose, "A Technique for orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction" IEEE Trans on communication, vol 42, no 10, October 1994

[4] Moninder S. Grewal, "Kalman Filtering Theory and Practice using Matlab" Wiley, 2001

저자소개

장 은 영(Eun-Young Jang)

1998년 2월 동아대학교 전자공학과 졸업
2000년 2월 동아대학교 대학원 전자공학과 석사
2002년 2월 동아대학교대학원 ~ 현재 전자공학과 박사과정
※관심분야 : System IC, OFDM, Chaos

변 건 식(Kun-Sik Byon)

1972년 2월 한국항공대학교 항공전자공학과 졸업
1980년 2월 동아대학교 대학원 전자공학과 석사
1987년 2월 영남대학교 대학원 전자공학과 박사
1989년 9월~1990년 8월 국립요코하마대학교 전자정보공학과 객원교수
1980년 2년~현재 동아대학교 전자공학과 교수
※관심분야 : CDMA, System IC, Chaos